



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique

**Laboratoire des Dispositifs de Communication et de
Conversion Photovoltaïque**

THESE DE DOCTORAT

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat

Présentée par **HASSAINE LINDA**

Thème

**Système de conditionnement de puissance et
contrôle digital des onduleurs photovoltaïques
connectés au réseau électrique**

Soutenue devant le jury composé de :

LARBES Cherif	Professeur, ENP	Président
HADDADI Mourad	Professeur, ENP	Directeur de thèse
BENYOUCEF Boumediene	Professeur, Université de Tlemcen	Examineur
AIT CHEIKH Mohamed Salah	Maitre de Conférences A, ENP	Examineur
ZEROUG Hocine	Maitre de Conférences A, USTHB	Examineur
MALEK Ali	Maitre de Conférences A, CDER	Examineur
BELHAMEL Maïouf	Directeur de recherche, CDER	Invité

REMERCIEMENTS

Dans le cadre de ce travail de thèse doctorale, je remercie vivement, Monsieur **Haddadi Mourad**, Professeur et Directeur du Laboratoire des Dispositifs de Communications et de Conversion Photovoltaïque à l'Ecole Nationale Polytechnique, d'avoir dirigé ce travail de doctorat et pour la confiance qu'il m'a toujours accordé durant ces travaux de recherche.

J'exprime également ma reconnaissance à Monsieur **Larbès Chérif**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'avoir accepté la présidence de ce jury de soutenance.

Je suis sensible à l'honneur que m'ont fait Monsieur **Benyoucef Boumediène**, Professeur de l'Université de Tlemcen, Monsieur **Zerroug Hocine**, Maître de Conférences à l'USTHB, Monsieur **Aït Cheikh Mohamed Salah**, Maître de Conférence à l'ENP et Monsieur **Malek Ali**, Maître de Recherche au CDER, en acceptant de faire partie du jury de thèse et de consacrer leur temps et leurs compétences à juger ce travail.

J'adresse mes plus chaleureux remerciements à Monsieur **Belhamel Maïouf**, Directeur de CDER, pour avoir facilité la poursuite de ce travail de thèse doctorale et ses encouragements les plus sincères.

Mes remerciements vont spécialement au laboratoire des systèmes d'électronique de puissance (GSEP) du département d'Electronique, Ecole polytechnique, Université Carlos III de Madrid où la partie expérimentale a été effectuée.

Je désire exprimer mes remerciements les plus sincères à mes chers parents, mes frères et sœurs, à toute ma famille, qui m'ont toujours encouragé. Et pour toutes personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail de thèse.

ملخص

في النظام الكهروضوئي المرتبط بالشبكة الكهربائية، الهدف الرئيسي للمحول مستمر/متناوب (DC/AC) هو مراقبة التيار المولد من الحقل الكهروضوئي و الطاقة المحقنة في الشبكة الكهربائية.

العمل المنجز في هذه الرسالة يركز على بحوث في هياكل جديدة لتصميم ومراقبة أنظمة التحويل لمختلف معايير الطاقة وربطها بالشبكة الكهربائية. ويوفر الحلول ذات المردود المرتفع و السعر المنخفض. استراتيجية المراقبة المقترحة تستند على استعمال (SPWM) 'Sinusoidal Pulse Width Modulation' و تسمح لمراقبة التيار ، الطاقة المحقنة في شبكة الكهربائية و معامل الطاقة. دراسة للمحاكاة لهذه الاستراتيجية اجريت باستعمال برنامج Matlab/Simulink و PSIM من اجل التحقيق من صحة جديتها. و انجز تنفيذ الرقمية لهذه الاستراتيجية المقترحة في FPGA. نتائج تجريبية اكدت صلاحية هذه الاستراتيجية.

مفتاح الكلمات: محول مستمر/متناوب مرتبط بالشبكة، مراقب عددي، SPWM ، FPGA

Résumé

Dans les systèmes photovoltaïques (PV) connectés au réseau, l'un des objectifs que doit réaliser l'onduleur, est le contrôle du courant issu du champ de modules photovoltaïques et de la puissance injectée au réseau suivant les normes en vigueur.

Le travail effectué dans cette recherche est centré principalement sur le système de conditionnement du GPV connecté au réseau en se basant sur les aspects de recherche de nouvelles structures de conception et de contrôle des systèmes de conversion pour différentes gammes de puissance et de leur connexion au réseau. Il apporte des solutions de contrôle à rendement élevé et à bas coût, basées sur le contrôle digital des onduleurs connectés au réseau. La stratégie de contrôle proposée est basée sur l'utilisation des salves de commutation SPWM 'Sinusoidal Pulse Width Modulation' calculées et tabulées et une tension de bus continu constante. Agissant sur l'indice de modulation d'amplitude comme paramètre de contrôle, nous pouvons contrôler l'amplitude du courant de sortie, le facteur de puissance et la puissance fournie au réseau. Une simulation de cette stratégie a été réalisée en utilisant Matlab/Simulink et PSIM. Pour valider sa performance, ce contrôle a été implémenté sur un FPGA. Les résultats expérimentaux démontrent la validité du contrôle proposé.

Mots clés: Onduleur connecté au réseau, Contrôle Digital, SPWM, FPGA

Abstract

In photovoltaic (PV) system connected to the grid, the main goal is to control the power energy that inverter inject into the grid, from the energy provided by photovoltaic generator.

In this work an inverter control method based on the digital pulse-width modulation (SPWM) control is proposed. The control is based on the use of commutation patterns previously calculated and rated and a constant DC bus. Modifying the amplitude modulation index as control parameter, the output current amplitude can be controlled, that is, the power injected to the connected grid. In this work, a simulation study of this strategy has been realized using Matlab/Simulink and PSIM. In order to validate its performance, this control has been implemented in a FPGA. The propose inverter implementation is very simple and not required a great hardware and computational resources. Experimental tests have been carried out demonstrating the viability of the proposed control.

Key Words: Grid connected, Digital Control, SPWM, FPGA

SOMMAIRE

REMERCIEMENT	I
RESUME.....	III
SOMMAIRE	V
LISTE D'ACRONYMES ET SYMBOLES	XI
LISTE DE FIGURES	XV

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION AU SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE CONNECTE AU RESEAU ELECTRIQUE

1.1 Généralités.....	5
1.2 Production photovoltaïque	5
1.2.1 Principe.....	6
1.2.2 Modèle de la cellule	7
1.2.3 Caractéristique courant - tension I-V.....	7
1.2.4 Association des cellules - générateur solaire	15
1.3. Différents types de systèmes photovoltaïques	16
1.3.1 Définition d'un système photovoltaïque	16
1.3.2 Structure générale d'un système photovoltaïque connecté au réseau.....	17
1.3.3 Systèmes photovoltaïques connectés directement au réseau.....	18
13.3.1 Structure simple, avec onduleurs	18
1.3.3.2 Structure avec onduleurs et transformateur de sortie.....	19
1.3.4. Système avec bus continu intermédiaire.....	19
1.3.4.1 Structure avec convertisseur en amont	19
1.3.4.2 Structure avec convertisseur fly-back.....	20

1.3.4.3 Structure avec un convertisseur et onduleur.....	21
1.4 Conditions requises pour des onduleurs connectés au réseau.....	21
1.5 Compatibilité avec le réseau.....	22
1.6 Qualité du signal.....	23
1.7. Isolement électrique.....	23
1.8. Protections.....	24
1.9. Connexion générateur GPV avec charge.....	25
1.9.1 Panorama.....	25
1.9.2 Potentiel et marché photovoltaïque.....	27
1.9.3 Diverses topologies de connexion du générateur.....	28
photovoltaïque au réseau	
1.10. Configuration des onduleurs string et multi-string.....	31
1.11. Conclusion.....	32

CHAPITRE 2 : ETAT DE L'ART

2.1. Introduction.....	33
2.2. Généralités et principes de fonctionnement.....	33
2.3. Dispositifs basiques de l'onduleur (semiconducteurs de puissance)	34
2.4. Configuration de l'étage de puissance	34
2.4.1. Configuration en pont monophasé.....	34
2.4.2. Configuration en pont triphasé.....	35
2.5. Interrupteurs contrôlés de puissance	35
2.6. Mode de commutation des onduleurs	36
2.7 Contrôle en tension et contrôle en courant.....	38
2.8. Techniques de contrôle	38
2.9. Contrôle des onduleurs connectés au réseau.....	39
2.10. Contrôle du courant.....	40
2.10.1. Contrôle linéaire du courant	41
2.10.2. Contrôle non linéaire de courant	42

2.10.3. Contrôle prédictif de courant	43
2.11. Régulateur du courant des onduleurs connectés au réseau	43
2.12. Etat actuel des onduleurs connectés au réseau	44
2.13. Caractéristiques propres à un onduleur pour systèmes photovoltaïques (GPV)	45
2.14. Méthodes de recherche du point de puissance maximale	46
2.14.1. Perturbation et observation	46
2.14.2. Commande MPPT extrême	51
2.14.3. Numérisation de la commande MPPT	54
2.14.4. Autres méthodes de recherche du point de puissance maximale	55
2.15. Conclusion	56

CHAPITRE 3 : SYSTEME DE CONDITIONNEMENT DE PUISSANCE DU GPV CONNECTE AU RESEAU

3.1. Introduction	57
3.2. Description du système photovoltaïque connecté au réseau	57
3.3. Structure de contrôle d'un système photovoltaïque connecte au réseau ...	59
3.3.1. Module solaire photovoltaïque.....	60
3.3.2. Convertisseur CC/CC	60
3.3.3. Algorithme de perturbation et d'observation a une variable	63
3.4. Contrôle du convertisseur CC/CA.....	65
3.5. Contrôle SPWM d'un onduleur monophasé	66
3.5.1. Onduleur monophasé avec contrôle PWM et tension sortie de unipolaire	67
3.5.2. Onduleur monophasé avec contrôle PWM et tension de sortie bipolaire	69
3.6. Contenu en harmonique des tensions obtenu avec modulation unipolaire et bipolaire	70

3.7. Structures de contrôle de l'onduleur.....	72
3.8. Description de la stratégie de contrôle adoptée	74
3.8.1. Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet et principe de contrôle	75
3.8.2. Facteur de puissance et distorsion harmonique totale	84
3.8.3. Structure de contrôle de l'onduleur avec la stratégie proposée.....	85
3.9. Régulateurs	87
3.9.1 Régulateur de la boucle de contrôle du courant	88
3.9.2. Régulateur de la boucle de contrôle de la tension	93
3.10. Conclusion	97

CHAPITRE 4 : IMPLEMENTATION DU CONTROLE

4.1. Introduction.....	99
4.2. Contrôle digital	99
4.3. Implémentation digitale du module SPWM bipolaire	101
4.4. Implémentation digitale du module SPWM unipolaire.....	107
4.5. Implémentation du contrôle proposé pour l'onduleur monophasé connecté au réseau	112
4.5.1. Algorithme de contrôle	112
4.5.2. Structure du bloc SPWM digital.....	113
4.5.3. Bloc <i>look up table</i>	115
4.5.4. Bloc détecteur de passage par zéro (DPZ)	116
4.5.5. Implémentation du bloc DPWM de la structure de contrôle basée sur un signal de référence sinusoïdale.....	118
4.6. Conclusion	119

CHAPITRE 5 : SIMULATION DU SYSTEME ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

5.1. Introduction.....	121
------------------------	-----

5.2. Simulation de l'onduleur monophasé connecté au réseau avec Contrôle SPWM et Sortie de Tension Bipolaire	121
5.3. Simulation de l'onduleur monophasé connecte au réseau avec contrôle SPWM et sortie de tension unipolaire	125
5.4. Simulation du système globale	128
5.4.1. Simulation de l'algorithme du MPPT.....	128
5.4.2. Simulation de l'ensemble module -MPPT- onduleur connecté au réseau.....	131
5.4.3. Simulation de l'ensemble Module-MPPT-onduleur connecté au réseau en boucle fermée	133
5.5. Résultats expérimentaux.....	135
5.6. Adaptation des niveaux de tension de la FPGA aux niveaux de tension des driver.....	136
5.7. DSPWM bipolaire. Résultats expérimentaux.....	138
5.8. DSPWM unipolaire. Résultats expérimentaux.....	140
5.9. Résultats expérimentaux de l'onduleur connecté à un émulateur du réseau	141
5.10. Conclusion	142
Conclusions et perspectives	145
Références	149

1. Acronymes

PV	Photovoltaïque
GPV	Générateur Photovoltaïque
MPP	<i>Maximum Power Point</i> (point de puissance maximale)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (poursuite de point de puissance maximale)
PF	Facteur de Puissance
PI	Proportionnel Intégral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulation de largeur d'impulsion).
DPWM	<i>Digital Pulse Width Modulation</i> (Modulation de largeur d'impulsion digitale).
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale).
DSPWM	<i>Digital Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulation de largeur d'impulsion digitale).
THD	<i>Total Harmonic Distorsion</i> (Distorsion harmonique totale)
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> (Convertisseur de source de tension).
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Convertisseur de source de courant).
DPZ	Détecteur de passage par zéro
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
LSB	<i>Low significant bits</i> (bits moins significatifs)
MSB	<i>More significant bits</i> (bits plus significatifs)

1. Symboles

I_L	Courant photogénéré (A)
I_D	Courant de la diode (A)
I_s	Courant de saturation (A)
m	Facteur d'idéalité de la diode
q	Charge de l'électron (C)
k_B	Constante de Boltzman ($J K^{-1}$)
T	Température de la jonction (K)

R_s	Résistance série (Ω)
R_p	Résistance parallèle (Ω)
I_{cc}	Courant de court-circuit (A)
V_{ca}	Tension du circuit-ouvert (V)
P	Puissance du générateur (W)
P_{max}	Puissance maximale (W)
P_{opt}	Puissance optimale (W)
R_{opt}	Resistance optimale (Ω)
E_g	Energie du gap (eV)
T_a	Température ambiante (K)
v_t	Tension thermique (V)
V_{mod}	Tension du module photovoltaïque (V)
I_{mod}	Courant du module photovoltaïque (A)
n_p et n_s	Nombre de cellules en parallèle et en série
I_{pV}	Courant du générateur photovoltaïque (A)
I_{opt}	Courant optimal (A)
V_{opt}	Tension optimale (V)
G	Flux solaire (Wm^{-2})
λ	Coefficient de température du courant de court circuit (AK^{-1})
I_s	Courant de sortie de l'onduleur (A)
V_{res}	Tension du réseau (V)
V_{ref}	Tension de référence du contrôle (V)
V_{on}	Tension de sortie de l'onduleur (V)
L	Inductance de la bobine (H)
C_d	Capacité d'entrée de l'onduleur (F)
R	Résistance (Ω)
T1,T2,T3,T4	Interrupteurs
G1,G2,G3,G4	Transistors IGBT
L	Inductance de la bobine (mH)
δ	Déphasage entre la tension de l'onduleur et la tension du réseau
φ	Déphasage entre le courant de sortie de l'onduleur et la tension du réseau
P	Puissance active (W)

f_{tri}	Fréquence de l'onde triangulaire (Hz)
f_{ref}	Fréquence du signal de référence (sinusoïdale) (Hz)
f_{sw}	Fréquence de commutation (Hz)
f_c	Fréquence de coupure (Hz)
m_a	Indice de modulation d'amplitude
m_f	Indice de modulation de fréquence
V_L	Tension aux bornes de la bobine (V)
I_{out}	Courant de sortie du boost (A)
K_i	Paramètre intégral
K_p	Paramètre proportionnel
τ	Constante de temps (s)
ω_c	Pulsation de coupure ($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$)
T_{clk}	Fréquence d'horloge (Hz)
I_{qDPWM}	Résolution du courant

Liste des Figures

Figure 1.1. Circuit électrique équivalent de la cellule solaire photovoltaïque	7
Figure 1.2. Caractéristique I-V de la cellule	11
Figure 1.3. Influence de la résistance série	12
Figure 1.4 Influence de la résistance parallèle.....	12
Figure 1.5. Caractéristique I-V en fonction de l'éclairement	13
Figure 1.6. Caractéristique I- V et puissance en fonction d'éclairement solaire	14
Figure 1.7. Caractéristique I-V en fonction de la température	14
Figure 1.8. Modules connectés à un même onduleur.....	18
Figure 1.9. Modules connectés à un transformateur et à un onduleur	19
Figure 1.10 Structure avec un onduleur en amont (convertisseur forward)	20
Figure 1.11. Structure avec convertisseur fly-back.....	20
Figure 1.12. Structure avec un convertisseur élévateur	21
Figure 1.13. Puissance PV cumulée en Europe (2007_2008).....	26
Figure 1.14. Evolution mondiale du marché annuel par région	26
Figure 1.15. Gisement solaire	28
Figure 1.16. Schémas de principe de quelques différentes topologies d'installations PV connectés à un réseau électrique.....	30
Figure 1.17. Configurations des onduleurs Photovoltaïques.....	32
Figure 2.1. Classification des onduleurs	34
Figure 2.2. Onduleur monophasé	35
Figure 2.3. Onduleur Triphasé.....	35
Figure 2.4. Circuit utilisant des thyristors.....	37
Figure 2.5. Circuit simple utilisant un pont de transistors	38
Figure 2.6. Contrôle Linéaire du courant.....	41
Figure 2.7. Control pour hystérésis	42
Figure 2.8. Diagramme basic de contrôle en courant.....	44
Figure 2.9. Impact de la courbe I-V sur la variation du point de travail	48
Figure 2.10. Algorithme de perturbation et observation classique.....	50
Figure 2.11 Schéma donnant l'oscillation du PPM sur la caractéristique P(V) pour différents points de fonctionnement.	52

Figure 2.12. Caractéristiques P(V) du GPV pour différents points de fonctionnement	53
Figure 2.13. Loi de commande MPPT semi-numérique	54
Figure 2.14. Diagramme de fonctionnement de la MPPT numérique	54
Figure 3.1. Système photovoltaïque connecté au réseau électrique	58
Figure 3.2. Schéma électrique du système photovoltaïque connecté au réseau	59
Figure 3.3. Structure de contrôle du système photovoltaïque connecté au réseau	59
Figure 3.4. Convertisseur élévateur « boost »	61
Figure 3.5. Caractéristique I-V du générateur PV pour différentes valeurs du rayonnement solaire	62
Figure 3.6. Algorithme de perturbation et d'observation à une variable	64
Figure 3.7. Diagramme bloc du système	65
Figure 3.8. Onduleur monophasé avec PWM unipolaire	67
Figure 3.9. Modulation PWM Unipolaire	68
Figure 3.10. Onduleur monophasé avec PWM bipolaire	69
Figure 3.11. Modulation PWM bipolaire	69
Figure 3.12. Contenu en harmonique des tensions obtenu avec modulation unipolaire et bipolaire	70
Figure 3.13. Représentation graphique de l'évolution des modes de fonctionnement en fonction de m_a	72
Figure 3.14. Structure de contrôle de l'onduleur connecté au réseau	73
Figure 3.15. Diagramme bloc de la structure (1) de contrôle de l'onduleur connecté au réseau	73
Figure 3.16. Diagramme bloc de la structure (2) de contrôle de l'onduleur connecté au réseau	74
Figure 3.17. Onduleur monophasé connecté au réseau	75
Figure 3.18. Circuit équivalent d'un onduleur monophasé connecté au réseau	75
Figure 3.19. Diagramme vectoriel entre les tensions V_{on} , V_L et V_{res}	76
Figure 3.20. Facteur de puissance (PF) pour différentes tension de sortie de l'onduleur V_{on}	77
Figure 3.21 puissance active et réactive pour différentes valeurs de V_{on}	79
Figure 3.22. Facteur de puissance (PF) et courant de sortie I_s en fonction de déphasage d	80

Figure 3.23. Facteur de Puissance (PF) et le courant de sortie I_s en fonction de déphasage d	81
Figure 3.24. Diagramme vectoriel des tensions	82
Figure 3.25. Diagramme vectoriel des tensions pour différentes Valeurs V_{on}	83
Figure 3.26. Structure de contrôle proposée.....	86
Figure 3.27. Structure de contrôle de la boucle interne de contrôle du courant de l'onduleur	88
Figure 3.28. Boucle de contrôle du courant de l'onduleur	90
Figure 3.29. Diagramme de Bode d'amplitude et de phase de la boucle de courant en boucle ouverte	92
Figure 3.30. Structure de contrôle de la boucle externe de la tension.....	93
Figure 3.31. Boucle de contrôle de la tension	94
Figure 3.32. Diagramme de Bode de l'amplitude et de la phase de la boucle de tension	97
Figure 4.1. Circuit digital équivalent de la SPWM bipolaire	102
Figure 4.2. Bloc diagramme de l'implémentation de la SPWM digitale	102
Figure 4.3. Onde du signal sinusoïdal en $\frac{1}{4}$ de cycle et signal de sortie DPWM...	106
Figure 4.4. Signal triangulaire (V_{tri}) signal sinusoïdal (V_{sin}) et signaux de commutation	107
Figure 4.5. Circuit digital équivalent de SPWM unipolaire	108
Figure 4.6. Signaux du Module SPWM (DPWM_A, DPWM_B) unipolaire de 20kHz.....	110
Figure 4.7 Signaux du Module SPWM unipolaire de 1500 Hz.....	111
Figure 4.8. Bloc du contrôle digital de l'onduleur	112
Figure 4.9. Algorithme Simplifié de contrôle.....	113
Figure 4.10. Diagramme bloc de la DPWM	115
Figure 4.11. Génération de la PWM digitale	117
Figure 4.12. Structure du contrôle de l'onduleur connecté au réseau basé sur une sinusoïde de référence	118
Figure 5.1 circuit de simulation de l'onduleur connecté au réseau et sortie bipolaire	122
Figure 5.2. Tension de sortie bipolaire de l'onduleur	123
Figure 5.3. Spectre fréquentiel de la tension de sortie bipolaire	123

Figure 5.4. Spectre de fréquence du courant de sortie de l'onduleur.....	124
Figure 5.5. Courant de sortie de l'onduleur et la tension du réseau.....	124
Figure 5.6. Circuit de simulation de l'onduleur connecté au réseau et sortie unipolaire	125
Figure 5.7. Formes d'onde du courant, de la tension du réseau et de la tension de sortie de l'onduleur.....	126
Figure 5.8. Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur.....	127
Figure 5.9. Spectre fréquentiel du courant de sortie de l'onduleur.....	127
Figure 5.10. Bloc de simulation du MPPT.....	129
Figure 5.11. Courant de point de puissance maximale I_{MPPT} pour différentes valeurs de rayonnement	129
Figure 5.12. Courant de point de puissance maximale I_{MPPT} pour deux valeurs de rayonnement.....	130
Figure 5.13. Puissance maximale du module et la sortie du boost.....	130
Figure 5.14. Circuit de simulation du système photovoltaïque connecté au réseau boucle fermée.....	132
Figure 5.15. Tensions V_{dc} , V_{on} , V_{res} et courant I_s	133
Figure 5.16. Circuit de simulation du système photovoltaïque connecté au réseau en boucle fermée	134
Figure 5.17. Signaux de commutation et sortie bipolaire de l'onduleur.....	135
Figure 5.18. Banc d'essai de l'onduleur.....	135
Figure 5.19 Schéma de connexion par bloc.....	136
Figure 5.20. Circuit d'adaptation des signaux	137
Figure 5.21. Signaux de commutation et sortie bipolaire de l'onduleur... ..	138
Figure 5.22. Courant de sortie et tension bipolaire de l'onduleur.....	139
Figure 5.23. Courant de sortie de l'onduleur, tension aux bornes de la charge résistive et les signaux de commutation.....	139
Figure 5.24. Courant, tension de sortie de l'onduleur et les signaux de commutation.....	140
Figure 5.25. Courant et tension de sortie de l'onduleur.....	141
Figure 5.26. Courant de sortie de l'onduleur et tension de l'émulateur réseau.....	141

INTRODUCTION GENERALE

Au niveau mondial, le marché des systèmes photovoltaïques connaît, depuis maintenant plus de 10 ans, un taux de croissance très élevé, de l'ordre de 30 à 40% par an [9].

Cette croissance exceptionnelle, due principalement aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau de distribution d'électricité, se traduit bien évidemment par des innovations technologiques et une baisse de coûts des modules photovoltaïques mais aussi à des efforts importants de recherche et développement dans le domaine de l'électronique de puissance.

En effet, les performances techniques et la fiabilité des onduleurs utilisés pour le raccordement des modules photovoltaïques au réseau de distribution d'électricité, sont des paramètres qui peuvent très fortement faire varier la production d'énergie électrique annuelle et donc la rentabilité financière d'un système.

Dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau, l'un des objectifs que doit réaliser l'onduleur connecté au réseau, est le contrôle du courant issu du champ de modules photovoltaïques et de la puissance injectée au réseau suivant les normes en vigueur. De ce fait, les spécifications standards qui servent à la conception d'un onduleur connecté vont concerner la puissance nominale, la tension nominale du réseau, la tension maximale du DC-bus, le contrôle de l'onduleur etc. [13], [14], [18] [19].

Certains aspects peuvent apporter des améliorations significatives dans la conception et la réalisation pratique des onduleurs connectés au réseau, à savoir le contrôle de la puissance, le contrôle du facteur de puissance, la réduction du taux de la distorsion harmonique, l'élimination de la composante continue du courant injecté au réseau et surtout l'utilisation du contrôle digital [8], [65], [66], [79], [101], [112].

Tenant compte de ces données, notre recherche a été essentiellement orientée vers le système de contrôle. Le développement d'une stratégie de contrôle du courant et de la puissance injectée au réseau, basée sur un contrôle simple et robuste a été mis en œuvre.

La tendance à la digitalisation du contrôle des onduleurs connectés a motivé principalement le travail qui est présenté dans cette thèse. La plupart des systèmes de contrôle sont basés sur l'emploi et l'utilisation des dispositifs de type microprocesseur, principalement DSP. Une des

caractéristique de ce travail de recherche est l'utilisation du hardware spécifique FPGA «Field Programmable Gate Array» à la place de dispositifs de type microprocesseur pour l'implémentation du contrôle. Le but est d'exploiter les caractéristiques liées au hardware spécifique, spécialement la concurrence, la flexibilité, la reconfiguration et la vitesse de traitement. En effet, le contrôle implémenté à base de hardware spécifique propose d'exploiter la simplicité, en recherchant les opérations les plus élémentaires, à une fréquence élevée.

L'étude est orientée donc sur le développement et l'implémentation du "système de contrôle digital en FPGA" pour les onduleurs connectés, qui devraient répondre aux exigences suivantes:

1. Assurer une connexion optimale à partir des modules photovoltaïques, tout en prenant soin du fonctionnement de l'onduleur.
2. Améliorer le rendement du contrôle de l'onduleur connecté par rapport aux techniques obtenues actuellement dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau.
3. Améliorer la qualité de la puissance électrique générée et injectée

Ce travail est centré sur les aspects de recherche de nouvelles structures de conception et de contrôle des systèmes de conversion pour différentes gammes de puissance et de leur connexion au réseau. Il apporte des solutions de contrôle à rendement élevé et à bas coût, basées sur le contrôle digital des onduleurs connectés au réseau. C'est cette dernière partie qui sera le plus développée.

La stratégie de contrôle proposée est basée sur la technique de modulation de largeur d'impulsion SPWM «*Sinusoidal Pulse Width Modulation*», qui utilise un nombre réduit de salves de commutation «*PWM Pattern*», permettant d'atteindre une large gamme de puissance à injecter au réseau.

La méthode de poursuite de point de puissance maximale, la structure de contrôle de courant, et la méthode suivie pour calculer les régulateurs et l'implémentation du contrôle sont ainsi présentées et décrites.

L'emploi d'un filtre L est proposé pour la connexion de l'onduleur au réseau électrique permettant d'optimiser le facteur de puissance et le contenu des harmoniques du courant.

Le modèle et l'algorithme de contrôle pour la conception de l'onduleur connecté au réseau ont été élaborés, ils sont basés sur l'utilisation du contrôle digital SPWM qui peut être reconfiguré d'une manière dynamique pour adapter le type de facteur de puissance que l'on voudrait injecter selon les exigences du réseau.

Dans le chapitre 1, nous rappellerons le principe de la production photovoltaïque et les principales caractéristiques de cette source. Une présentation et description sur les différents types de systèmes photovoltaïques seront effectuées. Un panorama sur le potentiel des énergies renouvelables, principalement l'énergie solaire photovoltaïque et le marché photovoltaïque de l'Algérie, suivi des diverses topologies de connexion du générateur au réseau y sont présentés.

Dans le chapitre 2, nous présentons l'état de l'art des onduleurs connectés au réseau, des dispositifs de puissance utilisés, de la configuration de l'étape de puissance généralement utilisée pour ce type d'onduleur, du mode de commutation de l'onduleur, de la méthode de contrôle (courant ou tension) et des techniques de contrôle les plus utilisées pour ces onduleurs: contrôle linéaire du courant, contrôle par hystérésis du courant et contrôle prédictif du courant.

Dans le chapitre 3, nous développons une méthode de contrôle de l'onduleur connecté au réseau. Les contributions de ce travail concernant la stratégie de contrôle développée sont également décrites.

L'implémentation digitale en FPGA du contrôle proposé et l'implémentation des techniques de contrôle SPWM bipolaire et unipolaire sont présentées dans le chapitre 4.

Dans le chapitre 5, sont rapportés les principaux résultats de simulation et les résultats expérimentaux. Une étude de simulation du système global a été effectuée en utilisant MATLAB®, Simulink® et PSim. Le modèle du générateur photovoltaïque est réalisé en Matlab et Simulink et l'étage de puissance de l'onduleur en PSim.

Un résumé des principales conclusions et des travaux en perspective seront présentés.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION AU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTE AU RESEAU ELECTRIQUE

1.1. GENERALITES

La transformation du rayonnement solaire en électricité par l'effet photovoltaïque est un des moyens d'exploitation de l'énergie solaire. Elle est réalisée par des cellules photovoltaïques, qui sont des convertisseurs instantanés et qui ne peuvent fournir de l'énergie électrique que s'ils reçoivent de l'énergie radiative. Une cellule à l'obscurité se comporte donc comme un élément passif. La cellule solaire n'est assimilée à aucun autre générateur classique de type continu. Il ne s'agit ni d'une source de tension constante, ni d'une source de courant continu. Elle présente des caractéristiques électriques non linéaires dépendant de l'éclairement et de la température [3].

Le rendement de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique est de l'ordre de 12 à 14 % sous un éclairement standard de 1000 W/m^2 et à une température de $25 \text{ }^\circ\text{C}$. Cela induit un coût du Watt crête élevé. Le faible rendement et un prix élevé de la ressource photovoltaïque incitent l'utilisateur à utiliser le maximum de puissance électrique disponible via le générateur photovoltaïque. Ce maximum est généralement obtenu en assurant une bonne adaptation entre le générateur photovoltaïque et la charge.

Dans ce chapitre, nous rappelons le principe de la production photovoltaïque et les principales caractéristiques de cette source. Une présentation et une description sur les différents types de systèmes photovoltaïques seront effectuées. Un panorama sur le potentiel des énergies renouvelables, principalement l'énergie solaire photovoltaïque et le marché photovoltaïque en Algérie, suivi des diverses topologies de connexion du générateur au réseau sont présentés.

1.2. PRODUCTION PHOTOVOLTAÏQUE

La production de l'énergie électrique est obtenue directement par l'intermédiaire des cellules photovoltaïques à partir du soleil en utilisant la conversion photovoltaïque. Ces cellules ont été déjà utilisées dans le spatial. Et c'est au cours de ces dernières décennies, que la technologie photovoltaïque terrestre a progressé depuis par la mise en place de plusieurs centrales de faible

puissance jusqu'à des puissances très élevées, pour une production très significative en énergie électrique. Ces cellules photovoltaïques ont été groupées en série et/ou en parallèle pour constituer des modules. Et à leur tour, il existe des systèmes photovoltaïques, où des modules sont groupés et interconnectés en série - parallèle. Le fonctionnement de ces cellules se base sur l'effet photovoltaïque.

L'effet photovoltaïque a son origine dans les propriétés intrinsèques des matériaux semi-conducteurs, spécialement élaborés pour former deux couches séparées et dopées (type P et type N) et en créant un champ électrique, de telle sorte que lorsque des rayons solaires aboutissent sur ce type de dispositif, des photons sont capables de provoquer le mouvement des électrons dans le solide.

L'énergie solaire reçue sur le sol varie en permanence, en fonction des conditions météorologiques du site (localisation géographique sur le globe, altitude au-dessus du niveau de la mer) et conditions temporelles (jour / nuit, printemps / été / automne / hiver).

La puissance fournie par les générateurs photovoltaïques dépend fortement de l'irradiation solaire, et varie avec la température de la cellule. Le 'Maximum Power Point Tracking' (MPPT), ou le suivi du point de puissance maximale, à tout instant, provoqué sur le module solaire, doit fonctionner dans des conditions optimales pour générer le maximum de puissance, indépendamment des variations de l'éclairement et de la température [15], [25],

1.2.1. PRINCIPE

Une cellule photovoltaïque est assimilée à une diode photosensible. Son fonctionnement se base sur les propriétés des semi-conducteurs. La cellule photovoltaïque permet la transformation directe de la lumière solaire en électricité. Le principe de fonctionnement de la cellule est basé sur l'effet photovoltaïque découvert par Becquerel en 1839.

La cellule photovoltaïque est constituée de deux couches d'un matériau semi-conducteur, en l'occurrence le silicium, qui est dopé au bore (semi-conducteur type P), et dopé au phosphore (semi-conducteur type N). La partie N est la face avant, exposée au rayonnement solaire, et comme c'est la zone avec un surplus d'électrons, ils vont être libérés par l'action des photons incidents qui dépassent le minimum d'énergie pour briser le lien de covalence les reliant.

Le mouvement des électrons et des trous dans des directions opposées génère un courant électrique dans le semiconducteur, qui peut s'effectuer le long d'un circuit extérieur en libérant l'énergie dégagée par les photons qui ont créé des paires électron-trou.

La fabrication de la cellule est réalisée au silicium, matériau abondant, de sorte que le système de production est à la fois un carburant électrique comme une technologie dont la matière première est pratiquement inépuisable.

1.2.2. MODELE DE LA CELLULE

Du point de vue électrique, le modèle équivalent d'une cellule photovoltaïque peut être représenté comme une source de courant d'une diode et de deux résistances en parallèle qui rappellent une non-idéalité des matériaux:

Le modèle mathématique simplifié de la cellule solaire, obtenu à partir de la jonction P-N est représenté sur la figure 1.1. Le circuit électrique équivalent se compose d'une diode et d'une source de courant en parallèle. Il génère le photocourant I_L , qui est directement proportionnel à l'irradiation G . La zone P-N de la cellule photovoltaïque est équivalente à une diode. Ce modèle est utilisé pour décrire le comportement de la cellule photovoltaïque.

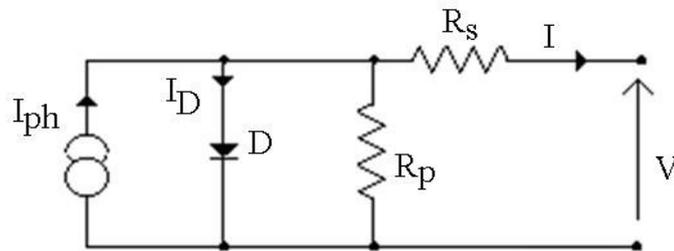


Figure 1.1. Circuit électrique équivalent de la cellule solaire photovoltaïque

1.2.3. CARACTERISTIQUE COURANT - TENSION I-V

La cellule photovoltaïque est toujours présentée comme un générateur de courant électrique lorsque le circuit équivalent est constitué d'une source de courant en parallèle avec une diode [4]. Pour tenir compte du phénomène physique de la cellule, le modèle est complété par deux résistances série R_s et R_p comme le montre le schéma équivalent de la figure 1.2.

La résistance série R_s , tient compte principalement de la résistance du matériau, les interconnexions et la résistance des contacts entre le métal et le semi-conducteur. La résistance

parallèle R_p , est due à la non-idéalité de la jonction p-n et les impuretés de cette dernière. Avec la présence de ces deux résistances série et parallèle [1], [2], le courant photogénéré a pour expression:

$$I = I_{ph} - I_d - I_r \quad (1.1)$$

Où:

- $I_{ph} = I_{cc} \left(\frac{G}{1000} \right)$: Courant photo-généré, proportionnel à l'éclairement G
- $I_d = I_0 \left(e^{\frac{q(V+R_s I)}{nkT}} - 1 \right)$: Courant de la diode
- $V_T = \frac{nkT}{q}$ est appelé potentiel thermodynamique
- I_0 : Courant de saturation inverse de la diode
- q : Charge de l'électron ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C)
- k : Constante de Boltzman ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J / K)
- n : Facteur d'idéalité de la cellule, généralement compris entre 1 et 5
- T : Température de la jonction
- $I_r = \frac{V + R_s \cdot I}{R_p}$: Courant circulant dans la résistance en parallèle.

De ces équations, nous déterminons la condition implicite du courant fourni par la cellule photovoltaïque et de la caractéristique électrique courant-tension

$$I = I_{cc} \left(\frac{G}{1000} \right) - I_0 \left(e^{\frac{V + R_s \cdot I}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1.2)$$

I_{cc} : Courant de court circuit

Avec cette expression, on peut obtenir la courbe de la caractéristique courant-tension $I - V$ de la cellule photovoltaïque sous la forme mathématique.

Le deuxième terme de l'équation est l'expression qui donne le courant de diode ou courant d'obscurité. Il peut s'exprimer de façon plus détaillée sous la forme d'un courant de diffusion, I_{od} et d'un courant de génération – recombinaison I_{og} .

$$I_d = I_{0d} \cdot \left(\exp \frac{q(V+R_s I)}{kT} - 1 \right) + I_{0g} \cdot \left(\exp \frac{q(V+R_s I)}{2kT} - 1 \right) \quad (1.3)$$

Paramètres externes

Les paramètres utilisés pour caractériser la production électrique des cellules solaires pour un éclairage donné, une température de fonctionnement et une surface, sont déterminés à partir de la courbe I-V, ou de l'équation caractéristique 1.2, qui est la plus largement utilisée.

▪ **Courant de court-circuit**, I_{cc} , est le courant qui correspond à la tension nulle des cellules photovoltaïques (PV), dans le cas idéal (R_s nulle et R_p infini). Ce courant est confondu avec le courant photo-généré I_{ph} . Dans le cas contraire, l'annulation de la tension V dans l'équation 1.2, on obtient:

$$I_{cc} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{V+R_s I_{cc}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{R_s I_{cc}}{R_p} \quad (1.4)$$

Dans la plupart des cellules où la résistance série est petite, le terme $I_0 \left(e^{\frac{R_s I_{cc}}{V_T}} - 1 \right)$ peut être négligé devant I_{ph} . L'expression du courant de court-circuit est la suivante:

$$I_{cc} \cong \frac{I_{ph}}{\left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right)} \quad (1.5)$$

Pour le silicium, le courant de court-circuit est de l'ordre de 30 mA/cm^2 , pour un éclairage maximal.

• **Tension à circuit ouvert**, V_{co} , est la tension pour un courant nul débité par le générateur photovoltaïque. Elle est la tension maximale de la cellule photovoltaïque ou du générateur PV. Son expression se déduit à partir de l'équation suivante.

$$0 = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{V_{co}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{co}}{R_p} \quad (1.6)$$

Dans le cas idéal, sa valeur est inférieure à :

$$V_{co} = V_T \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right) \quad (1.7)$$

Pour une cellule au silicium, la tension en circuit ouvert V_{co} est comprise entre 0,55 et 0,7 V.

• Puissance optimale et facteur de forme

La puissance utile maximale $P_M = V_M \times I_M$ est obtenue par l'optimisation du produit courant - tension :

$$\frac{I_M}{V_M} = - \left(\frac{dI}{dV} \right)_M \quad (1.8)$$

Tandis que le facteur de forme, FF, est défini comme suit.

$$FF = \left(\frac{V_M I_M}{V_{co} I_{cc}} \right) \quad (1.9)$$

Ce facteur indique la dérivée de la courbe I - V, qui équivaldrait à un rectangle de largeur V_{co} et de longueur I_{cc} , correspondant à la cellule idéale. Les valeurs I_M et V_M sont obtenues à partir des équations (1.2) et (1.8). Pour cela, on distingue deux cas :

- Si R_p est infinie, la dérivée conduit à la résolution de l'équation non linéaire en I_M avec une méthode numérique et permet le calcul de la tension maximale V_M .
- Si R_s est finie, la dérivée conduit à la résolution de l'équation non linéaire avec une méthode numérique.

La puissance de la cellule ou des modules photovoltaïques est exprimée en Watt-crête. Ce dernier représente la puissance que peut offrir un module, lorsqu'il est relié à une charge nominale aux conditions fixées à 1000W/m² de température de 25 °C.

• Rendement

La puissance $P = I \times V$, est égale à zéro en court-circuit et en circuit ouvert. Elle passe par un maximum lors de l'analyse de la caractéristique I-V. La puissance est maximale P_M , et

également elle se détermine par une courbe sur le même graphique de la caractéristique $I-V$ et sur les branches d'hyperboles où la puissance est constante. Le point de fonctionnement optimal correspond au point de la tangente de deux courbes comme le montre la figure 1.2.

Le rendement est: $\eta = \frac{P_M}{P_0}$

P_0 est la puissance incidente. Elle est égale au produit de l'éclairement solaire et de la surface de la cellule. Pour le silicium, le rendement est de l'ordre de 14 %. La droite passant par l'origine de la puissance maximale a une pente qui correspond à la charge de la cellule comme le montre la figure 1.3.

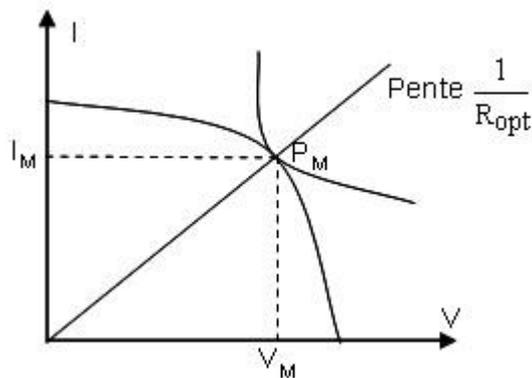


Figure 1.2. Caractéristique $I-V$ de la cellule

- **Influence de la résistance série et de la résistance parallèle**

Le rendement d'une cellule photovoltaïque diminue lorsque la résistance série est grande ou lorsque la résistance parallèle est faible [2], [3]. Toutefois, il est possible avec certaines hypothèses de déterminer les valeurs limites acceptables [R_{s1} et R_{p1}].

En effet, en supposant que la cellule est dans un régime optimal et si les pertes sont attribuables à la résistance série, le ratio de la puissance dissipée et la puissance délivrée par la cellule solaire est le suivant:

$$Q_{Rs} = \frac{R_s I_M^2}{I_M V_M} = \frac{R_s I_s}{V_{co}} \quad (1.10)$$

De la même façon, si nous attribuons toutes les pertes à la résistance parallèle, et en supposant que le point de fonctionnement est optimal, le ratio est comme suit:

$$Q_{Rp} = \frac{\frac{V_m^2}{R_p}}{I_M V_M} = \frac{V_{co}}{I_{cc}} \quad (1.11)$$

La figure 1.3 montre l'influence de la résistance série sur la caractéristique $I = f(V)$ de la cellule. La courbe en pointillés correspond à une valeur non nulle de la résistance série. Cette influence se traduit par la diminution de la pente de la courbe $I - V$ dans la zone où la cellule est considérée comme une source de tension (à droite du point M dans la figure 1.3). Les chutes de tension correspondent au courant généré par la cellule.

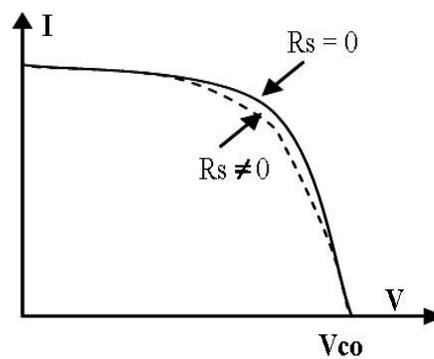


Figure 1.3. Influence de la résistance série

Quant à la résistance parallèle, elle est directement liée au processus de fabrication et son influence ne peut être considérée que pour les petites valeurs du courant. La figure 1.4 montre que cette influence se traduit par l'augmentation de la pente de la courbe de puissance de la cellule dans la zone correspondant au fonctionnement comme une source de courant (à gauche de la courbe).

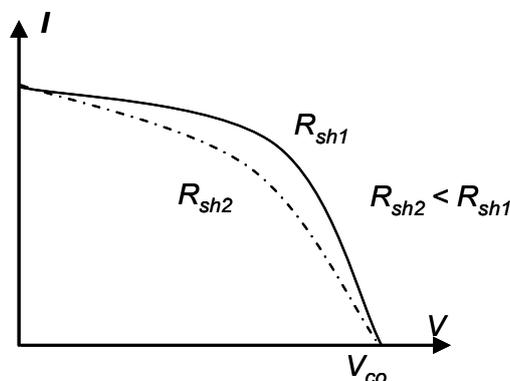


Figure 1.4. Influence de la résistance parallèle

• Influence de l'irradiation

Le courant photogénéré I_{ph} est pratiquement proportionnel à l'éclairement G . Le courant I_D (V_D) est le courant direct de la jonction à l'obscurité. Le courant photogénéré dans une cellule photovoltaïque est proportionnel à la surface S de la jonction exposée à l'éclairement, alors que la tension de circuit ouvert ne dépend pas de la surface et n'est que fonction de la qualité du matériau et du type de jonction.

La figure 1.5 représente les caractéristiques $I = f(V)$ d'une cellule photovoltaïque (jonction p-n au silicium monocristallin) à 28 °C et sous différentes valeurs de l'éclairement G .

Pour chaque valeur de l'éclairement correspond une puissance électrique maximale que pourrait fournir la cellule solaire. Nous pouvons également noter une faible diminution de la tension de circuit ouvert V_{co} , lorsque l'éclairement diminue.

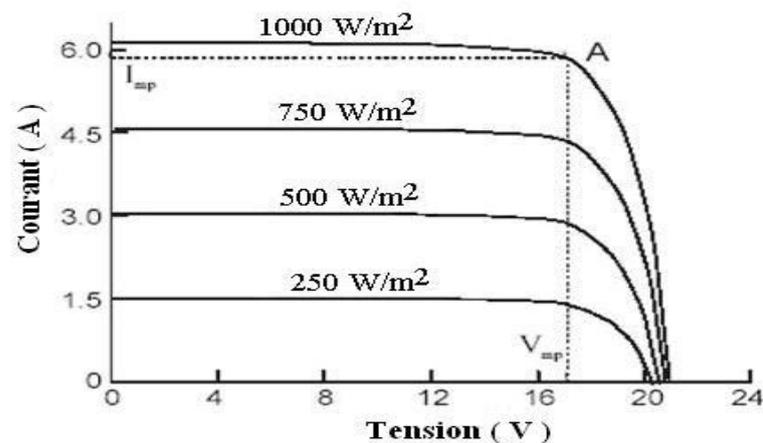


Figure 1.5. Caractéristique I-V en fonction de l'éclairement

Sur la figure 1.6, nous pouvons voir, que pour un niveau donné d'éclairement, seule la puissance maximale est livrée à un certain niveau de tension et de courant.

L'éclairement est donc un élément à prendre en compte, lors de l'établissement de boucles de contrôle pour atteindre le point de puissance maximale.

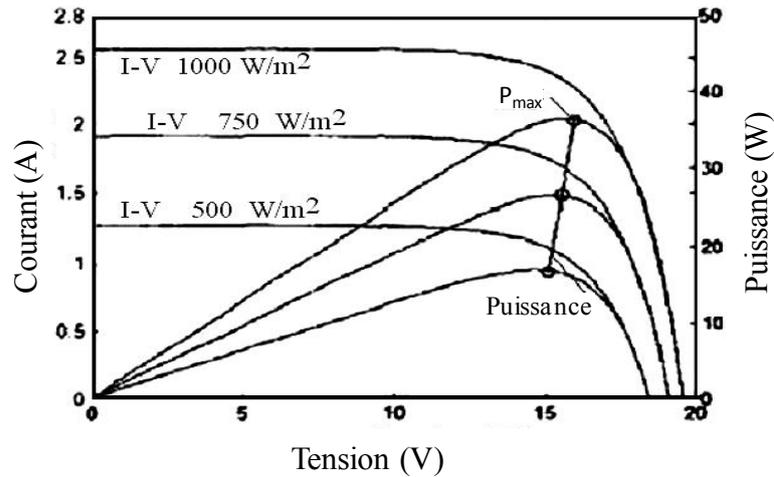


Figure 1.6. Caractéristique I- V et puissance en fonction de l'éclairement solaire

- **Influence de la température**

La température est un paramètre important dans le comportement de la cellule. Par conséquent, si la température augmente, le courant photogénéré I augmente de $3 \times 10^{-2} \text{ mA.K}^{-1}$ par cm^2 de cellule. Comme le courant augmente rapidement avec la température, cela produit une diminution de la tension de circuit ouvert V_{co} . Cette diminution est de l'ordre de 2 mV par degré, comme le montre la figure 1.7.

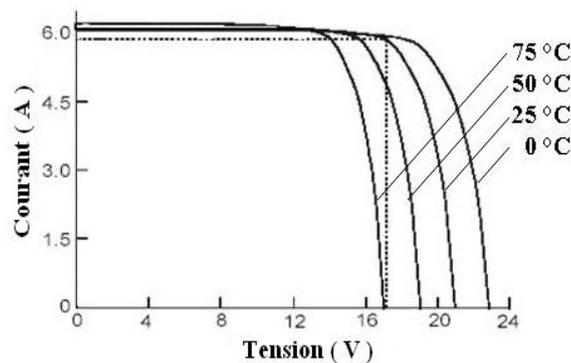


Figure 1.7. Caractéristique I-V en fonction de la température

L'augmentation de la température se traduit aussi par la diminution de la puissance maximale disponible, de l'ordre de 5.10^{-5} W/K par cm^2 de cellule, soit une variation de 0,35% par degré [3]. On peut intégrer le paramètre T dans l'équation (1.2) comme il est montré dans [4] :

$$I = I_{cc} \left(\frac{G}{1000} \right) + \lambda(T - T_{ref}) - I_0 \left(e^{\frac{q(V+R_s I)}{nkT}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1.12)$$

1.2.4. ASSOCIATION DES CELLULES - GENERATEUR SOLAIRE

Pour l'obtention d'une puissance électrique plus importante, il est indispensable d'effectuer des groupements et de connexion en série et en parallèle, avec plusieurs modules compatibles pour réaliser des générateurs photovoltaïques de puissance.

Pour certaines types d'applications solaires, il peut être utilisé un ou plusieurs modules qui sont composés de cellules photovoltaïques (puissance crête de 40 W, 50 W ou 60 W et plus). Pour des applications très sensibles, des générateurs photovoltaïques de grande puissance sont interconnectés entre eux.

La courbe caractéristique $I - V$ d'un module de base est une courbe qui se déduit de la courbe caractéristique d'une cellule élémentaire par un changement d'échelle sur l'axe des abscisses, et également pour un ensemble de modules qui est une courbe dérivée de la courbe de fonctionnement d'un module (changement de l'échelle de l'axe X). Parallèlement, l'association en série de modules photovoltaïques a une courbe de fonctionnement identique à la courbe de base de cellules, obtenue en modifiant les deux échelles.

La performance ou le rendement du générateur photovoltaïque est déterminé à partir de ces diverses caractéristiques. La connaissance du profil de ces courbes caractéristiques, pour une gamme d'éclairement la plus large possible, permettrait de déterminer la puissance maximale engendrée, ainsi que les rendements correspondants.

L'équation relative à une connexion mixte formée de cellules en série (n_s) et de (n_p) cellules en parallèle, est donnée ci-après [3], [5], [6], [7] :

$$I = n_s I_{cc} \left(\frac{G}{1000} \right) - n_s I_0 \left(e^{\frac{q \left(n_p V + \frac{n_p R_s I}{n_s} \right)}{n_p n k T}} - 1 \right) - \left(\frac{n_p V + \frac{n_p R_s I}{n_s}}{\frac{R_p n_p}{n_s}} \right) \quad (1.13)$$

La courbe de puissance d'une connexion série-parallèle est donc semblable à la courbe de puissance d'une cellule élémentaire. Tout ce qui a été observé sur la cellule de base qui affecte son comportement en fonction du flux lumineux et de la température, et de l'influence des résistances série et parallèle, ou à leur interaction avec la charge est directement transposable en cas de groupement.

La connexion des cellules demande de respecter des règles strictes :

- Connexion de cellules en série, qui ont le même courant de court – circuit I_{CC} .
- Connexion des cellules en parallèle, qui ont la même tension de circuit ouvert V_{CO} .

Si les paramètres électriques de cellules connectés sont dispersés et si les règles précédentes ne sont pas respectées, certaines cellules se comportent comme des récepteurs, en polarisation directe ou inverse. Cela conduit à l'augmentation de la température des cellules et peut aussi conduire à la détérioration de l'ensemble du groupe. Pour éviter ce problème, il faut toujours :

- Classer et trier les cellules avant l'encapsulation des modules photovoltaïques
- Installer des modules photovoltaïques pour éviter les masques et les ombres
- Prévoir un réseau de sécurité pour la connexion des diodes photovoltaïques

1.3. DIFFERENTS TYPES DE SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES

1.3.1. DEFINITION D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE

Le principal but d'un système photovoltaïque est la possibilité d'assurer une autonomie énergétique. Les premiers systèmes photovoltaïques utilisés ont été conçus pour les applications spatiales. Puis ces systèmes ont concerné les sites isolés et enclavés dans le cadre de l'électrification rurale, principalement dans les pays en développement où la distribution de l'énergie est généralement limitée aux grands centres urbains. Les systèmes de petite puissance étaient destinés à soutenir des besoins très spécifiques, tels que les phares de navigation, le pompage de l'eau, les kits d'éclairage, les émetteurs radio.

Un système photovoltaïque est donc composé d'un champ de modules photovoltaïques et d'un ensemble de composants capable d'adapter l'électricité produite par les modules et d'alimenter les divers récepteurs.

Cet ensemble de composants, comprend l'ensemble des équipements entre le module et la charge, c'est-à-dire la structure (fixe ou mobile) pour les modules, le régulateur de charge, la

batterie de stockage, le câblage électrique, et l'onduleur lorsque les appareils fonctionnent en courant alternatif.

1.3.2. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTE AU RESEAU

Il existe de nombreux types d'architectures permettant la conversion du courant continu en courant alternatif.

Deux types de structures de système photovoltaïque sont à retenir:

- **Systèmes connectés directement au réseau.** Ce type d'installation est composé d'un système photovoltaïque connecté au réseau à travers un onduleur. De nombreux exemples existent dans la littérature [13], [36], [48], [51], [56], [57], [58], [66].

- **Systèmes de bus continu intermédiaire.** Le générateur photovoltaïque est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un convertisseur continu-continu [13], [22], [36]. Un onduleur génère une tension modulée. Un filtre est placé à la sortie de l'onduleur, pour réduire la distorsion harmonique du courant devant être injecté dans le réseau [59], [60], [52], [62], [64].

Le système photovoltaïque raccordé au réseau se compose essentiellement d'un générateur photovoltaïque couplé à un onduleur, qui fonctionne en parallèle avec le réseau électrique conventionnel. Le conditionnement de la puissance électrique produite par le générateur photovoltaïque, essentiel dans la connexion au réseau conventionnel, est réalisé par l'intermédiaire d'un onduleur (DC/AC), qui convertit le courant continu produit par le générateur photovoltaïque en courant alternatif à la fréquence du réseau.

Comme les onduleurs sont reliés au secteur, la tension de sortie sera le signal du réseau et ces onduleurs doivent être synchronisés avec le signal du réseau. Dans ce type de système, le signal du courant à injecter doit être le plus possible sinusoïdal.

Dans les applications d'onduleurs connectés au réseau, il est impératif d'ajuster la valeur obtenue de la tension de sortie. La régulation de la tension dépend de la référence du signal contrôlant le fonctionnement de l'onduleur (courant ou tension), référence qui détermine la commutation des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Le signal de référence est déterminé à partir des boucles de réalimentation dans le système, qui serait chargé de compenser des variations pouvant être produites dans le réseau.

Afin de maintenir constante la valeur de la tension de sortie de l'onduleur, on peut agir sur la régulation de l'onduleur en utilisant les différentes techniques de contrôle dite 'techniques de modulation'.

Le contrôle s'effectue en faisant varier la valeur d'une grandeur électrique, le signal de référence, qui en détermine le déclenchement du signal de commutation des interrupteurs.

La connaissance de la valeur de la tension de sortie, qui est obtenue en réglant la tension de l'onduleur du système de contrôle par variation de l'angle de phase, est mise à profit par la modulation de largeur d'impulsions, 'PWM', ou régulation de la sortie de l'onduleur.

13.3. SYSTEMES PHOTOVOLTAIQUES CONNECTES DIRECTEMENT AU RESEAU

13.3.1. STRUCTURE SIMPLE, AVEC ONDULEURS

La figure 1.8, présente une architecture simple, avec le minimum possible de composants possible. C'est la connexion en série d'un certain nombre de modules photovoltaïques qui peut parvenir à obtenir une tension suffisante. La tension de sortie du convertisseur élévateur alimente directement l'onduleur de base qui fournit le courant désiré.

L'utilisation d'un transformateur à la sortie de l'onduleur peut être un avantage à un îlotage du réseau. Le principal inconvénient de ce dispositif est la suspension immédiate et totale de la production d'énergie électrique lorsqu'un problème dans l'onduleur survient. Ceci outre le fait que le contrôle de la puissance maximale est approximatif, de sorte que toutes les cellules ne génèrent pas le même courant, en raison de la différence de leurs structures internes et de l'éclairement.

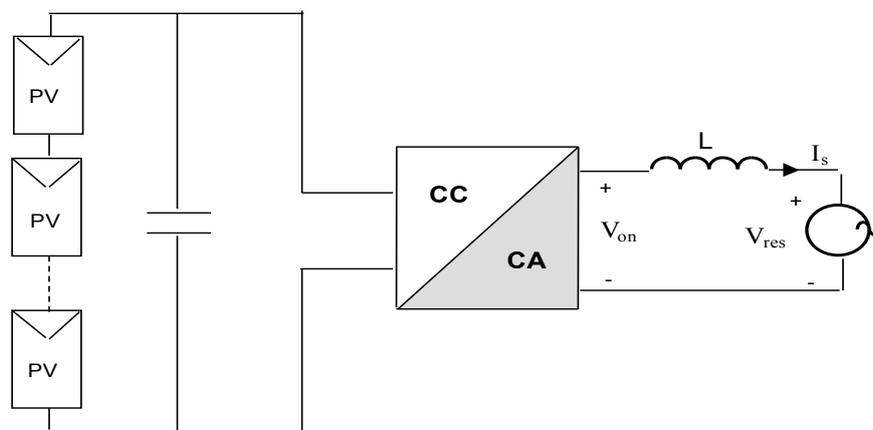


Figure 1.8. Modules connectés à un même onduleur

1.3.3.2. STRUCTURE AVEC ONDULEURS ET TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Un onduleur en association avec un circuit de contrôle, directement connecté à des modules photovoltaïques, est présenté sur la figure 1.9. La tension de sortie est convertie en une tension alternative de fréquence 50Hz. Un transformateur à la sortie de l'onduleur du système photovoltaïque est utilisé pour l'isoler du réseau.

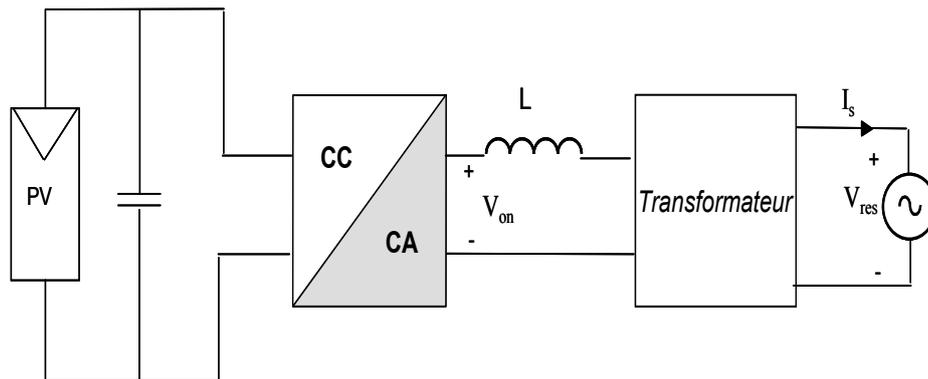


Figure 1.9. Modules connectés à un transformateur et à un onduleur

1.3.4. SYSTEME AVEC BUS CONTINU INTERMEDIAIRE

1.3.4.1. STRUCTURE AVEC CONVERTISSEUR FORWARD

La figure 1.10 présente un convertisseur forward qui est capable d'augmenter la tension en sortie des modules photovoltaïques à la tension désirée. Toutefois, l'utilisation du transformateur n'est pas nécessaire, la conversion continu / alternatif peut se faire de façon relativement simple avec l'onduleur centralisé.

Les inconvénients de cette architecture peuvent être les suivants:

- La valeur de la capacité devra être élevée, à cause des ondulations du courant en sortie du module photovoltaïque.
- Le bus continu supportera un signal en créneaux qui induira une émission d'ondes électromagnétiques et les pertes de fuite.

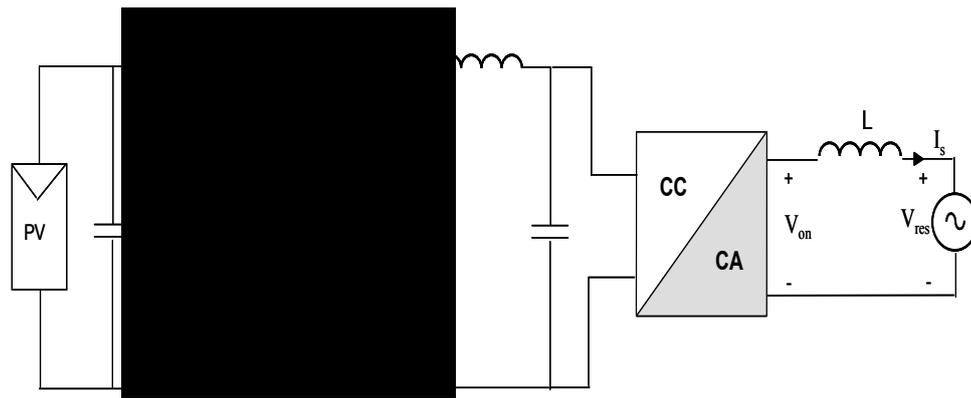


Figure 1.10. Structure avec un convertisseur forward

1.3.4.2. STRUCTURE AVEC CONVERTISSEUR FLY BACK

La figure 1.11 montre une structure basée sur un convertisseur de type fly-back qui augmente la tension de sortie du module photovoltaïque au niveau de tension souhaité. La principale caractéristique du convertisseur de type fly-back, est le transformateur, qui agit comme le principal inducteur et assure une isolation galvanique.

Le convertisseur est contrôlé pour avoir un maximum de puissance du module photovoltaïque et l'onduleur assure donc une tension constante et un transfert optimal d'énergie au réseau de distribution. Le principal inconvénient de ce transformateur est de générer de nombreuses pertes dans le système, et augmente le coût de l'installation.

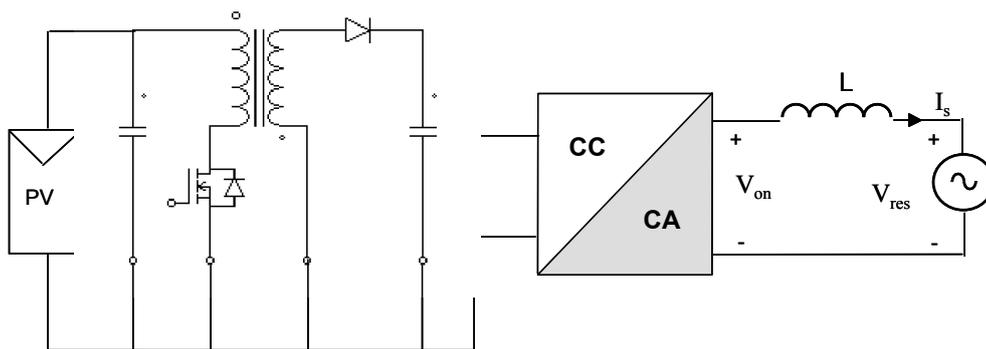


Figure 1.11. Structure avec convertisseur fly-back

1.3.4.3. STRUCTURE AVEC UN CONVERTISSEUR ET ONDULEUR

La figure 1.12 représente une structure avec un convertisseur élévateur qui augmente la tension en sortie des modules photovoltaïques et qui est délivrée sur le bus continu. Avec le convertisseur élévateur, il est difficile d'augmenter la tension de sortie des modules de plus de 4 à 5 fois pour obtenir une tension continue suffisamment élevée.

Un onduleur est ajouté à ce système pour obtenir une tension sinusoïdale. Certaines structures contiennent un transformateur pour élever la tension à un niveau désiré en tenant compte du réseau électrique et ainsi assurer l'isolement entre la production et l'utilisation.

L'avantage de ce système est qu'il est possible de connecter des batteries de stockage au bus continu pour obtenir un système de production électrique autonome.

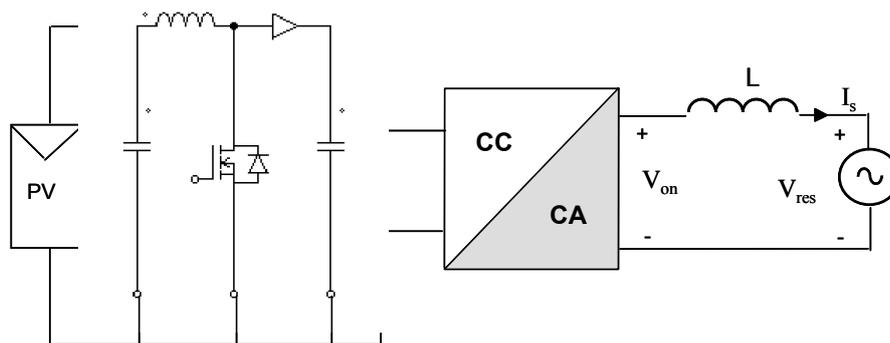


Figure 1.12. Structure avec un convertisseur élévateur

1.4. CONDITIONS REQUISES POUR DES ONDULEURS CONNECTES AU RESEAU

Pour la compagnie de distribution électrique, la sécurité et la qualité de la puissance sont les points les plus importants. Le flux d'énergie électrique va toujours dans le sens de la charge. Lorsqu'un consommateur s'arrête de consommer, il n'est pas possible, d'arrêter d'injecter de l'énergie produite par les modules au réseau.

Les conditions normalement exigées pour ce dernier sont présentées ci-après [111], [117], [118], [119], [120], [121] :

- Le système photovoltaïque fait partie intégrante du réseau électrique en tant que composant.

- L'onduleur doit répondre aux spécifications du réseau électrique.
- La sécurité et la protection de l'utilisateur doivent être toujours prises en compte (même dans des cas imprévus)
- Les systèmes photovoltaïques ne doivent pas offrir des lignes sans protections
- La déconnexion de l'onduleur doit être effectuée automatiquement en cas de défaillance
- Il devrait y avoir un point facilement déconnectable (interrupteur), qui est accessible aux employés de la compagnie d'électricité.
- Les onduleurs devraient fonctionner avec un facteur de puissance élevé.
- L'isolation électrique doit être faite entre le système photovoltaïque et le réseau.

Dans la plupart des cas, l'onduleur doit être déconnecté instantanément en cas d'une défaillance. La plupart des onduleurs ne sont pas prêts à fonctionner sans tension réseau (mode de l'îlotage), de sorte que la plupart des compagnies électriques permettent la connexion d'un système photovoltaïque au réseau électrique, avec un relais de tension installé. L'onduleur doit être déconnecté du réseau par l'intermédiaire de ce relais, dans le cas où la tension diminue ou augmente au-dessus des limites prédéfinies [25].

La gamme recommandée est de 80 – 110 % de la tension nominale. Le relais de tension doit détecter également la faille dans les deux autres phases et déconnecter l'onduleur.

Aussi, si le signal de sortie de l'onduleur est supérieur aux conditions préétablies pour le fonctionnement de l'onduleur, il est automatiquement déconnecté du réseau (sur/sous tension, sur /sous fréquence). Après un certain temps, il peut être à nouveau reconnecté (moyennant une durée de 3 minutes), car c'est le système de contrôle et de protection du réseau qui devrait tenter une nouvelle connexion ou reconnexion.

1.5. COMPATIBILITE AVEC LE RESEAU

Dans le cas d'une connexion alternative d'un onduleur en commutation avec le réseau, le contrôle de la demande de la puissance réactive et l'injection des harmoniques peut être effectué, essentiellement en raison de l'indépendance de l'onduleur et de son contrôle.

Dans le cas d'un onduleur à autocommutation, la tension alternative de l'onduleur peut être contrôlée indépendamment des conditions d'entrée en continu. Si la demande de la puissance réactive est contrôlée, le flux de la puissance active est parfait en ajustant les phases de la tension par rapport au réseau.

Ainsi, le paramètre le plus important du côté continu qui est la puissance du champ de modules photovoltaïques, peut être contrôlé en contrôlant la puissance de l'onduleur en commutation.

1.6. QUALITE DU SIGNAL

Les deux principaux problèmes techniques à prendre en compte pour un onduleur, du point de vue de la qualité du signal, sont le facteur de puissance et la distorsion harmonique.

Normalement, les onduleurs commutant par le réseau, fonctionnent avec des facteurs de puissance faibles. Le problème qui apparaît avec de tels facteurs, est que l'onduleur connecté au réseau demande des puissances réactives (VAR), qui affectent la tension du système, ce qui peut dégrader la qualité de service des autres consommateurs qui lui sont connectés.

La demande de la puissance réactive due aux charges ou aux onduleurs, ne peut être acceptée que si la compagnie d'électricité fait payer le propriétaire de l'installation pour générer de la puissance réactive. Les lois régissant les contrats entre la compagnie d'électricité et le consommateur ne permettent pas de faire cela. Par conséquent, le facteur de puissance au point de connexion et en sortie de l'onduleur doit être proche de l'unité et c'est ce que veulent les compagnies d'électricité [117], [119], [121]

Dans le fonctionnement photovoltaïque, l'existence des harmoniques dans le signal de sortie de l'onduleur est difficile à résoudre, car il n'y a pas beaucoup d'informations disponibles. Les effets de distorsion harmonique dans le réseau et les charges électriques qui lui sont liées ne sont pas suffisamment étudiés. Enfin, il y a beaucoup de difficultés pour mesurer la distorsion obtenue.

La distorsion harmonique totale est généralement donnée en termes (DHT). L'échelle qui représente les harmoniques séparément, qui est appelée distorsion harmonique simple (DHS) est également intéressante pour les compagnies d'électricité. En Europe, les valeurs généralement utilisées pour les deux distorsions sont de 5 % et 3 % respectivement.

1.7. ISOLEMENT ELECTRIQUE

Une autre exigence d'une importance considérable dans le cadre de la connexion au réseau est l'obtention d'une bonne isolation. Cela peut être obtenu par la mise en place d'un transformateur entre le réseau et l'onduleur. L'isolation galvanique est nécessaire pour des raisons de sécurité. En principe, plusieurs règlements des pays de l'union européenne indiquent que des onduleurs ne sont connectés au réseau, que s'ils offrent une forme d'isolement sûr.

Dans un second temps, l'autoproduiteur et la compagnie d'électricité doivent utiliser des systèmes de protection par des interrupteurs de courant continu.

Dans un troisième temps, un défaut de l'onduleur avec des niveaux continus peut saturer les transformateurs de distribution et provoquer un dysfonctionnement du service à d'autres abonnés, dans le même transformateur et dans la même ligne, les dispositifs de protection doivent être mis en œuvre immédiatement.

Tous ces secteurs sont liés généralement à la compagnie d'électricité.

La détection et la signalisation des défauts de connexion de l'onduleur au champ photovoltaïque sont difficiles. Il peut se produire des courants de court-circuit dans des dispositifs d'interruption en continu comme les contacteurs qui sont chers et qui ont une durée de vie courte. Ainsi, le champ photovoltaïque est fait pour ne pas détériorer l'onduleur, et c'est lui-même qui traite souvent la détection et la signalisation pour la plupart des problèmes dans la partie continue. Cela ne signifie pas qu'ils ne peuvent pas produire des défauts irrémédiables dans l'onduleur, par exemple un courant de court-circuit entre les bornes d'un champ photovoltaïque, par le biais de l'interrupteur. Il existe des systèmes pour assurer une déconnection rapide.

1.8. PROTECTIONS

Les onduleurs de puissance actuels incluent généralement le contrôle de l'ensemble du système. Cela inclut la détection que le champ photovoltaïque a suffisamment de puissance pour être en mesure d'être connecté au réseau, la fermeture d'un contact à ce moment-là pour commencer à fonctionner dès qu'il y a un éclaircissement. La nuit, l'onduleur doit être totalement déconnecté. La logique de contrôle de l'onduleur comprend un système de protection pour détecter des situations de fonctionnement anormales telles que:

- Manque de la mise à la terre en continu
- Conditions anormales dans le réseau (tension, fréquence)
- Perte d'énergie électrique dans une phase.
- Arrêt de l'onduleur, lorsque l'étage de puissance est surchauffé.

L'utilisation des onduleurs qui commutent à des hautes fréquences (20 kHz) et en utilisant la commande de contrôle basée sur la technique de modulation de largeur d'impulsion PWM, permet d'obtenir des distorsions harmoniques faibles et des facteurs de puissance proche de l'unité.

Les harmoniques dus à la fréquence de commutation de l'onduleur peuvent interférer avec les fréquences utilisées dans les équipements de télécommunications (radio, télévision, téléphone). Pour éviter de telles interférences, les onduleurs ont tendance à supprimer ces dernières, en utilisant des filtres et des protections.

1.9. CONNEXION GENERATEUR PV AVEC CHARGE

1.9.1. PANORAMA

L'énergie solaire photovoltaïque constitue parmi les énergies renouvelables celle qui possède le plus large potentiel de développement. Pour saisir la portée des énergies renouvelables en Algérie et les atouts considérables qu'elles recèlent, il faut savoir qu'elles sont non exploitées, malgré le gisement solaire exceptionnel qui couvre une superficie de 2 381 745 km², avec plus de 3000 heures d'ensoleillement par an [8].

Il faut noter que ce travail s'inscrit dans l'engagement de notre pays pour l'exploitation de ces ressources naturelles renouvelables et non polluantes et dans la mobilisation accrue des efforts de recherche/développement pour la maîtrise des technologies mises en œuvre dans les installations de conversion des énergies renouvelables de puissance. [111], [113], [114], [116].

En effet, l'électricité produite par des cellules photovoltaïques individuelles, pourra alimenter diverses charges continues sans difficulté. Plus récemment, avec l'émergence d'installations photovoltaïques connectées au réseau de distribution, le photovoltaïque pourra connaître chez nous un développement important, en tant que moyen de production d'électricité.

A titre d'exemple, la puissance des installations photovoltaïques reliées au réseau en France est passée de 27 MW_c en 2007 à 80 MW_c en 2008 [119].

En 2008, l'Union européenne est restée le principal moteur du marché mondial du photovoltaïque avec plus de 80 % de la puissance mondiale installée. L'Union a multiplié par plus de deux son niveau d'installations de 2007 qui est passé, selon les premières estimations, de 1 833,1 MW_c à 4 747 MW_c (+ 159 %).

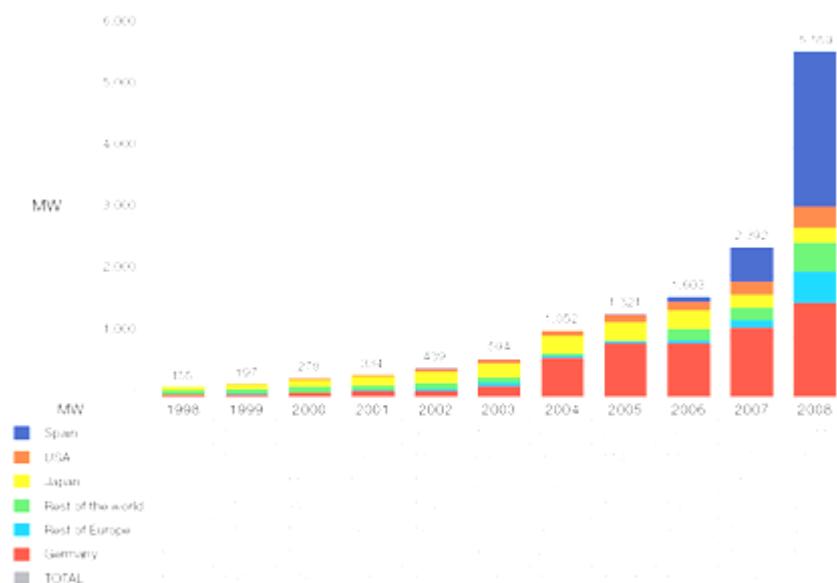
La croissance vertigineuse du marché espagnol [119], la solidité de la croissance du marché allemand et la montée en puissance des marchés italien, portugais, belge et français ont dynamisé le marché européen du photovoltaïque. La quasi-totalité de cette puissance concerne les applications reliées au réseau. Elles représentent en effet 99,8 % de la puissance installée durant l'année 2008, et 98,7 % de la puissance cumulée de l'Union européenne à la fin de l'année 2008.

	2007			2008*		
	Réseau On grid	Hors réseau Off grid	Total Total	Réseau On grid	Hors réseau Off grid	Total Total
Germany	3 811,000	35,000	3 846,000	5 311,000	40,000	5 351,000
Spain	716,334	17,512	733,846	3 386,250	18,512	3 404,762
Italy	107,100	13,100	120,200	445,000	13,300	458,300
France**	27,014	20,226	47,240	80,900	20,912	101,812
Belgium	21,471	0,053	21,524	71,138	0,053	71,191
Portugal	15,029	2,841	17,870	65,011	2,941	67,952
Netherlands	47,800	5,300	53,100	52,000	5,200	57,200

Figure 1.13. Puissance PV cumulée en Europe (2007_2008) en MWc, Source Observer

Cette évolution constante a été rendue possible grâce aux recherches fondamentales menées dans le domaine des matériaux photovoltaïques, mais aussi par l'amélioration progressive des dispositifs de gestion de cette énergie menée en parallèle. En effet, l'électricité photovoltaïque est une source d'énergie intermittente, à caractère non-linéaire et dépendante de nombreux paramètres comme l'éclairement et la température.

Il a donc fallu adapter cette source d'énergie à notre mode de consommation, soit en stockant la production solaire dans des batteries ou dans tout autre moyen de stockage en cours de développement, soit en la renvoyant sur le réseau électrique public.



Source EPIA

Figure 1.14. Evolution mondiale du marché annuel par région

Les avancées technologiques ont été réalisées dans l'association des cellules photovoltaïques pour créer des modules solaires disposant de caractéristiques électriques susceptibles de répondre

à nos besoins et présentant une grande fiabilité permettant une garantie des caractéristiques au-delà de 25 ans.

Plus récemment, avec le développement d'une électronique de puissance spécifique dédiée aux applications photovoltaïques, beaucoup de systèmes de conversion innovants ont été conçus, notamment des onduleurs ayant des premiers étages d'adaptation en entrée assurant la recherche de PPM.

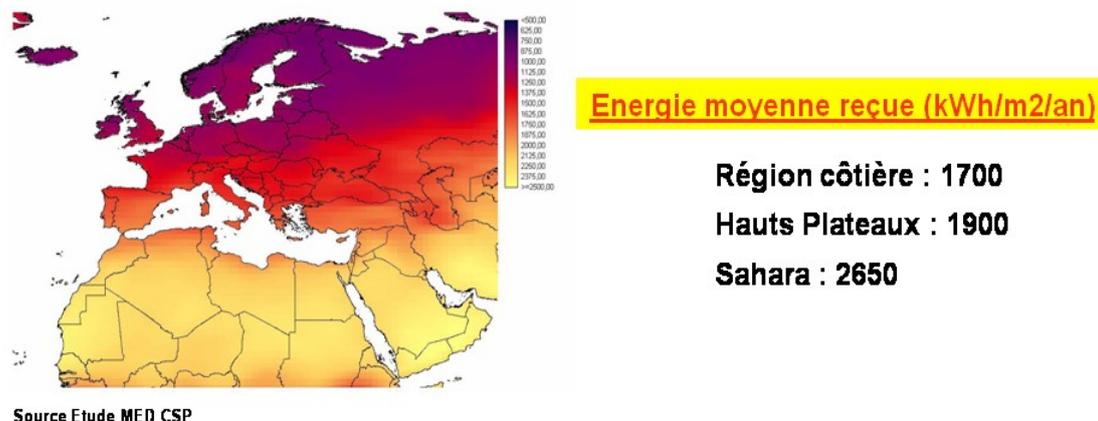
En effet, ces dispositifs permettent aujourd'hui d'adapter et d'optimiser la production photovoltaïque par le biais de convertisseurs de puissance DC-DC insérés entre les modules photovoltaïques et l'entrée de l'onduleur. Généralement, ces étages disposent de commandes de gestion électrique plus ou moins complexes permettant d'adapter la tension photovoltaïque à la tension d'entrée de l'onduleur.

Les applications photovoltaïques les plus valorisantes actuellement sont les installations PV destinées à alimenter le réseau électrique public.

1.9.2. POTENTIEL ET MARCHE PHOTOVOLTAÏQUE

Nous donnerons quelques informations relatives à la promotion des énergies renouvelables, particulièrement photovoltaïque et également sur l'émergence d'une industrie solaire en Algérie. La volonté politique Algérienne a été clairement confirmée, sans ambiguïté aucune et à plusieurs reprises pour assurer l'essor véritable des E.R et du solaire en particulier [111], [112], [113].

- La loi sur la Maîtrise de l'Energie du 28 Juillet 1999 a accordé une place tout à fait privilégiée aux Énergies Renouvelables et en particulier au solaire comme sources d'énergies, complémentaires et à part entière, avec en plus des qualités environnementales admises et reconnues.
- La loi relative à l'électricité du 22 Février 2002 a distingué clairement les sources de production et a accordé des avantages significatifs aux sources d'énergie non polluantes et notamment celles qui sont les plus disponibles comme le gaz naturel et renouvelables comme celles issues du soleil.
- La loi d'orientation et de programme sur la recherche scientifique et le développement technologique, amendée le 23 Février 2009 consacre le Programme National de Recherche sur les Énergie Renouvelables comme programme prioritaire.

Potentiel solaire de l'Algérie, et dans le bassin méditerranéen.*Figure 1.15. Gisement solaire*

Le bilan national des installations réalisées en énergie solaire photovoltaïque représente une puissance totale installée de l'ordre de 2,35 MWc. Ces installations sont essentiellement des systèmes autonomes pour diverses applications dites solaires. On note néanmoins qu'une installation expérimentale solaire connectée au réseau d'une puissance d'environ 10 kWc existe au CDER.

Une étude sur les perspectives d'une production en modules et modules photovoltaïques est en cours de finalisation. On s'oriente sur trois directions. Il y aurait le connecté au réseau, dont la puissance cumulée s'élèverait à environ 815 MWc. La deuxième direction est de réaliser l'hybridation des centrales diesel implantées au sud de l'Algérie (Sahara) et dont la puissance à mettre en application est de 30 MWc, tandis que pour les autres applications, principalement l'électrification rurale la puissance est supérieure à 15 MWc.

Cette étude estimative et simplifiée du marché algérien en photovoltaïque nous révèle qu'une industrie solaire est nécessaire. La production de production de modules photovoltaïques devrait être de l'ordre 40 MWc par an. Car l'objectif à atteindre en 2017, est que 5 % de la consommation nationale en énergie électrique devrait être de type énergie solaire photovoltaïque et énergie solaire thermodynamique.

1.9.3. DIVERSES TOPOLOGIES DE CONNEXION DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE AU RESEAU

Il existe différentes topologies de gestion de ces installations. Néanmoins, toutes ces approches reposent sur un GPV raccordé au réseau par le biais d'onduleurs qui transfèrent et mettent en

forme l'énergie solaire électrique. Les progrès effectués dans le développement des onduleurs dédiés au photovoltaïque ont permis de faire évoluer grandement ces systèmes de gestion.

Les onduleurs ne se limitent plus seulement à transformer la puissance continue (DC) générée par les modules solaires en puissance alternative sous forme d'une tension sinusoïdale de fréquence souhaitée (par ex. 230V/400V - 50Hz), mais ils exploitent également la puissance délivrée par le GPV en le forçant à fonctionner à son point de puissance maximum. De plus, ils assurent une surveillance fiable du réseau pour protéger ce dernier contre les pannes et interrompre l'alimentation en cas de problèmes survenant soit du réseau soit de l'installation.

Actuellement, il existe principalement trois architectures d'onduleurs donnant de bonnes solutions techniques: l'onduleur central, les onduleurs strings et les onduleurs intégrés aux modules. Nous donnerons quelques propriétés les concernant [12], [13], [21], [22]. [28], [36], [51], [54], [56], [73], [78], [85] [93].

Onduleur central

Dans le cas d'onduleur central, les divers modules solaires pour une grande installation (>10kW) sont montés en rangées pour former une chaîne (string en anglais), elle-même couplée en parallèle avec des diodes anti-retours à plusieurs autres. Le générateur PV de forte puissance ainsi structuré est relié du côté DC à un seul onduleur. Cet onduleur central présente une grande efficacité énergétique à des coûts réduits.

La fonction principale de cet onduleur est de créer une tension alternative à partir d'une tension continue la plus compatible avec le réseau et d'examiner en permanence la présence ou non du réseau pour autoriser l'injection du courant. La structure classique de l'onduleur est souvent un circuit en pont permettant de relier chacun des deux pôles d'entrée à chacun des deux pôles de sortie par le biais d'interrupteurs de puissance.

Le couplage direct des installations PV avec des onduleurs sans transformateur gagne en importance. En effet, ils sont peu onéreux et offrent un rendement énergétique imbattable (entre 95% et 97% pour les fortes puissances) [21].

Onduleurs strings

De même que pour l'onduleur central, le champ PV est, ici aussi constitué de strings (chaînes). Chaque string est toutefois relié à un onduleur. Chaque string peut ainsi fonctionner à son PPM. Cette technologie réduit considérablement le risque de problèmes d'adaptation ainsi que les

pertes dues aux effets d'ombrage, tout en éliminant celles occasionnées par les diodes anti-retour et un câblage prolongé vers le générateur DC.

Ces propriétés techniques avantageuses accroissent la fiabilité de l'installation ainsi que sa production énergétique. Mais il faut prendre en compte l'augmentation du nombre d'onduleurs de moyenne puissance disposant de rendement compris entre 92 % et 96 % nécessaires pour calculer le surcoût d'une telle architecture par rapport à la précédente.

Onduleurs intégrés aux modules PV

Chaque module dispose ici de son propre onduleur, ce qui permet théoriquement d'éviter toutes pertes liées à la différence de puissance entre chaque module quelle que soit l'origine du défaut. Le rendement des onduleurs intégrés aux modules reste cependant en-deçà de celui de l'onduleur string à cause de la grande différence des tensions entre les GPV et la charge.

De plus, les onduleurs intégrés aux modules induisent des coûts de câblage supplémentaires du côté AC, étant donné que chaque module de l'installation doit être relié au réseau 230 V. Le nombre nettement supérieur d'onduleurs intégrés aux modules nécessaires dans cette architecture entraîne un travail de couplage nettement plus conséquent.

Ce concept ne s'applique donc généralement qu'aux installations PV d'une puissance modeste allant de 50 W à 400 W.

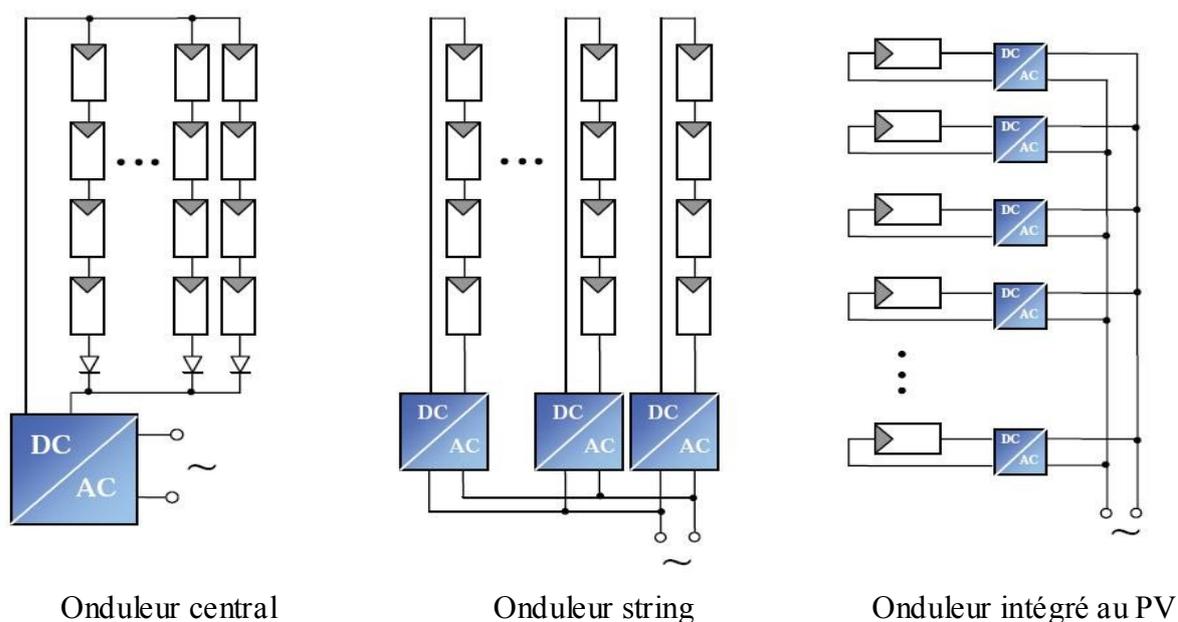


Figure 1.16. Schémas de principe de quelques différentes topologies d'installations PV connectés à un réseau électrique

1.10. CONFIGURATION DES ONDULEURS STRING ET MULTI-STRING

Les systèmes String et Multistring, comme il a été mentionné précédemment, sont une combinaison des différentes branches de modules photovoltaïques avec l'onduleur de connexion. L'onduleur peut être d'une étape ou de deux étapes avec transformateur ou sans transformateur. Les différentes configurations des onduleurs photovoltaïques sont montrées dans la figure 1.16. Dans le cas de la topologie *string*, l'onduleur n'a pas besoin de l'utilisation du convertisseur CC-CC. Par contre la topologie *multi string*, l'onduleur utilise toujours le convertisseur CC-CC.

L'isolement galvanique de l'onduleur connecté au réseau dépend des normes de chaque pays. Par exemple en USA, l'isolement galvanique est toujours exigé.

Pour l'isolement, on utilise un transformateur de basse fréquence (low frequency) LF (fréquence du réseau) ou un transformateur HF de haute fréquence. Cette dernière solution est plus compacte, mais il faut faire attention dans la conception de transformateurs afin d'avoir de faibles pertes. Le point clé dans la conception de l'onduleur est toujours le rendement de la conversion CC-CA. Les pertes de l'onduleur dépendent surtout du transformateur. Le rendement de l'onduleur sans transformateur dans les mêmes conditions s'élève de 2 %. Considérant que dans les années 1988 et 1990 le rendement européen pour les onduleurs de 1,5 kW à 3 kW est l'ordre de 85,5-90 %, et s'est élevé dans les années 1995 à 90-92 % pour les onduleurs avec transformateur. Les onduleurs de cette puissance et sans transformateur atteignent des valeurs de 92,5-94% [36].

Dans [37], des essais calculant le rendement global de l'onduleur avec et sans transformateur ont été effectués et dans les deux cas, le rendement obtenu est très élevé. Le rendement est de 1-2,5 % entre les onduleurs avec et sans transformateur. Dans [37] un programme d'échantillonnage a été réalisé avec 60 onduleurs pendant plusieurs années et il a été démontré que les onduleurs avec transformateur présentent de meilleures fiabilités à long terme.

L'efficacité de chaque onduleur est calculée en six points différents du fonctionnement de l'onduleur, basée sur les valeurs moyennes.

Le rendement Européen η_{EU} de l'onduleur est calculé avec la formule suivante: (la valeur de l'indice = le pourcentage de la puissance nominale).

$$\eta_{EU} = 0,03 \eta_5 + 0,06 \eta_{10} + 0,13 \eta_{20} + 0,1 \eta_{30} + 0,48 \eta_{50} + 0,2 \eta_{100}.$$

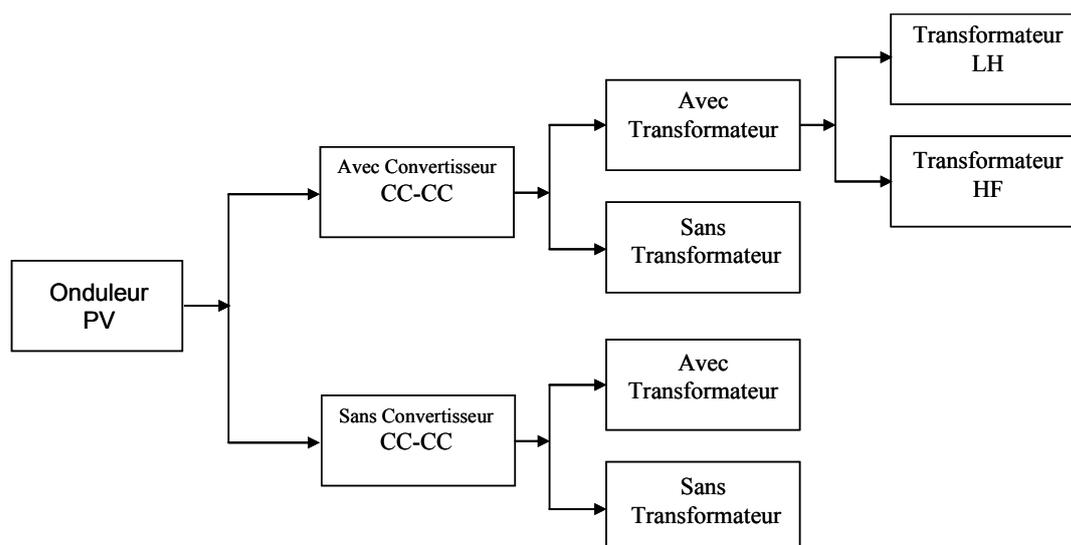


Figure 1.17. Configurations des onduleurs photovoltaïques

1.11. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales architectures de gestion existantes dédiées à l'énergie photovoltaïque dans un contexte d'optimisation de puissance et de réduction de prix du kWh photovoltaïque produit. L'énergie solaire présente aujourd'hui des coûts élevés, mais les progrès sont rapides et la recherche active. Si les coûts actuels représentent encore plus de trois fois le coût du kWh fourni au client résidentiel en France, il a déjà diminué d'un facteur supérieur à 2 en 10 ans.

Dans ce contexte, nous avons décrit les différentes associations possibles de cellules photovoltaïques permettant de créer des modules de puissance exploitables pour des applications connectées au réseau.

Nous montrons l'utilité d'insérer un étage d'adaptation avec une fonction MPPT entre le GPV et la charge afin d'optimiser en permanence la puissance produite.

Ces problèmes caractéristiques, liés à l'énergie photovoltaïque, nous font envisager de nouvelles architectures de gestion autant pour les étages d'adaptations DC-DC que pour les DC-AC.

Des recherches plus approfondies ainsi que des développements technologiques semblent nécessaires afin d'optimiser et de montrer les bénéfices à développer une architecture distribuée complexe de convertisseurs disposant de commande MPPT.

CHAPITRE 2

ETAT DE L'ART

2.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous décrivons les onduleurs connectés au réseau, les dispositifs de puissance utilisés, la configuration de l'étage de puissance généralement utilisée pour ce type d'onduleur, le mode de commutation de l'onduleur, la méthode de contrôle (courant ou tension), les techniques de contrôle utilisées et les différentes méthodes de régulation, et de poursuite de point de poursuite maximum.

2.2 GENERALITES ET PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continu. Il existe deux types d'onduleurs, les onduleurs de tension et les onduleurs de courant qui peuvent être distingués en fonction de la source d'entrée continue: source de tension ou source de courant [38], [103].

La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et y présentée dans la plupart des systèmes industriels et dans toutes les gammes de puissance.

Dans les applications photovoltaïques, les onduleurs utilisés peuvent fonctionner comme source de courant « CSI » ou comme source de tension « VSI » dans le cas des onduleurs auto-commutés. Par contre, les onduleurs commutés par le réseau fonctionnent seulement comme source de courant [33], [46], [47], figure 2.1.

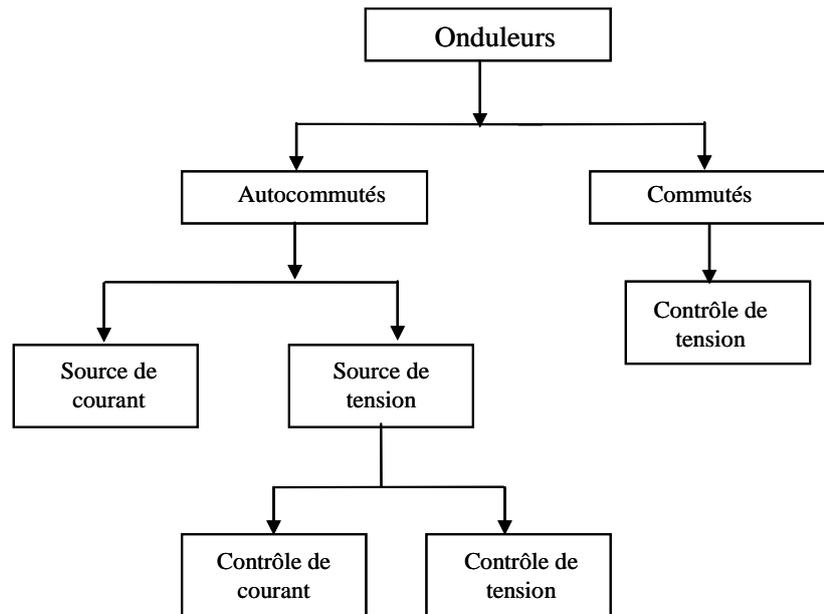


Figure 2.1. Classification des onduleurs

2.3. DISPOSITIFS DE BASE DE L'ONDULEUR

Dans la conception de base de l'onduleur, nous devons prendre en compte quelques aspects caractéristiques de la configuration, essentiellement les interrupteurs contrôlés de puissance, les éléments passifs et les circuits de contrôle.

2.4. CONFIGURATION DE L'ETAGE DE PUISSANCE

La configuration du circuit de puissance peut être réalisée essentiellement selon deux types. La configuration monophasée qui s'utilise généralement pour les basses puissances et la configuration triphasée pour les puissances moyennes et élevées.

2.4.1. CONFIGURATION EN PONT MONOPHASE

Elle consiste en deux bras de semi-conducteurs connectés aux deux pôles du champ photovoltaïque. Entre les points milieux des deux bras des interrupteurs, se connecte une charge (dans le cas des installations autonomes) ou le réseau électrique (dans le cas des installations connectées au réseau), figure 2.2.

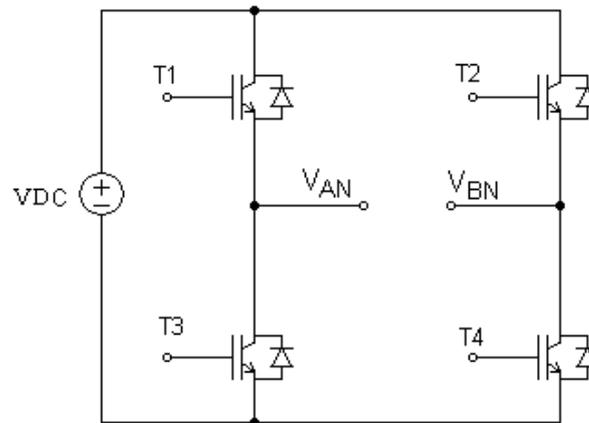


Figure 2.2. Onduleur monophasé

2.4.2. CONFIGURATION EN PONT TRIPHASE

Dans les ponts triphasés, l'excitation des semiconducteurs se fait de la même manière que pour l'onduleur monophasé mais les trois tensions sont déphasées de 120° comme on peut l'observer sur la figure 2.3.

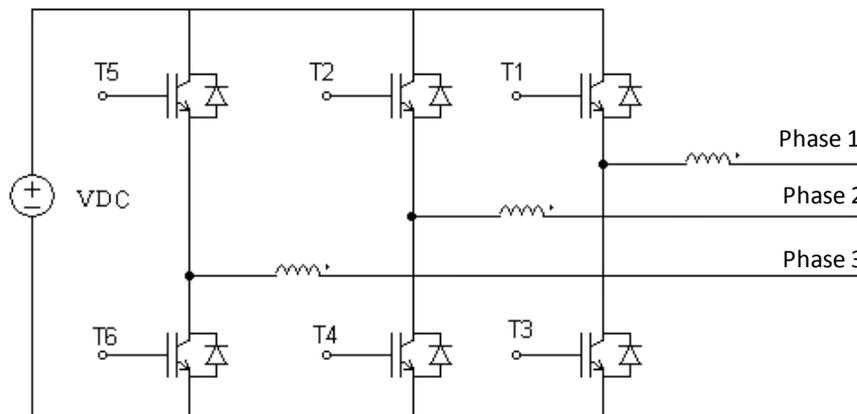


Figure 2.3. Onduleur Triphasé

2.5. INTERRUPTEURS CONTROLES DE PUISSANCE

Ce sont les éléments de base d'un convertisseur de puissance statique. Dans le cas des courants alternatifs, ils doivent être capables de conduire une intensité bidirectionnelle quand ils sont fermés et capable de bloquer une tension bidirectionnelle quand ils sont ouverts [33], [38], [89].

Dans les onduleurs actuels les transistors MOSFET et IGBT sont les plus utilisés.

- MOSFET: dispositifs qui manipulent les puissances moyennes, s'utilisent quand la tension continue est de faible valeur (moins de 500 V). Fréquence de commutation supérieure à 1 MHz.
- IGBT: combinent les avantages des transistors bipolaires, faible tension de saturation avec ceux du MOSFET, impédance d'entrée élevée. Sont des dispositifs qui s'utilisent quand la tension continue est élevée (supérieure à 300 V). Fréquence de commutation 40 kHz.

Pour accomplir les conditions d'être bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension, il est nécessaire d'intégrer un transistor avec une diode.

2.6.MODE DE COMMUTATION DES ONDULEURS

Les premiers onduleurs photovoltaïques dans les années 1980 sont des onduleurs qui commutent en présence du réseau (onduleur commuté), avec l'étape de connexion au réseau réalisé par des thyristors en commutation provoquée par l'évolution de la tension du réseau. Ce type d'onduleur fonctionne normalement avec un facteur de puissance faible (0,6 et 0,7) induisant de la puissance réactive, une distorsion harmonique du courant de sortie élevée qui affectent le rendement de l'onduleur et peuvent perturber le réseau. Mais, à l'inverse, cette topologie est robuste, efficace et de bon prix [19], [20].

Grâce au développement rapide dans les semiconducteurs de puissance, les thyristors ont été substitués par des Mosfets et des IGBTs ainsi que les onduleurs commutés sont remplacés par des onduleurs autocommutés dans une gamme de puissance supérieure à 2 kW [10], [15], [36].

Ce type d'onduleur peut être connecté au réseau vu qu'il peut synchroniser sa tension alternative avec la tension du réseau électrique, de manière à injecter n'importe quel niveau de courant au réseau, à condition qu'il ne dépasse pas sa puissance nominale. Ces onduleurs sont généralement efficaces et surs.

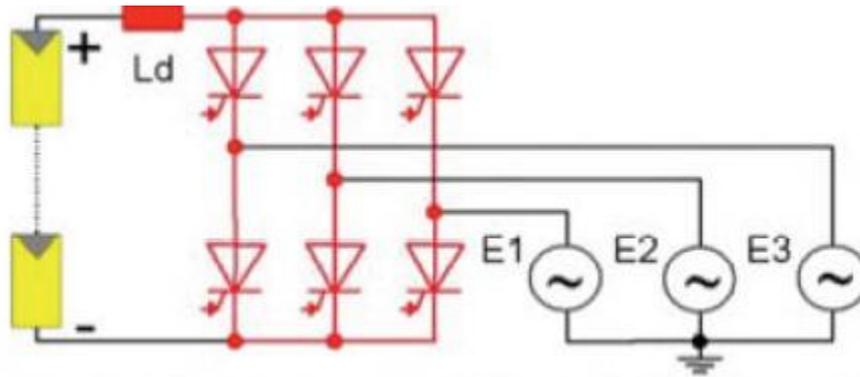


Figure 2.4. Circuit utilisant des thyristors

Les onduleurs auto-commutés utilisent, généralement, le contrôle PWM et une fréquence de commutation élevée (de 1 kHz à 20 kHz) selon le dispositif utilisé, pour cela le signal de sortie peut être parfaitement sinusoïdal [10], [22]. Cette conception est robuste, efficace et sa technologie est à faible coût, permettant de garantir une fiabilité élevée.

Les seuls inconvénients de ce type d'onduleurs sont:

- Le prix: Ils sont nettement plus élevés que les onduleurs à base de thyristors
- Le rendement des onduleurs auto-commutés est inférieur au rendement des onduleurs commutés par le réseau dû à la fréquence élevée et aux pertes par commutation [10].

La réduction des harmoniques et un bon facteur de puissance sont les principales raisons des nouvelles topologies de l'onduleur et la conception des systèmes pour répondre à des nouvelles normes qui couvrent la qualité de puissance.

La figure 2.5, présente un exemple de circuit simple composé d'un pont de transistors commandé par PWM. Le signal alternatif obtenu est ensuite filtré par l'inductance L située avant le transformateur afin d'obtenir un signal alternatif sinusoïdal à la fréquence du réseau. Ce dernier signal est ensuite ajusté à la tension du réseau par un transformateur 50Hz qui apporte en même temps une isolation galvanique au montage.

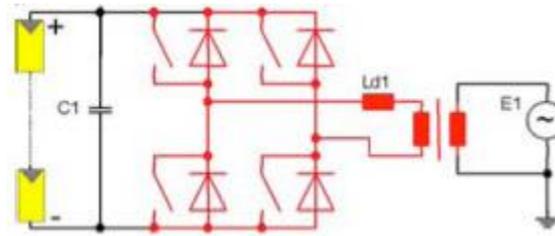


Figure 2.5. Circuit simple utilisant un pont de transistors

2.7. CONTROLE EN TENSION ET CONTROLE EN COURANT

Par la suite, nous allons présenter quelques différences qui existent entre le contrôle de courant et le contrôle de tension de l'onduleur.

Pour le cas d'un système photovoltaïque isolé sans connexion au réseau électrique, le contrôle qui doit être utilisé est le contrôle de tension. Cependant, le contrôle en tension et le contrôle en courant peuvent être utilisés avec des onduleurs connectés au réseau. Le plus utilisé des deux dans les applications photovoltaïques, est l'onduleur auto-commuté contrôlé en courant, qui permet d'avoir un facteur de puissance élevé avec un circuit de contrôle simple et la possibilité de supprimer le transitoire du courant en présence d'une distorsion ou d'un bruit par exemple, changement de chutes de tension du courant dans le système de puissance. Cependant les onduleurs autocommutés peuvent être connectés au réseau vu qu'ils peuvent synchroniser leur tension alternative de sortie avec la tension du réseau.

La régulation de tension se réalise par la modulation de largeur d'impulsion PWM, en augmentant la largeur des impulsions qui excitent les interrupteurs de puissance dans le cas où la tension de sortie diminue et vice-versa. Ce sont des onduleurs qui commutent à haute fréquence et peuvent générer le signal de courant en phase avec la tension du réseau en corrigeant le facteur de puissance.

2.8. TECHNIQUES DE CONTROLE

Un onduleur en alimentation de courant peut opérer en mode de contrôle de tension si on lui ajoute une boucle de régulation de tension et vice-versa. Un onduleur en

alimentation de tension peut opérer en mode de courant s'il est doté d'une boucle de courant [14], [23], [47].

Dans les applications des onduleurs (VSI) connectés au réseau, il est nécessaire d'ajuster la valeur de la tension qu'on obtient à la sortie de l'onduleur.

La régulation de la tension va dépendre du signal de référence qui contrôle le fonctionnement de l'onduleur et détermine les impulsions d'excitation des interrupteurs qui le constituent. Le signal de référence se détermine à partir des boucles de réalimentation disponibles dans le système, qui seront responsables pour compenser les variations qui peuvent se produire dans la charge ou dans la tension d'alimentation. En plus ils doivent accomplir les directives sur le THD des signaux générés ($\text{THD} < 5\%$) [120].

Parmi les techniques de modulation des onduleurs VSI [39], [40], nous pouvons distinguer deux types de contrôle:

- Le contrôle scalaire des onduleurs VSI: dans ce type de contrôle on agit sur la modification de la valeur d'une magnitude électrique du signal de référence qui détermine les signaux de commutation des interrupteurs.
- Le contrôle vectoriel des onduleurs VSI: Dans ce type de contrôle, on agit sur la modification de l'amplitude et de la phase d'une référence (vecteur de référence) à partir duquel se détermine les signaux de commutation des interrupteurs à contrôler qui permettent d'obtenir le signal souhaité à la sortie.

2.9. CONTROLE DES ONDULEURS CONNECTES AU RESEAU

Généralement dans un système photovoltaïque de connexion au réseau électrique, c'est le courant que l'onduleur injecte au réseau qui doit être réellement contrôlé. Celui-ci sera la variable à réalimenter dans l'onduleur quand il est planifié de fermer la boucle de régulation.

Dans la plupart des applications des onduleurs VSI avec modulation de largeur d'impulsion PWM, les convertisseurs ayant une structure de contrôle composé d'une

boucle interne de courant. A cause de la forme aléatoire de l'onde du courant de sortie de l'onduleur, le contrôleur du courant a pour objectif d'obtenir des courants de sortie de l'onduleur qui suivent fidèlement les références apportées à lui-même. Le courant de sortie doit être le plus sinusoïdal possible avec une faible distorsion harmonique comme l'exige les normes d'un système de connexion au réseau [120], [121].

le rendement du convertisseur et de l'onduleur dépendent pour une grande partie de la stratégie de commande utilisée, cependant le contrôle du courant est un des sujets les plus importants dans les applications des onduleurs pour les avantages qu'il présente [39], [40], [45], [46], [47], [66].

- Contrôle du courant instantané et grande précision
- Protection maximum du courant
- Dynamique très bonne
- Compensation de la chute de tension des semi-conducteurs et le temps mort des transistors,
- Compensation du bus continu et les variations de la tension alternative de la sortie.

2.10. CONTROLE DU COURANT

Les techniques de contrôle du courant dans les onduleurs sont généralement classées dans deux groupes, le contrôle linéaire et le contrôle non linéaire.

Les contrôleurs linéaires fonctionnent avec le modulateur de tension PWM conventionnel. Ce concept permet d'exploiter les avantages de la boucle ouverte du modulateur (PWM sinusoïdal, la modulation vectorielle):

- Fréquence de commutation constante, ou limitée pour garantir un fonctionnement des dispositifs du convertisseur,
- spectre d'harmonique bien défini,
- salves de commutations optimales (*Optimum PWM Pattern*)
- bonne utilisation du bus continu.

Les progrès dans les processeurs digitaux (DSP, FPGA) ont donné place à l'apparition de différentes techniques dans le contrôle du courant du convertisseur statique [17], [108], [110].

Dans les références suivantes : [16], [18], [27], [28], [66], [90], il a été réalisé une révision générale de ces techniques pour des onduleurs monophasés et triphasés et ils offrent quelques solutions du contrôle du courant.

Dans ce chapitre, nous présentons les techniques de contrôle du courant qui ont montré plus d'efficacité dans les applications des onduleurs connectés au réseau.

2.10.1. CONTROLE LINEAIRE DU COURANT

Le contrôle linéaire du courant utilise la modulation PWM. Dans ce contrôle, figure 2.6, le courant de référence est comparé au courant de sortie de l'onduleur et l'erreur résultante s'applique à un régulateur linéaire, généralement un régulateur proportionnel-intégral PI.

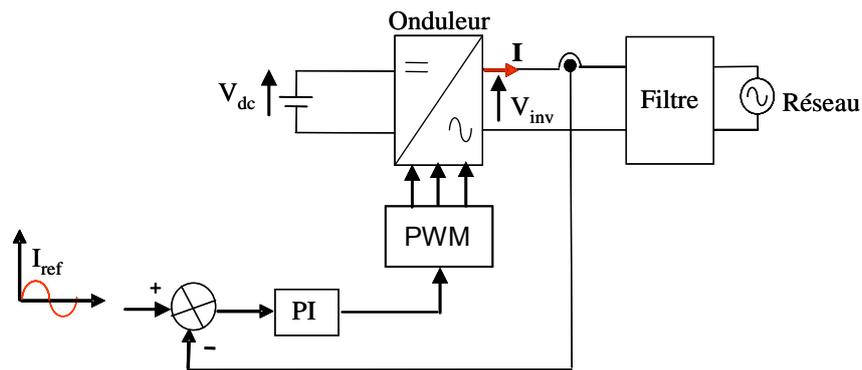


Figure 2.6. Contrôle linéaire du courant

Pour des systèmes triphasés, bien que le contrôle linéaire puisse être parfaitement implémenté dans un système de référence stationnaire une variante consiste en l'utilisation d'un système de référence rotatif ; axe $d-q$, [97], [98], [99].

L'élection des paramètres du régulateur est directe quand on travaille en temps continu. Ce contrôle peut être mis en œuvre via circuits analogiques ou digitaux.

Le contrôle linéaire présente l'immunité au bruit, en tenant compte que la limite de la largeur de la bande du régulateur élimine les composants de haute fréquence du signal d'erreur du courant.

La limitation de la largeur de la bande se doit à la restriction imposée par le maximum de la pente du signal modulant, et ne pouvant pas être supérieure à la pente de la porteuse.

Dans les systèmes discrets, cette limitation s'impose par la constante de temps d'actualisation de la consigne dans le modulateur [40], [90]. Le contrôle linéaire du courant aboutit à des résultats satisfaisants dans le contrôle du courant injecté au réseau. Dans [12], [16], [27], [93]. Plusieurs techniques de contrôle de courant des onduleurs VSI monophasés et triphasés avec modulation de largeur d'impulsion (PWM) avec différents concepts ont été présentées.

2.10.2. CONTROLE NON LINEAIRE DE COURANT

Le contrôle non linéaire du courant consiste généralement en un contrôle par hystérésis.

Le contrôle par hystérésis est utilisé dans la régulation de courant du convertisseur. Le courant injecté est comparé avec le courant de référence, et l'erreur résultante est appliquée à un comparateur d'hystérésis de bande fixe, figure 2.7.

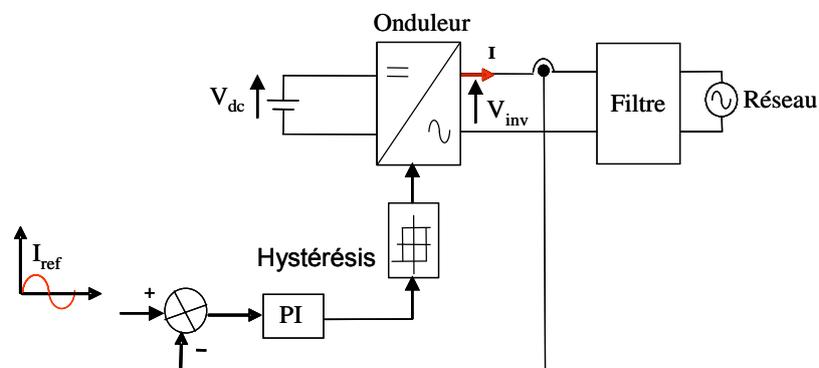


Figure 2.7. Contrôle par hystérésis

Les signaux de commutation obtenus se fixent pour maintenir l'erreur du courant injecté dans cette bande d'hystérésis. Dû à son inhérente non linéarité et à l'absence de retards, ce contrôle est capable de fournir une réponse dynamique très rapide [14], [29], [67], [68], [90].

Le contrôle par hystérésis est robuste, simple à mettre en œuvre et très utilisé dans le contrôle des onduleurs, offrant en plus une limitation instantanée du courant. Malgré, les avantages cités, cette technique de contrôle présente plusieurs caractéristiques indésirables. Le principal inconvénient est que, la fréquence de modulation est variable dans l'onduleur de puissance, ce qui complique la conception du filtre de sortie qui peut provoquer des résonances avec le réseau. Le contrôle par hystérésis s'applique facilement aux onduleurs dont les transistors travaillent de manière indépendante, cependant dans les onduleurs en pont complet, l'interaction entre les courants des phases agit de manière négative sur le fonctionnement de ce contrôle.

2.10.3. CONTROLE PREDICTIF DE COURANT

Ce type de contrôle prédit, à chaque période de modulation, et sur la base de l'erreur actuelle et des paramètres du système, la valeur que devrait prendre la tension de sortie de l'onduleur pour garantir que le courant injecté atteint la valeur de référence. Quand la tension de sortie de l'onduleur est choisie de telle sorte que l'erreur de courant est éliminée à la fin de la période suivante de commutation, ce contrôle est connu comme *dead-beat*, [69], [79], [90].

Dans le régime permanent, ce contrôle assure que le courant suit exactement la référence avec un retard de deux périodes d'échantillonnage. Ce système de contrôle est basé dans l'existence d'un modèle, par rapport à la situation réelle, il est sensible aux instabilités et aux oscillations.

Le contrôle *dead-beat* est habituellement utilisé dans un processeur digital du signal, et utilise généralement la modulation vectorielle dans le convertisseur, lequel est également approprié à l'implémentation digitale. Cette technique de contrôle exige une puissance élevée de traitement, et une fréquence d'échantillonnage relativement élevée.

2.11. REGULATION DU COURANT DES ONDULEURS CONNECTES AU RESEAU

Dans un système photovoltaïque connecté au réseau, le principal objectif est de contrôler la puissance injectée au réseau en contrôlant le courant que l'onduleur injecte au réseau à partir des panneaux solaires. Ce convertisseur s'accompagne d'un système

de contrôle qui garantit que le courant injecté dans le réseau suit fidèlement le signal apporté comme référence du courant de point de puissance maximum (MPPT).

L'ensemble de l'onduleur et du régulateur de courant doit se comporter comme une source linéaire capable d'injecter en tout moment au réseau, le courant du générateur photovoltaïque. La Figure 2.8, présente un système général du régulateur linéaire de courant injecté au réseau.

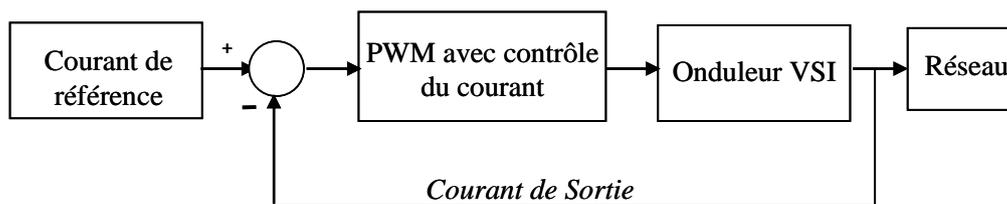


Figure 2.8. Diagramme basique de contrôle en courant

2.12. ETAT DE L'ART SUR LES ONDULEURS CONNECTÉS AU RESEAU

Les onduleurs statiques utilisent des dispositifs semi conducteurs de puissance pour effectuer les commutations, lesquels fonctionnent seulement en deux modes, fermés (OFF) et mode de conduction (ON). Pour cela, le signal alternatif obtenu à la sortie est un signal carré. Ce dernier peut être converti en un signal sinusoïdal en utilisant concevoir un onduleur est d'obtenir des signaux de sortie pour lesquels les harmoniques qui apparaissent soient de petites valeurs et les plus éloignées possible du fondamental; Ceci peut être atteint en augmentant la fréquence de commutation des semiconducteurs et en filtrant le signal obtenu.

Une des fonctions que doit accomplir n'importe quel onduleur est la régulation de la valeur de tension de sortie. Ceci peut être obtenu par [25]:

- Une régulation de la tension avant l'onduleur : la tension du bus continue
- Une variation de l'angle de phase
- Un maintien de la modulation de la largeur d'impulsion PWM

- Une régulation à la sortie de l'onduleur à l'aide d'un autotransformateur

Si nous faisons une étude en tenant compte de l'évolution des onduleurs actuellement utilisés dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau, la majorité des onduleurs de basse puissance utilisent le contrôle PWM avec une haute fréquence de commutation. Pour cela les signaux de sortie obtenus sont sinusoïdaux, facteur de puissance élevé et faible distorsion harmonique.

Dans la modulation de largeur d'impulsion PWM, le contrôle de la tension s'effectue à l'aide de la variation de la largeur de différentes impulsions. Dans un onduleur monophasé, les signaux de contrôle sont obtenus en comparant un signal sinusoïdal qui intervient comme signal de référence (V_{ref}), avec une amplitude V_{ref} et fréquence f_{ref} , et un signal triangulaire (V_{tri}) avec amplitude V_{tri} et fréquence f_{tri} , qui maintient souvent son amplitude. Le résultat de cette comparaison active le circuit d'excitation de l'onduleur. La fréquence de la tension de sortie est souvent constante et détermine la fréquence de la tension de sortie et la fréquence du signal triangulaire détermine le numéro des impulsions en chaque semicycle [14], [33], [39] [40].

La variation de la tension de sortie depuis les 0 volts jusqu'à la tension maximale de sortie, se réalise selon la variation de l'amplitude du signal sinusoïdal de référence, laquelle détermine la variation de la largeur d'impulsion depuis une valeur minimum jusqu'à une valeur maximum qui dépend de la relation entre la fréquence du signal triangulaire et celle du signal de référence (indice de modulation de fréquence) et qui dépend aussi de la relation entre les amplitudes de deux signaux (indice de modulation d'amplitude).

2.13. CARACTERISTIQUES PROPRES A UN ONDULEUR POUR SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES (PV)

La principale caractéristique de l'onduleur PV est la recherche du meilleur point de fonctionnement du système.

En effet, le générateur PV (ensemble de modules PV) a une courbe caractéristique IV non linéaire (figure 1). Pour un éclairement et une température donnés, la tension en circuit ouvert ou à forte charge est à peu près constante (assimilable à une source de

tension), tandis qu'en court-circuit ou à faible charge le courant est pratiquement constant (source de courant).

Le générateur n'est alors ni vraiment une source de tension ni vraiment une source de courant non plus. La tension de circuit ouvert est sensible à la température et diminue quand la température augmente. Le courant de court-circuit est quant à lui proportionnel à l'éclairement: augmente si l'éclairement augmente.

2.14. METHODES DE RECHERCHE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

L'unité de régulation de l'onduleur assure un fonctionnement du générateur PV au point de fonctionnement optimal (point de puissance maximale ou MPP) pour garantir une production de puissance électrique maximale.

Il existe environ une vingtaine de méthodes de recherche du point de puissance maximale d'un champ de modules (Maximum Power Point Tracking), dont l'efficacité et la rapidité diffèrent.

Les deux méthodes les plus couramment rencontrées sont celles dites du Hill-Climbing et du P&O (Perturb and Observe). Ces deux méthodes fonctionnent sur le même principe qui consiste à perturber le fonctionnement du système et à analyser ensuite la réaction du système à cette perturbation: modification du rapport cyclique de hachage pour la méthode de Hill-Climbing, modification de la tension aux bornes du champ de modules photovoltaïques pour la méthode P&O. Le fait de modifier le rendement de conversion de l'onduleur perturbe le courant continu issu des modules et par conséquent la tension à leurs bornes et la puissance instantanée délivrée.

Ces deux méthodes sont donc basées sur le contrôle de la puissance instantanée délivrée par le champ de modules PV en fonction de variations de la tension continue aux bornes du champ PV.

2. 14.1. PERTURBATION ET OBSERVATION

L'algorithme le plus utilisé dans la plupart des cas, pour la poursuite du point de puissance maximale, 'MPPT' est l'algorithme 'Perturbation et Observation' (P & O), en raison de sa facilité de mise en œuvre dans sa forme de base [82], [100], [101], [109].

La caractéristique d'un système photovoltaïque est présentée, avec la poursuite du point de puissance maximale, en utilisant cet algorithme, dans le chapitre suivant. Le suiveur

du point de puissance maximale 'MPPT' est un circuit électronique qui se compose de deux étages, un étage de puissance et un étage de contrôle. Cette fonction est appliquée et implémentée au niveau des onduleurs CC-CC ou CC-CA.

Par conséquent, si la tension de fonctionnement du générateur photovoltaïque est perturbée dans une direction donnée et $dP/dV > 0$, il est connu que la perturbation s'installe sur le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque au point de puissance maximale. L'algorithme de P & O peut alors suivre la tension VF dans la même direction. Si $dP/dV < 0$, alors que le point de fonctionnement du champ de modules photovoltaïques a été déplacé à l'extérieur de la zone du maximum de puissance, et l'algorithme P & O inverse la direction de la perturbation. Un problème avec cet algorithme P & O oscille autour du point de puissance maximale dans un état stable. Nous pouvons également suivre dans la mauvaise direction, à l'écart du point de puissance maximale, lorsque les niveaux de rayonnement évoluent rapidement.

Algorithme perturbation et observation classique

Cet algorithme est basé sur une provocation d'un changement ou d'une perturbation du rapport cyclique d du convertisseur, et sur l'analyse des effets qui se produisent au point de fonctionnement par une telle action.

Lorsque les résultats reflètent une augmentation de la puissance générée par le générateur photovoltaïque, on procède à une nouvelle perturbation dans le même sens que la fois précédente.

Dans le cas où la puissance diminue par rapport au précédent état, la perturbation se ferait dans la direction opposée. De cette façon, une fois atteint le point de puissance maximale (MPP), le point varie autour de celui-ci. Si les conditions météorologiques changent, l'algorithme de nouveau va chercher le point de puissance maximale [104].

Dans les figures suivantes, nous présentons de point de vue graphique le principe de fonctionnement de cet algorithme de contrôle.

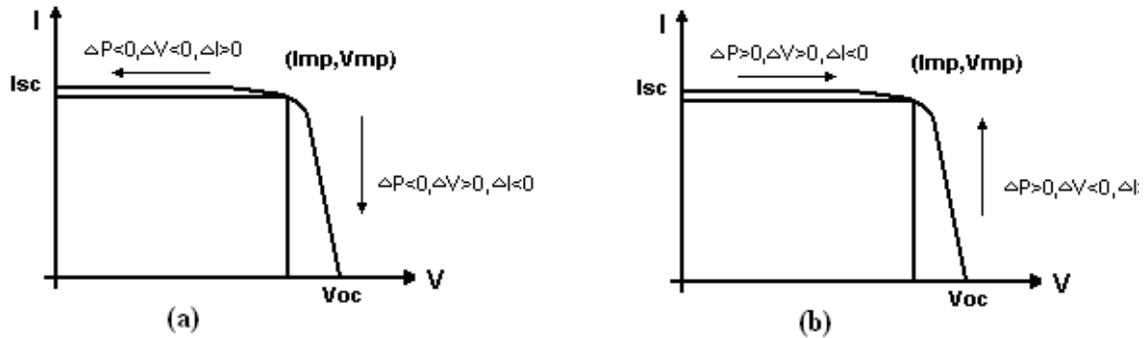


Figure 2.9. Impact de la courbe I-V sur la variation du point de travail

Dans la figure 2.9.(a), il est montré que lorsque le système fonctionne au point de puissance maximale. Ce point varie avec le rapport cyclique en modifiant la tension de fonctionnement du champ. Quelle que soit la direction du changement, la puissance sera inférieure à celle existante avant la perturbation [82], [104], [109].

Sur la figure 2.9.(b), il est montré la situation inverse, c'est-à-dire à partir d'un point de fonctionnement qui ne correspond pas au point de puissance maximale, de sorte que lorsque le point de départ se trouve gauche du MPP, les perturbations provoquent des augmentations de la tension du module, produisant des puissance élevées, jusqu'à ce qu'ils laissent derrière le MPP, situation qui se trouve au côté droit, où les perturbations qui augmentent la puissance générée sont dans le sens descendant de la tension de fonctionnement du panneau

Le diagramme générique est présenté sur la page suivante, figure 2.10.

Cet algorithme de contrôle est simple, peu coûteux et très rapide pour localiser le point de puissance maximale. Son principal inconvénient est que son efficacité dépend principalement de deux paramètres qui doivent être bien étudiés.

Temps d'échantillonnage des variables. La rapidité avec laquelle on mesure la tension et le courant montre que le système va fonctionner correctement ou non. Un échantillonnage lent induit le système à prendre trop de temps pour atteindre le point de puissance maximale, en fonction des conditions météorologiques stables. Il ne peut être conforme à la recherche du point, lorsque les conditions météorologiques sont instables.

Inversement, si les mesures sont effectuées à haute fréquence, il est possible que le champ de modules ne parvienne pas une exploitation stable, en raison de la constante de temps, et il est déterminé à trouver une erreur dans le point de puissance maximale.

La limite de la fréquence d'échantillonnage maximum est imposée par le dispositif et le logiciel de conception de contrôle, qui peut être suffisant pour éviter les inconvénients mentionnés ci-dessus [82].

Augmentation du rapport cyclique. Un incrément pour l'augmentation du rapport cyclique provoque des oscillations autour du point de puissance maximale, et donc de générer moins de puissance. Si par contre la variation du rapport cyclique est trop petite, l'algorithme peut se perdre car la variation est trop faible, donc ni la tension et ni le courant ne peuvent pas trouver le chemin ou, au mieux, un très grand retard pour atteindre le MPP.

Il y a une limite à l'augmentation minimale du rapport cyclique, et cela est dû au dispositif utilisé et la fréquence choisi pour le signal PWM. Par exemple, si on utilise une fréquence d'horloge de 20 MHz et la fréquence de travail est de 200 kHz, l'augmentation minimale qui peut se produire pour le signal PWM est de 1 % ($20 \text{ MHz} / 200 \text{ kHz} = 0,01$). Alors que l'algorithme de perturbation et de d'observation classique calcule la puissance instantanée en mesurant le courant et la tension des modules. Il existe une variante en mesure d'obtenir les mêmes résultats en mesurant une seule variable.

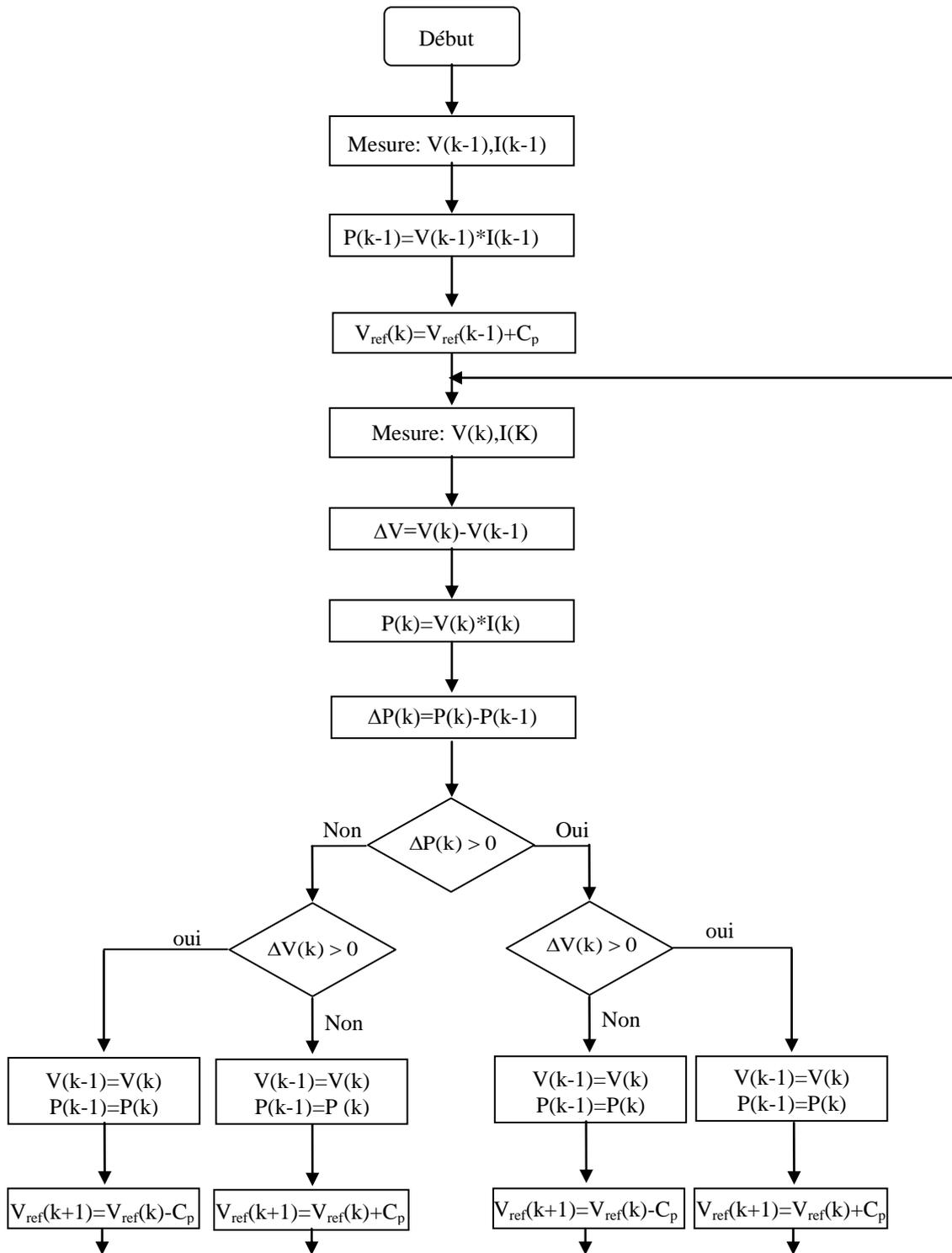


Figure 2.10. Algorithme de perturbation et observation classique

2.14.2. COMMANDE MPPT EXTREMALE

Les commandes MPPT qui ont été développées, ces dernières années, sont basées sur le principe de la commande extrême. Ce type de commande se base sur la recherche d'un extrême d'un paramètre ou d'une variable physique d'un système par la variation ou perturbation d'un paramètre d'entrée de ce système. Dans le cas particulier d'un GPV, une commande MPPT extrême oblige le point de fonctionnement du GPV à se rapprocher du PPM et à osciller autour de lui indéfiniment [41], [100].

La commande MPPT utilisée ici est étudiée. Dans ce cas, une étude analytique a été faite du point de vue de la stabilité de cette commande, lorsqu'elle est utilisée pour une recherche du PPM d'un GPV à l'aide d'un convertisseur statique. La stabilité globale du système a été ainsi démontrée par la à l'aide de la technique de Lyapunov. L'algorithme extrême est appliqué dans ce contexte à la recherche du PPM d'un GPV portant sur un comportement en régime établi caractérisé par une oscillation autour du PPM. L'algorithme fait évoluer les valeurs des tensions et des courants du GPV vers le PPM par une variation positive ou négative linéaire de la tension du GPV (V_{PV}) au cours du temps.

La variation de V_{PV} avec une dérivée temporelle constante est effectuée à travers le même type de variations introduites sur le rapport cyclique du Convertisseur statique.

Les variations introduites sur le rapport cyclique du convertisseur modifient la tension d'entrée du convertisseur statique, mais aussi le point de fonctionnement du GPV. Dans cette figure 2.11, les points de fonctionnement P_1 et P_2 correspondent respectivement aux tensions d'entrée V_1 et V_2 et, de manière équivalente, aux rapports cycliques D_1 et D_2 . Si nous supposons que le convertisseur statique est une structure de type survolteur (boost), la tension d'entrée du convertisseur CC/CC peut s'exprimer :

$$V_{IN} = V_c (1 - D) \quad (2.1)$$

V_c est la tension de la charge supposée constante.

Si nous supposons que la transition d'un point de fonctionnement P_1 à un point de fonctionnement générique P est effectuée par un incrément du rapport cyclique D de la manière suivante :

$$D_P(t) = D_1 + \alpha t \quad (2.2)$$

Où α est une constante positive.

L'expression de $V_p(t)$ est:

$$V_p = V_C (1 - D_p) = V_C (1 - D_1 - \alpha) \quad (2.3)$$

D'un autre côté, pour le point P1:

$$V_1 = V_C (1 - D_1) \quad (2.4)$$

A partir de (2.3) et (2.4), on peut écrire:

$$V_p(t) = V_C (1 - D_1 - \alpha t) = V_1 - V_B \alpha t \quad (2.5)$$

Nous constatons qu'une transition impliquant un décrement de D , c'est-à-dire une pente négative sur l'équation (2.3), implique un changement de signe de α sur l'équation (2.5). Ainsi, l'équation (2.5) exprime un décrement temporel linéaire de V_{PV} .

De manière similaire, un décrement du rapport cyclique donne lieu à un incrément temporel de V_{PV} noté $V_p(t)$

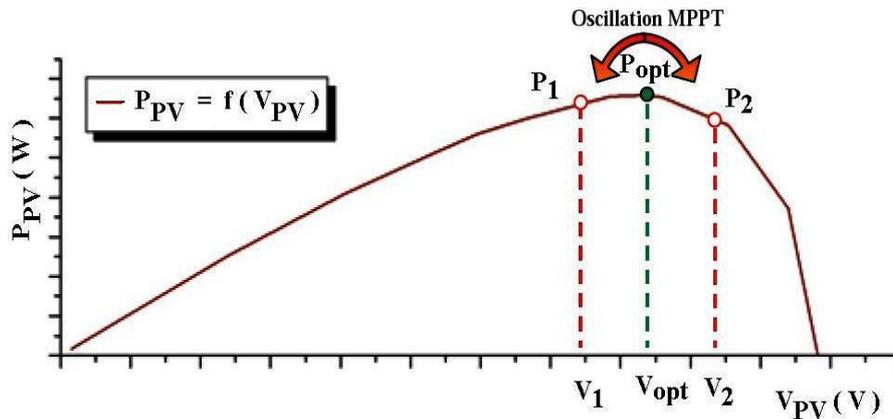


Figure 2.11. Schéma donnant l'oscillation du PPM sur la caractéristique $I(V)$ et $P(V)$ pour différents points de fonctionnement

De plus, la dérivée de la puissance fournie par le GPV par rapport à D peut s'exprimer:

$$\frac{dP}{dD} = \frac{dP}{dV_{IN}} \cdot \frac{dV_{IN}}{dD} \quad (2.6)$$

A partir de la relation (2.2), on peut écrire (2.7) comme :

$$\frac{dP}{dD} = -V_C \frac{dP}{dV_{IN}} \quad (2.7)$$

Ainsi, la dérivée seconde peut s'exprimer:

$$\frac{d^2P}{dD^2} = -V_C \frac{d^2P}{dV_{IN}^2} \cdot \frac{dV_{IN}}{dD} = V_C^2 \frac{d^2P}{dV_{IN}^2} \quad (2.8)$$

Comme au PPM, $dP/dV_{IN} = 0$, cela implique:

$$\frac{dP}{dD} = 0 \quad (2.9)$$

De plus, au PPM, $d^2P/dV_{IN}^2 < 0$, cela implique:

$$\frac{d^2P}{dD^2} < 0 \quad (2.10)$$

A partir des expressions (2.9) et (2.10), on peut déduire que la puissance fournie par le GPV est une fonction concave par rapport à D. Ainsi, l'algorithme de recherche extrême peut être appliqué directement sur D du Convertisseur qui va alors contrôler la puissance fournie du GPV. La recherche du PPM est caractérisée par une trajectoire sur la caractéristique V(I) du GPV avec une tension de GPV variant triangulairement par rapport au temps avec des pentes de valeurs respectives a $-V_C \alpha$ et $+V_C \alpha$, pour un mouvement de gauche à droite, et de droite à gauche [101].

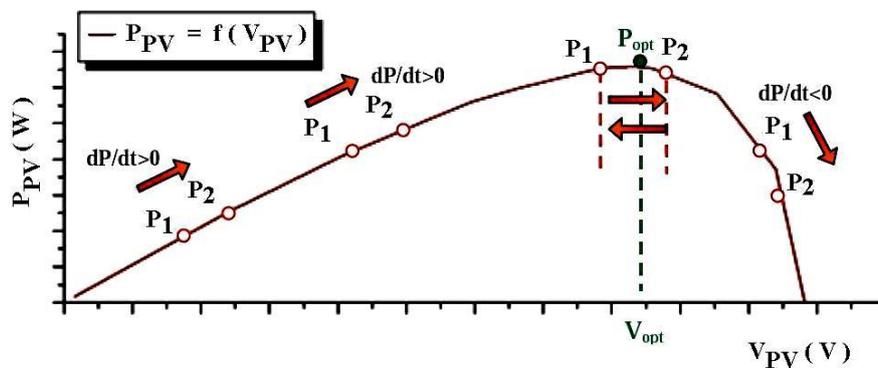


Figure 2.12. Caractéristiques $P(V)$ du GPV pour différents points de fonctionnement

2.14.3. NUMERISATION DE LA COMMANDE MPPT

Les travaux d'optimisation de cette commande sont orientés sur la numérisation d'une partie de la commande pour, dans un premier temps obtenir une commande flexible et d'autre part arriver à un système de contrôle moins couteux. Le diagramme de la figure 2.13 représente la loi de commande MPPT avec une partie de la commande numérisée. Les travaux de recherches menés ont abouti à la numérisation de l'acquisition des mesures de tension et de courant du GPV et de l'algorithme de contrôle MPPT.

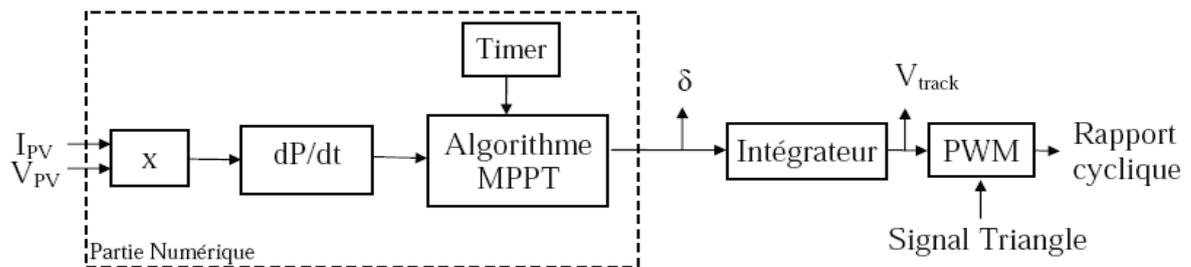


Figure 2.13. Loi de commande MPPT Semi-Numérique

Le principe de fonctionnement reste le même que pour la version analogique.

C'est à partir de la mesure de puissance, que l'on peut déterminer le signe de la dérivée par rapport au temps. Ensuite, l'algorithme vient déterminer dans quel cas de configuration, nous nous trouvons avant de prendre une décision de changement de sens de poursuite du PPM. (figure 2.14).

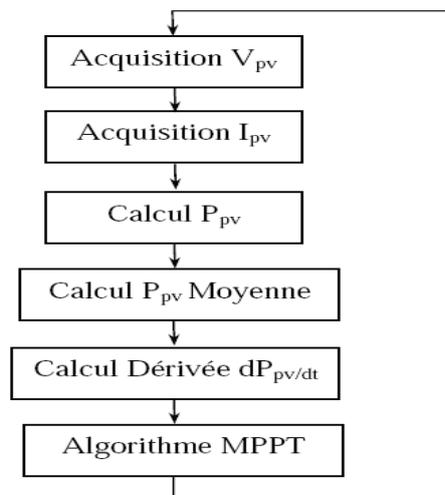


Figure 2.14. Diagramme de fonctionnement de la MPPT Numérique

2.14.4. AUTRES METHODES DE RECHERCHE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE

Après avoir décrit, la méthode de perturbation et observation et la méthode de la conductance incrémentale, qui consiste à comparer la conductance incrémentale $\frac{\Delta I}{\Delta U}$ et de la comparer au rapport $-I/U$: $\frac{\Delta I}{\Delta U} = -\frac{I}{U}$ au MPP*, $> -\frac{I}{U}$ à gauche du MPP* et $< -\frac{I}{U}$ à droite du MPP*, précédemment, il ressort qu'il existe d'autres méthodes pour la recherche du point de puissance.

Il s'agit de:

- La méthode dite de la tension de circuit ouvert fractionnaire (Fractional Open-Circuit Voltage), basée sur la proportionnalité entre la tension de circuit ouvert (V_{co}) et la tension au point de puissance maximale (V_{MPP})
- La méthode dite du courant de court-circuit fractionnaire (Fractional Short-Circuit Current) basée sur la proportionnalité entre le courant de court-circuit (I_{cc}) et le courant au point de puissance maximale (I_{MPP})
- Le contrôle du MPP* à base de logique floue (Fuzzy Logic Control)
- Le contrôle du MPP* à base de réseaux neuronaux (Neural Network)
- La méthode RCC (Ripple Correlation Control), consiste en l'analyse des interférences causées par l'onduleur sur la tension et le courant du champ de modules photovoltaïques
- La méthode de balayage du courant (Current Sweep), permettant de calculer périodiquement la caractéristique tension-courant du champ de modules PV et d'en déterminer le MPP*
- La méthode de contrôle de la tension aux bornes du condensateur d'entrée de l'onduleur (DC Link Capacitor Droop Control)
- La méthode d'optimisation de la puissance de sortie de l'onduleur (Load Current or Load Voltage Maximization), basée sur le fait que si la puissance de sortie de l'onduleur est maximale, alors le champ de modules PV fonctionne à son MPP*
- La méthode du contrôle dP/dV ou dP/dI (dP/dV or dP/dI Feedback Control) qui consiste à analyser la pente de la courbe Puissance-Tension du champ de modules PV (nulle au point de puissance maximale, positive avant le MPP* et négative après).

2.15. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre nous avons décrit les onduleurs connectés au réseau, leur configuration et mode de commutation ainsi que les différentes techniques de contrôle généralement utilisées pour ce type d'onduleur.

L'unité de régulation de l'onduleur connecté au réseau de distribution assure un fonctionnement du générateur photovoltaïque au point de fonctionnement optimal (point de puissance maximale ou MPP) pour garantir une production de puissance électrique et maximale.

Il existe plusieurs méthodes de recherche du point de puissance maximale pour un champ de modules photovoltaïques, dont l'efficacité et la rapidité varient. Les méthodes le plus couramment rencontrées sont celles de la conductance incrémentale et la méthode de perturbation et observation (P & O).

CHAPITRE 3

SYSTEME DE CONDITIONNEMENT DE PUISSANCE DU GPV CONNECTE AU RESEAU

3.1. INTRODUCTION

Dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau, un des objectifs que doit réaliser l'onduleur, est le contrôle de la puissance injectée au réseau suivant les normes en vigueur. Certains aspects peuvent apporter des améliorations significatives dans la conception et la réalisation pratique des onduleurs connectés au réseau, à savoir le contrôle de facteur de puissance, la réduction de la distorsion harmonique, l'élimination de la composante continue du courant injecté au réseau, l'utilisation du contrôle digital.

Dans le présent chapitre, nous présentons le bloc diagramme d'un système photovoltaïque connecté au réseau avec l'algorithme de poursuite de point de puissance maximale des modules photovoltaïques pour extraire la puissance maximale qui sera injecté au réseau. Nous présentons aussi la structure de contrôle d'un onduleur monophasé connecté au réseau.

Nous déterminons une méthode de contrôle basée sur un contrôle de SPWM digital qui permet le contrôle de la puissance maximale injectée au réseau et le contrôle du facteur de puissance.

Nous présenterons aussi la méthode pour la poursuite de point de puissance maximale et la structure des boucles de contrôle du courant et de la tension ainsi que le calcul des régulateurs.

3.2. DESCRIPTION DU SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE CONNECTE AU RESEAU

La figure 3.1, illustre la connexion du système photovoltaïque au réseau électrique et les éléments qui forment ce système sont, le module solaire photovoltaïque, le convertisseur élévateur 'boost' et le convertisseur CC/CA 'onduleur'.

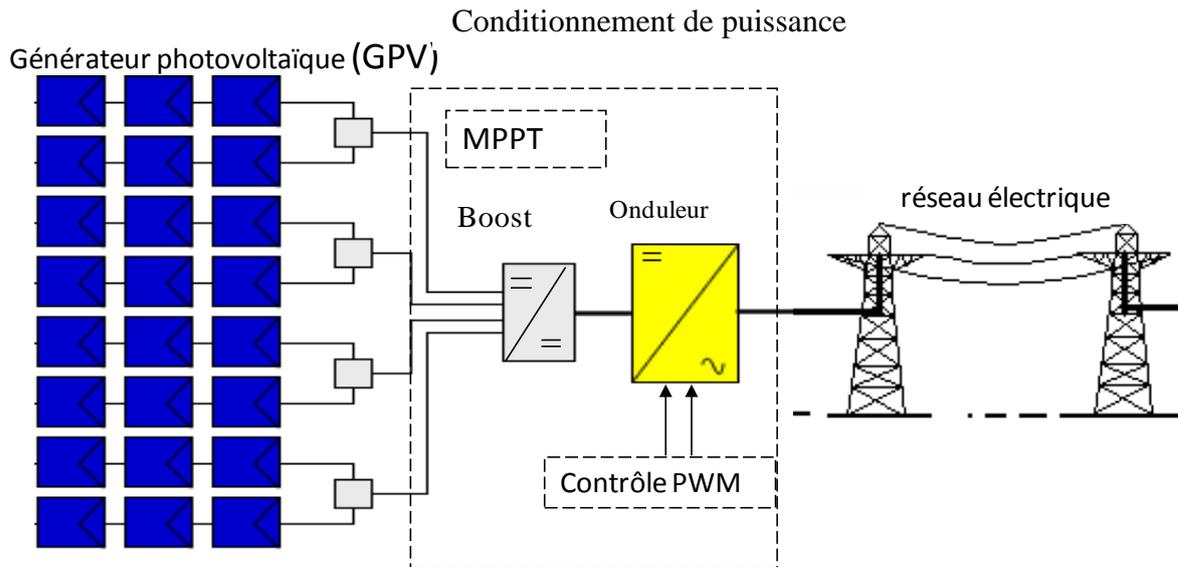


Figure 3.1. Système photovoltaïque connecté au réseau électrique

Pour augmenter le rendement énergétique d'une installation photovoltaïque et optimiser la gestion de la production électrique d'un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique, il est indispensable de positionner le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque au point de puissance maximale, qui peut fluctuer en fonction des variations du rayonnement solaire et de la température.

Pour la poursuite efficace du MPP et pour une adaptation d'impédance entre le générateur et l'onduleur, on utilise un convertisseur élévateur 'boost' qui maintient le point de fonctionnement du GPV au point de puissance maximale et adapte le courant et la tension pour un fonctionnement optimum.

L'onduleur est chargé de la conversion du courant continu en courant alternatif, d'injecter la puissance maximale au réseau électrique avec un courant le plus sinusoïdal possible et avec une distorsion d'harmonique minimale.

La majorité des onduleurs de faible puissance utilisent le contrôle PWM 'Modulation de Largeur d'Impulsions' avec une fréquence de commutation élevée, ce qui permet d'avoir à la sortie des signaux sinusoïdaux, un facteur de puissance élevé et une faible distorsion harmonique [12], [32], [42], [92], [93].

Le schéma électrique du système photovoltaïque connecté au réseau à travers le convertisseur élévateur et l'onduleur est montré dans la figure 3.2.

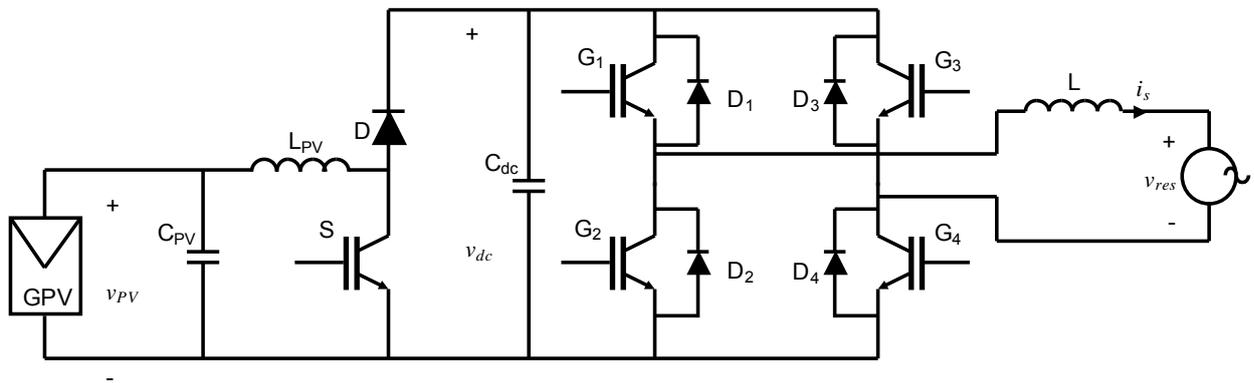


Figure 3.2. Schéma électrique du système photovoltaïque connecté au réseau

Cependant, à partir du schéma électrique du système photovoltaïque connecté au réseau présenté dans la figure 3.2, nous pouvons déterminer la structure de contrôle des variables de contrôle pour ce système.

3.3. STRUCTURE DE CONTRÔLE D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTE AU RESEAU

La figure 3.3, indique une structure de contrôle d'un système photovoltaïque connecté au réseau avec les variables de contrôle. Il s'agit d'injecter en tout moment la puissance instantanée maximale des modules photovoltaïques au réseau électrique [11], [12], [26], [27], [35].

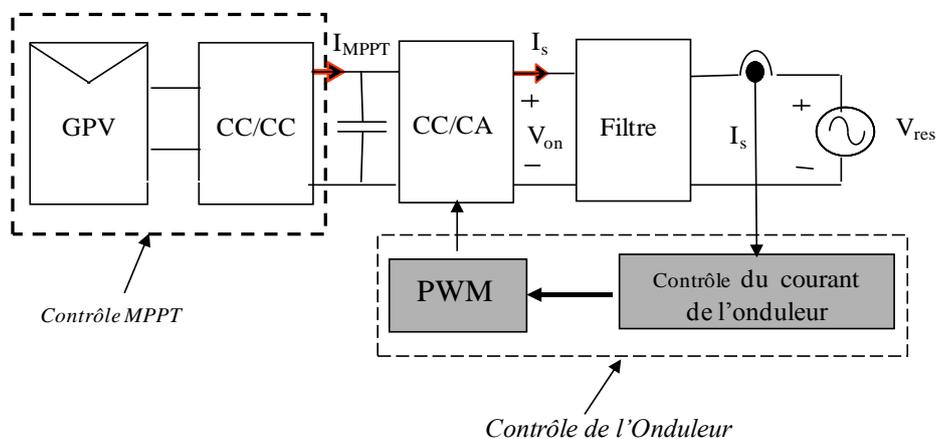


Figure 3.3. Structure de contrôle du système photovoltaïque connecté au réseau

Cette structure est subdivisée en deux parties:

1. Un contrôle MPPT, dont le principal objectif est d'extraire le maximum de puissance du générateur PV.
2. Un Contrôle de l'onduleur, qui a pour principal objectif:
 - le contrôle de la puissance active injectée au réseau
 - le contrôle de la tension du bus DC
 - d'assurer une meilleure qualité de la puissance injectée
 - la synchronisation avec le réseau.

En premier lieu, on rappelle brièvement les principaux éléments du système

3.3.1. MODULE SOLAIRE PHOTOVOLTAÏQUE

Le module solaire photovoltaïque est chargé de la conversion directe de l'énergie solaire en énergie électrique selon les conditions de la température et l'irradiation solaire.

Les modules photovoltaïques peuvent s'associer entre eux pour atteindre des puissances supérieures. Ils sont associés en série, pour augmenter la tension et maintenir la valeur du courant, et en parallèle, pour augmenter le courant pendant que la valeur de la tension est maintenue constante. Avec ce regroupement on peut reconfigurer une série de modules pour obtenir la tension et le courant désirés (voir chapitre.1)

3.3.2. CONVERTISSEUR CC/CC

Le convertisseur CC/CC utilisé est un élévateur, il est chargé d'augmenter la tension du champ de module solaire à un niveau de tension approprié à l'amplitude de la tension du réseau. Cette augmentation de la tension est nécessaire au fonctionnement de l'onduleur. Ce convertisseur est utilisé également pour réaliser la fonction de poursuite de puissance maximale. Son schéma électrique est représenté par la figure suivante, figure 3.4.

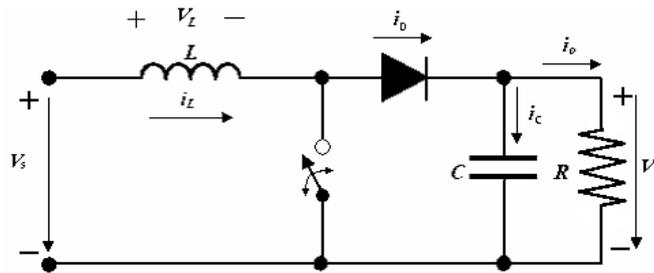


Figure 3.4. Convertisseur élévateur « boost »

Les fonctions de transfert spécifiques de la tension, dépendent du mode de conduction dans le quel le convertisseur fonctionne, donc :

- Dans le mode de conduction continue (MCC):

$$\frac{V_e}{V_s} = \frac{1}{1-d} \quad (3.1)$$

d : rapport cyclique

- Dans le mode de conduite discontinu (MCD):

$$\frac{V_e}{V_s} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot d^2}{K}}}{2} \quad (3.2)$$

Avec :

$$K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T} \quad (3.3)$$

Sachant que $0 \leq d \leq 1$, nous pouvons voir clairement son action élévatrice au moins dans le mode de conduction continue.

Le fonctionnement des convertisseurs est donné en détail dans plusieurs références [76], [77], [89], [103], [89].

Le convertisseur CC/CC est désigné aussi pour opérer au maximum power point (MPP) qui augmente la faisabilité économique du système. Plusieurs algorithmes de poursuite de point de puissance existent « MPP tracking »: look-up table, perturbation et observation (P & O), conductance incrémentale etc. [41], [52], [82], [101], [104], [107], [109].

Pour le contrôle du MPPT, c'est la méthode de perturbation et observation qui a été adoptée en raison de sa simple structure et du fait qu'elle nécessite moins de paramètres à mesurer.

Cette stratégie est mise en œuvre pour fonctionner sous un changement rapide de l'irradiation solaire dans un système photovoltaïque connecté au réseau, en utilisant une seule variable qui est le courant de sortie du générateur photovoltaïque, I_{PV} , et en maintenant la tension constante aux bornes du générateur PV et proche du point MPP.

Dans la figure 3.5, un exemple des caractéristiques de courant et de tension du générateur PV pour différentes valeurs de l'irradiation solaire est présenté.

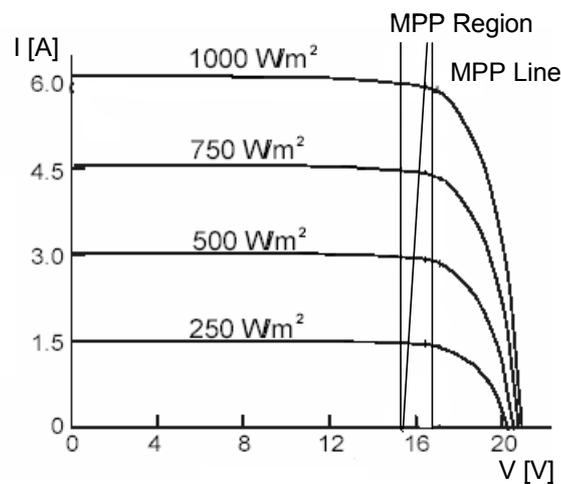


Figure 3.5. Caractéristique I-V du générateur PV pour différentes valeurs du rayonnement solaire

En observant le point MPP, il est possible de voir que les valeurs de la tension varient très peu quand l'intensité du rayonnement solaire subit des changements importants (Chapitre 1). Le contrôle du flux de la puissance délivrée au réseau à partir du générateur photovoltaïque peut se réaliser en contrôlant une seule variable qui est le courant du générateur PV.

Pour la poursuite du point maximum de puissance MPPT, qui est une partie du système photovoltaïque connecté au réseau, le choix est porté sur la méthode de perturbation et d'observation à une variable pour adapter le contrôle de la puissance injectée au réseau [82], [104].

3.3.3. ALGORITHME DE PERTURBATION ET D'OBSERVATION A UNE VARIABLE

La méthode de perturbation et d'observation à une variable est déterminée directement de l'algorithme de perturbation et d'observation classique à deux variables (tension et courant), sachant que la tension des modules solaires varie très peu avec l'irradiation solaire.

Cette méthode présente comme avantage, la capacité d'atteindre le MPP en mesurant seulement un paramètre [104], ce qui exige un temps réduit au moment de traitement et une erreur de mesure minimale. Le diagramme de flux est présenté en détail dans la figure 3.6.

Cet algorithme de contrôle est basé sur les hypothèses fondamentales suivantes:

- Conservation de la puissance d'entrée.
- Tension de sortie de convertisseur constante.

Comme il est indiqué dans la figure précédente (figure 3.4), cet algorithme est basé sur la mesure du courant de sortie du convertisseur (I_o). Selon la seconde hypothèse, la tension de sortie est supposée constante durant chaque perturbation; par conséquent, on peut dire que la puissance de sortie ' P_o ' sera élevée quand le courant de sortie est élevé, sachant que, $P_o = V_o * I_o$ avec V_s constante, de sorte que P_o augmente quand I_o augmente. Du à la première hypothèse si P_o augmente, P_e augmente.

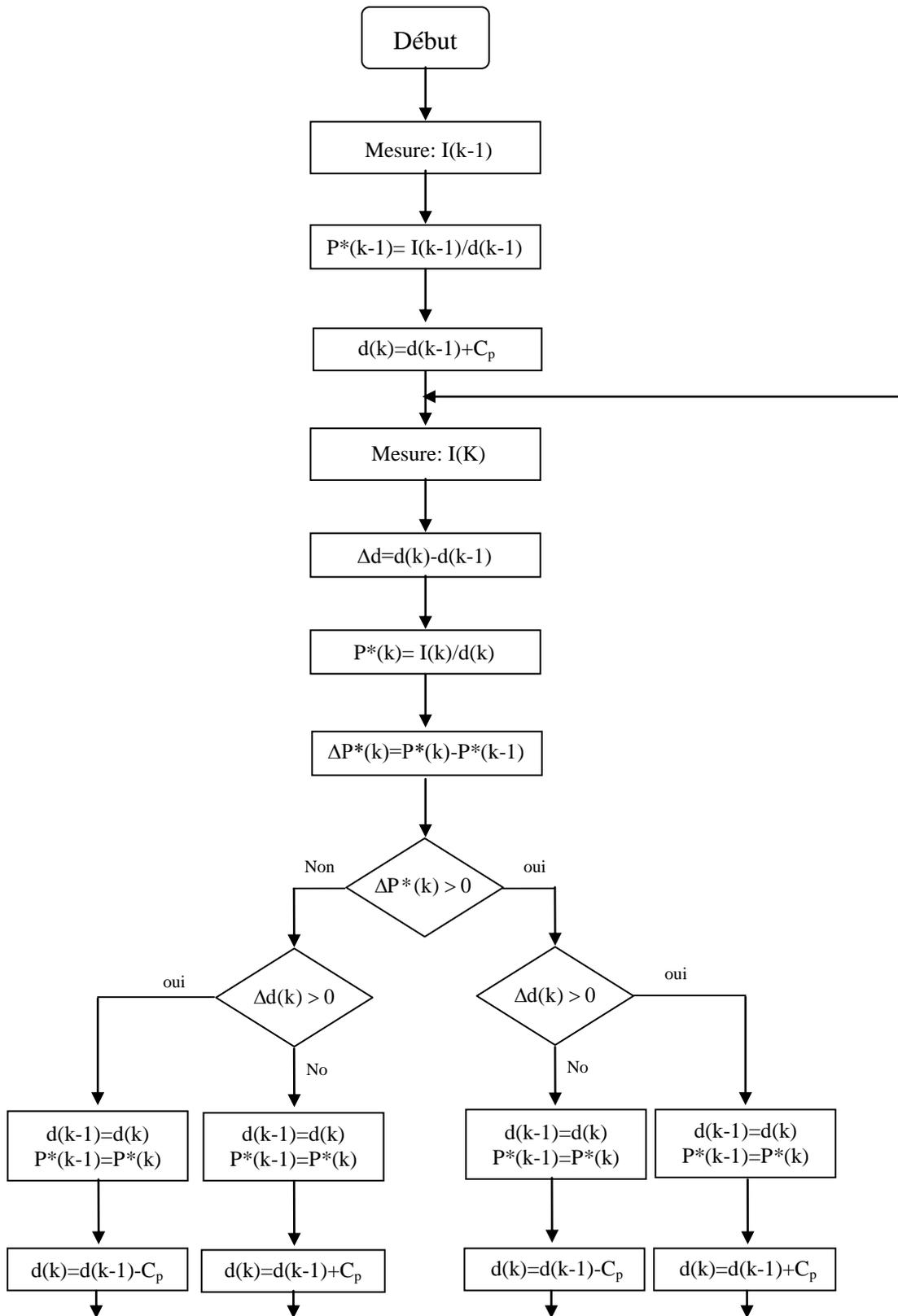


Figure 3.6. Algorithme de perturbation et d'observation à une variable

3.4. CONTROLE DE L'ONDULEUR

Dans la figure 3.7, Le contrôle de l'onduleur est composé principalement de deux boucles: une boucle interne de courant et une boucle externe de tension [10], [30], [53], [56], [93].

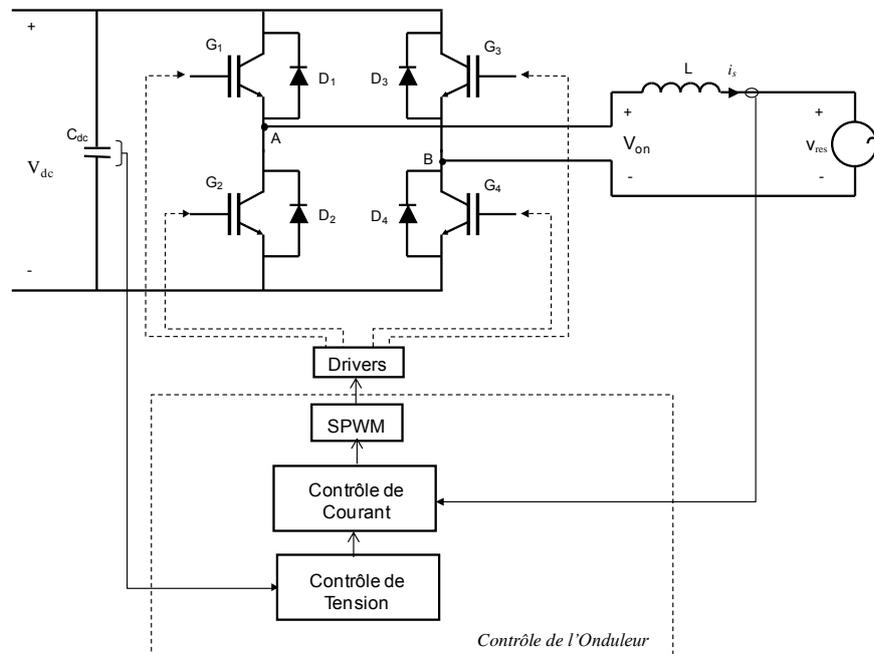


Figure 3.7. Contrôle de l'onduleur

- La boucle interne permet le contrôle du courant alternatif, en valeurs instantanées, pour imposer un courant sinusoïdal en phase avec la tension du réseau. Le courant de référence est généré à partir d'un signal sinusoïdal de référence et l'amplitude est régulée par la sortie de la boucle externe de tension.
- La boucle externe, réalise la régulation de la tension du bus continu V_{dc} . Il est nécessaire de limiter la tension V_{dc} , cependant, contrôler la tension V_{dc} , permet de réguler la puissance fournie au réseau.

3.5. CONTROLE SPWM D'UN ONDULEUR MONOPHASE

Le contrôle de la tension de sortie de l'onduleur s'effectue en fonction de la variation de la largeur d'impulsion pour demi-cycle.

Dans un onduleur monophasé nous obtenons les signaux de contrôle en comparant un signal sinusoïdal qui agit comme signal de référence (V_{ref}) et un signal triangulaire (V_{tri}).

La fréquence du signal de référence détermine la fréquence de la tension de sortie et la fréquence du signal triangulaire détermine le nombre des impulsions.

Avant de procéder au développement de deux techniques de commutations PWM sinusoïdales, nous expliquons les concepts les plus importants pour décrire le mode d'opération du contrôle.

Il existe deux indices de modulation qui considèrent les fréquences et les amplitudes du signal triangulaire et le signal de référence. L'un d'eux, l'indice de modulation d'amplitude (m_a) est défini comme suit :

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (3.4)$$

Il montre la relation entre l'amplitude maximale de l'onde triangulaire et de l'onde de référence ou de contrôle.

L'autre indice de modulation est l'indice de modulation de fréquence (m_f) et sa définition est la suivante :

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}} \quad (3.5)$$

Comme dans le cas de l'indice de modulation d'amplitude, l'indice de modulation de fréquence indique la relation entre les fréquences fondamentales de différents signaux.

A partir de deux indices, nous pouvons contrôler la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence. En variant la valeur de m_f (souvent, suivant la fréquence de la triangulaire), le nombre de commutation en chaque semi cycle varie. De la même manière, si nous modifions la valeur de l'amplitude du signal triangulaire, nous varions la largeur des impulsions.

Ces deux paramètres, sont d'une grande importance au moment de contrôler la qualité des harmoniques de l'onde résultante à la sortie de l'onduleur.

La valeur de m_f , déduite de la fréquence de commutation des interrupteurs du pont d'onduleur, sera limitée par les pertes de commutation de ces derniers. Il faut trouver une valeur optimale car

une valeur très réduite peut engendrer l'apparition des composantes harmoniques proches du fondamental.

3.5.1 Onduleur monophasé avec contrôle PWM et sortie de tension unipolaire.

Dans les onduleurs avec modulation PWM, la sortie de l'onduleur ne sera pas un signal sinusoïdal parfait et contiendra des harmoniques qui peuvent être obtenus en réalisant le développement en série de Fourier de la tension de sortie.

Pour pouvoir obtenir le signal de sortie sinusoïdal souhaité, avec la modulation SPWM, on réalise la comparaison des deux signaux :

- Un signal de contrôle V_{ref} de type sinusoïdal et de fréquence égale à la fréquence de la composante fondamentale qu'on souhaite obtenir à la sortie de l'onduleur. Le signal est utilisé pour varier la largeur d'impulsion c'est à dire le rapport cyclique.
- Un signal triangulaire V_{tri} de fréquence supérieure à la sinusoïdale qui établira la fréquence de commutation des semi-conducteurs de puissance. L'amplitude du signal triangulaire est constante.

Dans ce type de contrôle, les interrupteurs des deux branches du pont complet ne s'excitent pas simultanément. Chaque branche du pont est contrôlée séparément en comparant un signal triangulaire V_{tri} avec un signal de contrôle V_{ref} et son opposé $-V_{ref}$ (figure 3.8). Les signaux V_{tri} et V_{ref} sont montrés sur la figure 3.7.

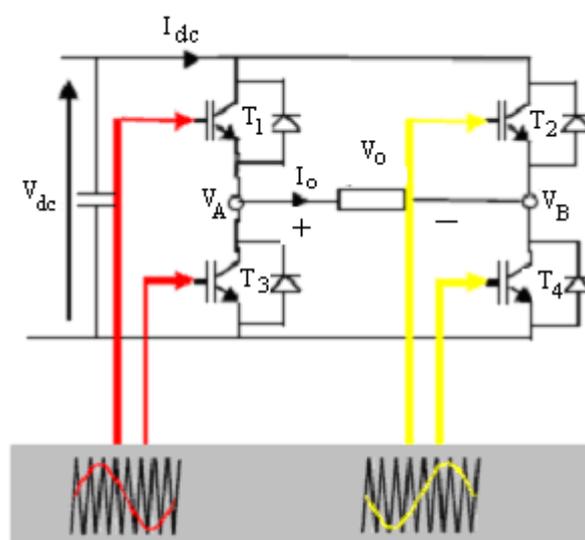


Figure 3.8. Onduleur monophasé avec PWM unipolaire

Les formes d'ondes montrées indiquent qu'il y a 4 combinaisons possibles des interrupteurs en état de conduction. Les combinaisons possibles des interrupteurs en conduction et la tension obtenue à la sortie sont :

- T_1, T_4 en ON $\Rightarrow V_A = V_{dc}$ et $V_B = 0 \Rightarrow V_o = +V_{dc}$
- T_2, T_3 en ON $\Rightarrow V_A = 0$ et $V_B = V_{dc} \Rightarrow V_o = -V_{dc}$
- T_1, T_2 en ON $\Rightarrow V_A = V_{dc}$ et $V_B = V_{dc} \Rightarrow V_o = 0$
- T_3, T_4 en ON $\Rightarrow V_A = 0$ et $V_B = 0 \Rightarrow V_o = 0$

Dans ce type de contrôle quand les interrupteurs (IGBTs) commutent, la tension de sortie varie entre $+V_{dc}$ et $-V_{dc}$. l'avantage est que la fréquence de commutation double, et les harmoniques apparaissent comme des multiples de double de la fréquence de commutation. La forme d'onde de V_o est montrée dans la figure 3.9.

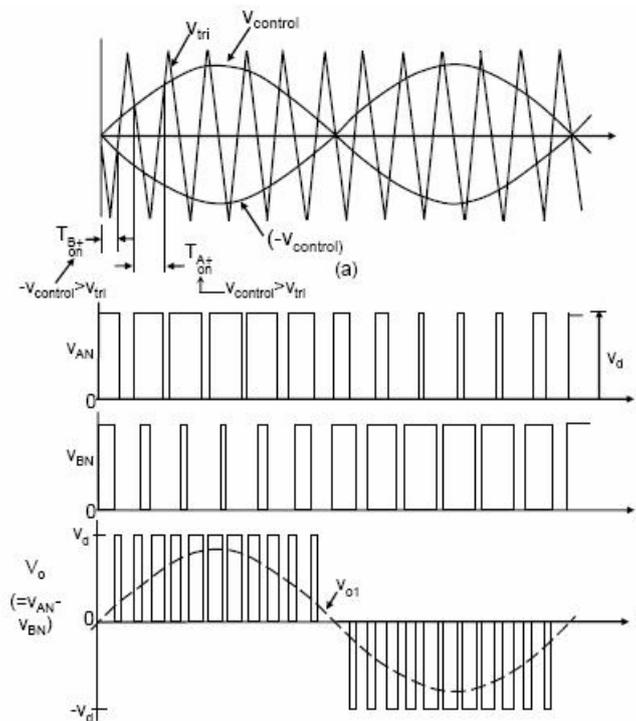


Figure 3.9. Modulation PWM Unipolaire

3.5.2. Onduleur monophasé avec contrôle PWM et tension de sortie bipolaire

La figure 3.10, montre un onduleur monophasé avec contrôle PWM bipolaire.

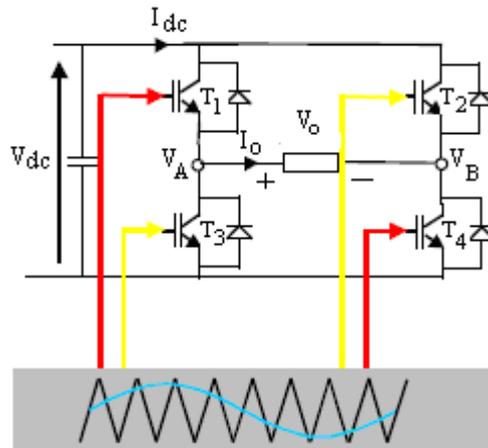


Figure 3.10. Onduleur monophasé avec contrôle PWM bipolaire

Dans cette méthode de contrôle pour commutation de tension bipolaire, les interrupteurs en diagonales opposées de deux branches du pont de l'onduleur (T_1, T_4 y T_2, T_3) commutent à la fois. Les formes d'onde des deux branches (A et B), sont égales mais de signe négatif. La forme d'onde de V_o est montrée sur la figure 3.11.

Dans cette méthode de contrôle pour commutation de tension bipolaire, La forme d'onde de V_o est montrée sur la figure 3.11.

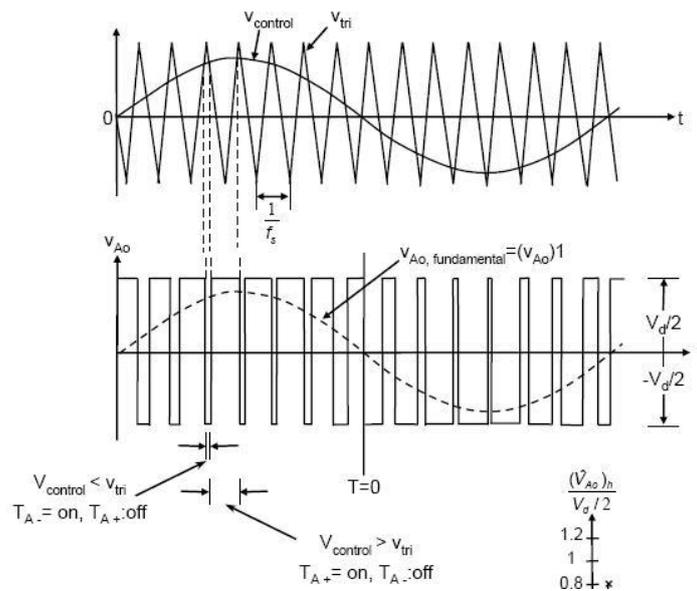


Figure 3.11. Modulation PWM bipolaire

3.6. CONTENU EN HARMONIQUE DES TENSIONS OBTENU AVEC MODULATION UNIPOLAIRE ET BIPOLAIRE

La figure 3.12, montre une comparaison entre le contenu en harmoniques des deux signaux obtenus avec les mêmes indices de modulation mais avec différentes stratégies de commutation. Comme nous pouvons observer, le contenu en harmoniques de la tension obtenue à l'aide de la modulation bipolaire est beaucoup plus bas que le contenu en harmonique de la tension bipolaire obtenu avec une modulation bipolaire. En plus d'être plus faible ils apparaissent des fréquences plus loin et que son filtrage est plus simple. En utilisant la modulation unipolaire avec un déphase entre les signaux de contrôle de 180° , les harmoniques les plus proches de la fréquence de commutation et ses multiples (m_f , $3m_f$, etc.) s'annulent.

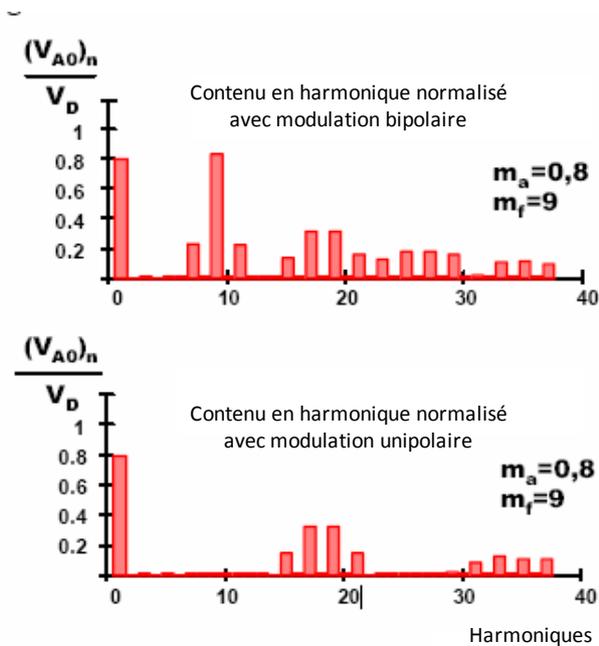


Figure 3.12. Contenu en harmonique des tensions obtenu avec modulation unipolaire et bipolaire

- Recommandations pour les valeurs m_a et m_f

Ce paragraphe est consacré aux critères pour sélectionner la valeur de deux paramètres normalisés m_a et m_f , en tenant compte des critères exposés, ainsi, que l'étape de filtrage qui est

nécessaire aussi. Il est intéressant de travailler avec les valeurs de m_f les plus élevées possibles pour que les harmoniques apparaissent à des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage de ces dernières. La fréquence doit être choisie supérieure à 20kHz ou inférieure à 6kHz (pour les cas de plus grandes puissances), avec l'objectif d'éviter les fréquences dans ces marges.

Comme il peut être observé, il existe un compromis dans le choix de ce paramètre. La majorité des auteurs fixent la valeur de 21 comme frontière pour que la valeur de ce paramètre puisse être considéré élevée ou basse. Des recommandations peuvent être fournies suivant la valeur de ce paramètre (assumant $m_a < 1$) [14].

Pour les petites valeurs de m_f , le signal sinusoïdal et triangulaire doivent être synchronisés, ce qui exige obligatoirement que m_f soit une valeur entière. C'est ce qu'on appelle le contrôle PWM synchrone. La raison il faut la chercher pour le cas où nous travaillons avec les deux signaux non synchronisés, cas où m_f n'est pas un nombre entier (Contrôle PWM asynchrone), le signal de sortie contiendra de subharmoniques, ce qui est clairement indésirable. L'utilisation du mode PWM synchrone implique que la fréquence du signal varie avec la fréquence désirée de l'onduleur. Si en plus, m_f est une valeur impaire, il a l'avantage que si seulement les harmoniques impairs sont présents dans la tension de sortie, les harmoniques pairs disparaîtront de cette tension. Pour les valeurs élevées de m_f , l'utilisation du mode PWM asynchrone est plus fréquente, vu que les amplitudes des subharmoniques sont plus petites. Pour autant, si la valeur de m_f est élevée, on peut fixer la valeur du signal triangulaire et varier la fréquence du signal sinusoïdal.

Pour l'indice de modulation d'amplitude, m_a , considéré souvent inférieur ou égal à l'unité, il correspond à ce qu'on appelle la zone linéaire du contrôle PWM sinusoïdal. Dans cette zone l'amplitude de la composante fondamentale obtenue à la sortie de l'onduleur est linéairement dépendante de la valeur de m_a . L'avantage que cela présente est que les harmoniques apparaissent à des fréquences élevées autour de la fréquence de commutation et ses multiples. L'inconvénient de travailler dans cette zone est que l'amplitude de la composante fondamentale n'est pas la plus grande qui peut être désirée.

Pour pouvoir augmenter l'amplitude de la composante harmonique fondamentale dans la tension de sortie, la valeur de m_a devra être supérieure à la valeur de l'unité ce qui s'appelle surmodulation ($m_a > 1$). Travailler dans la zone de surmodulation provoque l'apparition de

beaucoup d'harmoniques avec amplitudes plus significatives que dans le cas de travailler dans la zone linéaire.

En résumé la valeur de m_a indique la zone de fonctionnement dans laquelle se trouve l'onduleur.

Il y a trois zones possibles de fonctionnement :

- Zone linéaire. ($0 < m_a < 1$): L'amplitude de la composante fondamentale du signal de sortie est proportionnelle à m_a .
- Zone de surmodulation ($m_a > 1$): présente plus d'harmoniques. La relation avec la tension d'entrée n'est plus linéaire et dépend aussi de m_f .
- Zone d'onde carrée: l'amplitude de la composante fondamentale du signal de sortie prend la valeur maximale durant toute la période. Le nombre des harmoniques est supérieur que dans les deux cas précédents.

La figure 3.13 suivante montre les zones de fonctionnement, pour une valeur fixe de m_f .

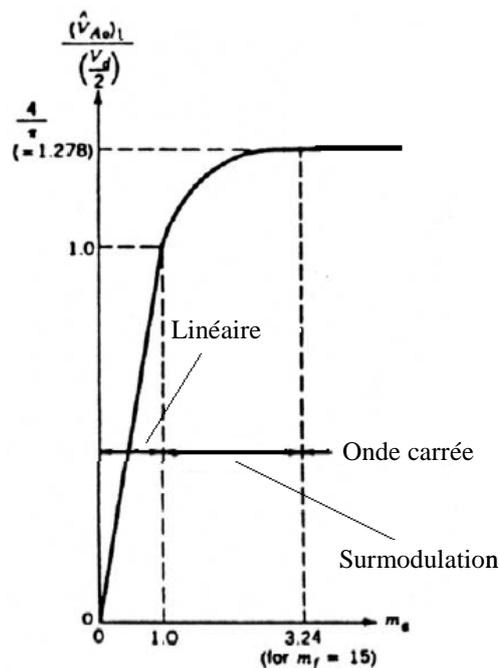


Figure 3.13. Représentation graphique de l'évolution des modes de fonctionnement en fonction de m_a

3.7. STRUCTURE DE CONTROLE DE L'ONDULEUR

La figure 3.14, présente le schéma d'une structure de contrôle d'un onduleur connecté au réseau.

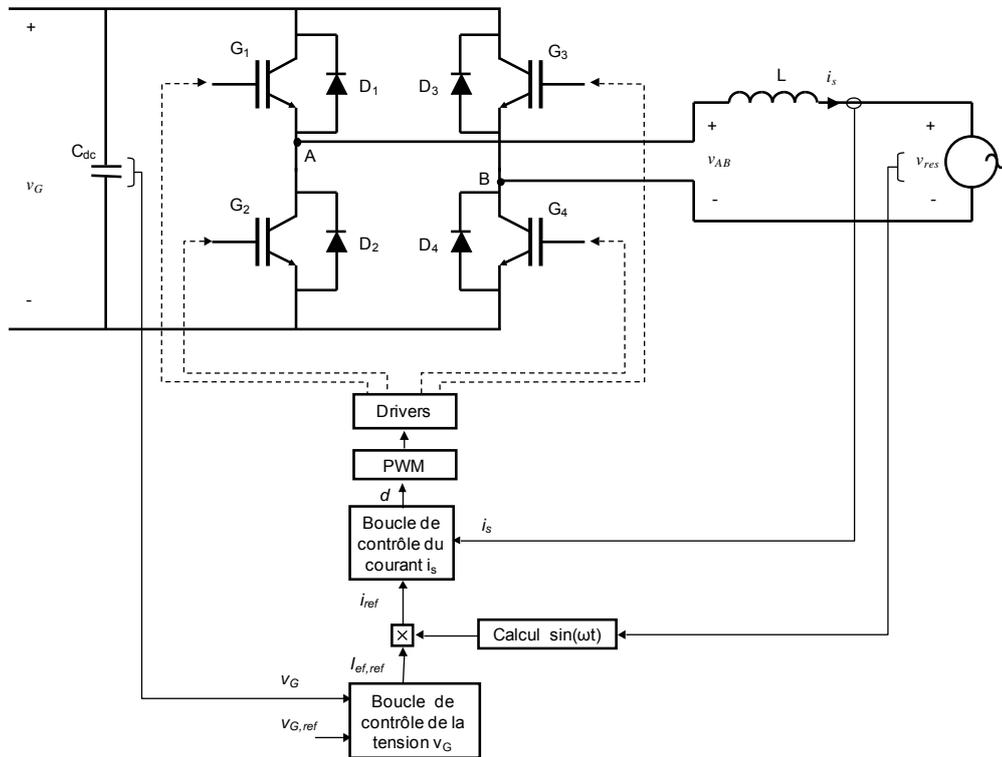


Figure 3.14. Structure de contrôle de l'onduleur connecté au réseau

La forme sinusoïdale du courant de référence I_{ref} est déterminée à partir de la tension sinusoïdale du réseau ce qui permet aussi d'injecter le courant en phase avec la tension du réseau.

La figure 3.15, illustre le diagramme bloc de la structure de contrôle du système photovoltaïque connecté au réseau représentée dans la figure 3.14.

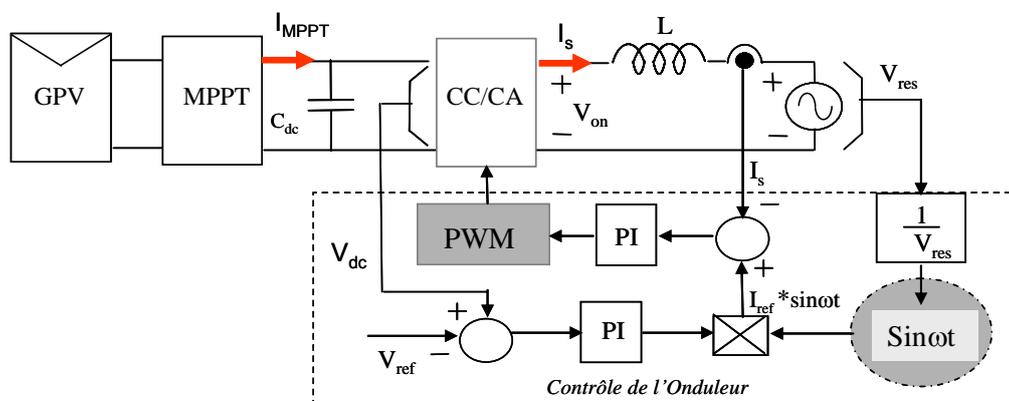


Figure 3.15. Diagramme bloc de la structure (1) de contrôle de l'onduleur connecté au réseau

3.8.1. MODELE DE L'ONDULEUR MONOPHASE EN PONT COMPLET ET PRINCIPE DE CONTROLE

En premier lieu, rappelons le fonctionnement complet de l'onduleur monophasé. L'objectif est d'expliquer le contrôle de courant à travers le pont, figure 3.17.

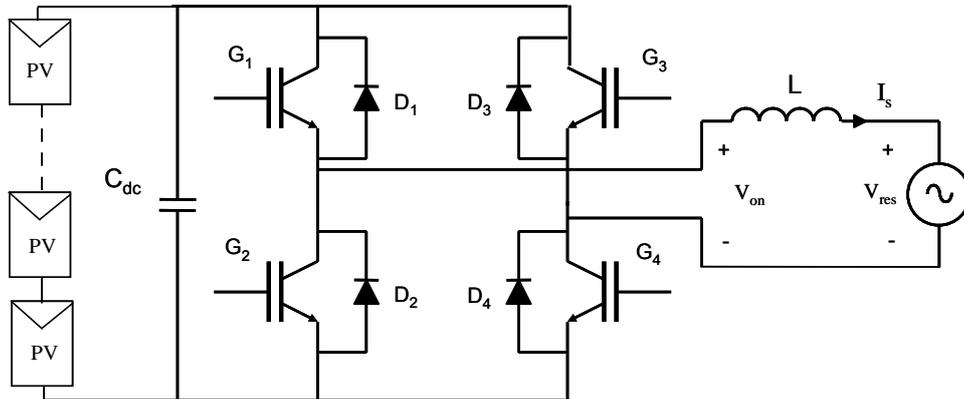


Figure 3.17. Onduleur monophasé connecté au réseau.

La spécification principale de l'onduleur connecté au réseau est que le courant doit être injecté à partir du module photovoltaïque au réseau avec un facteur de puissance dans la gamme spécifiée par les normes.

Considérant le schéma électrique de l'onduleur monophasé connecté au réseau de la figure 3.16, le circuit équivalent pour l'harmonique fondamental de la tension de sortie de l'onduleur est indiqué dans la figure 3.18.

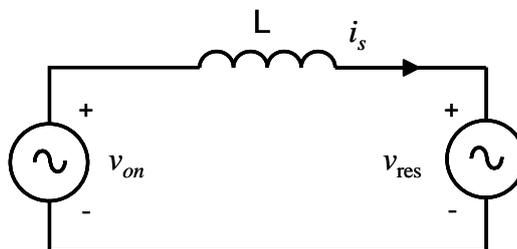


Figure 3.18. Circuit équivalent d'un onduleur monophasé connecté au réseau.

Les équations qui définissent le comportement du circuit sont les suivantes:

$$v_{on} = v_{res} + v_L \quad (3.6)$$

$$v_{on} = v_{res} + L \frac{di_s}{dt} \quad (3.7)$$

Tenant compte que les expressions font référence à la composante fondamentale, où :

- V_{on} : Valeur efficace du premier harmonique de la tension de sortie de l'onduleur (composante fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur à la fréquence de la tension de réseau).
- V_L : tension de la composante harmonique fondamentale dans la bobine L.
- V_{res} : Valeur efficace de la tension du réseau.
- I_s : Valeur efficace du courant de sortie de l'onduleur.
- φ : angle de déphasage entre le courant de sortie de l'onduleur et la tension du réseau
- δ : angle de déphasage entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension du réseau

Dans ce cas, l'équation correspondante au premier harmonique est :

$$\vec{V}_{on} = \vec{V}_{res} + \vec{V}_L \quad (3.8)$$

Le diagramme vectoriel est montré dans la figure 3.19

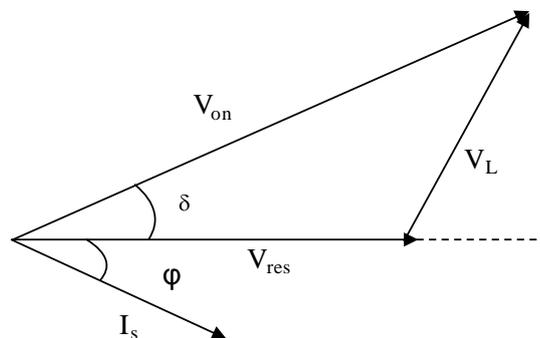


Figure 3.19. Diagramme vectoriel des tensions V_{on} , V_L et V_{res}

A partir du diagramme vectoriel, nous pouvons obtenir la relation suivante :

$$V_L \cdot \cos(\varphi) = V_{on} \cdot \sin(\delta) \quad (3.9)$$

Où:

$$V_L = \omega \cdot L \cdot I_s \quad (4.10)$$

A partir de l'équation (3.9), nous pouvons déterminer l'expression du facteur de puissance en fonction du courant de sortie de l'onduleur dans l'équation 3.11.

$$PF = \cos(\varphi) = \frac{V_{on} \cdot \sin(\delta)}{\omega \cdot L \cdot I_s} \quad (3.11)$$

Sur la figure 3.20, nous représentons le facteur de puissance en fonction du courant de sortie I_s pour différentes tensions de sortie de l'onduleur V_{on} .

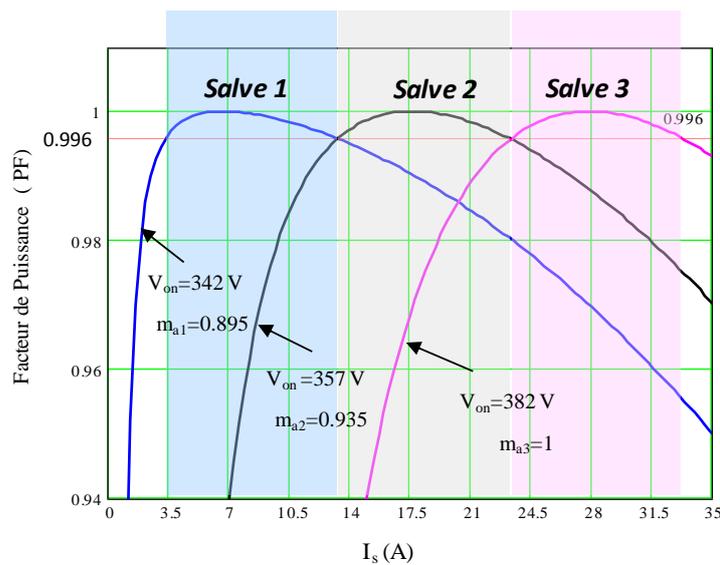


Figure 3.20. Facteur de puissance (PF) pour différentes tension de sortie de l'onduleur V_{on}

Analysant les résultats obtenus sur la figure 3.20, nous pouvons conclure que:

- Pour une tension de sortie bien déterminée de l'onduleur, le facteur de puissance est maintenu constant ($FP > 0,99$) en un rang bien déterminé du courant de sortie de l'onduleur.

De 3A a 13A, V_{on} optimale égale a 342V

De 13A a 23A, V_{on} optimale égale a 357V

De 23A a 33A, V_{on} optimale égale a 382V

- La limite inférieure du courant injecté est déterminée par la valeur minimale de la tension de sortie de l'onduleur. Maintenir le facteur de puissance dans les normes, en maintenant l'indice de modulation (m_a) constant, Ceci est valable seulement pour un rang bien déterminé du courant.
- Pour un facteur de puissance proche a l'unité pour une large gamme de courant I_s , on peut le garantir avec un nombre minimum de V_{on} . en considérant une tension du bus de continua constante. Deux ou trois valeurs de m_a peuvent être suffisantes, comme il est montré dans la figure 3.20.

A partir du diagramme vectoriel de la figure 3.19, il est possible de représenter la puissance active et réactive que l'onduleur peut fournir au réseau [122]:

$$P = \frac{V_{res}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \sin \delta) \quad (3.12)$$

$$Q = \frac{V_{res}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \cos \delta - V_{res}) \quad (3.13)$$

A partir des équations (3.12) et (3.13) et une fois que nous avons calculé l'angle de déphasage δ en fonction du courant de sortie I_s , nous avons calculé la puissance active et réactive que l'onduleur injecte au réseau.

Sur la figure 3.21, on représente la puissance active et la puissance réactive injectées au réseau en fonction de l'amplitude du courant de sortie I_s , pour différentes tensions de sortie de l'onduleur V_{on} et pour $V_{res} = 240$ V et $L = 20$ mH.

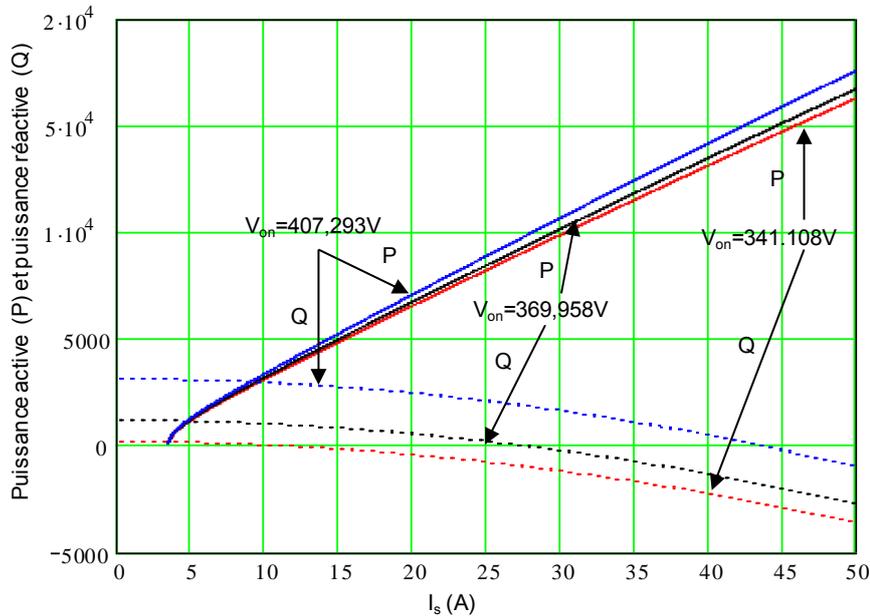


Figure 3.21 puissance active et réactive pour différentes valeurs de V_{on}

De la figure 3.21, on peut observer, que les puissances active et réactive injectées par l'onduleur au réseau, dépend de la tension de sortie de l'onduleur V_{on} .

Si le courant de sortie I_s est exprimé en fonction de déphasage existant entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension de réseau, on obtient :

$$I_s^2 = \frac{(m_a \cdot V_{dc})^2 + V_{red}^2 - 2(m_a \cdot V_{dc})V_{red} \cdot \cos\delta}{\omega^2 \cdot L^2} \tag{3.14}$$

Représentant $I_s = f(\delta)$, figure 3.22, pour différentes tensions de sortie de l'onduleur.

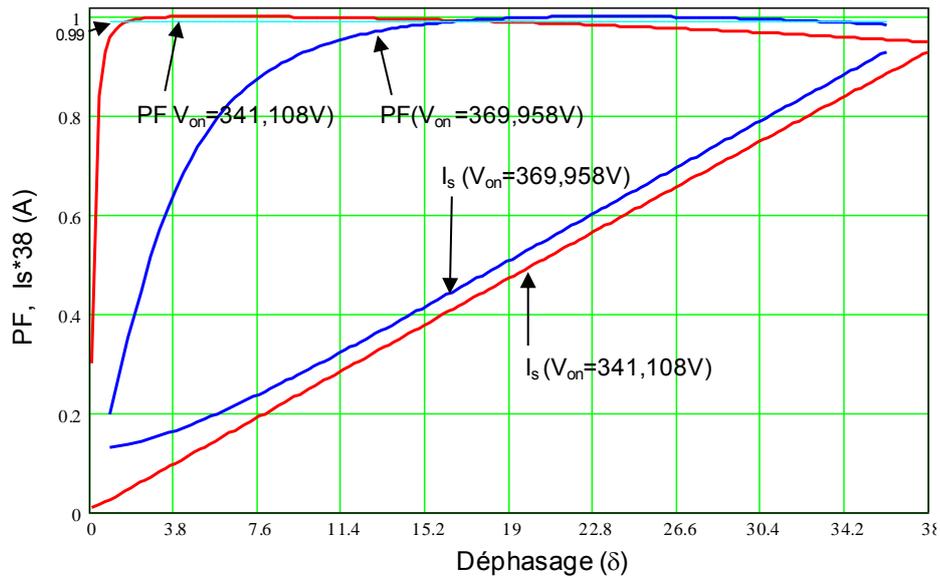


Figure 3.22. Facteur de puissance (PF) et courant de sortie I_s en fonction de déphasage δ

Sur la figure 3.22, il est montré, en plus du facteur de puissance, le courant de sortie pour deux valeurs de V_{on} . Sachant que le facteur de puissance est, dans ce cas, très proche de l'unité. On peut conclure, qu'on peut injecter des courant dans une gamme bien déterminée en maintenant la valeur de la tension de sortie de l'onduleur constante et variant le déphasage δ entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension du réseau

Par exemple (voir figure 3.22), on peut injecter un courant sur une gamme de 1A à 15 A, en maintenant $V_{on} = 341.108V$, un facteur de puissance proche de l'unité (0.99) en variant uniquement le déphasage δ entre la tension de l'onduleur et la tension du réseau.

Par conséquent, la valeur de l'indice de modulation m_a qu'on veut utiliser dépend de la valeur du courant minimale qui veut être injecté au réseau.

Comme, le courant est pratiquement proportionnel à la puissance active injectée au réseau. Le graphe de la figure 3.23, montre qu'on peut couvrir une large gamme de puissance avec seulement deux indices de modulation différents, en maintenant dans tous les cas un facteur de puissance pratiquement unitaire.

Sur la figure 3.23, il est peut être représenté d'une autre manière le facteur de puissance en fonction le déphasage δ , figure 3.23.

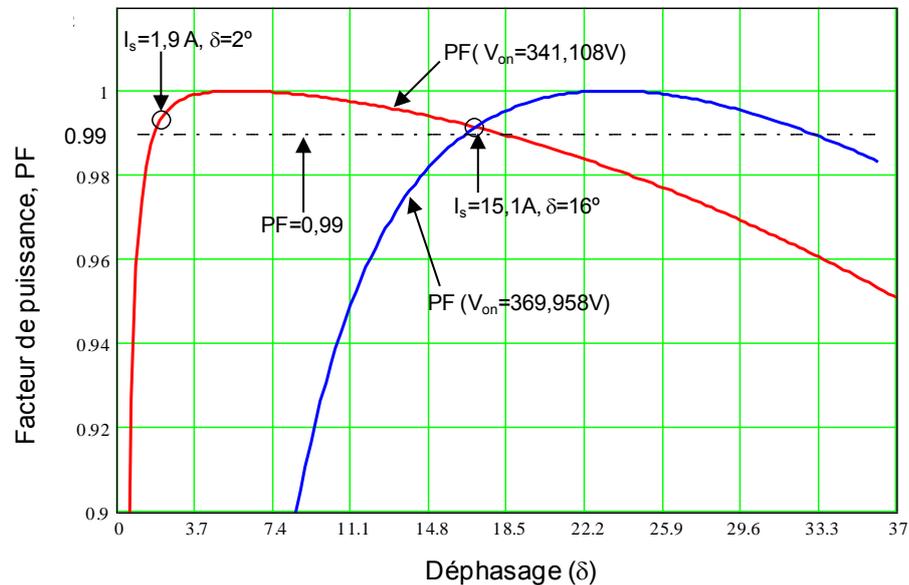


Figure 3.23. Facteur de Puissance (PF) et le courant de sortie I_s en fonction de déphasage δ

On peut conclure que, uniquement avec deux valeurs de m_a , on peut maintenir un facteur de puissance très élevée ($PF > 0,99$) sur une large gamme de courant I_s .

Par exemple, (voir figure 3.23), si on fixe la tension de bus continu $V_{dc}=375V$:

Pour $V_{inv} = 341.108V$, $m_a=0.910$ et à $V_{inv} = 369.958V$, $m_a= 0.986$).

A partir de tous ces graphes (Figure 3.21, Figure 3.22, Figure 3.23), on peut déduire que la puissance active et réactive sont contrôlés par l'adaptation de la magnitude de la tension d'entrée de l'onduleur c' est à dire de la tension continu V_{dc} , avec le déplacement de phase entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension de réseau.

Cette dernière conclusion est très importante, ce qui fera une perspective de contrôle qui sera basé sur le contrôle du courant de sortie de l'onduleur en fonction de déphasage entre la tension de sortie de l'onduleur et la tension de réseau.

Dans le cas où le courant est injecté en phase avec la tension du réseau, la figure 3.24, montre le diagramme vectoriel qui correspond à l'onduleur connecté au réseau où le courant doit être en phase avec la tension du réseau, c'est à dire l'angle de déphasage, φ , entre le courant de sortie de l'onduleur et la tension du réseau est égal à zéro ($\varphi=0$), pour accomplir la condition du facteur de puissance égal à l'unité en tout moment.

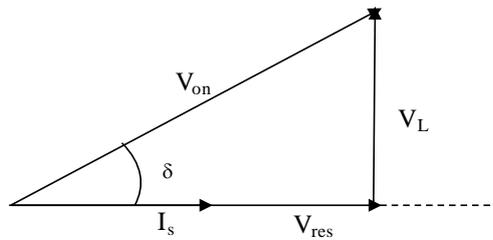


Figure 3.24. Diagramme vectoriel des tensions

Pour une autre partie du diagramme vectoriel, figure 3.24, nous avons :

$$V_{on}^2 = V_{res}^2 + V_L^2 \quad (3.15)$$

En remplaçant V_L par sa valeur dans l'équation 3.15, nous obtenons alors :

$$V_{on}^2 = V_{res}^2 + \omega \cdot L \cdot I_s^2 \quad (3.16)$$

D' où :

$$I_s = \left(\frac{V_{on} - V_{res}}{\omega \cdot L} \right)^{1/2} \quad (3.17)$$

De l'équation 3.17, on peut conclure que l'amplitude du courant peut être contrôlée par la magnitude de la tension de sortie de l'onduleur V_{on} .

- **Amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur V_{on}**

Dans le pont de l'onduleur, la tension continue aux bornes du condensateur, C_{dc} de valeur V_{dc} (figure 3.17), peut apparaître en chargeant le condensateur à travers le convertisseur en commutation.

La valeur de la tension continue doit être plus élevée que la tension V_{on} et cette dernière doit avoir une valeur maximale, et supérieure ou égale à la tension maximale du réseau.

Tenant compte que l'onduleur doit être contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion dans la zone linéaire, l'indice de modulation d'amplitude doit être inférieur ou égale à 1, par conséquent la valeur maximum de la composante de l'harmonique fondamental de la tension de sortie de l'onduleur est :

$$V_{on} = m_a \cdot V_{dc} \geq V_{res} \cdot \sqrt{2} \quad (3.18)$$

Tenant compte que dans la zone linéaire $0 \leq m_a \leq 1$, le circuit de contrôle de régulation de la tension de bus continu V_{dc} du condensateur C_{dc} (figure 3.14), doit partir d'une tension de référence de condensateur $V_{dc(ref)}$ et en utilisant un amplificateur d'erreur, un (PI) est suggéré pour réguler la tension actuelle de condensateur à partir de la référence souhaitée.

En conclusion pour que le courant soit injecté en phase avec la tension du réseau ($\varphi=0$), facteur de puissance égale à l'unité, on réalisera un contrôle de la tension de sortie de l'onduleur en variant l'indice de modulation d'amplitude comme il est montré dans la figure 3.25.

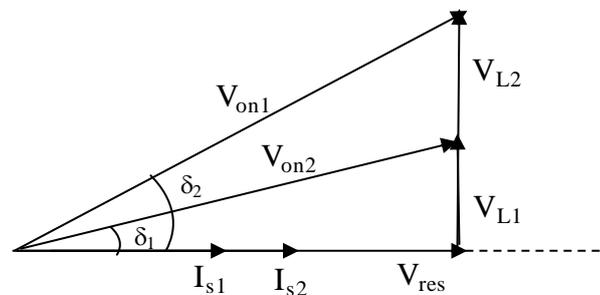


Figure 3.25. Diagramme vectoriel des tensions pour différentes valeurs V_{on}

3.8.2. FACTEUR DE PUISSANCE ET DISTORSION HARMONIQUE TOTALE

Dans le système photovoltaïque connecté au réseau, le courant injecté au réseau n'est pas un signal sinusoïdal pur, il présente autres composantes a d'autres fréquence. Cependant, la qualité du courant dépend du contenu en harmonique. Le facteur de puissance est calculé selon l'expression donnée dans l'équation 3.19 [Liserre, *et al.*, 05]:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cdot DPF \quad (3.19)$$

Où:

THD, Distorsion harmonique totale du courant

DPF: Déplacement du facteur de puissance

Déplacement du facteur de puissance (DPF) est égale a $\cos \varphi$, ou φ est la différence de phase entre le fondamentale du courant et la tension du réseau. Pour déterminer la distorsion du courant de sortie, il est utilise la distorsion harmonique totale THD. La distorsion harmonique totale est une mesure de la proportionnalité entre le fondamentale et la somme de toutes les fréquences de l'onde du courant. Le contenu THD du courant injecte au réseau doivent être inferieur a 5% [Std 929-2000]. L'équation (3.20) définit le THD utilisé :

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (3.20)$$

Ou:

I_s : Valeur efficace du courant total (RMS);

I_{s1} : Valeur efficace du fondamentale du courant (RMS).

Le facteur de puissance est exprimé par:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi \quad (3.21)$$

Pour garantir l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée, il est nécessaire que la distorsion harmonique totale soit égale à zéro (THD \approx 0).

D'autre part, $\cos \varphi$ peut être contrôlé à l'aide de la sélection d'un indice de modulation d'amplitude adéquat.

3.8.3. STRUCTURE DE CONTROLE DE L'ONDULEUR AVEC LA STRATEGIE PROPOSEE

Le système de contrôle de l'onduleur réalisé a les objectifs suivants: maintenir la tension de bus continu constante et transférer la puissance maximale du champ de modules photovoltaïques au réseau électrique, avec un facteur de puissance très proche de l'unité.

Ce contrôle est basé principalement sur le diagramme vectoriel de la figure 3.24.

La structure de contrôle réalisée pour l'onduleur est montrée sur la figure 3.26, avec V_{on} la tension de sortie de l'onduleur, V_{res} la tension de réseau, I_s le courant moyen à la sortie de l'onduleur.

Dans la figure 3.26, nous montrons le système photovoltaïque connecté au réseau. La structure de contrôle proposée est un contrôle de puissance avec contrôle de l'indice de modulation d'amplitude m_a .

Le diagramme représenté correspond à un contrôle traditionnel avec 2 boucles: une boucle interne, qui permet le contrôle de courant de sortie de l'onduleur et une autre boucle externe qui permet le contrôle de la tension de bus continu V_{dc} .

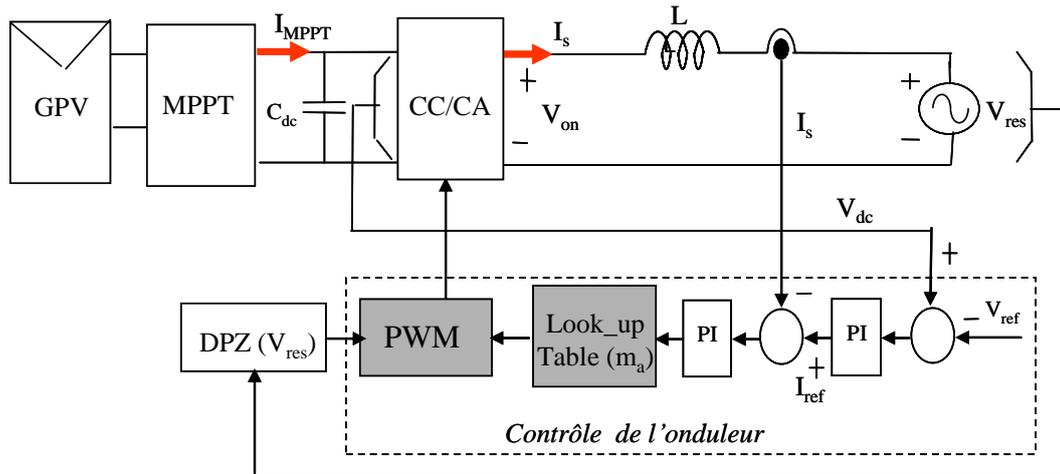


Figure 3.26. Structure de contrôle proposée

La référence de courant de sortie (I_{ref}) dépend de la tension de bus continu et de la tension de référence continue (V_{ref}).

Un régulateur proportionnel – intégral (PI) est utilisé pour la boucle de courant et un autre pour la boucle de tension. Généralement le régulateur PI assure un comportement satisfaisant pour réguler les variables continues (valeurs efficaces).

Au modulateur PWM, correspond une table où sont sauvegardés les angles de commutation correspondant à chaque indice de modulations d'amplitude précédemment calculés.

Le principal avantage qu'offre cette méthode de contrôle est la simplicité concernant les exigences relatives au calcul du circuit de contrôle.

Au moment de choisir la méthode adéquate, nous devons tenir compte principalement du contenu des harmoniques autorisé du courant injecté au réseau. Cet aspect est important vu que les méthodes qui présentent un contenu élevé des harmoniques, généralement s'associent à un contrôle plus simple, mais comportent des grands filtres coûteux.

Plusieurs techniques de contrôle existent pour le contrôle de l'onduleur, parmi elles la modulation de largeur d'impulsions SPWM unipolaire et bipolaire.

Le contrôle proposé de l'onduleur sera réalisé par le contrôle de largeur d'impulsion la SPWM. Pour chaque indice de modulation m_a correspond un niveau (amplitude) du courant.

Nous avons choisi la modulation unipolaire parce que la fréquence de commutation est double et au même temps elle réduit la distorsion harmonique. L'avantage de cette méthode est d'utiliser des salves de commutation (*PWM pattern*) ce qui permet d'avoir une bonne modulation du courant de sortie.

Pour l'implémentation digitale du contrôle, la méthode utilisée est la création d'une table (*look up table*) où sont sauvegardés les différents indices de modulation m_a .

Pour le calcul des impulsions, nous avons implémenté un programme écrit en Matlab de la stratégie de contrôle choisie, la SPWM qui a été validée par la simulation en PSIM et transformée en code VHDL pour être implémentée sur FPGA.

Des résultats obtenus, nous déduisons que la gamme de variation du courant de sortie I_s est obtenue avec un nombre réduits d'indices de modulation d'amplitude m_a .

Pour le contrôle du courant injecté au réseau par l'onduleur, nous réalisons la régulation sous une consigne du courant du point maximum de puissance I_{mppt} .

3.9. REGULATEURS

La qualité du système de contrôle est déterminée par le comportement du système en régime permanent et en régime transitoire. Les conditions les plus fréquentes lors de la conception d'un système de contrôle sont:

- A l'état stationnaire et en présence de toutes les perturbations, l'erreur du système, qui est l'écart entre la variable de contrôle et la référence, devrait être proche de zéro.
- Le système doit être stable. Avant un changement de la consigne ou une perturbation, le système doit parvenir à un nouvel équilibre admissible.

- Après un changement de la consigne ou d'une perturbation, le nouveau régime permanent doit être atteint le plus rapidement possible.

3.9.1. Régulateur de la boucle de contrôle du courant

La structure de contrôle de la boucle interne du courant est montrée sur la figure 3.27.

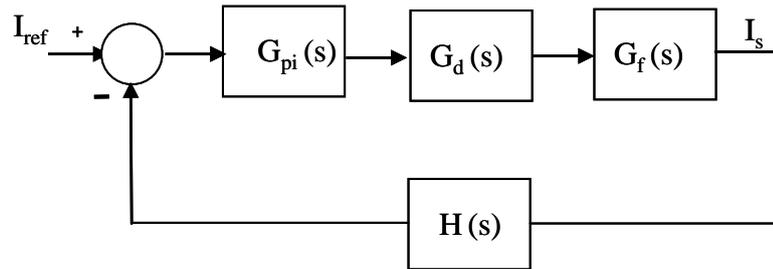


Figure 3.27. Structure de contrôle de la boucle interne du courant de l'onduleur

Les fonctions de transferts de chaque bloc sont définies par :

G_{pi} : Fonction de transfert du régulateur PI (compensateur)

G_d : fonction de transfert du modulateur PWM (retard de traitement digital)

G_f : fonction de transfert du Filtre de sortie

$H(s)$: fonction de transfert du Filtre de mesure

Le régulateur est de type proportionnel -intégral (PI). Sa fonction de transfert est :

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.22)$$

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{\frac{K_p}{K_i} \cdot s + 1}{\frac{K_p}{K_i} \cdot s} = K_p \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot s} \quad (3.23)$$

K_p et K_i sont les paramètres proportionnel et intégral du régulateur.

La fonction de transfert du filtre de sortie est définie par l'équation suivante :

$$I_s = \frac{V_{on} - V_{res}}{L \cdot s} = \frac{m_a \cdot V_{dc} - V_{res}}{L \cdot s} \quad (3.24)$$

Sachant que le contrôle est implémenté numériquement, on doit tenir compte du retard introduit qui est de 1,5 fois le temps d'échantillonnage T_M [83]. La fonction de transfert du modulateur PWM numérique, G_d , a pour expression :

$$G_d(s) = \frac{1}{1,5 \cdot T_m \cdot s + 1} \quad (3.25)$$

Des équations (3.24) et (3.25), la fonction de transfert de la chaîne est donnée par :

$$G_p(s) = \frac{1}{1,5 \cdot T_m \cdot s + 1} \cdot \frac{K_v}{L \cdot s} \quad (3.26)$$

La fonction de transfert du bloc de mesure et du filtrage du courant, est donnée par :

$$H(s) = \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \quad (3.27)$$

K_{sc} : gain du capteur de courant

τ_{sc} : constante de temps du filtre associé.

$K_{sc} = 0,25 \text{ V/A}$

La fonction de transfert de la boucle de courant $T_i(s)$

$$T_i(s) = G_p(s) \cdot H(s) \quad (3.28)$$

En substituant: $G_p(s)$, $G_i(s)$ et $H(s)$

Nous obtenons la fonction de transfert $G_i(s)$:

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot T_m \cdot s + 1} \cdot \frac{K_v}{L \cdot s} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \quad (3.29)$$

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot L} \cdot \frac{K_v}{s^2} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot T_m \cdot s + 1} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \quad (3.30)$$

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{\frac{1}{\omega_r} \cdot s + 1}{\frac{1}{\omega_r} \cdot L} \cdot \frac{K_v}{s^2} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot T_m \cdot s + 1} \cdot \frac{K_{sc}}{\frac{1}{\omega_{sc}} \cdot s + 1} \quad (3.31)$$

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{s + \omega_r}{L} \cdot \frac{K_v}{s^2} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot T_m \cdot s + 1} \cdot \frac{K_{sc} \cdot \omega_{sc}}{s + \omega_{sc}} \quad (3.32)$$

En substituant chaque bloc de cette boucle par sa fonction de transfert dans la figure 3.28.

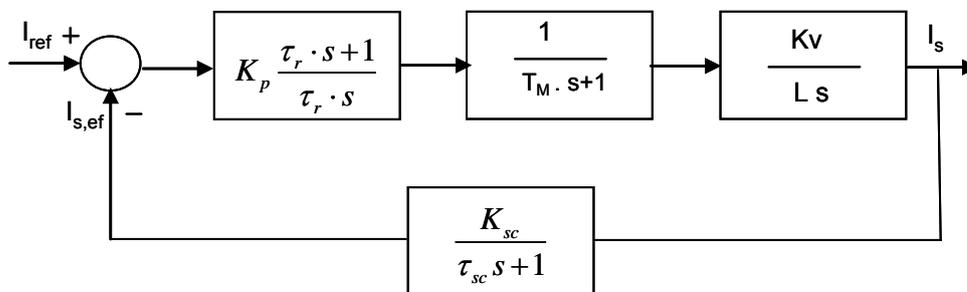


Figure 3.28. Boucle de contrôle de courant de l'onduleur

- **Dimensionnement du régulateur de courant**

En premier lieu on définit le critère de stabilité à partir de la fonction de transfert en boucle ouverte.

- Pour assurer une marge de phase suffisante, il faut que la courbe de gain coupe l'axe

0 dB avec une pente de -20 dB/dec

- Une marge de phase $M_F \geq 45^\circ$
- Une fréquence de coupure $f_c = f_{sw}/10$

La marge de phase M_F est donc :

$$M_F = 180 + \angle T_i(j\omega_c) = \arctg(\tau_r \omega_c) - \arctg(\tau_{sc} \omega_c) - \arctg(1,5T_M \omega_c) \quad (3.33)$$

$$\arctg(\tau_r \omega_c) = M_F + \arctg(\tau_{sc} \omega_c) + \arctg(1,5T_M \omega_c) \quad (3.34)$$

D'où :

$$\tau_{sc} = \frac{1}{2\pi f_{cs}}$$

$$f_{sc} = 500\text{H} \Rightarrow \tau_{sc} = 3.18310^{-4}$$

Pour la marge de 45° , on déduit la fréquence de coupure $f_c = 300\text{Hz}$

On déduit alors: $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c = 1884,9556 \text{ rad /s}$

$$\arctg(\tau_r \omega_c) = 45 + \arctg(3,183 \cdot 10^{-4} \times 1884,9556) - \arctg(1,5 \times 10^{-4} \times 1884,9556) \quad (3.35)$$

$$\tau_r = \frac{\text{tg}75,9629}{1884,9556} = 2,122 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

D'autre part, le paramètre K_p est déterminé à partir de la condition du gain unitaire de $T(s)$ pour la fréquence de coupure ω_c : $\|T(j\omega_c)\| = 1$

$$T(j\omega_c) = K_p \frac{\tau_r \cdot j\omega_c + 1}{\tau_r \cdot (j\omega_c)^2} \cdot \frac{K_v}{L} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot j\omega_c + 1} \quad (3.36)$$

$$K_p = \frac{\tau_r \cdot L \cdot \omega_c^2}{K_v \cdot K_{sc}} \cdot \frac{\sqrt{(\tau_{sc} \cdot \omega_c)^2 + 1}}{\sqrt{\omega_c^2 + 1}} \quad (3.37)$$

$$K_p = 0,735$$

Dans les figures suivantes, on montre le diagramme de Bode d'amplitude et de phase de la boucle de courant en boucle ouverte.

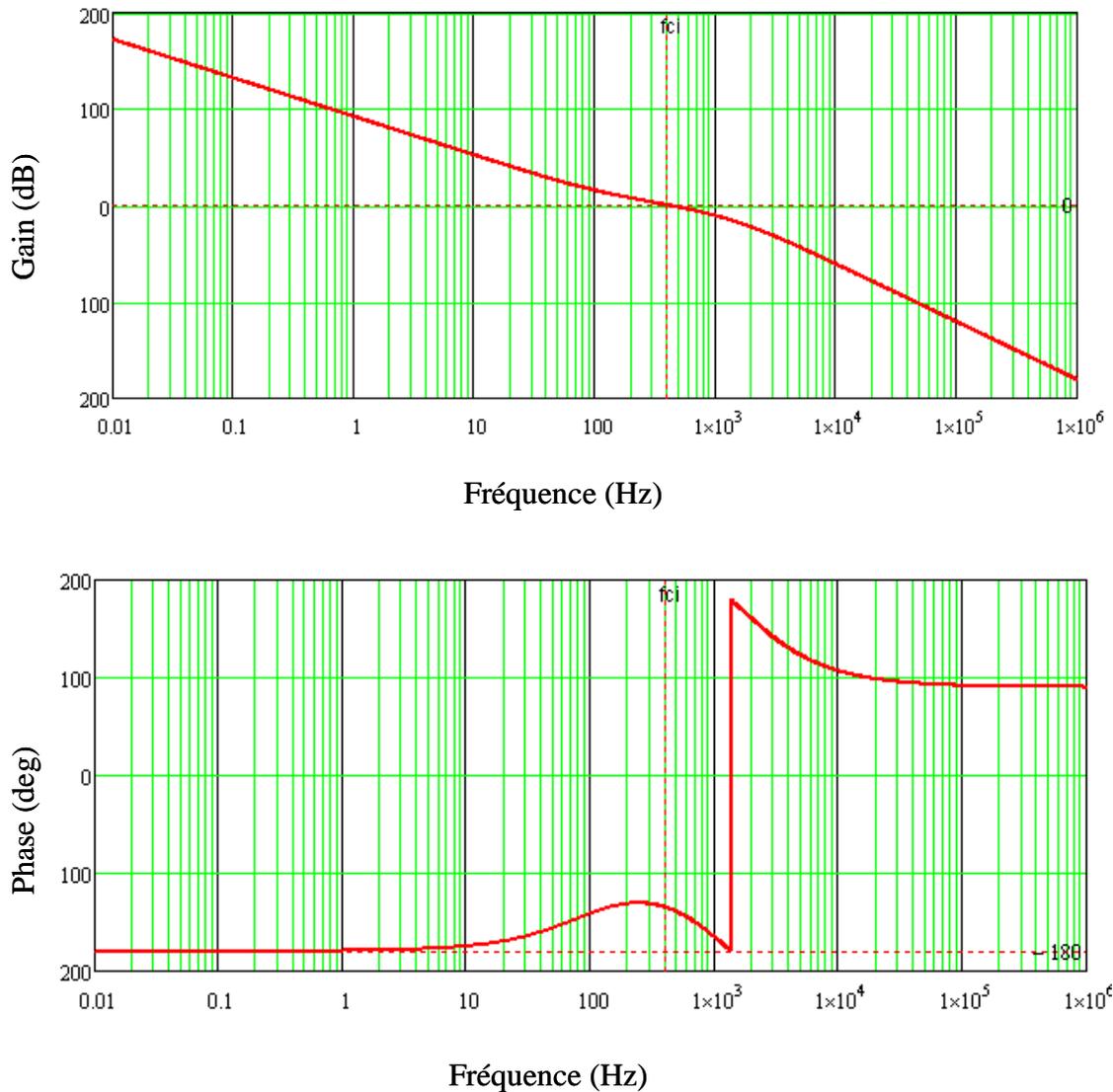


Figure 3.29. Diagramme de Bode d'amplitude et de phase de la boucle de courant en boucle ouverte.

La fonction de transfert de la boucle fermée $G_i(s)$, est exprimée par :

$$G_i(s) = \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \tag{3.38}$$

En substituant $T_i(s)$ par sa fonction de transfert nous obtenons :

$$G_i(s) = \frac{G_{pi}(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s)}{1 + G_{pi}(s) \cdot G_p(s) \cdot H(s)} \tag{3.39}$$

3.9.2. REGULATEUR DE LA BOUCLE EXTERNE DE TENSION

La boucle de contrôle de la tension de bus continu (V_{dc}) permet de stabiliser le courant direct via un régulateur PI. De ce mode en mesurant la tension aux bornes du condensateur, connaissant la référence de la tension (tension V_{ref}) à l'entrée de l'onduleur, on peut avoir la référence directe du courant efficace, figure 3.30.

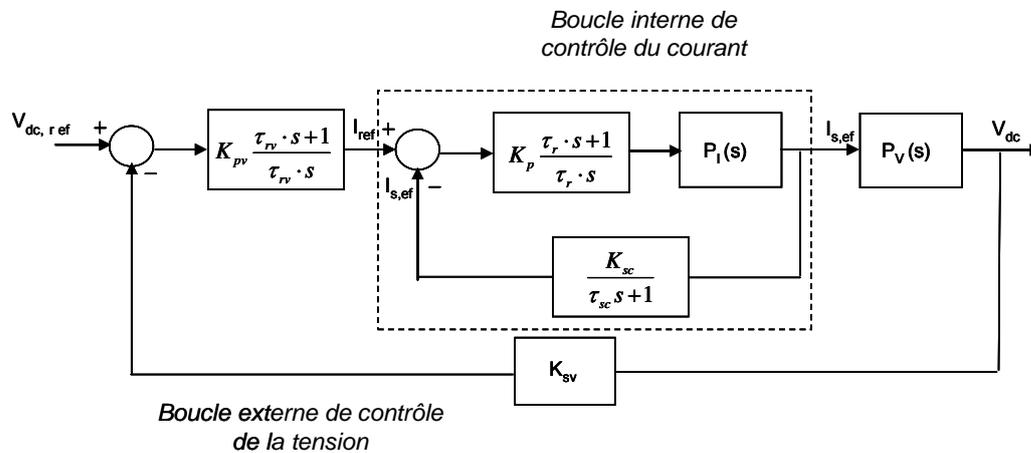


Figure 3.30. Boucle externe de contrôle de la tension

Sachant que la fréquence de coupure de la boucle de contrôle de la tension est inférieure à la fréquence de coupure de la boucle du courant, le pôle de la fonction de transfert de la boucle du courant n'influe pas sur la stabilité de la boucle de tension. Elle peut être approximée par un gain de la boucle $T_1(P) = 1/K_{sc}$. La figure 3.31, montre la boucle externe de la tension.

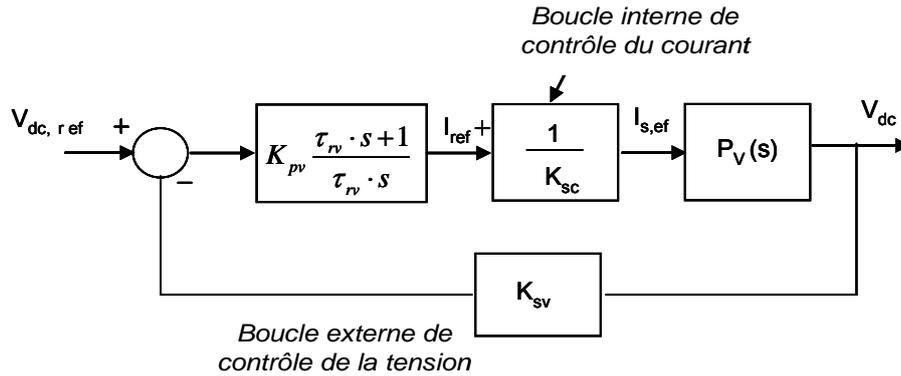


Figure 3.31. Boucle de contrôle de la tension

Le régulateur est de type proportionnel – intégral (PI). Sa fonction de transfert est :

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.40)$$

$$G_{pi}(s) = K_p \cdot \frac{\tau_{rv} \cdot s + 1}{\tau_{rv} \cdot s} \quad (3.41)$$

Avec K_p et K_i les paramètres proportionnel et intégral du régulateur, respectivement.

La fonction de transfert $H(s)$ est une constante telle que :

$$H(s) = \beta = K_{sv} \quad (3.42)$$

- **Détermination de la fonction de transfert de la chaîne $P_v(s)$:**

La fonction de transfert $P_v(s)$ est définie, en considérant une petite variation de la tension continue V_{dc} autour de sa valeur moyenne :

D'autre part, nous utilisons le principe de conservation de l'énergie, $P_{CC} = P_{AC}$

$$V_{dc} \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = V_{s,ef} \cdot I_{s,ef} \quad (3.43)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{V_{s,ef} \cdot I_{s,ef}}{V_{dc}} \quad (3.44)$$

$$V_{dc}(s) = \frac{1}{C_{dc} s} \frac{V_{s,ef} \cdot I_{s,ef}}{V_{dc}} \quad (3.45)$$

La fonction de transfert de $P_v(s)$ sera :

$$P_v(s) = \frac{1}{C_{dc} s} \frac{V_{s,ef}}{V_{dc}} \quad (3.46)$$

La fonction de transfert finale en boucle ouverte de la tension $T_v(s)$ est :

$$T_v(s) = K_p \frac{\tau_{rv} \cdot s + 1}{\tau_{rv} \cdot s} \cdot \frac{1}{K_{sc}} \cdot \frac{1}{C_{dc} s} \frac{V_{s,ef}}{V_{dc}} \cdot K_{sv} \quad (3.47)$$

$$T_v(s) = \frac{K_p \cdot V_{s,ef} \cdot K_{sv}}{\tau_{rv} \cdot K_{sc} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}} \left(\frac{\tau_{rv} \cdot s + 1}{s^2} \right) \quad (3.48)$$

• Dimensionnement du Régulateur de tension

Le contrôleur de la tension devra être plus lent que le contrôleur du courant, pour que les deux soient indépendants. Ainsi le temps de stabilité, est délimité dans la marge $10\text{ms} < t_s < 20\text{ms}$. La première limitation assure que le contrôle de V_{dc} est beaucoup plus lent que le contrôle du courant proposé, pendant que la seconde limitation permet que le contrôle soit capable de répondre en un cycle du signal du réseau.

En premier lieu nous définissons le critère de stabilité à partir de la fonction de transfert en boucle ouverte

- Pour assurer une marge de phase suffisante, il faut que la courbe de gain coupe l'axe 0 dB avec une pente de -20 dB/dec

- Une marge de phase $M_F \geq 45^\circ$. Pour cette boucle il a été spécifié une marge de phase de 60°
- Une fréquence de coupure de 10Hz, très inférieure à la fréquence de coupure de la boucle de contrôle du courant.

La marge de phase M_f est:

$$M_F = 180 + \angle T_v(j\omega_c) = \arctg(\tau_{sv} \cdot \omega_c) \quad (3.49)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = 62,8 \text{ rad /s}$$

$$\tau_{rv} = \frac{\text{tg}(M_f)}{\omega_c} = \frac{\text{tg}(60)}{62,8} = 27,58 \cdot 10^{-3}$$

Le paramètre proportionnel K_p , peut être obtenu à partir de la condition du gain unitaire de $T_v(s)$ pour la fréquence de coupure ω_c .

$$\|T_v(j\omega_c)\| = 1 \Rightarrow K_p = \frac{\tau_{rv} \cdot K_{sc} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot \omega_c^2}{V_{s,ef} \cdot K_{sv}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\tau_{rv} \cdot \omega_c)^2 + 1}} \quad (3.50)$$

La valeur efficace $V_{s,ef} = V_{res,ef} = 240V$, et la valeur de la tension de référence $V_{dc} = 341V$.

$$K_p = 2.127.$$

Dans les figures suivantes (figure 3.32), nous traçons le diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension.

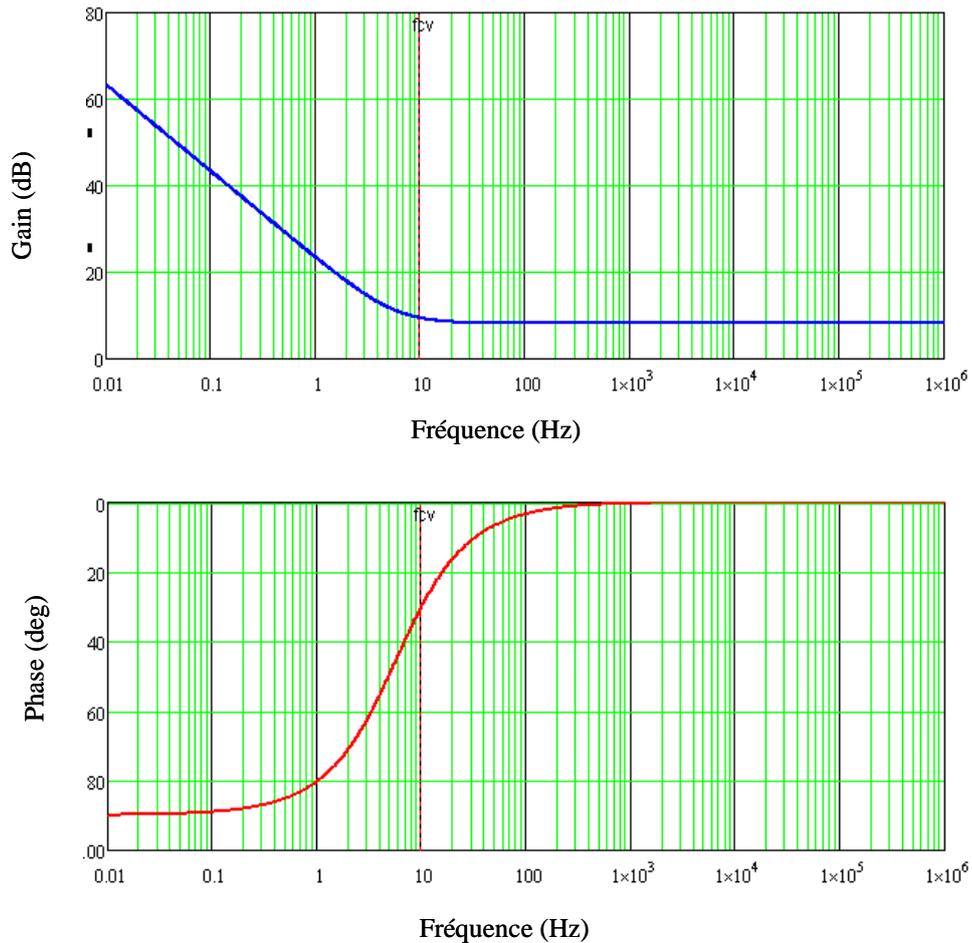


Figure 3.32. Diagramme de Bode de l'amplitude et de la phase de la boucle de tension en boucle ouverte

3.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre une nouvelle stratégie de contrôle de l'onduleur basée sur un contrôle SPWM qui permet de contrôler le courant et la puissance injectée au réseau ainsi que le facteur de puissance.

Avec ce système de contrôle nous pouvons couvrir une large gamme de puissances avec un nombre réduit d'indices de modulation d'amplitude.

L'implémentation digitale du contrôle proposé sera présentée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 4

IMPLEMENTATION DU CONTROLE

4.1. INTRODUCTION

Dan ce chapitre, nous présentons l'implémentation digitale des techniques de modulation sinusoïdales "SPWM", bipolaire et unipolaire, en utilisant un langage de description du hardware standard (VHDL).

Deux différentes méthodes d'implémentation digitale de la SPWM ont été réalisées: l'implémentation digitale de la SPWM bipolaire basée sur un signal de référence sinusoïdal et l'implémentation digitale de la SPWM unipolaire basée sur des salves de commutation. Chacune d'elle, peut être utilisée suivant l'application du contrôle de l'onduleur. Utilisation d'un signal sinusoïdal de référence ou des salves de commutations sauvegardés dans une table (*look_up table*).

La description du hardware réalisé en VHDL a été synthétisée et simulée avec un autre environnement de programmation "Modelsim" qui finalement convertit le code VHDL en cellules logiques qui postérieurement seront implémentées sur un FPGA.

Nous avons utilisé le logiciel MATLAB® comme plateforme de travail pour atteindre le processus de programmation et de calcul.

4.2. CONTROLE DIGITAL

Ces dernières années, il a eu un intérêt très important pour le contrôle digital, du à sa faible consommation en puissance et une immunité au bruit (les changements de température, le vieillissement des composants, etc.). D'autre part les systèmes digitaux sont les plus adéquats pour les systèmes de contrôle, pour les circuits de contrôle et pour les circuits d'interconnexion sophistiqués.

Actuellement, les industries électroniques et les chercheurs tentent de développer le contrôle digital pour le système de conversion de l'énergie, en utilisant les nouveaux processeurs, microcontroladeurs de nouvelle génération DSPs et les plateformes de base en FPGA (*Field Programmable Gate Array*) [17], [74], [75], [108], [110].

Parmi les avantages de l'implémentation digitale, on peut citer [24]:

- Capacité de contrôle de reprogrammation, de nombreux dispositifs, numériques, tels que les microprocesseurs, DSP ou un FPGA, sont reprogrammables. Cette fonctionnalité permet de changer l'algorithme de contrôle sans apporter de modifications sur le hardware en prévoyant ainsi une commande digitale d'une grande flexibilité.
- Monitoring. En utilisant une commande digitale, on peut se connecter à d'autres systèmes (généralement un PC), responsables de la surveillance du système et qui aident dans l'étape de test du contrôle. Elle permet un meilleur contrôle que la simple observation des signaux accessibles à l'oscilloscope.
- Réduction du temps de conception. La conception d'une commande numérique nécessite moins de temps qu'un contrôle analogique, au moins lorsque le contrôle à développer est nouveau. Cela est dû à la facilité d'effectuer des changements au cours du prototype.
- Atténuation de la sensibilité au bruit. Un signal digital admet seulement deux valeurs, ce qui rend très difficile pour le bruit d'atteindre sa valeur effective. Par contre les signaux analogiques sont beaucoup plus influencés par le bruit, étant donné que de légers changements dans la valeur d'une tension, par exemple, peuvent impliquer des changements dans la réalisation du contrôle. Par conséquent, la partie digitale de la boucle de contrôle est beaucoup moins sensible au bruit et seule la partie analogique, c'est à dire avant ADC (Convertisseur Digital Analogique) présente des problèmes de bruit. C'est dans cette partie de la boucle de contrôle, la mesure et la conversion au format numérique, qui doit apporter le plus grand soin lors de la conception à l'égard des effets ou des problèmes de bruit.

Les inconvénients du contrôle digital sont:

- Nécessité d'utiliser des convertisseurs analogiques / numériques (CAD). Le fait de contrôler de variables analogiques tels que la tension ou le courant d'un convertisseur en commutation d'une manière numérique exige la conversion des variables observées au format numérique. Cette conversion est effectuée, généralement par des convertisseurs analogiques / numériques intégrés.
- Limitation de la résolution de mesure et de calcul. Les données numériques sont représentées par un nombre fini de bits, de sorte que la résolution est limitée à la valeur représentée.
- Limitation de la résolution du signal de commande. Si le signal de commande du convertisseur est généré de manière numérique (*Digital Pulse Width Modulation* ou DPWM), il faut tenir compte de la limitation dans la résolution du cycle obligation imposée par le dispositif numérique.
- Introduction de retards dans le contrôle. Deux facteurs engendrent des retards dans la commande numérique. L'un est le retard dans la conversion CAD dû au temps de conversion. L'autre est le retard de calcul dans le contrôle lui-même. Depuis l'instant que parvient la nouvelle donnée du convertisseur jusqu'à ce que le nouveau rapport cyclique soit généré, un temps non négligeable peut s'écouler. Les retards affectent la réponse dynamique du contrôle et peuvent être un problème pour la stabilité du système et il est donc nécessaire de tenir compte de ces retards dans la conception du contrôle.

Toutes les parties internes du bloc digital, ont été conçues par des logiciels en utilisant un langage standard de description Hardware (VHDL). La description du Hardware réalisée en VHDL a été synthétisée et simulée avec autres outils de programmation qui convertissent le code VHDL qui sera implémentées sur FPGA.

4.3. IMPLEMENTATION DIGITALE DU MODULE SPWM BIPOLAIRE

De la modulation SPWM bipolaire analogique (paragraphe 3.5.2), deux informations sont importantes pour son implémentation digitale, la fréquence de la porteuse (triangulaire) et l'onde de modulation (sinusoïdale). Nous pouvons déterminer son circuit digital équivalent comme il est présenté sur la figure 4.1.

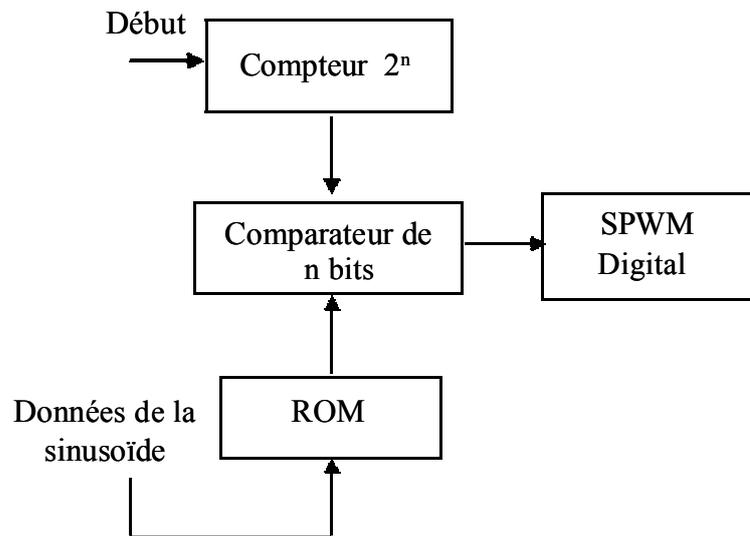
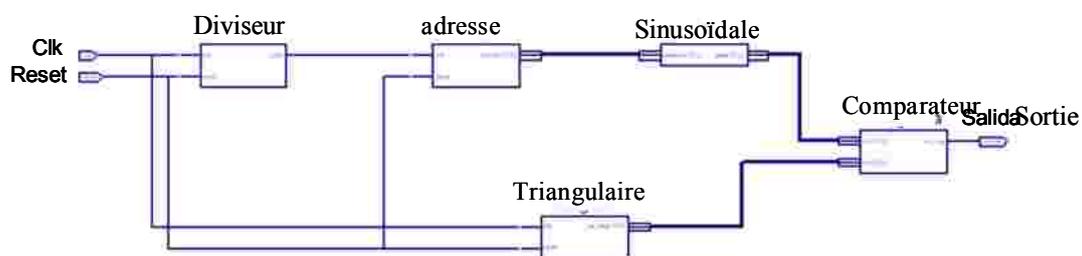


Figure 4.1. Circuit digital équivalent de la SPWM bipolaire

Dans ce circuit, le signal de la triangulaire est généré en utilisant un compteur (up/down) de n bits qui s'incrémente à la valeur maximale désirée et de nouveau se décrémente à la valeur minimale désirée. La détermination de la fréquence de la triangulaire est le premier pas du processus de la conception.

La fréquence du signal triangulaire est choisie à 10 kHz. Généralement une fréquence élevée de la porteuse est recommandée pour l'élimination de la distorsion harmonique et pour le déplacement des harmoniques à un ordre plus lointain.

La figure 4.2, montre le diagramme en blocs de l'implémentation du circuit digital équivalent de la figure 5.1 correspondant aux différents modules qui permettent la génération de la SPWM digitale.



4.2 Diagramme bloc de l'implémentation de la SPWM digitale

Le diagramme bloc se compose de:

1. Un générateur de l'onde triangulaire

Pour générer l'onde triangulaire, on utilise un compteur de n bits. La fréquence de la triangulaire à une relation avec la fréquence d'horloge et le nombre de bits du compteur (équation 4.1).

$$f_{tri} = \frac{f_{clk}}{2^n} \quad (4.1)$$

Où:

f_{tri} : fréquence de la triangulaire

f_{clk} : fréquence d'horloge

De l'équation 4.1, nous obtenons:

$$t_{tri} = t_{clk} \cdot 2^n \quad (4.2)$$

t_{tri} : période de la triangulaire

t_{clk} : période d'horloge

De l'équation (4.2), nous déterminons le nombre de bits du compteur à partir de la fréquence de l'horloge qui est donnée par l'équation suivante:

$$2^n = \frac{t_{tri}}{t_{clk}} \quad (4.3)$$

Le nombre de bits est égal:

$$n = \log_2 \frac{t_{tri}}{t_{clk}} \quad (4.4)$$

Le compteur s'incrémente jusqu'à la valeur maximale désirée et se décrémente à la valeur minimale désirée.

2. Un générateur de l'onde sinusoïdale

L'amplitude de l'onde sinusoïdale est déterminée avec un compteur de n bits utilisé pour générer la triangulaire. L'amplitude maximale de la sinusoïde est donnée par 2^n .

Le nombre de bits pour l'échantillonnage de l'onde sinusoïdale a été déterminé par la fréquence de la triangulaire du signal sinusoïdal.

La fonction de la sinusoïdale est définie par:

$$v(t) = A_m \text{Sen}\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \quad (4.5)$$

A_m : amplitude maximale de signal sinusoïdal

T: La période du signal sinusoïdal

La fonction discrète de l'onde sinusoïdale $v(n)$ s'exprime comme suit:

$$v(n) = A_m \text{Sen}\left(\frac{2\pi n}{N_p}\right) \quad (4.6)$$

N_p : Nombre de points par période de l'onde sinusoïdale.

La fonction discrète de l'onde sinusoïdale de l'équation (4.6) a été déterminée en utilisant Matlab. Les valeurs d'échantillonnage du signal sinusoïdal ont été exportés par la suite au programme VHDL pour les sauvegarder dans une ROM.

3. Un bloc d'adresse

Ce module est chargé de déterminer le bus d'adresse de la mémoire ROM et de charger en tout moment la valeur de la mémoire pour sa comparaison avec la valeur de la triangulaire.

4. Un bloc Diviseur

Ce module est chargé de déterminer la fréquence nécessaire pour lire les données de la ROM et de les adapter au système. Dans l'équation (4.7), on exprime la relation entre la fréquence de la triangulaire et la fréquence de l'onde sinusoïdale en fonction de l'indice de modulation de fréquence m_f .

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sin}} \quad (4.7)$$

f_{sin} : fréquence de la sinusoïdale

De l'équation (4.7) on a:

$$f_{sin} = \frac{f_{tri}}{m_f} \quad (4.8)$$

Substituant l'équation (4.7) dans l'équation (4.8) on a:

$$f_{sin} = \frac{f_{clk}}{m_f \cdot 2^n} \quad (4.9)$$

La fréquence qu'on utilise pour lire les données de la ROM est donnée par :

$$t_{clk} = \frac{t_{sin}}{m_f \cdot 2^n} \quad (4.10)$$

5. Un comparateur

Ce module compare point par point le signal sinusoïdal de basse fréquence et le signal de la triangulaire de haute fréquence. A l'intérieur de ce module s'effectuent les comparaisons de deux modules de n bits déterminés antérieurement. Le signal de sortie est le signal PWM digital.

6. Intégration des blocs

Le code VHDL est généré par toute la hiérarchie des modules pour être synthétisé et simulé en utilisant le logiciel Xilinx. Les graphes de simulation en Modelsim seront présentés par la suite.

La figure 4.3, montre le un quart (1/4) du cycle la sinusoïde du signal de référence V_{sin} échantillonnée et sauvegardée dans une ROM et le signal PWM digital généré pour chaque transistor (T_1 , T_4 , T_2 , T_3).

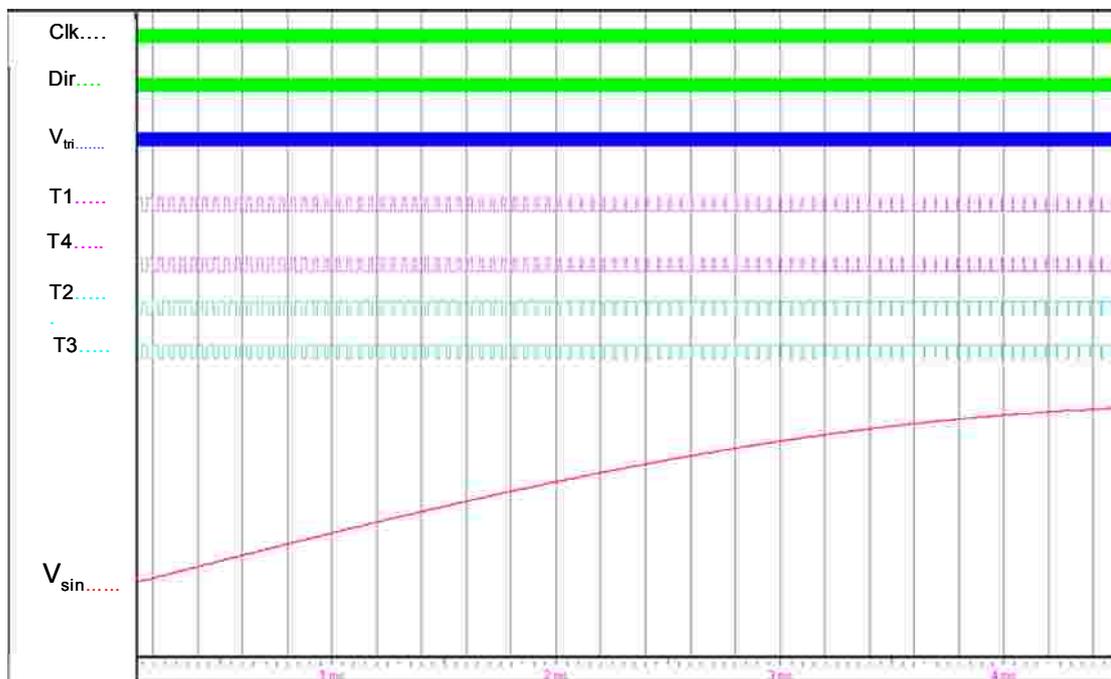


Figure 4.3. Onde du signal sinusoïdal en 1/4 de cycle et signal de sortie DPWM (T_1 , T_2 , T_3 , T_4)

La figure 4.4, présente le un quart (1/4) du cycle des signaux, le signal PWM digital généré, le signal de la triangulaire V_{tri} et le signal de la sinusoïde V_{sin} .

Elle montre aussi les signaux de commutation de chaque transistor du pont de l'onduleur monophasé. Nous pouvons voir la variation de la largeur d'impulsion de chaque signal.

Dans ce module de contrôle pour la commutation en tension bipolaire, les interrupteurs en diagonales opposées de deux bras du pont de l'onduleur (T_1 , T_4 et T_2 , T_3) commutent à la fois

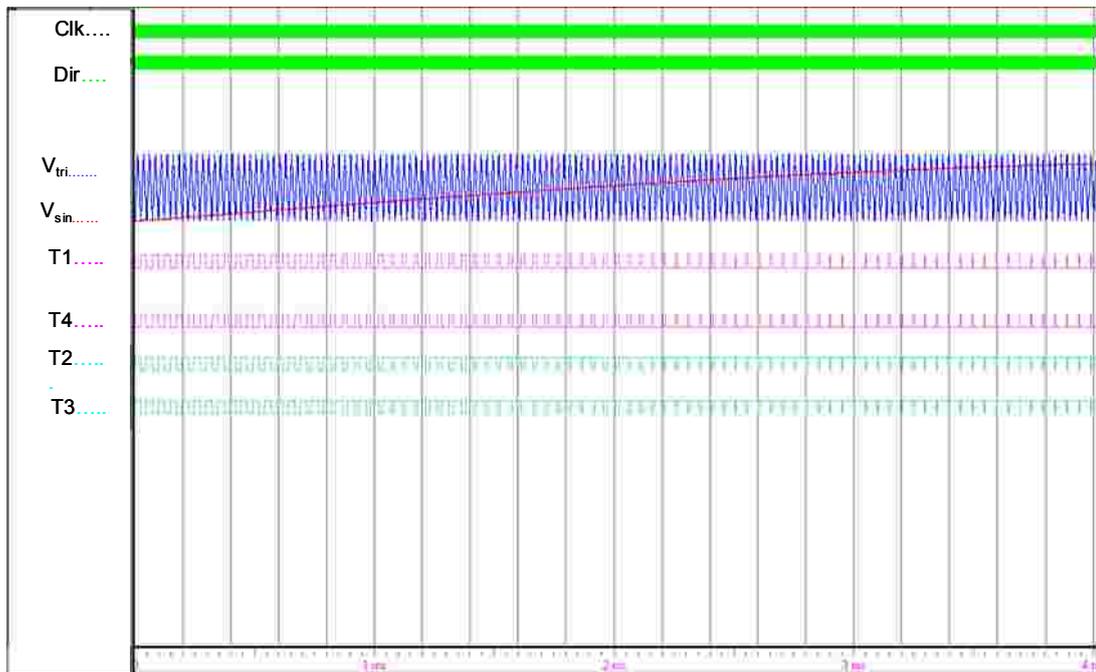


Figure 4.4. Signal triangulaire (V_{tri}) signal sinusoïdal (V_{sin}) y signaux de commutation (T_1, T_2, T_3, T_4)

4.4. IMPLEMENTATION DIGITALE DU MODULE SPWM UNIPOLAIRE

Contrairement à l'implémentation digitale de la SPWM bipolaire basée sur la sauvegarde d'un signal de référence sinusoïdal (signal de control de référence) en une ROM, l'implémentation digitale de la SPWM unipolaire est basée sur le stockage des largeurs d'impulsions (angles de commutation) dans une ROM.

Les largeurs des impulsions qui forment la salve de commutation des signaux des transistors de l'onduleur, se déterminent de la modulation SPWM unipolaire analogique, (paragraphe 3.5.1). Les largeurs des impulsions s'obtiennent de la comparaison du signal de référence (signal sinusoïdal) avec le signal triangulaire. Le calcul est réalisé dans un autre programme (Matlab) et les valeurs de chaque largeur d'impulsion sont emmagasinées dans une ROM.

De la même manière que la SPWM bipolaire, nous pouvons obtenir le circuit digital équivalent de la SPWM unipolaire suivant le diagramme en bloc, figure 4.5.

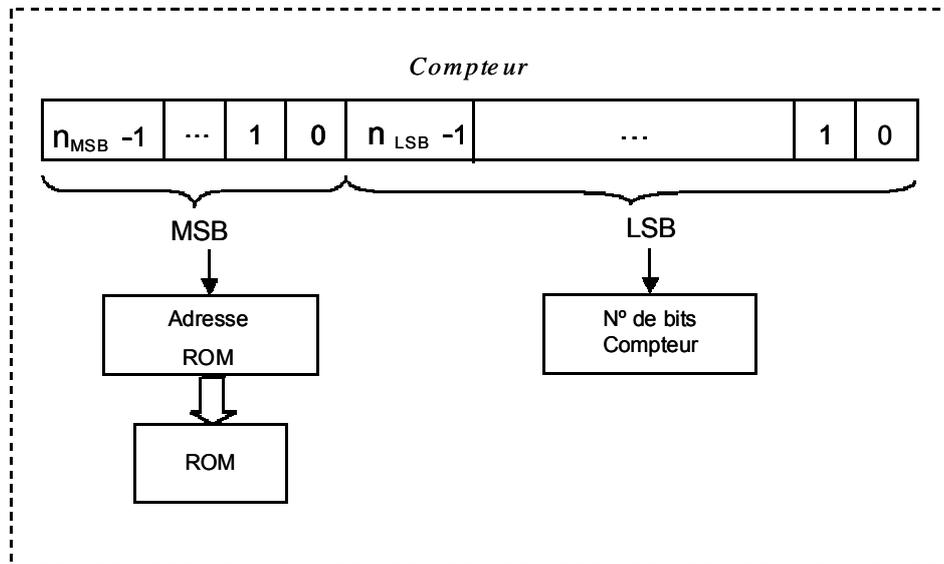


Figure 4.5. Circuit digital équivalent de SPWM unipolaire

Le bloc diagramme du circuit digital de la figure 4.5, est basé sur un compteur binaire de n bits. Le nombre de bits du compteur est déterminé principalement par la fréquence de commutation de la triangulaire f_{tri} et la fréquence d'horloge f_{clk} (voir équation 4.1).

L'implémentation du circuit digital de la SPWM unipolaire est composée des étapes suivantes:

1. Détermination du nombre de bits du compteur

Dans ce cas, le nombre de bits du compteur est déterminé par la fréquence de commutation de la triangulaire (indice de modulation de fréquence) et le nombre des impulsions (angles de commutation).

Les bits moins significatifs (LSB) du compteur sont déterminés par la fréquence de commutation de la triangulaire. Les bits les plus significatifs (MSB) déterminent l'indice de modulation de fréquence m_f .

Le compteur de n bits s'incrémente au nombre maximum des impulsions (m_f) durant un demi-cycle du signal sinusoïdal de référence et se réinitialise de nouveau.

L'indice de modulation de fréquence m_f est donné par la relation:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sin}} \quad (4.11)$$

Où:

f_{tri} : fréquence de la triangulaire

f_{sin} : fréquence de la sinusoïdale

Il faut tenir compte que pour la SPWM unipolaire, la fréquence de commutation est double, cependant le nombre des impulsions (m_f) est double aussi.

Un signal externe détermine l'intervalle de temps correspondant au nombre des impulsions désirées. Chaque fois que ce signal est égal à zéro, le compteur de réinitialisation est à zéro.

Le compteur est réinitialisé une fois que les impulsions sont générées. Ce temps est déterminé par les bits MSB.

Le compteur compte les impulsions du premier cycle et se réinitialise pour compter les impulsions de l'autre semi cycle.

Avec l'aide du logiciel Matlab, nous avons calculé les impulsions SPWM et nous les avons sauvegardées dans une *look up table* pour être ensuite importées directement dans une ROM générée par le programme VHDL. Ceci simplifie grandement la conception hardware.

Les bits LSB du compteur sont déterminés à partir de la fréquence de commutation de la triangulaire et de la fréquence d'horloge, équation (4.4)

Pour une autre partie, nous déterminons la fréquence nécessaire pour lire les données de la ROM

De l'équation (4.10), nous avons :

$$t_{sin} = m_f \cdot t_{tri} \quad (4.12)$$

t_{tri} : période de la triangulaire

t_{sin} : période de la sinusoïdale

Substituant l'équation (4.2) dans l'équation (4.12) nous obtenons:

$$t_{\sin} = m_f \cdot 2^n \cdot t_{clk} \quad (4.13)$$

La fréquence qu'on utilise pour les données de la ROM est exprimée par:

$$t_{clk} = \frac{t_{\sin}}{m_f \cdot 2^n} \quad (4.14)$$

Connaissant le nombre de bits du compteur, on peut déterminer cette fréquence pour lire les données de la ROM

2. Détermination du signal de sortie PWM

Ce processus est chargé de générer deux signaux de sortie PWM_A et PWM_B, figure 4.6, déphasés de 180° pour activer les transistors correspondants a la phase positive et négative du pont de l'onduleur.

La figure 5.6, montre une DSPWM unipolaire pour une fréquence de commutation de 20kHz.

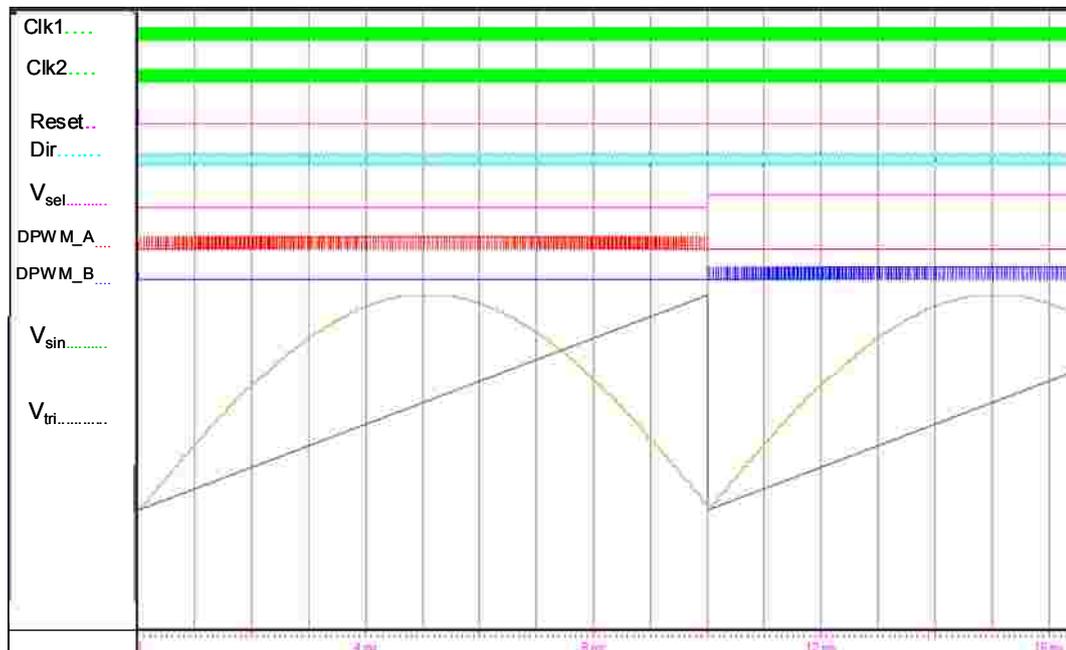


Figure 4.6 Signaux du Module SPWM (DPWM_A, DPWM_B) unipolaire de 20 kHz

- **IMPLEMENTATION DIGITALE D'UNE SPWM UNIPOLAIRE DE 1500 Hz**

Dans cette partie, nous présentons l'implémentation digitale d'une SPWM unipolaire. La fréquence de commutation est de 1500 Hz avec un signal de contrôle sinusoïdal de 50Hz. La méthode d'implémentation suit la méthode du diagramme en bloc de la figure 4.5.

L'information la plus importante pour ce type d'implémentation est l'indice de modulation de fréquence choisi dans ce cas à $m_f = 30$.

Le processus d'implémentation est le même que l'implémentation de la SPWM unipolaire de fréquence de commutation de 20 kHz.

Dans ce cas, elle a été implémentée une SPWM digital, en tenant compte aussi de la variation de l'indice de modulation d'amplitude, c'est à dire que différentes salves de commutation sont emmagasinées dans une ROM.

A chaque indice de modulation (m_a) correspond une salve calculée postérieurement. Nous ajoutons aussi un signal qui permet de sélectionner la salve pour chaque indice de modulation.

Dans les graphes suivants (figure 4.7), nous présentons les résultats de simulation en Modelsim.

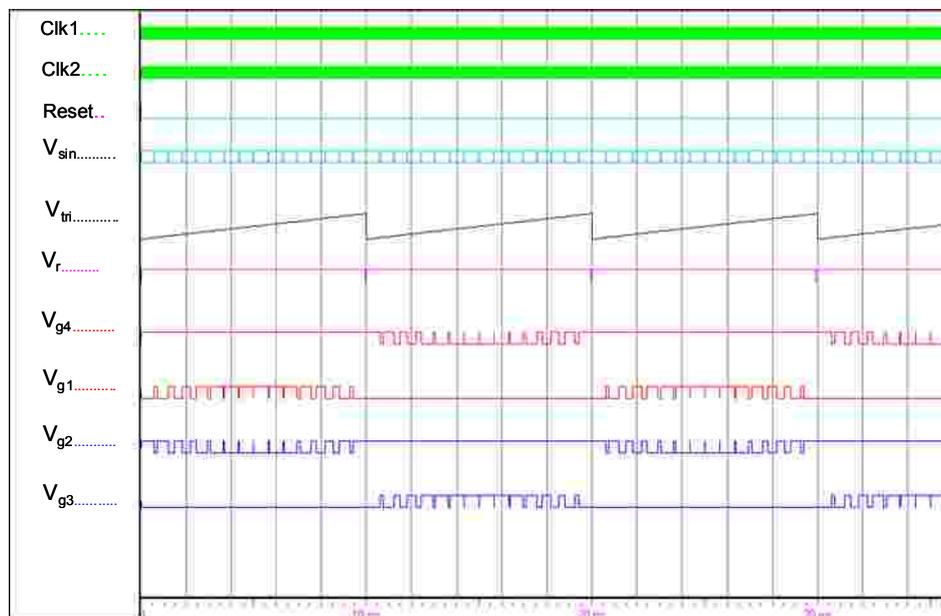


Figure 4.7. Signaux du Module SPWM unipolaire de 1500 Hz

Nous pouvons voir le signal sinusoïdal, le signal triangulaire et les salves de commutation (*PWM Pattern*) pour chaque transistor de l'onduleur (V_{g1} , V_{g2} , V_{g3} , et V_{g4}).

4.5. IMPLEMENTATION DU CONTRÔLE PROPOSÉ POUR L'ONDULEUR MONOPHASE CONNECTÉ AU RÉSEAU.

L'implémentation digitale du contrôle est basée sur le diagramme représenté par la figure 4.8. Le même constat de deux boucles de contrôle, une boucle interne du courant et une boucle externe de tension est maintenue.

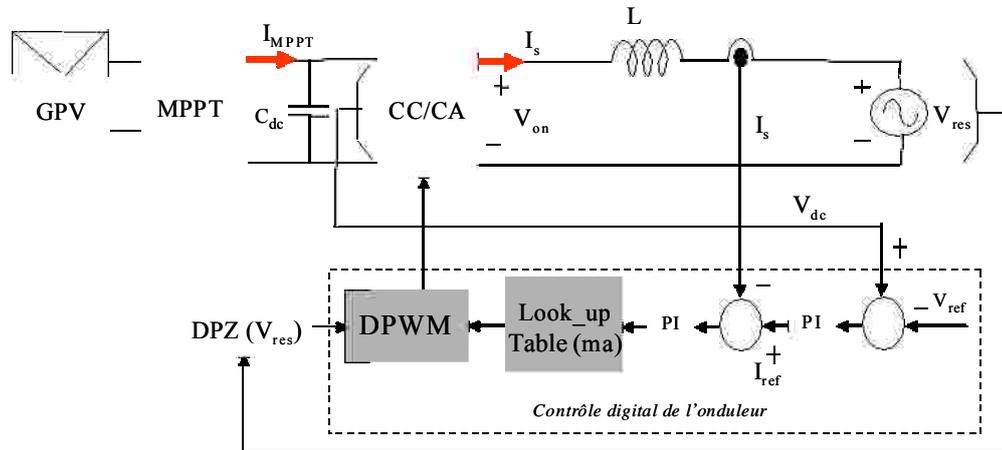


Figure 4.8. Bloc du contrôle digital de l'onduleur

Pour que le contrôle du point de puissance maximale (MPPT) fonctionne correctement, il est nécessaire de maintenir la tension d'entrée de l'onduleur constante (bus de continu) pour cela une boucle de tension externe est nécessaire.

Il ya aussi une boucle de courant interne qui contrôle la puissance fournie au réseau en dirigeant le pointeur (signal d'erreur de sortie du PI) dans la look up table, à la position qui compense l'erreur entre la consigne et le courant qui s'injecte au réseau.

Le contrôle de la puissance injectée au réseau consiste à ajuster le courant maximum de sortie en maintenant la tension du bus continu de l'onduleur constante.

4.5.1. ALGORITHME DE CONTRÔLE

Dans la figure 4.9, nous montrons l'algorithme de contrôle du courant de sortie en fonction de la tension de sortie de l'onduleur V_{inv} (indice de modulation m_a).

En premier lieu le compteur de la DPWM est chargé avec une valeur correspondante à un indice de modulation d'amplitude m_a et un courant initial.

La valeur du courant actuel est comparée avec une valeur de courant de référence. Postérieurement le contrôle est chargé de maintenir le DPWM adéquat de telle sorte qu'il assure que le courant de sortie I_s soit égal à la consigne I_{ref} .

En fonction de la consigne du courant, la boucle de contrôle génère une tension proportionnelle à l'amplitude et au signe de l'erreur.

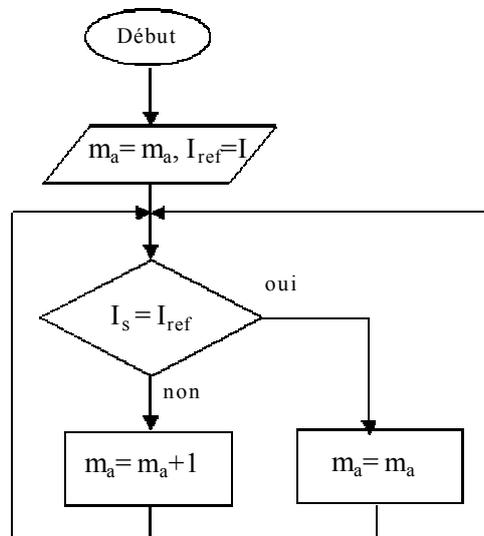


Figure 4.9. Algorithme Simplifié du contrôle

4.5.2 STRUCTURE DU BLOC SPWM DIGITAL

Le générateur de la PWM digital est basé sur un seul compteur. Ceci garantit que tous les signaux de synchronisation, adressage ou contrôle soient synchronisés avec une seule horloge.

La génération des pulses DPWM (*Pulse Width Modulation*) est basé par un calcul précédent des temps en '1' et '0' de chacune des impulsions qui forment l'onde SPWM. Ces calculs sont réalisés avec l'aide de Matlab. Le compteur est composé par 2 parties fondamentales: les bits moins significatifs (LSB) et les bits plus significatifs (MSB).

Les bits LSB déterminent la fréquence des impulsions de haute fréquence (fréquence de commutation). Le nombre de bits serait déterminé en plus par la fréquence d'horloge à utiliser.

$$f_{SW} = \frac{f_{CLK}}{2^n} \Rightarrow n_{LSB} = \log_2 \frac{f_{CLK}}{f_{SW}} \quad (4.15)$$

Le nombre de bits MSB est déterminé par l'indice de modulation de fréquence (m_f) et peut être exprimé comme:

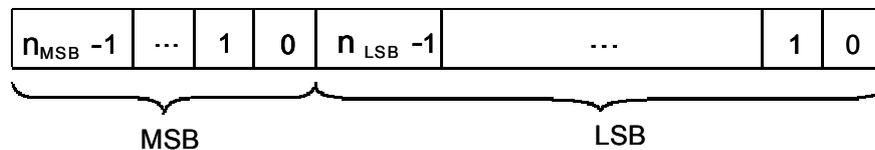
$$n_{MSB} = \log_2 m_f \quad (4.16)$$

D'où :

$$m_f = \frac{f_{SW}}{f_s} \quad (4.17)$$

Où : f_{SW} , fréquence de commutation

f_s , fréquence de sortie (sinusoïdale)



Cependant la fréquence de sortie f_s , peut être exprimée en fonction de l'indice de modulation de fréquence m_f et de la fréquence de l'horloge f_{clk} .

$$f_s = \frac{f_{SW}}{m_f} = \frac{f_{CLK}}{2^n \cdot m_f} \quad (4.18)$$

Comme résumé, les bits moins significatifs du compteur DPWM déterminent la fréquence de commutation, les bits les plus significatifs MSB déterminent le nombre des impulsions de la porteuse (triangulaire) qui forment le demi-cycle du signal de sortie modulant (sinusoïde de basse fréquence).

Pour une autre partie les bits MSB fonctionnent comme pointeur d'adresse de la table des données qui emmagasine les rapports cycliques de chaque impulsion de l'onde DSPWM

4.5.3. BLOC LOOK UP TABLE

Dans la *look up table* sont sauvegardées les données des différents salves de commutation (*PWM Pattern*) correspondants à chaque indice de modulation d'amplitude.

Ces données sont dans une ROM, dont le bus de données de sortie est déterminé par la résolution de la DPWM et le bus d'adresse est déterminé à l'aide de l'indice de modulation de fréquence.

Sur la figure 4.10, nous montrons comment se forment les signaux de commutation. Un pointeur d'adresse, pointe à l'adresse de la mémoire correspondant à l'information de l'impulsion actuelle de la SPWM. Les salves SPWM sont sélectionnées en fonction de la consigne du courant.

Un circuit de contrôle est chargé de la temporisation et de la synchronisation du signal

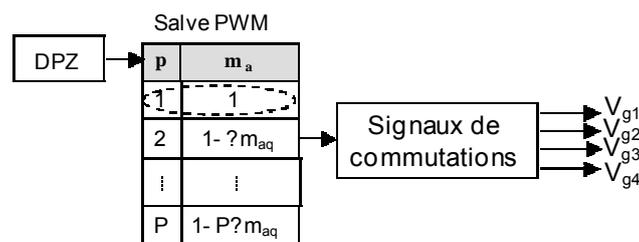


Figure 4.10. Diagramme bloc de la DPWM

Un des paramètres de conception de la PWM digitale, est la résolution du convertisseur analogique digital A/D.

De la résolution avec laquelle nous voulons représenter l'amplitude du courant de sortie dépendra la résolution (nombre de bits) de la DPWM, c.à.d. I_{qADC} résolution du convertisseur A/D exprimé en courant.

La résolution du convertisseur A/D dépend de la magnitude à réguler

$$N_{DPWM} = \log_2 \cdot \frac{I_{\max}}{I_{qDPWM}} \quad (4.19)$$

I_{\max} : Courant maximum de sortie

$$I_{qDPWM} = \frac{I_{\max}}{2^{N_{DPWM}}} \quad (4.20)$$

De la stratégie de conception détaillée dans le chapitre 3, celle sélectionnée a été la régulation du courant de sortie de l'onduleur (I_s) en fonction de l'indice de modulation d'amplitude. Et comme le courant de sortie I_s est une fonction de la tension de sortie de l'onduleur V_{inv} donc, on peut exprimer V_{inv} en fonction de:

$$V_{inv} = m_a \cdot V_{dc} \quad (4.21)$$

La gamme de variation du courant de sortie I_s s'obtient en variant l'indice de modulation d'amplitude:

$$I_s = f(m_a) \quad (4.22)$$

Cette fonction nous simplifie largement la difficulté du hardware en transférant les calculs précédents du salve de commutation PWM à un PC. Dans une table (*look up table*) sont emmagasinés les salves de commutation pour chaque indice de modulation d'amplitude pour chaque amplitude du courant I_s .

Le dimensionnement de la look up table sera déterminé par le nombre maximal de l'indice de modulation m_a et par le courant de sortie I_s pour une partie ,et pour une autre partie, par la résolution du DPWM (N_{DPWM}), I_{qDPWM} exprimé en courant.

Comme résultats, nous pourrons représenter le courant de sortie I_s échantillonné à $2^{N_{DPWM}}$ intervalles.

4.5.4. BLOC DETECTEUR DE PASSAGE PAR ZERO (DPZ)

Le déclenchement du compteur de DPWM s'effectue suivant le signal de déclenchement figure 4.11 (b).

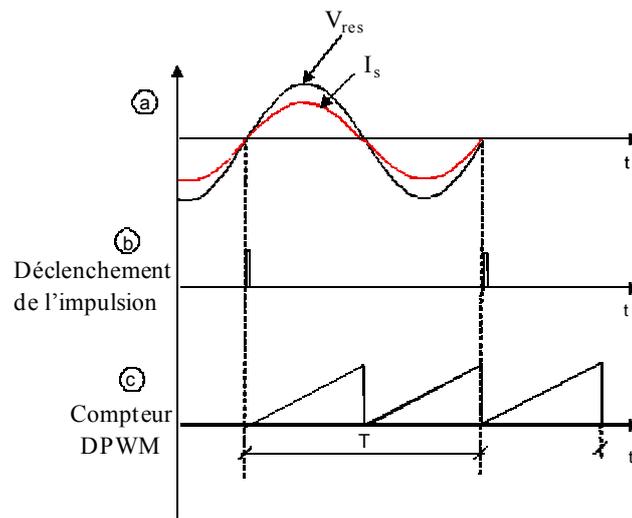


Figure 4.11 Génération de la PWM digitale

Ce signal est généré quand le signal du réseau (référence) passe par zéro, avec l'aide du détecteur de passage par zéro (DPZ). Nous s'intéressons seulement au début du cycle de la tension du réseau, pour cela on détectera le passage par zéro positif, c.à.d. quand la tension du réseau change du signe négatif au positif. Ce signal fonctionne comme signal de synchronisme et permet de synchroniser le circuit de contrôle avec la tension du réseau.

Durant le front positif du signal de synchronisme, le compteur DPWM commence à compter, jusqu'à la fin le cycle.

La salve de commutation déterminée pour différents indices de modulation correspondants à chaque amplitude du courant est tabulée précédemment et emmagasinée dans une table de données (*Look_up table*).

Le compteur actualise la valeur moyenne du courant de sortie à chaque cycle de la tension du réseau.

La position du pointeur dans la table dépend de la consigne du courant de sortie de l'onduleur. L'impulsion générée durant le passage par zéro de la tension de sortie initialise les registres et charge les différents angles de la salve de commutation SPWM.

4.5.5. IMPLEMENTATION DU BLOC DPWM DE LA STRUCTURE DE CONTROLE BASE EN UN SIGNAL DE REFERENCE SINUSOIDALE

L'implémentation digitale du contrôle basée sur le diagramme représenté sur la figure 4.12.

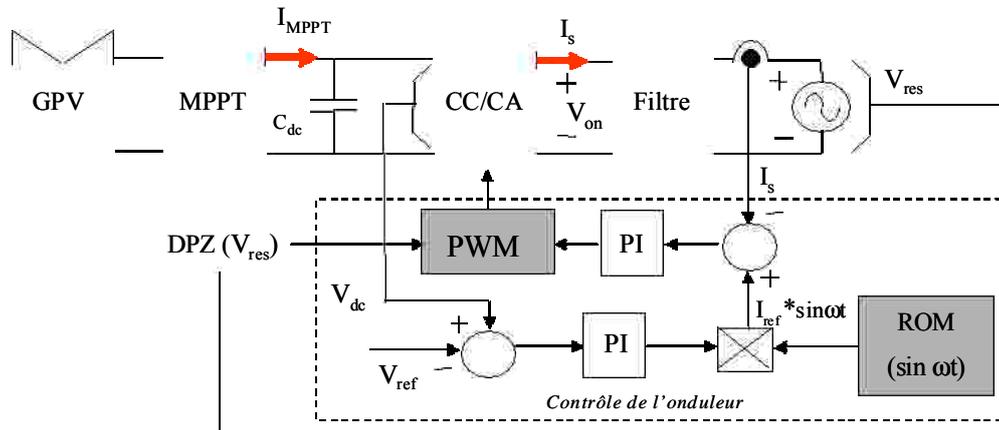


Figura 4.12. Structure du contrôle de l'onduleur connecté au réseau basée sur une sinusoïde de référence

Dans ce cas, le contrôle, n'utilise pas une SPWM digitale basée sur des salves de commutations emmagasinées dans une look up table, si non en une SPWM digitale basée sur une sinusoïde de référence emmagasinée dans une ROM. Les mêmes boucles de contrôle, une boucle interne du courant et une autre externe de tension.

Le courant de référence I_{ref} , est généré à partir d'un signal de référence sinusoïdal emmagasiné dans une ROM. L'amplitude est réglée à partir de la sortie de la boucle externe de tension.

L'implémentation du module SPWM digital dans ce cas est basée sur l'implémentation digitale de la SPWM bipolaire (paragraphe 4.3).

4.6. CONCLUSION

Toutes les parties internes du bloc digital, ont été conçues par des logiciels en utilisant un langage standard de description Hardware (VHDL).

La description du Hardware réalisée en VHDL a été synthétisée et simulée avec d'autres outils de programmation qui convertissent enfin, le code VHDL qui sera implémenté en FPGA.

En premier lieu, nous avons réalisé l'implémentation digitale de la SPWM bipolaire basée sur un signal de référence sinusoïdal et l'implémentation digitale de la SPWM unipolaire basée sur des salves de commutation.

En second lieu, nous avons réalisé l'implémentation du contrôle de l'onduleur proposé dans ce travail.

Les résultats de simulation et expérimentaux seront présentés dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 5

SIMULATION DU SYSTEME ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

5.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, l'ensemble des étapes de simulation pour un système photovoltaïque connecté au réseau ainsi que les résultats expérimentaux sont présentés.

En premier lieu nous abordons la simulation de l'onduleur monophasé avec contrôle SPWM et sortie bipolaire et la simulation de l'onduleur monophasé avec contrôle SPWM et sortie unipolaire. Ce sont les deux techniques de contrôle qui ont été implémentées dans le chapitre 4.

La simulation du système photovoltaïque connecté au réseau avec l'algorithme de point de puissance maximum en utilisant la stratégie de contrôle proposée et développée dans le chapitre 3 sera réalisée.

5.2. SIMULATION DE L'ONDULEUR MONOPHASE CONNECTE AU RESEAU AVEC CONTROLE SPWM ET SORTIE DE TENSION BIPOLAIRE.

Pour étudier le comportement de l'onduleur connecté au réseau et réaliser son contrôle basé sur la technique de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale, nous effectuons les premières simulations de l'onduleur CC/CA en boucle ouverte et contrôle SPWM bipolaire et contrôle SPWM unipolaire.

On utilise les mêmes fréquences de commutation utilisées pour l'implémentation digitale.

La figure 5.1, montre le circuit de simulation d'un onduleur monophasé connecté au réseau avec contrôle SPWM bipolaire. La modulation SPWM bipolaire, générée de la comparaison d'onde sinusoïdale de 50Hz, comparée à une onde triangulaire de 10kHz. La tension continue du générateur photovoltaïque est représentée par une alimentation de tension continue et la connexion au réseau est assurée à l'aide d'une inductance $L = 20\text{mH}$.

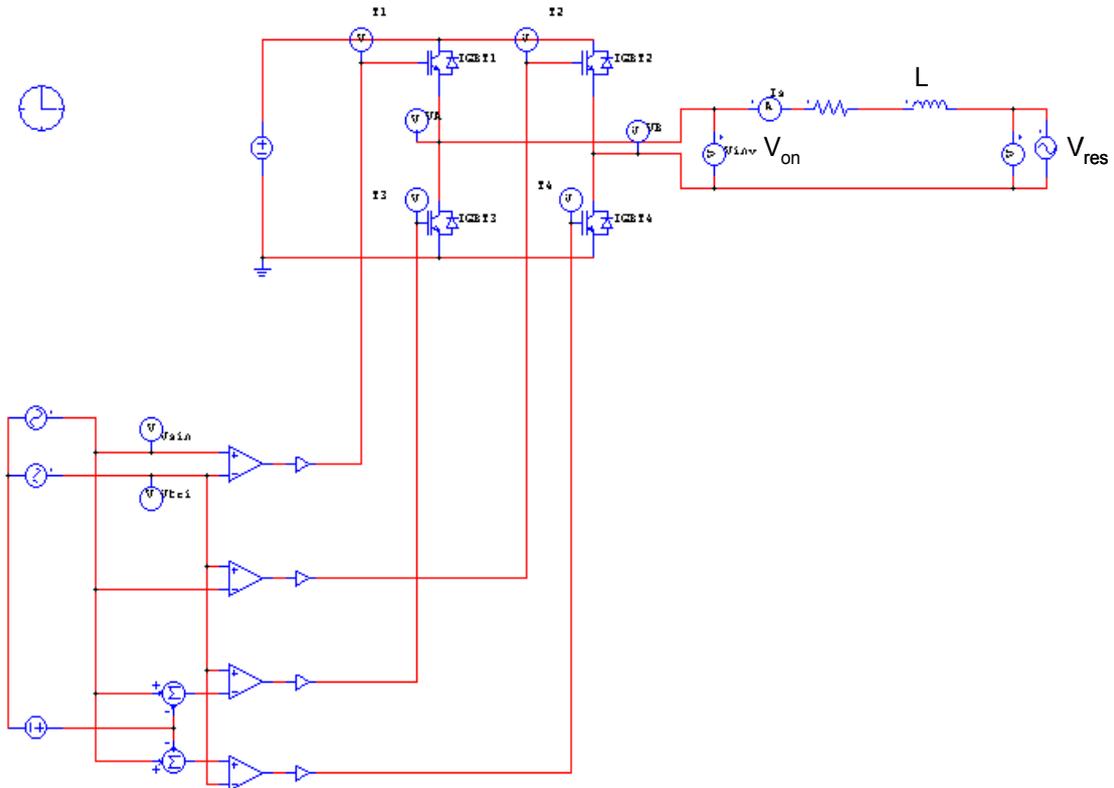


Figure 5.1 Circuit de simulation de l'onduleur connecté au réseau et sortie bipolaire

La figure 5.2, montre la tension de sortie de l'onduleur avec contrôle SPWM et sortie bipolaire.

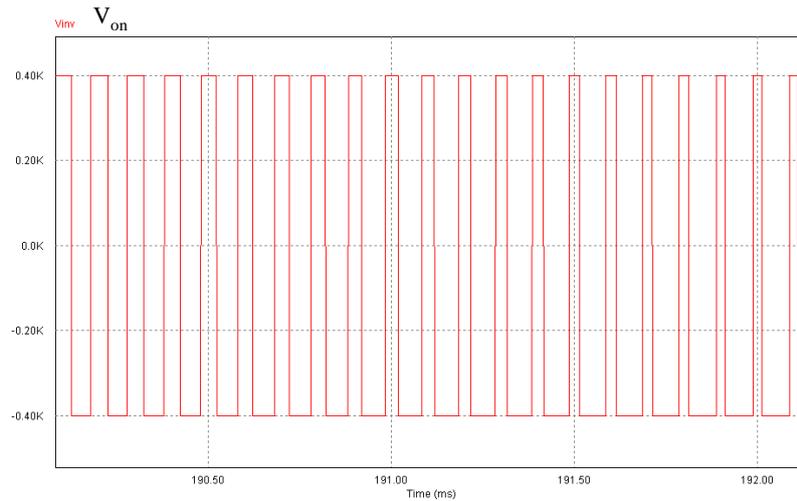


Figure 5.2. Tension de sortie bipolaire de l'onduleur

Sur la figure 5.3, nous représentons le spectre fréquentiel de la tension de sortie bipolaire.

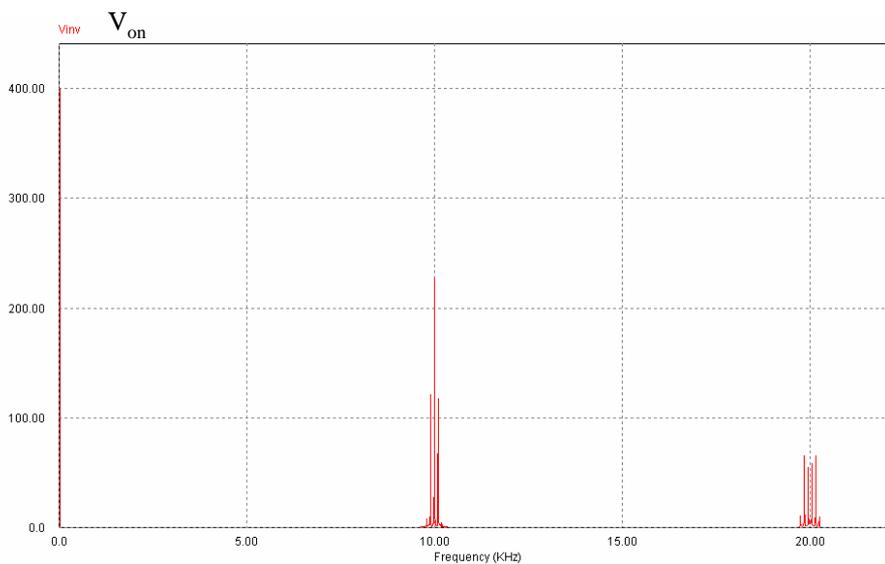


Figure 5.3. Spectre fréquentiel de la tension de sortie bipolaire

Les composantes harmoniques de fréquence apparaissent comme des multiples de la fréquence de commutation.

La valeur maximale de la composante fondamentale en travaillant dans la zone linéaire est:

$$V_{on} = m_a \cdot V_{dc} \geq V_r \cdot \sqrt{2} \quad (5.1)$$

Sur la figure 5.4, nous montrons le spectre de fréquence du courant de sortie de l'onduleur.

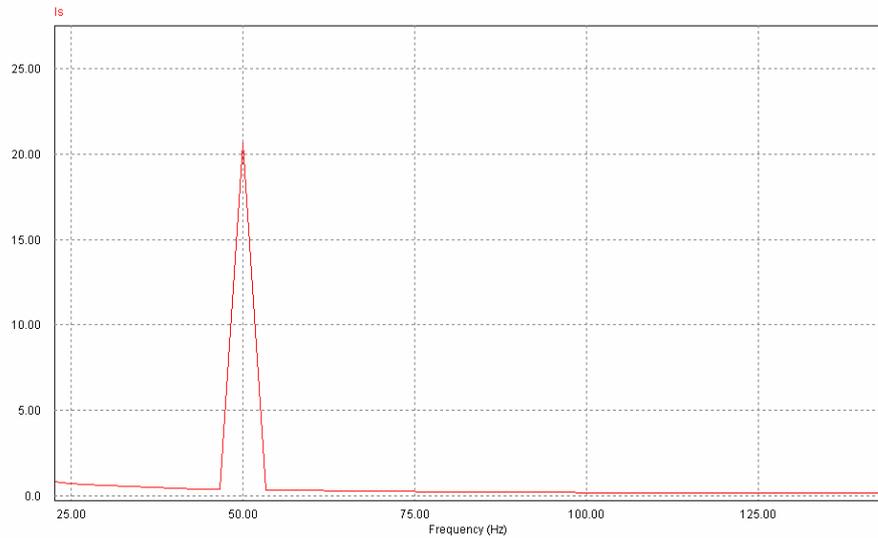


Figure 5.4. Spectre de fréquence du courant de sortie de l'onduleur

Les résultats de simulation de la figure 5.5, montrent l'onde sinusoïdale du courant de sortie I_s de l'onduleur, la tension du réseau V_{res} . On peut observer que le courant I_s est en retard par rapport à la tension du réseau V_{res} et présente un déphasage.

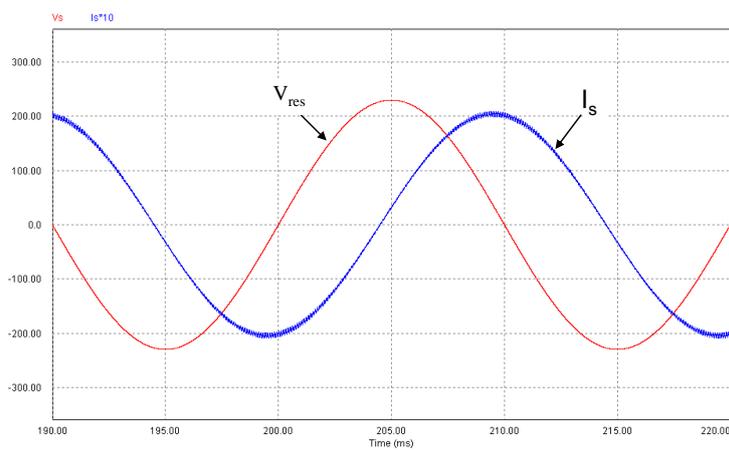


Figure 5.5. Courant de sortie de l'onduleur et la tension du réseau

5.3. SIMULATION DE L'ONDULEUR MONOPHASE CONNECTE AU RESEAU AVEC CONTROLE SPWM ET SORTIE DE TENSION UNIPOLAIRE

La modulation SPWM unipolaire est générée à partir de deux ondes sinusoïdales de 50Hz déphasées de 180° et comparées à une onde triangulaire de 1500Hz. La tension continue du générateur photovoltaïque est représentée avec une alimentation continue et la connexion au réseau est réalisée au moyen d'une inductance $L = 20\text{mH}$. La figure 5.6, montre le circuit de simulation.

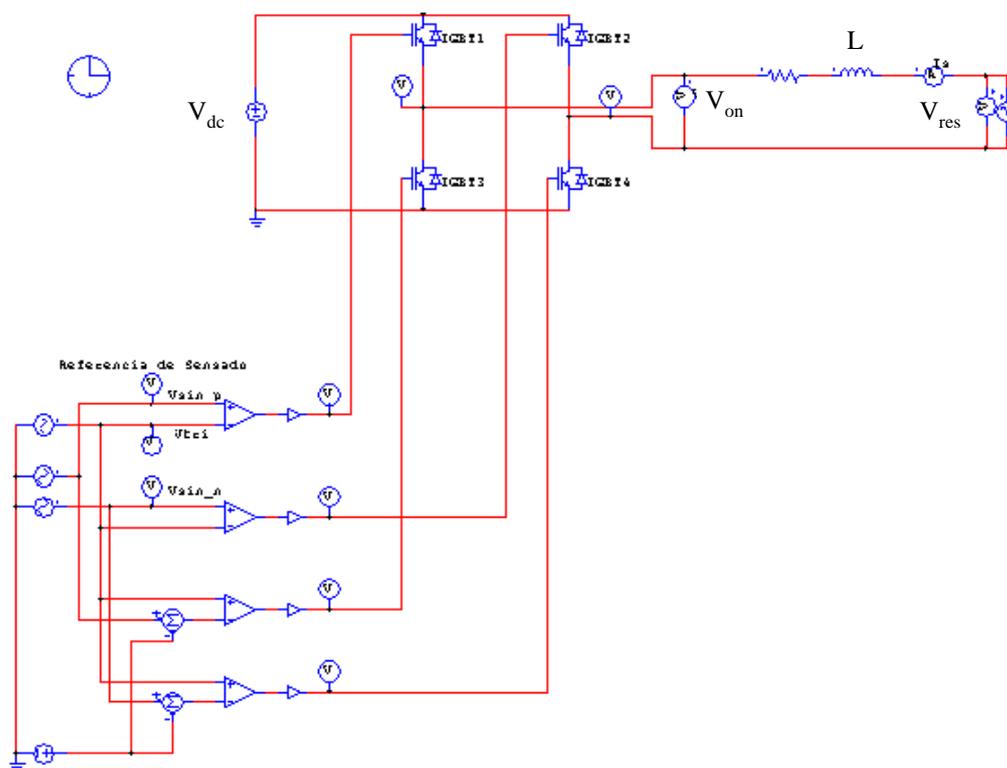


Figure 5.6. Circuit de simulation de l'onduleur connecté au réseau et sortie unipolaire

Les résultats de simulation, figure 5.7, montrent le courant de sortie de l'onduleur I_s , la tension du réseau V_{res} et la tension de sortie de l'onduleur V_{on} , le courant I_s présente un déphasage par rapport à la tension du réseau V_{res} .

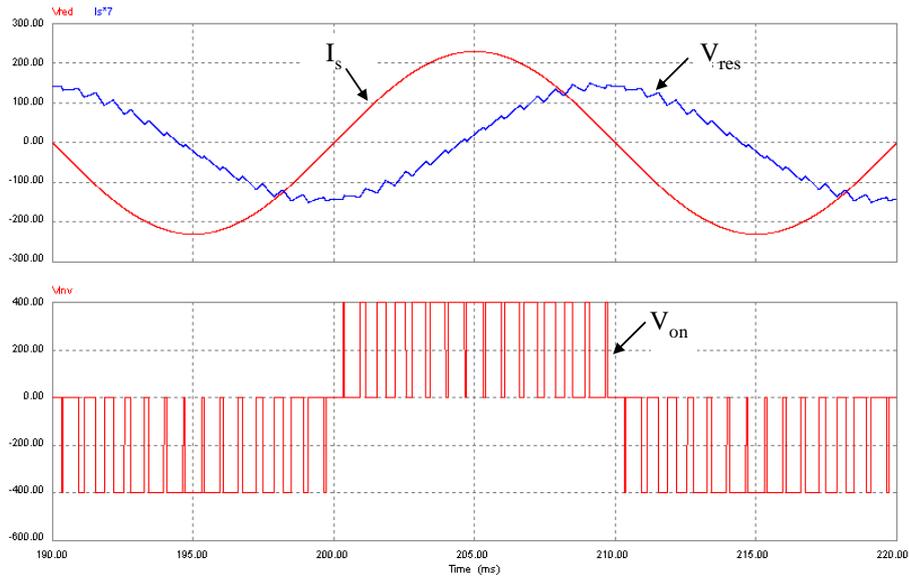


Figure 5.7. Formes d'ondes du courant, de la tension du réseau et de la tension de sortie de l'onduleur

Pour corriger le facteur de puissance et injecter le courant en phase avec la tension du réseau il faut corriger le déphasage entre le courant de sortie de l'onduleur I_s et la tension du réseau V_{res} .

La correction de ce déphasage et la synchronisation du courant de sortie de l'onduleur et la tension du réseau, est réalisée au moyen du contrôle en courant de l'onduleur.

Sur la figure 5.8, nous représentons le spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur avec le contrôle SPWM unipolaire. La fréquence de commutation est de 1500Hz.

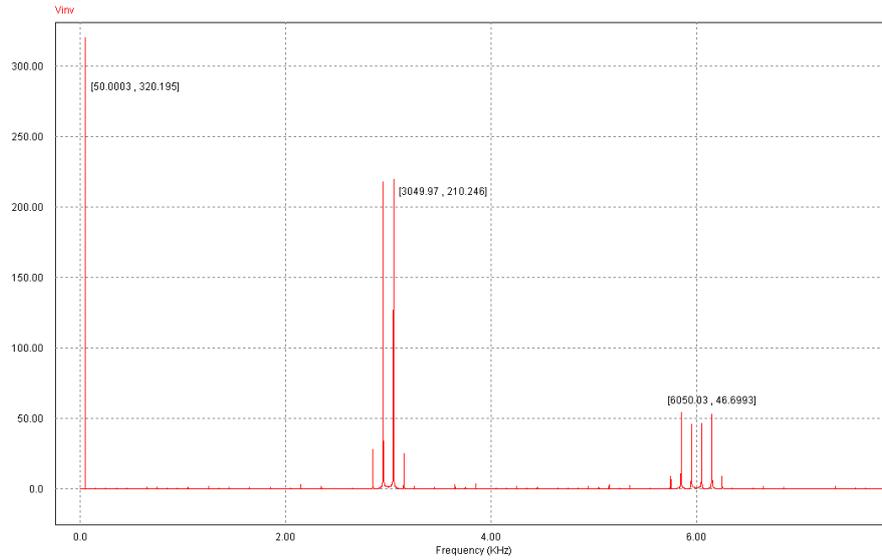


Figure 5.8. Spectre fréquentiel de la tension de sortie de l'onduleur

L'avantage de doubler la fréquence de commutation, s'apprécie dans le spectre fréquentiel de la sortie de l'onduleur, où les composantes des harmoniques de plus basses fréquences apparaissent comme bandes latérales des multiples de double de la fréquence de commutation. Nous pouvons observer aussi l'annulation des composantes des harmoniques à la fréquence de commutation et la disparition des bandes latérales.

Sur la figure 5.9, nous montrons le spectre fréquentiel du courant de sortie de l'onduleur avec la SPWM unipolaire.

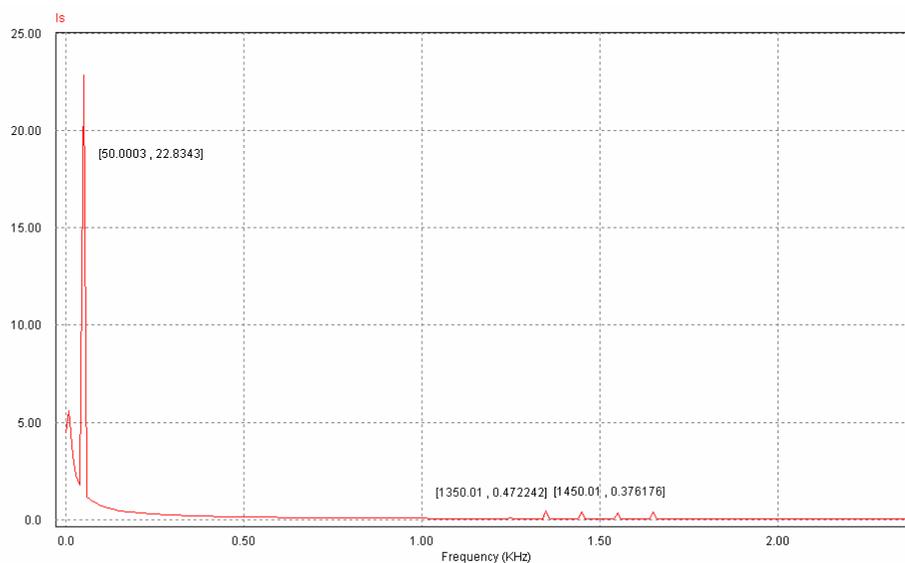


Figure 5.9. Spectre fréquentiel du courant de sortie de l'onduleur

Le spectre fréquentiel est un indicateur très important, il permet de déterminer la qualité du courant injecté au réseau électrique. Dans un système photovoltaïque connecté au réseau, la distorsion harmonique totale du courant THD devra être inférieure à 5%.

5.4. SIMULATION DU SYSTEME GLOBAL

Une fois on a simulé le fonctionnement de l'onduleur CC/CA connecté au réseau, la simulation du système (Module – Elévateur – Onduleur) connecté au réseau a été réalisé en utilisant Matlab Simulink et PSIM.

5.4. 1. SIMULATION DE L'ALGORITHME DU MPPT

La simulation du circuit du modèle équivalent du module photovoltaïque est importante car elle nous permet de faciliter la simulation du système photovoltaïque connecté au réseau et de vérifier que le module accomplit approximativement les caractéristiques I-V données par les fabricants.

Essentiellement, cette partie de simulation comprend deux fonctions écrites en code Matlab, figure 5.10, ces fonctions sont:

- Fonction du module: Contient les équations de simulation physiques d'un module photovoltaïque, et peut reproduire le comportement de n'importe quel nombre de modules (n_s est le nombre de cellules en série du module PV et n_p le nombre de cellules en parallèle du module PV).
- Fonction contrôle: Contient l'algorithme de perturbation et observation à une variable.

Sur la figure 5.10, nous montrons le bloc d'implémentation de ces fonctions

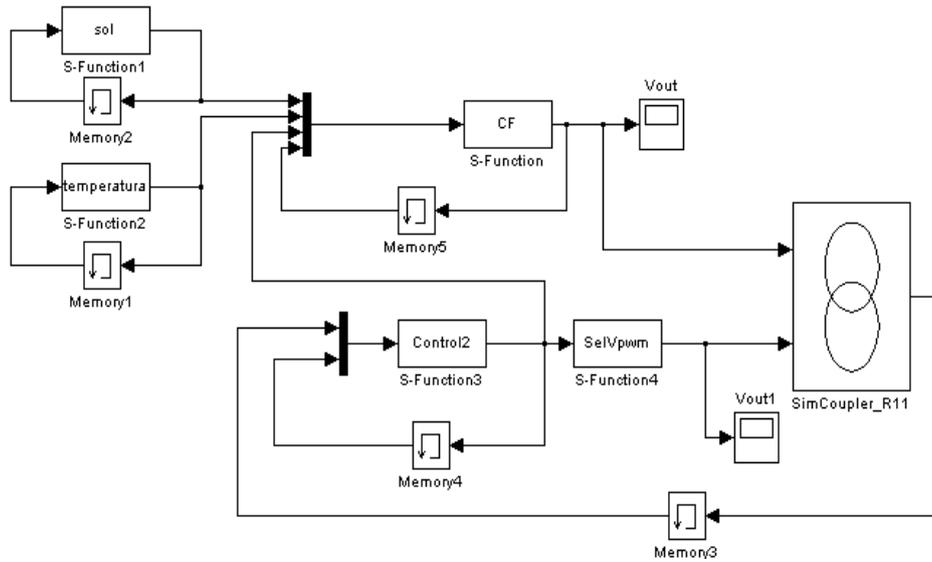


Figure 5.10. Bloc de simulation du MPPT

A continuation, on présente les résultats obtenus

1. Le résultat de simulation du courant à la sortie du panneau, en tenant compte de la variation de l'irradiation est montré sur la figure 5.11.

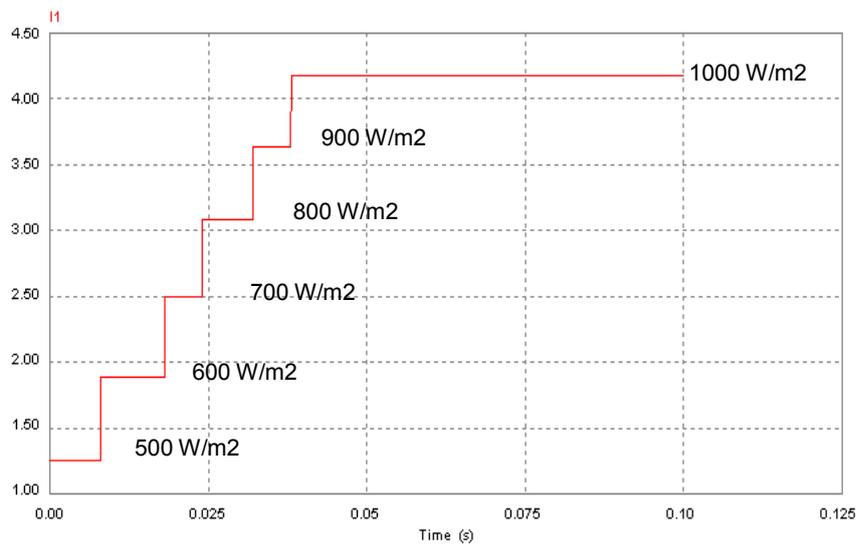


Figure 5.11. Courant du point de puissance maximale I_{MPPT} pour différents rayonnements

Sur la figure 5.12, nous montrons le courant du module à un rayonnement de 1000W/m^2 et à un rayonnement de 600W/m^2 . Ceci est valable pour chaque rayonnement.

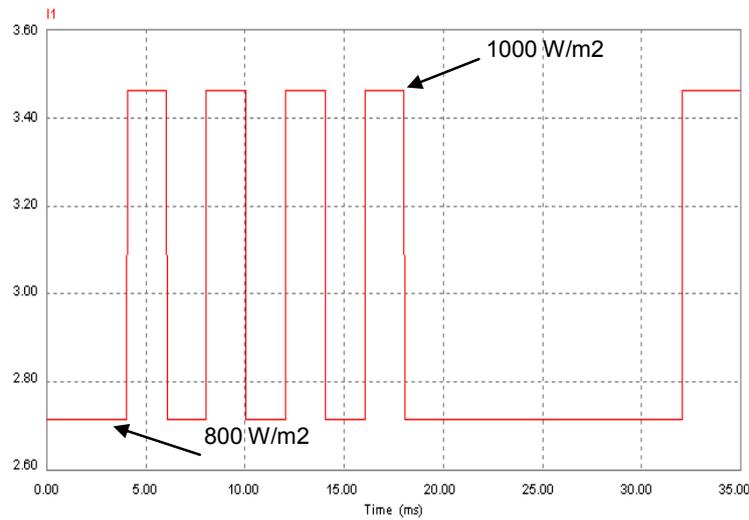


Figure 5.12. Courant de point de puissance maximale I_{MPPT} pour deux valeurs de rayonnement

Sur la figure 5.13, nous montrons la puissance maximale du générateur photovoltaïque et la puissance de sortie du boost, en appliquant l'algorithme de perturbation et observation pour la poursuite de puissance maximale. Nous pouvons observer que les puissances sont approximativement égales.

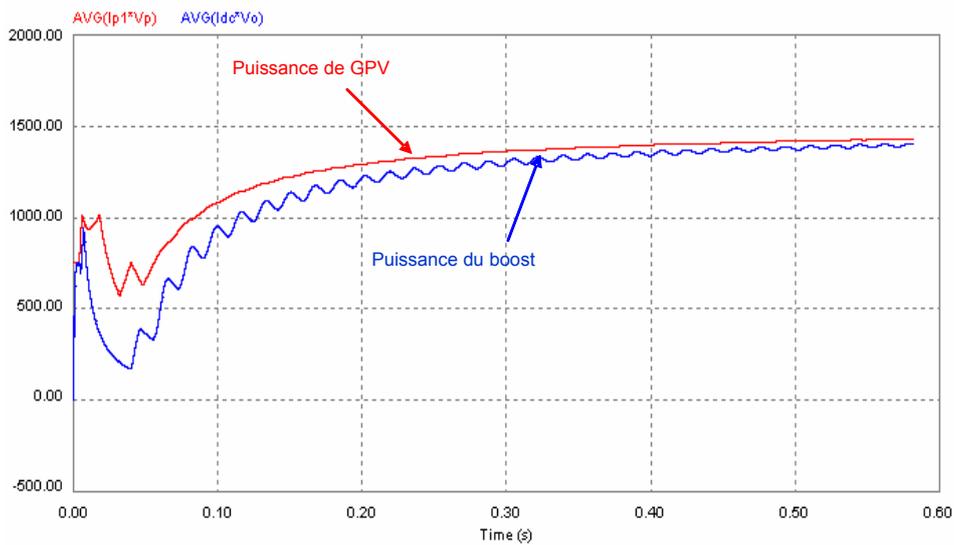


Figure 5.13. Puissance maximale du module et a la sortie du boost

De l'analyse des graphes antérieurs, nous concluons que l'algorithme a le comportement espéré et que les magnitudes de ses variables électriques correspondent avec ceux de la théorie.

5.4.2. SIMULATION DE L'ENSEMBLE MODULE -MPPT- ONDULEUR CONNECTE AU RESEAU

Une fois, nous avons effectué les simulations pour chacune des composantes qui forment le système photovoltaïque connecté au réseau (module solaire, Algorithme de contrôle du MPPT, onduleur monophasé), nous avons réalisé la simulation de l'ensemble module photovoltaïque avec la poursuite de point de puissance (MPPT) utilisant l'algorithme de perturbation et observation a une variable et l'onduleur CC/CA en boucle ouverte en obtenant les graphes correspondants a la tension de sortie du convertisseur élévateur avec le MPPT, la tension de sortie de l'onduleur et le courant de l'onduleur.

Sur la figure 5.14, nous montrons le schéma de simulation du système globale intégrant Matlab-Simulink-Psim. Utilisant l'avantage de chacun des programmes.

- En Matlab-Simulink. Comme il a été indique dans le paragraphe (5.5.1), on a réalisé la simulation de la cellule solaire (panneau solaire) et l'algorithme du MPPT.
- En Psim, nous avons réalisé l'étape de puissance, la simulation du convertisseur élévateur et l'onduleur utilisant les salves de commutation déterminées pour la fréquence de commutation de 1500Hz.

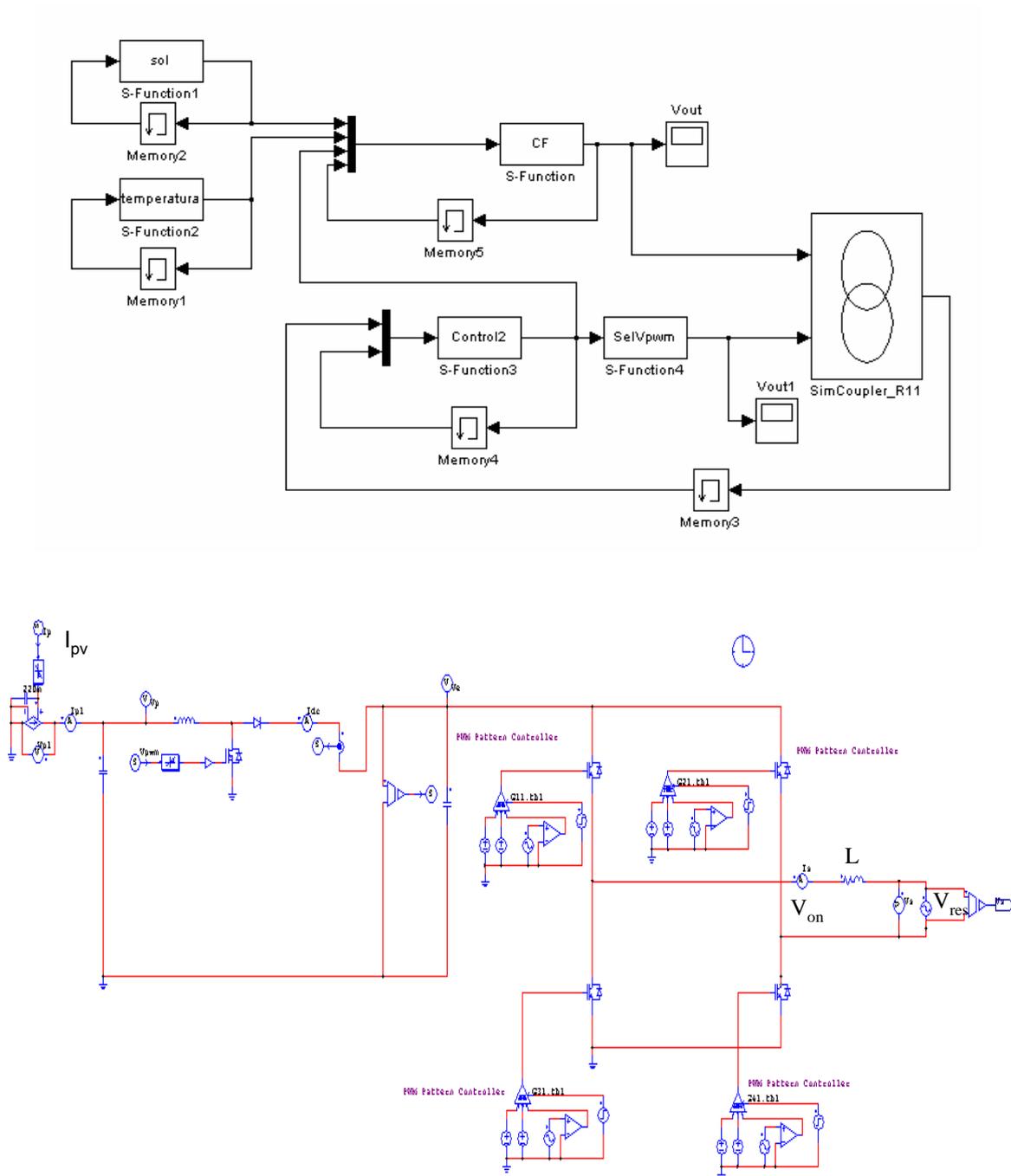


Figure 5.14. Circuit de simulation du système photovoltaïque connecté au réseau

Le résultat de simulation de l'ensemble montre le fonctionnement de l'onduleur connecté au réseau dans les conditions de puissances maximales.

Sur la figure 5.15, nous représentons la tension du bus continu V_{dc} à l'entrée de l'onduleur, la tension de sortie de l'onduleur, le courant de sortie de l'onduleur et la tension du réseau en boucle ouverte.

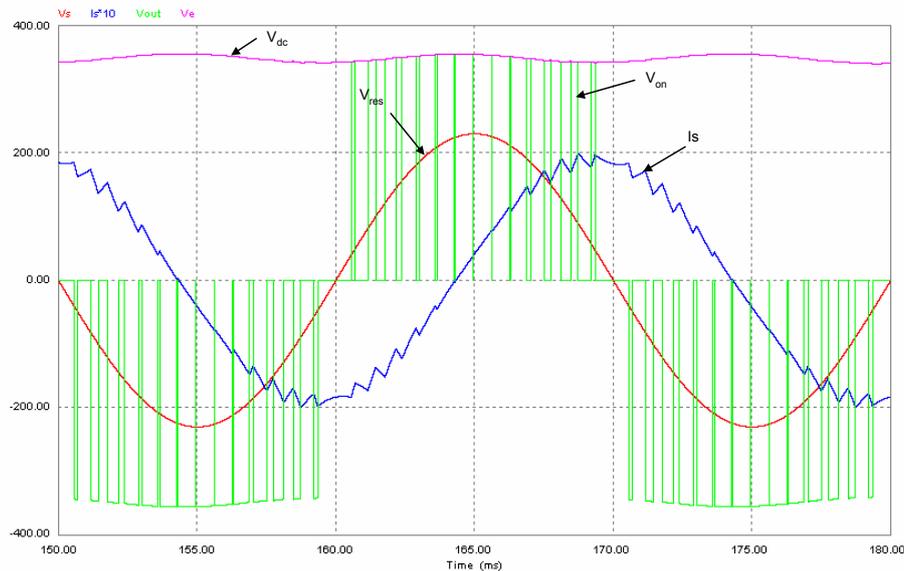


Figure 5.15. Tensions V_{dc} , V_{on} , V_{res} et le courant I_s

Nous pouvons constater que le comportement du système de simulation de l'ensemble en boucle ouverte fonctionne comme nous l'avons souhaité. La tension du bus continue, c'est celle fixée dans l'algorithme de contrôle de perturbation et observation et que le courant de sortie de l'onduleur est déphasé par rapport à la tension du réseau.

5.4.3. SIMULATION DE L'ENSEMBLE MODULE-MPPT-ONDULEUR CONNECTE AU RESEAU EN BOUCLE FERME

La figure 5.16, représente le circuit de simulation d'un système photovoltaïque connecté au réseau en boucle fermée en utilisant des salves de commutation (*PWM Pattern*).

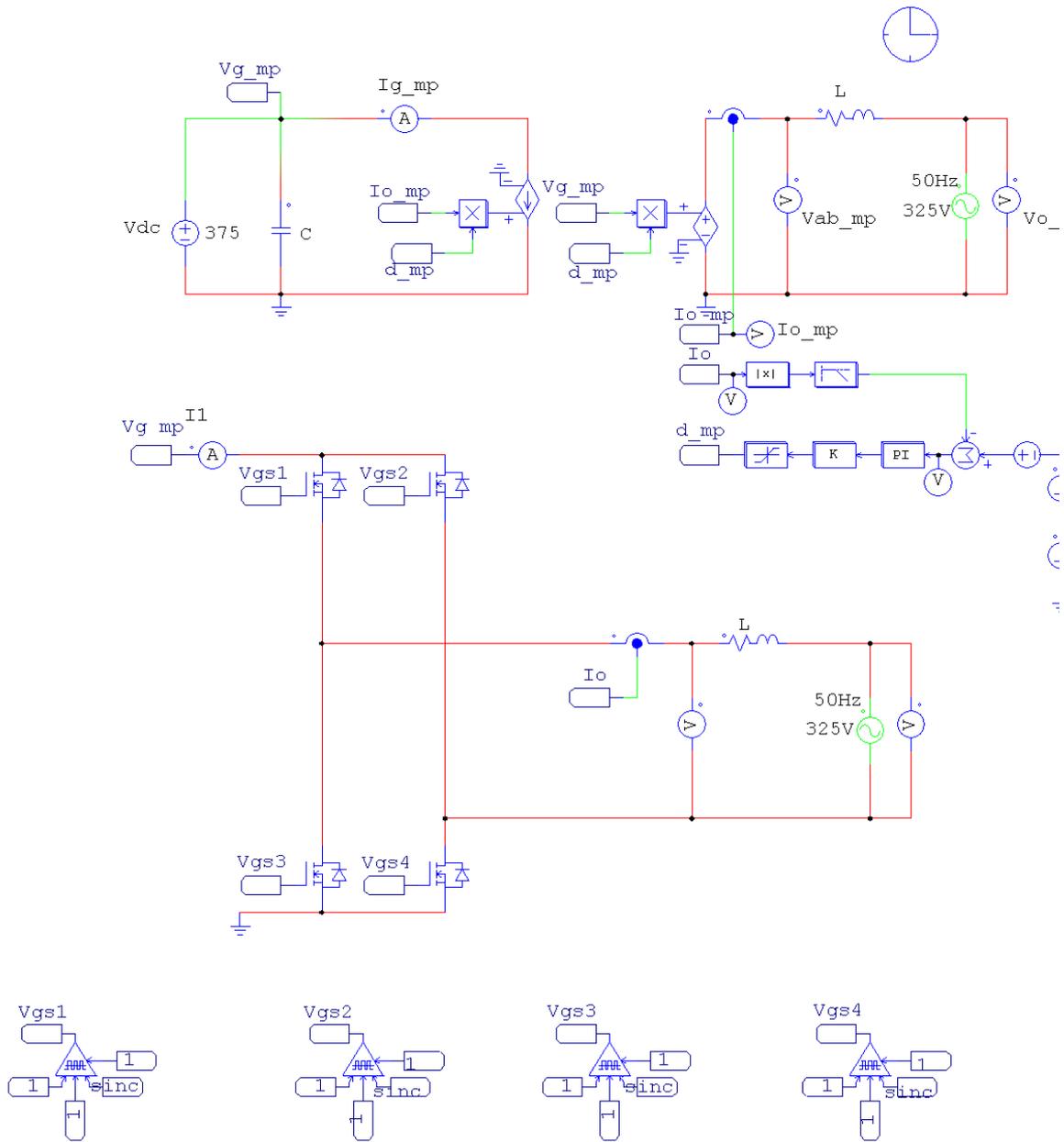


Figure 5.16. Circuit de simulation du système photovoltaïque connecté au réseau en boucle fermée

La figure 5.17, présente l'évolution du courant de sortie de l'onduleur et de la tension du réseau en boucle fermée.

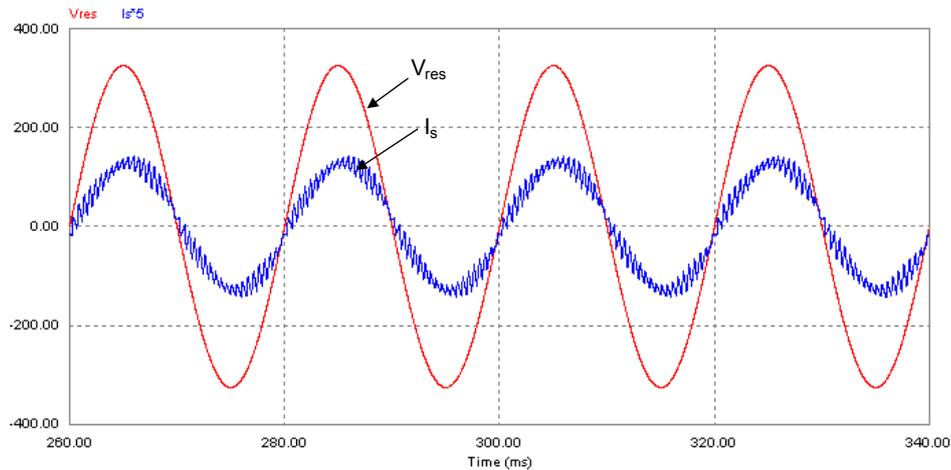


Figure 5.17. Courant de sortie de l'onduleur I_s en phase avec la tension du réseau V_{res}

5.5. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Pour valider les résultats obtenus par des simulations de l'implémentation DSPWM, nous avons utilisé un prototype d'onduleur (Semikron) montré sur la figure 5.18. Pour un prototype rapide, nous avons utilisé comme plateforme de conception du bloque digital, une FPGA Spartan III de Xilinx en exploitant toute la flexibilité que ce type de plateforme offre en termes de reconfiguration (voir annexes).

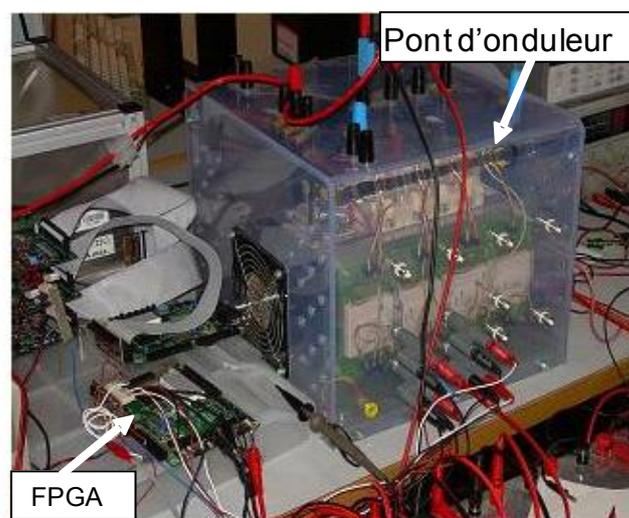


Figure 5.18. Banc d'essai de l'onduleur

Dans ce qui suit nous représentons le schéma synoptique complet d'alimentation des circuits de connexion de tous les blocs figure 5.19.

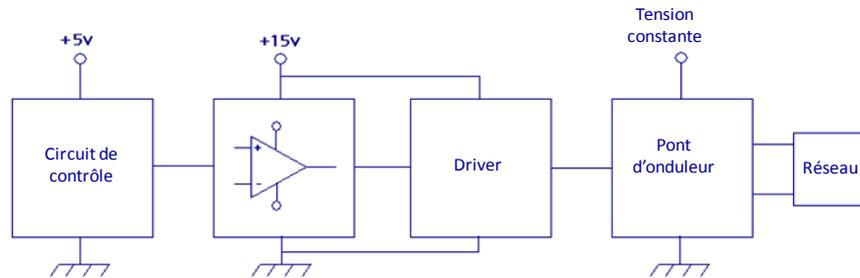


Figure 5.19. Schéma de connexion par bloc

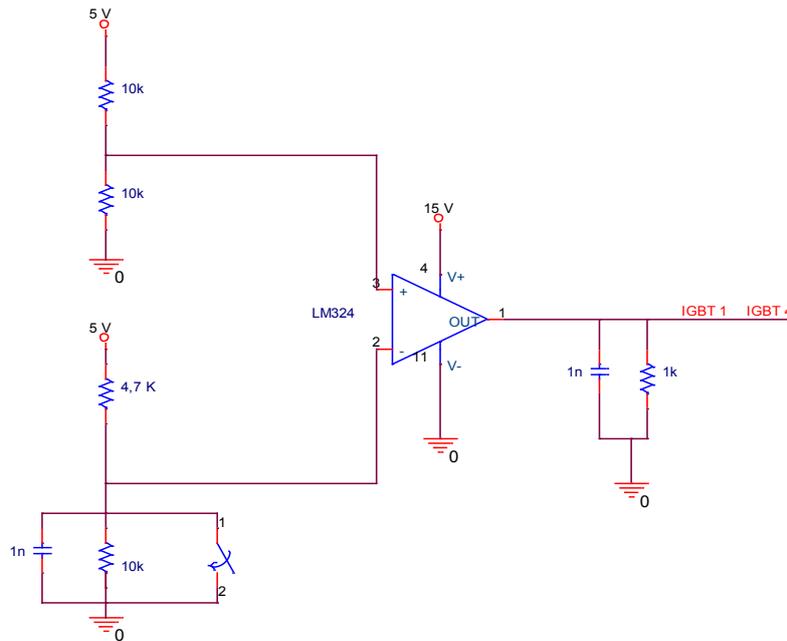
Comme nous pouvons voir sur le schéma, figure 5.19, il y a trois alimentations et chaque alimentation a sa propre référence de masse qui doit être indépendante.

5.6. Adaptation des niveaux de tension de la FPGA aux niveaux de tension des drivers

Pour mener à bien le processus de commande de l'onduleur, il est nécessaire d'adapter les niveaux de commutation des éléments de contrôle, soit microcontrôleurs, PIC, FPGA, DSP, etc. aux niveaux requis par les drivers pour un fonctionnement correct. En général, ces niveaux ne coïncident pas avec ceux du circuit de commande, il est donc nécessaire d'ajouter une étape antérieure.

Une manière de réaliser l'étape de modification des niveaux de commutation est d'utiliser des comparateurs. Ainsi, pour établir une tension de référence dans un de ses terminaux et en appliquant l'entrée dans le terminal restant, nous sommes arrivés à saturer les niveaux d'alimentation du comparateur.

Nous avons utilisé un amplificateur opérationnel LM339 alimenté avec 0 à +15 V et configuré comme un comparateur. Ce circuit sera chargé d'ajuster les niveaux de tension de la FPGA au niveau requis par le driver, le circuit est montré sur la figure 5.20



5.20. Circuit d'adaptation des signaux

- **DRIVER**

L'onduleur utilisé est un pont complet IGBT's (voir figure 5.18), Le fabricant a inclus à l'intérieur de la structure un *driver* qui soit capable de produire les signaux nécessaires pour la commutation des IGBT, ce driver est le *SKHI 22 A/B* (voir annexe).

Il s'agit d'un double *driver*, il a deux entrées et deux sorties pour exister deux IGBT indépendamment l'un de l'autre.

La fonction de ce driver dans notre circuit est d'adapter et de convertir les signaux qui génèrent la FPGA ou n'importe quel système utilisé pour le contrôle de l'onduleur, aux niveaux de tension et de courant nécessaires pour la commutation des IGBT.

Le *driver SKHI 22 A/B* est excité par des tensions et impose des niveaux de d'entrées pour qu'il commute de 15 V et 0 V, ON et OFF respectivement. Pour cette raison, il est nécessaire d'inclure une étape externe au driver de IGBT, entre le circuit de contrôle et le driver pour adapter les niveaux des signaux de sortie de FPGA (0 V et 3 V) aux niveaux exigés par le driver pour qu'il puisse commuter les IGBT.

La sortie du *driver* qui est appliquée au port de l'IGBT est de +15V et de -7V, ON y OFF respectivement. Ce driver est aussi préparé à effectuer un contrôle de haute fréquence de l'onduleur, la fréquence maximale de commutation est de 50 KHz.

Nous avons utilisé une tension continue à l'onduleur, $V_{dc} = 350$ V

Un filtre LC, $L = 20$ mH, $C = 10$ uF

5.7. DSPWM Bipolaire. Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux de la DSPWM bipolaire appliquée à l'onduleur monophasé sont présentés ci après. La fréquence de commutation 10khz.

La figure 5.21, montre les signaux de commutation des transistors en diagonales opposées de deux bras de l'onduleur (T_1 , T_4 et T_2 , T_3) et le signal de sortie bipolaire de l'onduleur.

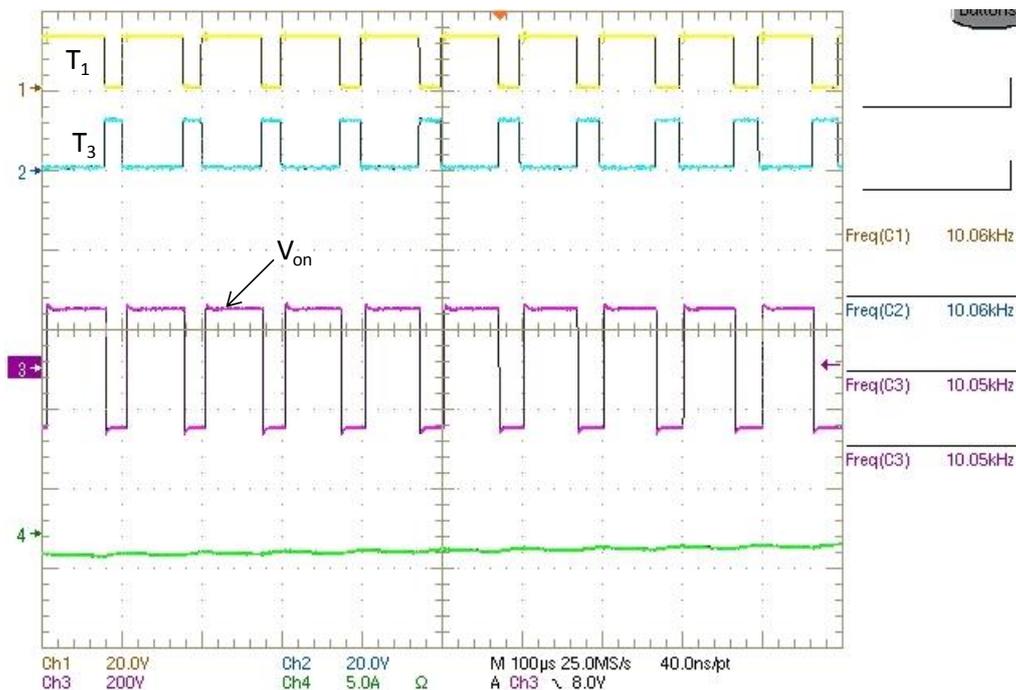


Figure 5.21. Signaux de commutation et sortie bipolaire de l'onduleur

La figure 5.22, montre le courant de sortie I_s de l'onduleur et la tension de sortie bipolaire de l'onduleur.

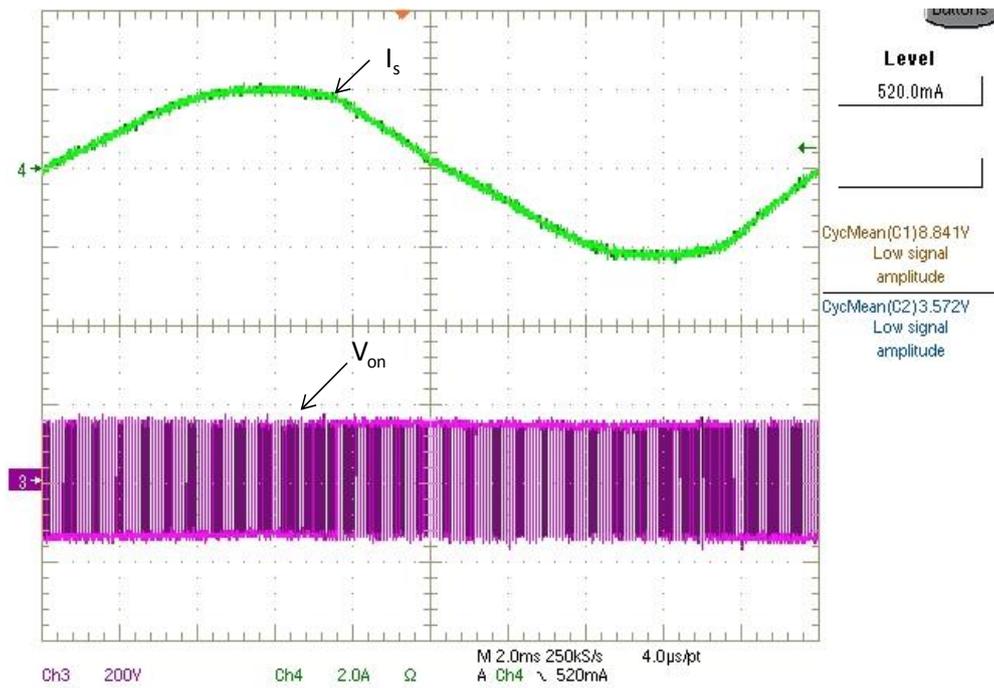


Figure 5.22. Courant de sortie et tension bipolaire de l'onduleur

La figure 5.23, représente le courant de sortie de l'onduleur I_s , la tension de sortie de la charge résistive V_s , et des signaux de commutation correspondants aux interrupteurs en diagonales opposées des deux bras de l'onduleur en pont (T1, T4 et T2, T3).

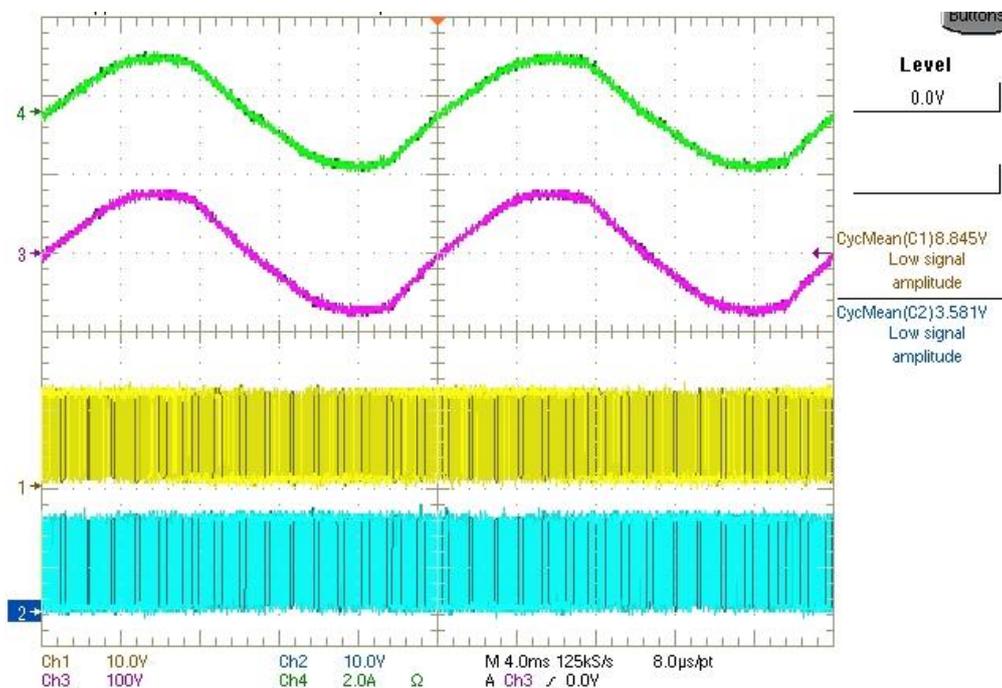


Figure 5.23. Courant de sortie de l'onduleur, tension de la charge résistive et les signaux de commutation

5.8. DSPWM Unipolaire. Résultats expérimentaux

Dans la figure 5.24, nous montrons le courant et tension de sortie unipolaire de l'onduleur et les signaux de commutation de l'onduleur.

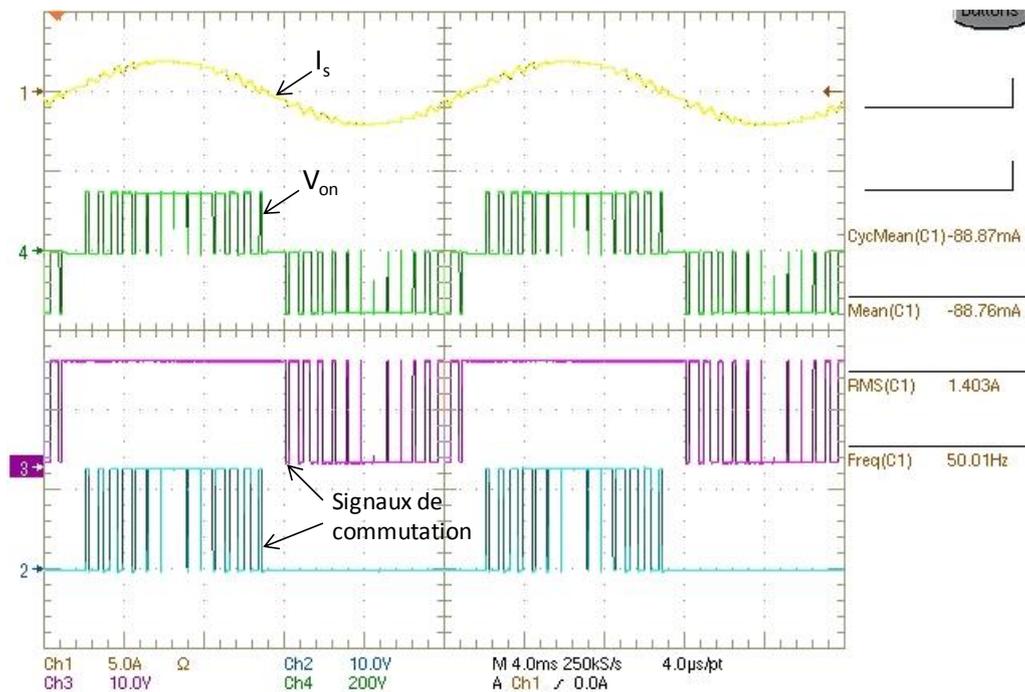


Figure 5.24. Courant, tension de sortie de l'onduleur et les signaux de commutation

Dans la figure 5.25, nous montrons le courant de sortie de l'onduleur et la tension de sortie unipolaire de l'onduleur.

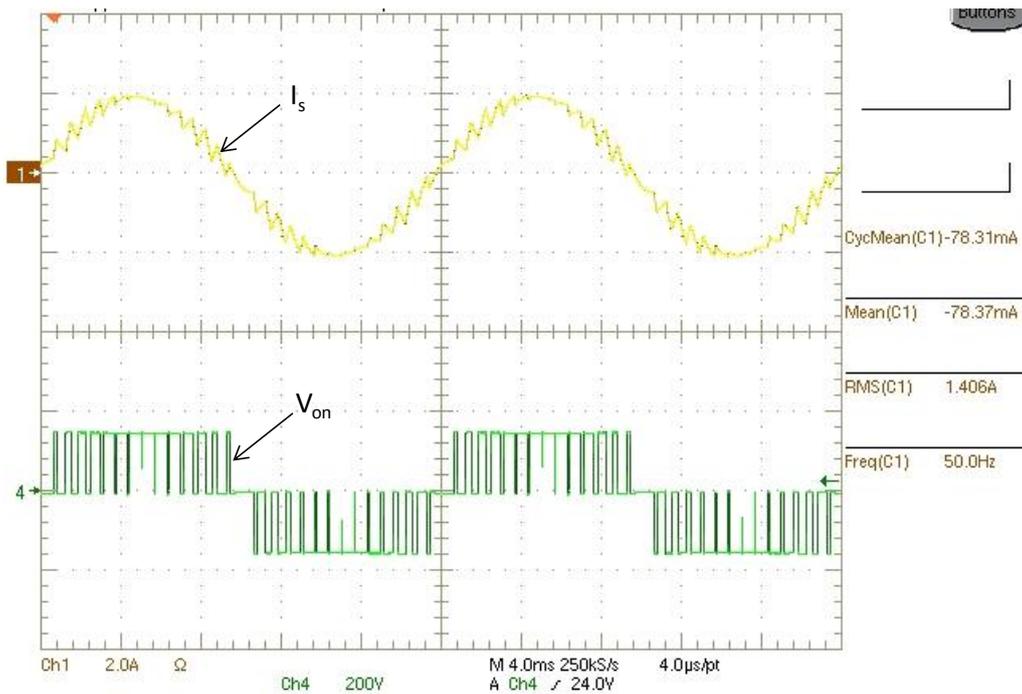


Figure 5.25. Courant et tension de sortie de l'onduleur

5.9. Résultats expérimentaux de l'onduleur connecté à un émulateur du réseau

Dans la figure 5.26, nous montrons le courant de sortie de l'onduleur en phase avec la tension d'un émulateur du réseau.

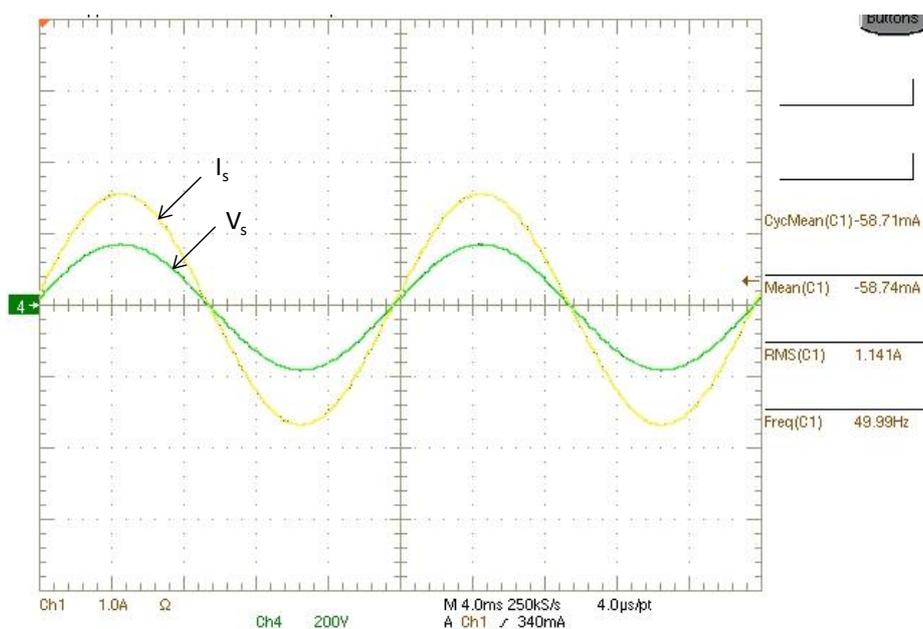


Figure 5.26. Courant de sortie de l'onduleur en phase avec la tension de l'émulateur réseau

5.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons réalisé les simulations nécessaires pour le fonctionnement de l'onduleur monophasé connecté au réseau avec la stratégie de contrôle proposée dans ce travail.

En premier lieu, nous avons simulé la simulation de l'onduleur monophasé avec contrôle SPWM et sortie bipolaire et la simulation de l'onduleur monophasé avec contrôle SPWM et sortie unipolaire.

Les spectres fréquentiels du courant pour une SPWM bipolaire et unipolaire ont été analysés et nous avons observé que le contenu en harmoniques de la tension obtenue à l'aide de la modulation unipolaire est beaucoup plus bas que le contenu en harmonique de la tension bipolaire obtenu avec une modulation bipolaire et qu'ils apparaissent à des fréquences plus éloignées.

Nous avons simulé le système avec la poursuite de point de puissance maximale en utilisant Matlab Simulink. La programmation de l'algorithme de perturbation et observation à une variable a été réalisée en utilisant Matlab et la simulation de l'étage de puissance en utilisant PSIM.

Le résultat de simulation du courant à la sortie du panneau, en tenant compte de la variation de l'irradiation est satisfaisant et reflète correctement la caractéristique théorique de la courbe I-V.

La simulation du générateur photovoltaïque avec la poursuite de point de puissance maximal en utilisant une variable de contrôle fonctionne comme il a été prévu. L'algorithme choisi a le comportement espéré et que les magnitudes de ses variables électriques correspondent avec ceux de la théorie.

Les résultats de simulation ont été validés par des résultats expérimentaux. Un prototype a été réalisé pour la validation expérimentale du contrôle proposé et les différentes stratégies du contrôle implémentées.

Pour un prototype rapide, nous avons utilisé comme plateforme de conception du bloque digital, une FPGA Spartan III de Xilinx en exploitant toute la flexibilité que ce type de plateforme offre en termes de reconfiguration, opération parallèle et prototype rapide.

Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux valident les prédictions théoriques développées dans ce travail.

1. CONCLUSION

Dans le cadre de notre travail de recherche, l'objectif principal a été atteint en réalisant l'implémentation digitale du contrôle de l'onduleur monophasé et en améliorant le rendement de tout le système photovoltaïque connecté au réseau.

Une nouvelle stratégie de contrôle a été développée, basée sur les salves de commutations SPWM avec la possibilité d'exercer un contrôle de l'amplitude du courant de sortie, et par conséquent le contrôle de la puissance injectée au réseau.

Il a été démontré que pour des paramètres bien déterminés, à savoir la tension de sortie de l'onduleur et de l'inductance de sortie, il existe un nombre minimum de salves SPWM (*PWM pattern*) qui peut assurer une large gamme de puissance.

Il a été vérifié que le système de contrôle est capable de contrôler la puissance injectée au réseau avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Ce système de contrôle peut être reconfiguré pour améliorer le fonctionnement d'un système photovoltaïque connecté au réseau en améliorant le rendement du système photovoltaïque.

Le modèle du module solaire et la simulation de l'ensemble du système photovoltaïque connecté au réseau: le générateur photovoltaïque, la poursuite de point de puissance maximum et l'onduleur ont été réalisés.

Toutes les parties internes du bloc digital, ont été conçues par des logiciels en utilisant un langage standard de description Hardware (VHDL).

La description du Hardware réalisée en VHDL a été synthétisée et simulée avec d'autres outils de programmation qui convertissent enfin, le code VHDL qui est implémenté en FPGA.

L'implémentation digitale pratique des techniques de contrôle SPWM, bipolaire et unipolaire utilisées pour le contrôle de l'onduleur ainsi que l'implémentation du contrôle de l'onduleur proposé dans ce travail ont été réalisées.

L'algorithme est basé sur des tables de données (*look up table*) dans lesquelles sont sauvegardés les angles de commutation de la modulation SPWM. Un module de synchronisation avec la tension du réseau permet de calculer le courant généré de l'onduleur et la tension du réseau pour maintenir un facteur de puissance proche de l'unité.

L'implémentation digitale de la SPWM a été validée par des résultats expérimentaux.

Une nouvelle méthodologie de conception qui peut être appliquée à d'autres stratégies de contrôle a été apportée.

Les résultats de simulation valident les prévisions théoriques, et les résultats expérimentaux montrent la validité du contrôle présenté.

2. PERSPECTIVES

Dans le travail en perspective, il serait intéressant de compléter l'approche du travail entamé dans cette thèse selon les axes de recherche suivants:

- Compléter le développement de la méthode de contrôle et étudier la possibilité de son amélioration.
- Réaliser un développement plus complet sur le dimensionnement de l'onduleur photovoltaïque connecté au réseau et ses limites de fonctionnement.
- Compléter et améliorer la conception du système de contrôle et continuer sur la base des résultats obtenus avec la nouvelle stratégie de contrôle.

- Implémentation digitale en FPGA de l'algorithme de poursuite de point de puissance maximale
- Appliquer ce contrôle à un onduleur connecté au réseau qui réalise la fonction de MPPT (sans DC/DC).
- Faire une étude comparative entre le contrôle proposé et autres solutions pour des onduleurs connectés au réseau.
- Réguler la puissance réactive

REFERENCES

- [1] J. Appelbaum, "Performance analysis of dc motor-photovoltaic converter" system-2. *Solar Energy*, 27, 1981.
- [2] N. Saïd, "Influence de la température sur les paramètres électrique, caractéristique des Photopiles au silicium polycristallin ; modélisation et analyse par thermographie infrarouge". Thèse de doctorat d'Air-Marseille 3, 1986.
- [3] A. Laugier and J.A. Roger, "Les photopiles solaires" : du matériau au dispositif du dispositif aux applications. *Technique et documentation*, 1981.
- [4] Y.Sukmongkol, S.Chungpaibulpatana, and W.Ongsakul. "A simulation model for predicting the performance of solar photovoltaic system with alternating current loads". *Renewable energy*, 27, 2002.
- [5] J. Appelbaum, "Starting and steady-state characteristics of de motors powered by solar cell generators". *EEE Transaction on Energy Conversion*, EC-1(No.1) : 15-25, March 1986.
- [6] M.M.Saied, A.A.Hanafy, M.A.El-Gabaly, and A.M. Sharaf, "Optimal design parameters for a PV array coupled to a dc motor via a dc-dc transformer". *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 6 1991.
- [7] S.M. Alghuwainem, "A closed-form solution for the maximum-power operation point of a solar celle array". *Solar Energy Materials and solar cells*, 1997.
- [8] M. Capderou, "Atlas Solaire de l'Algérie", Tome 1, vol.1 et vol.2, Modèles théoriques et Expérimentaux, OPU, Algérie 1987.
- [9] Violaine Didier et Bruno Gaidon, "Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances", HESPUL, Août 2007.
- [10] I. Agirman and V. Blasko, "A novel control method of a VSC without ac line voltage sensors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 519–524, Mar./Apr. 2003.
- [11] P.G. Barbosa L.G.B. Rolim E.H. Watanabe R. Hanitsch, "Control Strategy for Grid-connected DC-AC with Load Power Factor Correction Converters" *IEE Proc.-Cener. Transm. distrib.* Vol. 145, No. 5, September 1998.
- [12] F. Blaabjerg, R.Teodorescu, M. Liserre and A.V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.53, No.5, October 2006
- [13] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, Sep. 2004.

-
- [14] G. H. Bode and D. G. Holmes, "Implementation of three level hysteresis current control for a single phase voltage source inverter", in Proc. IEEE, 31st Annu. Power Electron. Spec. Conf., Ireland, June 2000.
- [15] Stéphane Petibon, 'Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques', Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse III, Paul Sabatier, Toulouse, France ; 2009
- [16] S. Buso, L. Malesani and P. Matavelli, "Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications: A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No.5, pp(s): 722-729. October 1998
- [17] S. Buso and P. Metavelli, "Digital control in power electronics" (synthesis lectures on power electronics), San Rafael, Ca: Morgan & Claypool Publisher, 2006
- [18] R.Caceres and I. Barbi, "A boost DC-AC converter: Analysis, design and experimentation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 134- 141, Jan. 1999.
- [19] M. Calais, V. Agelidis, and M. Meinhardt, "Multilevel converters for singlephase grid connected photovoltaic systems: An overview", *Solar Energy*, vol. 66, no. 5, pp. 325-335, August 1999.
- [20] M. Calais and V. G. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems—An overview", in *Proc. ISIE'98 Conf.*, vol. 1, pp. 224-229, 1998.
- [21] M. Calais, V. G. Agelidis, L. J. Borle, and M. S. Dymond, "A transformerless five level cascaded inverter based single-phase photovoltaic system", in *Proc. PESC'00 Conf.*, vol. 1, pp. 224-229, 2000
- [22] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems—An overview", in Proc. IEEE PESC'02, vol. 2, pp. 1995-2000, 2002.
- [23] J. Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan R. Portillo Guisado, M. Prats, J. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4,pp.1002-1016,Jun.2006
- [24] A. De Castro, "Aplicación del control digital basado en hardware específico para convertidores de potencia conmutados", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2003.
- [25] Serie Ponencias, Fundamentos, CIEMAT "Fundamentos, dimensionado y aplicaciones de la energía solar fotovoltaica". Madrid 2005.
- [26] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of singlestage singlephase PV inverter", in Proceedings of 11th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2005, Dresden, Germany, Sep. 11-14 2005, p. 10.

- [27] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of single-stage PV inverter," in Proc. PELINCEC, 2005, CDROM.
- [28] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, and T. Shimizu, "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview", IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 5, pp. 1305–1314, Sep. 2004.
- [29] S.J. Chiang, K.T. Chang and C.Y. Yen, "Residential Photovoltaic Energy Storage System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, N°3, pp. 385-394, June 1998.
- [30] Yu Chin Qin, Ned Mohan, Rick West, and Russell Bonn, "Status and Needs of Power Electronics for Photovoltaic Inverters" SANDIA REPORT SAND2002-1535 Unlimited Release Printed June 2002
- [31] C. Dorofte, "Comparative analysis of four dc/dc converters for photovoltaic grid interconnection & design of a dc/dc converter for photovoltaic grid interconnection", Tech. Rep., Aalborg Univ., Aalborg, Denmark, 2001.
- [32] S. Fukuda, T.Yoda, "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model for PWM inverters", IEEE Transactions Industry Applications, Volume 37, Issue 3, pp 888 – 895, May/Jun 2001.
- [33] Fco.J.Gimeno Sales, S. Siguí Chilet, S. Ort Grau."Convertidores Electrónicos, energía solar fotovoltaica, Aplicaciones y diseño",Ed. Universidad Politécnica de Valencia, 2002.
- [34] J.A. Gow and C.D. Manning, "Development of a Photovoltaic Array Model for Use in Power-Electronics Simulation Studies", IEE Proc.- Electr. Power Appli., Vol. 146, N°2, pp. 193-200, March 1999.
- [35] J.A. Gow and C.D. Manning, "Photovoltaic converter system suitable for use in small scale stand-alone or grid connected applications", IEE Proc.- Electr. Power Application, Vol. 147, No., pp. 535-543, November 2000.
- [36] H. Haeberlin, "Evolution of inverters for grid connected PV-systems from 1989 to 2000," in Proc. 17th Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf., Munich, Germany, Oct. 22–26, pp. 426–430, 2001.
- [37] H. Haeberlin, "New Test at grid-connected PV Inverters: Overview over Test Results and measured values of Total Efficiency η_{tot} , in Proc. 21 Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf., Dresden, Germany, Sept. 3–7, pp. 426–430, 2006.
- [38] Daniel W. Hart, "Electronique de puissance ", Prentice Hall, 2001
- [39] D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo. "Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice", USA. John Wiley & Sons, Inc. 2003
- [40] J. Holtz, "Pulsewidth modulation—A survey," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 39, pp. 410–420, Oct. 1992.

- [41] D.P. Hohm, M.E. Ropp, “Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed”, Proc. of Photovoltaic Specialists Conference, pp.1699 – 1702, 2000.
- [42] S.J.Huang, F.S.Pai, “Design and operation of grid-connected photovoltaic system with power-factor control and active islanding”, IEE Proceeding 2001, Vol 48, No.2, P 243-250.
- [43] T. Ishikawa, “Grid- Connected photovoltaic power systems: Survey of inverter and related protection equipments” Report IEA PVPS T5-05: 2002
- [44] R.E. Katan, V.G. Agelidis and C.V. Nayar, "Performance Analysis of a Solar Water Pumping System", Renewable Energy, Vol. 2, N°6, pp. 81-87, 1999
- [45] M.P.Kazmierkowski and L. Malesani, “Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No.5, Page(s): 691-703, October 1998.
- [46] M. P. Kazmierkowski and M. A. Dzieaniakowski, “Review of current regulation methods for VS-PWM inverters,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics*, Budapest, Hungary, pp. 448–456, June 1993.
- [47] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg “*Control in Power Electronic, - Selected Problems*. New York: Academic, 2002
- [48] S. B. Kjaer, J. K.Pedersen and F. Blaabjerg, “Power inverter topologies for photovoltaic modules — A review,” in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu.Meeting*, vol. 2, pp. 782–788, 2002.
- [49] S. B. Kjaer and F. Blaabjerg, “Design optimization of a single-phase inverter for photovoltaic applications,” in *Proc. PESC’03 Conf.*, vol. 3, pp. 1183–1190, 2003.
- [50] S. B. Kjaer and F. Blaabjerg, “A novel single-stage inverter for the AC-module with reduced low-frequency ripple penetration,” in *Proc.EPE’03 Conf.*, 2003.
- [51] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules, IEEE Trans on Industry Application, vol.41, no. 5, pp. 1292–1306, Sep/oct 2005.
- [52] Y.C. Kuo, T.J.Liang, J.F. Chen, “Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic energy Conversion System, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 4, No.3, pp 594-601, June 2001.
- [53] P.Ladoux, G.Ollé, “Compensateur des harmoniques et de puissance réactive”, RESELEC 2002.
- [54] F Lasnier, T.G. Ang, "Photovoltaic Engineering Handbook", Edition Adam Hilger, 1990.

- [55] W.B. and R. Troster, "Dynamic Simulation of a Solar Pumping System", *Renewable Energy*, Vol. 2, N°6, pp. 591-596, 1992.
- [56] B. Lindgren, P. Carlsson and L. Cider, "Yield Losses due to Shading in a Building-integrated PV Installation; Evaluation, Simulation and Suggestions for Improvements", Published at the 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna 1998.
- [57] B.Lindgren, "Topology for Decentralised Solar Energy Inverters with a Low Voltage AC-Bus", Published at the 8th European Conference on Power Electronics Applications, Lausanne, Switzerland, and 7-9 September 1999. *Proc EPE'99*.
- [58] B.Lindgren, "A Power Converter for Photovoltaic Applications" Thèse Doctorale Sweden 2000.
- [59] M. Lindgren and J. Svensson, "Control of a Voltage-source Converter Connected to the Grid through an LCL-filter-Application to Active Filtering," in *Proc. PESC'98*, vol. 1, pp. 229-235.
- [60] M.Lindgren. "Modeling and Control of Voltage Source Converters connected to the Grid". Thesis for the degree of doctor of philosophy. Department of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden. November 1998.
- [61] M.Liserre, A.Dell'Aquila, F.Blaabjerg. "Stability Improvements of an LCL-filter Based Three-phase Active Rectifier". *Power Electronics Specialists Conference, 2002 (PESC'02)*. IEEE 33rd Annual, vol. 2, 23-27 June 2002. Page(s): 1195-1201.
- [62] M.Liserre, A.Dell'Aquila, F.Blaabjerg. "Genetic algorithm based design of the active damping for a LCL-filter three-phase active rectifier". *APEC'2003*. Page(s): 234-240.
- [63] M.Liserre, R.Teodorescu, F.Blaabjerg. "Stability of Grid-Connected PV Inverters with Large Grid Impedance Variation". *IEEE 35th Annual Power Specialists Conference (PESC'04)*. Aachen, Germany. 20-25 June 2004. Page(s): 4773-4779.
- [64] M.Liserre, F.Blaabjerg, S.Hansen. "Design and control of an LCL-filter based Three-Phase Active Rectifier". *IEEE Transactions on Industry Applications* vol. 41, No.5 Sept / Oct. 2005. Page(s): 1281- 1291.
- [65] A. Lohner, T. Meyer, and A. Nagel, "A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems," in *Proc. ISIE'96 Conf.*, vol. 2, 1996, pp. 827–831.
- [66] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters—A survey," in *Conf. Rec. IEEE IECON'93*, Maui, HI, 1993, pp. 670–675.
- [67] L. Malesani and P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, pp. 88–92, Jan./Feb. 1990.

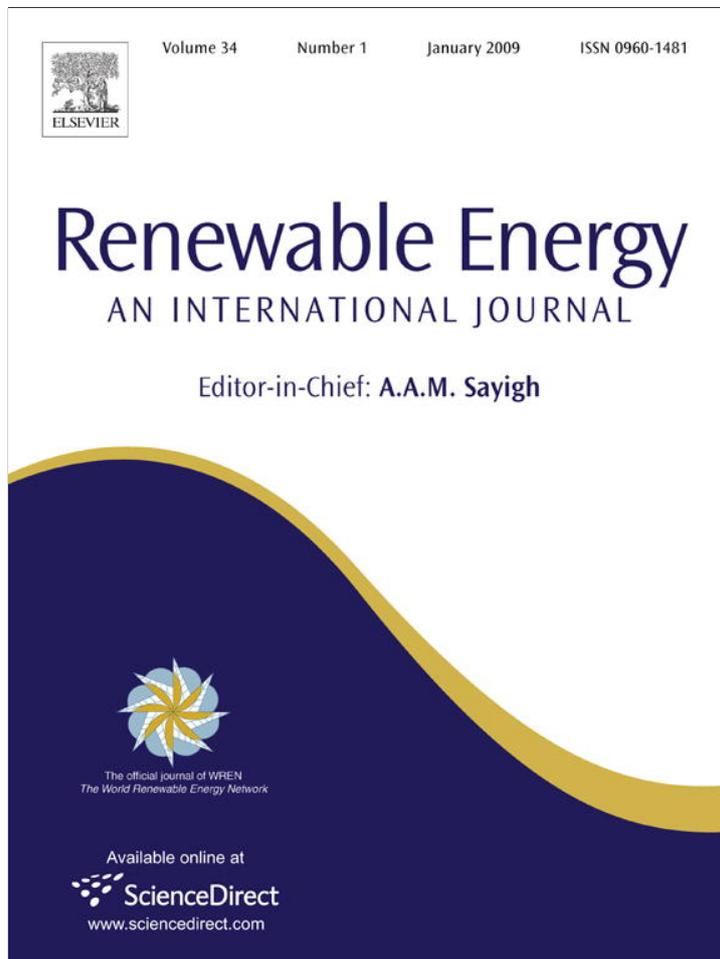
- [68] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin "Improved Constant-Frequency Hysteresis Current Control of VSI Inverters with Simple Feedforward Bandwidth Prediction, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 33, No. 5, pp 1194-1202 , September/October 1997.
- [69] L. Malesani, P. Matavelli and S. Buso, "A robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters", IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 35, No. 3 ON MAY/JUNE 1999.
- [70] Tom Markvart and Luis Castafier, "Practical Handbook of Photovoltaic Fundamentals and applications", 2003.
- [71] M. Meinhardt and P. Mutschler, "Inverters without transformer in grid connected photovoltaic applications," in Proceedings of 6th European Conference on Power Electronics and Application (EPE 95), vol. 3, pp. 3086-3091, Sevilla, Sep. 1995.
- [72] M. Meinhardt and D. Wimmer, "Multistring-converter. The next step in evolution of string-converter technology", in *Proc. EPE'01 Conf.*, 2001.
- [73] H. Oldenkamp and I. J. de Jong, "AC modules: past, present, and future," in *Proc. Workshop Installing the Solar Solution*, 1998.
- [74] Mekhilef and N. A. Rahim, "Xilinx FPGA based three phase PWM inverter and its application for utility connected PV system", Proceeding of IEEE TENCON'02, pp. 2079-2082, 2002.
- [75] S. Mekhilef and N. A. Rahim, "Implementation of Grid-Connected Photovoltaic System with Power Factor Control and Islanding Detection", Power Electronics Specialists Conference, P1409-14126, 2004.
- [76] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. "Power Electronics: Converters, applications and design" Third Edition. Ed. John Wiley & Sons, Inc. 2003
- [77] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics, Applications and design". 1995
- [78] J. Myrzik and M. Calais, "String and module integrated inverters for single phase grid connected photovoltaic systems -a review," in 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, vol. 2, Jun. 23-26 2003.
- [79] K. Nishida, M. Rukonuzzman, M. Nakaoka, "Advance current control implementation with robust dead beat algorithm for single phase voltage source type active power filter", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 3, May 2004.
- [80] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary and M. Vitelli, Reliability issues in Photovoltaic Power Processing systems, IEEE Transaction on Industrial electronics, Vol 55 No7, 2008.
- [81] Y. C. Qin, N. Mohan, R. West, and R. Bonn "Status and Needs of Power Electronics for Photovoltaic Inverters" SANDIA REPORT SAND2002-1535, June 2002.

-
- [82] V. Salas, E. Olías, A. Lázaro and A. Barrado, New Algorithm using only one variable measurement applied to a maximum power point tracker, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Volume 87, Issues 1-4, Pages 675-684, May 2005
- [83] G. Shen, D. Xu, L. Cao; X. Zhu,. An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter Power Electronics, *IEEE Transactions on Vol.3*, pp 1899-1906, July 2008.
- [84] T. Shimizu, M. Hirakata, T. Kamezawa, H. Watanabe, “Generation Control Circuit for Photovoltaic Modules “*IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 293 – 300, May 2001.
- [85] T. Shimizu, O. Hashimoto, and G. Kimura, “A novel high-performance utility-interactive photovoltaic inverter system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 704–711, Mar. 2003.
- [86] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, “A flyback-type single-phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the dc input for an ac photovoltaic module system,” in *Proc. PESC’02 Conf.*, vol. 3, pp.1483–1488, 2002.
- [87] S. Saha and V. P. Sundarsingh, “Novel grid-connected photovoltaic inverter”. *Proc.-Gener.Trunsm. Distrib.*, vol. 143, no. 2, pp. 219–224, Mar. 1996.
- [88] A.M. Omar and N.A. Rahim, FPGA-based ASIC design of the three-phase synchronous PWM flyback converter, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 150, No. 3, pp 263-268 May 2003
- [89] Mahamad H. Rashid, “Electronique de puissance: Circuits, Dispositifs et Application ” 3^a Edition, Pearson - Prentice Hall, 2004.
- [90] P.Rodriguez Cortés, “Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas a cuatro hilos” tesis doctoral, universitat Politècnica de catalunya, Enero 2005.
- [91] Pedro Rodriguez, A.V Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre and F.Blaabjerg,” Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation systems during Grid Faults, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, no. 5,pp.2583-2592,Oct.2007.
- [92] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, “A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation,” in *Proc. IEEE APEC*, vol. 1, pp. 580–586, 2004.
- [93] R. Teodorescu, F. Blaabjerg “Overview of Renewable Energy system, ECPE Seminar Renewable energy, ISET , Kassel, 9-10 Feb.2006 Germany.
- [94] Dipl.-Ing. V. Wachenfeld PV Inverters Supporting Electrical grid stability through active and reactive power control, 23 European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp 3203-3207, 2008 .CD-ROM.

- [95] H. Wilk, D. Ruoss, and P. Toggweiler, Eds., "Innovative electrical concepts," Tech. Rep. IEA PVPS 7-07:2002, [Online] Available: <http://www.iea-pvps.org>, 2001.
- [96] Y.Xue, L.Chang S. B. Kjaer, J.Bordonau and T. Shimizu, "Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview, IEEE Trans on Power Electronics , vol.19, no. 5, pp. 1305–1314, Sep 2004
- [97] C.T.Rim, N.S Choi, G.C.Cho, G.H Cho, "Complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 4. July 1994.
- [98] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, Mar./Apr. 2002.
- [99] D.N.Zmood and D.G.Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady - state error", *Transaction on Power electron*, vol.18, pp 814-822, May 2003.
- [100] Hannes Knopf, " Analysis, Simulation and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar power vehicle, thesis en science in Electrical and Computer Engineering 1999.
- [101] K.H. Hussein "Maximum Photovoltaic Power Tracking – An Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions" *Proc. Elect. Eng.*, Vol. 142, N°1, pp. 59-64, 1995.
- [102] F. Labrique et G. Séguier, "Convertisseurs d'électronique de puissance", *Conversion Continue – Continue*, Tech. & Doc., Lavoisier, 1989.
- [103] F. Labrique et G. Séguier, "Convertisseurs d'électronique de puissance", *Conversion Continue – Alternative*, Tech. & Doc., Lavoisier, 1989.
- [104] Javier Ramón Sobrino, "Régulateur de charge de Batteries de trois Etapes pour des systèmes photovoltaïque autonomes avec poursuite de point de puissance maximum" projet de fin d'étude 2005.
- [105] F. Lasnier and T.G. Ang, "Photovoltaic Engineering Handbook", Edition Adam Hilger, 1990.
- [106] Tsai-Fu Wu, Hung-Shou Nien, Chih-Lung Shen, and Tsung-Ming Chen "A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration" *IEEE Transactions on industry y applications*, Vol.41, N°4, 2005.
- [107] Toshihiko Noguchi, Shigenori Togashi, and Ryo Nakamoto "Short-Current Pulse-Based Maximum-Power-Point Tracking Method for Multiple Photovoltaic-and-Converter Module System" *IEEE transactions on Industrial electronics*, vol 49, N° 1, pp 217, 223 February 2002.

- [108] J.Quintero, A.Barrado, M.Sanz, A.Lázaro. “FPGA based Digital Control with High-Resolution Synchronuos DPWM and High-Speed Embedded A/D Converter”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC08, vol. 1, pp. 491-497, 2008.
- [109] X. Liu, L.A.C. Lopes, “An Improved Perturbation and Observation Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Arrays”, in: Power Electronics Specialists Conference, 2004, PESC 04. 2004, IEEE 35th Annual vol. 3, pp 2005–2010, 2004.
- [110] D.Maksimovic, R.Zane and R. Erickson, “Impact of digital control in power electronics” IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, pp. 13-22, May 2004.
- [111] Décret exécutif n° 04-92 du 4 Safar 1425 correspondant au 25 mars 2004 relatif aux coûts de diversification de la production d’électricité.
- [112] Loi n° 01-20 du 27 Ramadhan 1422 correspondant au 12 décembre 2001 relative à l’aménagement et au développement durable du territoire;
- [113] Loi n° 03-10 du 19 Joumada El Oula 1424 correspondant au 19 juillet 2003 relative à la protection de l’environnement dans le cadre du développement durable
- [114] Loi n° 99-09 du 15 Rabie Ethani 1420 correspondant au 28 juillet 1999 relative à la maîtrise de l’énergie.
- [115] La loi n° 02-01 du 22 Dhou El Kaada 1422 correspondant au 5 février 2002 relative à l’électricité et à la distribution du gaz par canalisation.
- [116] Loi n°04-09 du Joumada Ethania 1425 correspondant au 14 août 2004 relative à la promotion des Energies Renouvelables dans le cadre du développement durable
- [117] NABCEP, 05] NABCEP: “Study Guide Photovoltaic System Installers and Simple Examination Question”. 24 Septiembere 2005.
- [118] Inverters, Converters, Controllers and Interconnection System Equipment for Use with Distributed Energy Resources. E.E. U.U., 2005.
- [119] IEA – PVPS, “International Energy Agency – Photovoltaic Power Systems”, annual report 2008.
- [120] International Standard IEEE Std 929-2000. IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems.
- [121] IEC 61727. Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface. Ed. 2.0 b: 2004.
- [122] L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero, M. Haddadi “Digital power factor control and reactive power regulation for grid-connected photovoltaic inverter” Renewable Energy Journal, vol.34, n°1, pp 315-321.2009.

Publications et communications

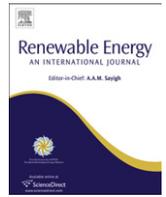


This article appeared in a journal published by Elsevier. The attached copy is furnished to the author for internal non-commercial research and education use, including for instruction at the authors institution and sharing with colleagues.

Other uses, including reproduction and distribution, or selling or licensing copies, or posting to personal, institutional or third party websites are prohibited.

In most cases authors are permitted to post their version of the article (e.g. in Word or Tex form) to their personal website or institutional repository. Authors requiring further information regarding Elsevier's archiving and manuscript policies are encouraged to visit:

<http://www.elsevier.com/copyright>



Technical Note

Digital power factor control and reactive power regulation for grid-connected photovoltaic inverter

L. Hassaine^{a,b,*}, E. Olias^a, J. Quintero^a, M. Haddadi^b

^aPower Electronics Systems Group, Universidad Carlos III de Madrid, Avda. de la Universidad 30, 28911 Leganés, Madrid, Spain

^bEcole Nationale Polytechnique, Hassen Badi, El Harrach, Alger, Algeria

ARTICLE INFO

Article history:

Received 6 October 2007

Accepted 6 March 2008

Available online 7 July 2008

Keywords:

Grid-connected PV system

Single-phase inverter

Power factor control

Digital control

FPGA

ABSTRACT

The overall efficiency of photovoltaic (PV) systems connected to the grid depends on the efficiency of direct current (DC) of the solar modules to alternate current (AC) inverter conversion. The requirements for inverter connection include: maximum power point, high efficiency, control power injected into the grid, high power factor and low total harmonic distortion of the currents injected into the grid. An approach to power factor control and reactive power regulation for PV systems connected to the grid using field programmable gate array (FPGA) is proposed. According to the grid demands; both the injected active and reactive powers are controlled.

In this paper, a new digital control strategy for a single-phase inverter is carried out. This control strategy is based on the phase shift between the inverter output voltage and the grid voltage, and the digital sinusoidal pulse width modulation (DSPWM) patterns, in order to control the power factor for a wide range of the inverter output current and consequently the control and the regulation of the reactive power will be achieved. The advantage of the proposed control strategy is its implementation around simple digital circuits.

In this work, a simulation study of this strategy has been realized using Matlab/Simulink and PSIM. In order to validate its performance, this control has been implemented in a FPGA. Experimental tests have been carried out demonstrating the viability of this control in order to control the power factor and the injected power into the grid.

© 2008 Elsevier Ltd. All rights reserved.

1. Introduction

With the increasing concern about global environmental protection, the need to produce pollution-free natural energy such as solar energy has received great interest as an alternative source of energy for the future since solar energy is clean, pollution-free and inexhaustible. In an effort to use the solar energy effectively, a great deal of research has been done on the grid-connected photovoltaic generation systems. In PV systems connected to the grid, the inverter that converts the output direct current (DC) of the solar modules to the alternate current (AC) is receiving increased interest in order to generate power to utility. Generally, the grid-connected PV systems extract maximum power from the PV arrays. The maximum power point tracking (MPPT) technique is usually associated with a DC–DC converter. The DC–AC converter injects

sinusoidal current into the grid, controlling the power factor [1–4]. Some key points have been identified in which significant improvements can be carried out in the design and implementation of the inverters connected to the grid, as: low total harmonic distortion, elimination of the DC component injected into the connected grid, control both the active and reactive power and the digital implementation of the control.

- The generated pulse width modulation (PWM) patterns [7], is able to reduce the magnitude of the low order of harmonic components present in the input AC supply.
- Digital implementation provides improvements over their analog counterparts. They are immune to noise and are less susceptible to voltage and temperature changes. Hence, an interest to digital implementation has been noted. Using FPGA's will provide flexibility and simplicity in modifying the designed circuit without altering the hardware and rapid prototyping [10–12].

Another very important aspect of the systems connected to the grid is to select a proper power factor according to the grid

* Corresponding author. Power Electronics Systems Group, Universidad Carlos III de Madrid, Avda. de la Universidad 30, 28911 Leganés, Madrid, Spain.

E-mail addresses: l_hassaine@yahoo.fr, linda.hassaine@alumnos.uc3m.es (L. Hassaine).

demands: active or reactive power. The most efficient systems are those, which allow variation in the active and reactive power injected into the grid, depending on the power grid requirements [8–10]. The proposed control strategy is capable of controlling, not only the current injected into the grid, but also the power factor (PF). Varying the PF, within a certain range, the injected reactive power can be dynamically changed and controlled. The basic idea of the control is to use a DSPWM patterns previously calculated and tabulated applied to a constant DC bus voltage. Acting on the phase shift of the inverter output voltage as control parameter, the output current amplitude and the power factor can be controlled, therefore the magnitude of the power injected into the grid, both active and reactive power. This control has been digitally implemented in a FPGA and it has been validated with the simulation and experimental results.

2. Inverter topology

In Fig. 1a, is shown the power stage of the single-phase inverter connected to the grid in order to explain the key of the output current control of the inverter. In addition, an active and reactive power can be controlled.

The main specification of the inverter connected to the grid is that the current must be injected from a PV panel with a power factor within a certain range [10]. The analysis is based on the inductive coupling between the inverter and the grid.

In order to explain the circuit characteristics, in Fig. 1b, is represented the phase diagram for the fundamental component of the inverter output voltage, V_{inv} , the fundamental component of the inverter output current, I_{out} , through the coupling inductance L , the fundamental component of inductance voltage, V_L , and the fundamental component of the grid voltage, V_{grid} [6].

The phase difference between the grid voltage and the fundamental current component of inverter output current is represented by angle (φ), the difference phase (phase shift)

between the grid voltage and the inverter output voltage is represented by angle (δ).

From the phase diagram, Fig. 1b, the active power (P) and reactive power (Q) provided by the converter to the grid may be calculated respectively as Eqs. (1) and (2) [3].

$$P = \frac{V_{grid}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \delta) \quad (1)$$

$$Q = \frac{V_{grid}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \cos(\delta) - V_{grid}) \quad (2)$$

From Eqs. (1) and (2), it can be deduced that the value and sense of both the active power (P) and reactive power (Q), for the fundamental component of the output current, depend on the following parameters:

- the amplitude of V_{inv} ;
- the phase shift between the inverter output voltage and the grid voltage, δ .

As a result, the power flow (generation and absorption) of both the active and reactive power can be controlled, selecting an adequate amplitude V_{inv} of inverter output voltage and the phase shift (δ) between the inverter output and grid voltage.

From the phase diagram, Fig. 1b, one can obtain another important relationship for the output inverter current injected into the grid and its phase in Eq. (3):

$$I_{out} \cdot \cos \varphi = \frac{V_{inv} \cdot \sin \delta}{\omega \cdot L} \quad (3)$$

Where:

$$|V_L| = \omega \cdot L \cdot I_{out} \quad (4)$$

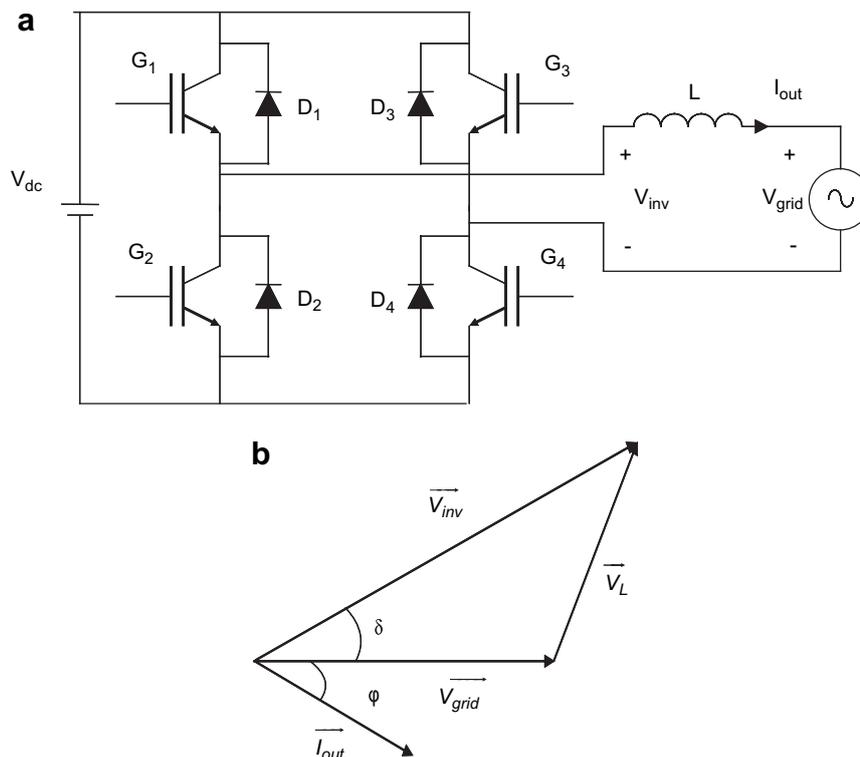


Fig. 1. Single-phase inverter connected to the grid. (a) Inverter model. (b) Phase diagram with V_{inv} , V_L , V_{grid} and I_{out} .

The magnitude of the inverter output current, I_{out} and its phase, φ (Eq. (3)), depend on the inverter output voltage magnitude, V_{inv} , and on its phase, δ .

To be able to inject power into the grid, an essential condition is that the value of the DC bus, V_{dc} , must be high enough since the voltage, V_{inv} , must have a maximum value, greater than or equal to the grid maximum voltage. The V_{inv} can be expressed as function of amplitude modulation index, m_a , when a PWM patterns is used.

Eq. (5) shows the relationship between the V_{inv} and the continuous voltage, V_{dc} .

$$V_{inv} = m_a \cdot V_{dc} \tag{5}$$

From Eqs. (4) and (5), one can obtain the expression of the inverter output current, I_{out} and its phase, φ , as function of amplitude modulation index m_a and the phase shift, δ (Eq. (6)):

$$I_{out} \cdot \cos \varphi = \frac{m_a \cdot V_{dc}}{\omega L} \cdot \sin \delta \tag{6}$$

The magnitude of the inverter output current, I_{out} and its phase, φ (Eq. (6)), depends on the inverter output voltage magnitude, V_{inv} , and on its phase, δ , for different amplitude modulation indexes, m_a .

In any case, it is assumed, that the current injected into the grid presents a low harmonic content (THD ≈ 0). The power factor, PF is determined, by $\cos \varphi$ which is deduced from Eq. (6).

For a combination of the inverter design parameters, (coupling inductance, L , continuous DC bus, V_{dc} , and amplitude modulation index m_a), the I_{out} only depends on the phase difference, d , between V_{grid} and V_{inv} , therefore the injected current into the grid, I_{out} , can be expressed as: (Eq. (7))

$$I_{out} = f(\delta) \tag{7}$$

In order to identify these parameters (L , V_{dc} , m_a), it is necessary to carry out a systematic analysis of the influence of each variable on the maximum active and reactive power injected into the grid. First, in Fig. 2a,b, are shown respectively the influence of each variable on the active and reactive power injected into the grid and on the power factor, PF, which are expressed as function of the current amplitude for different values of V_{inv} . The grid voltage $V_{grid} = 240$ V, and coupling inductance $L = 20$ mH.

From Fig. 2a, it can be concluded that the active and reactive power injected into the grid, depend on the inverter output voltage, V_{inv} .

From Fig. 2b, it can be concluded that to inject current with very small amplitude, it is necessary to maintain the inverter output voltage, V_{inv} , very close to the grid voltage, V_{grid} .

Analyzing the results obtained in Fig. 2b, it can be concluded that:

- For lower output currents, it is necessary that the inverter voltage magnitude must be closer to the grid voltage if the power factor is to be maintained equal to unit.
- For constant DC bus voltage, high power factor can be obtained and maintained for a wide, range of current magnitude I_{out} with few values of inverter voltage magnitude V_{inv} (few values of m_a).

Secondly, the inverter output current is expressed as function of the phase shift between the inverter output voltage and the grid voltage, Fig. 2c,d, illustrate the $I_{out} = f(\delta)$ for two values of V_{inv}

Fig. 2c shows an enlarge view of power factor around unity. In this case, it can be resumed that only with two m_a values a very high

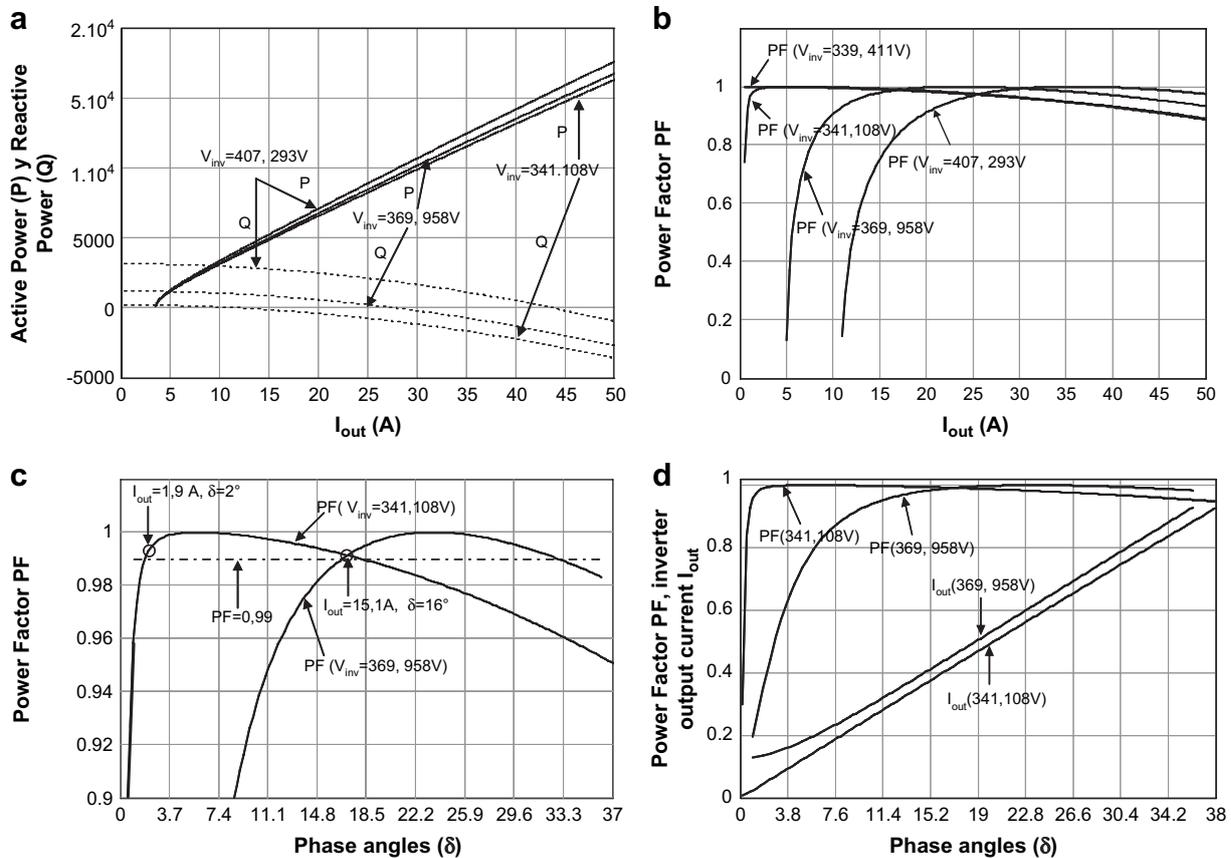


Fig. 2. Simulation results of proposed control. (a) Power factor, PF, as function of the I_{out} for three different values of m_a and of the inverter output voltage, V_{inv} ($V_{inv} = m_a \cdot V_{dc}$). (b) Active and reactive power as function of the I_{out} for three different values of the inverter output voltage, V_{inv} . (c) PF, as function of the phase shift, δ , for two different values of the inverter output voltage, V_{inv} . (d) PF, and output current I_{out} as function of the phase shift, δ , for two values of the inverter output voltage, V_{inv} .

power factor (PF > 0.99) can be obtained and maintained for a wide I_{out} current range. For example for one value of V_{inv} (one PWM pattern, m_a) the injected current into the grid can be controlled from 1.9 A to 15.1 A, varying only the phase of the inverter output voltage (V_{inv}). Adding one more pattern, the output current range is extended in two times, to 33 A.

In Fig. 2d, it can be seen the power factor and the output current for two values of V_{inv} . Since the power factor is, in this case, very close to unity, the current is practically proportional to the active power injected into the grid. This figure shows that a wide range of powers can be covered with only two different modulation indexes, maintaining a power factor close to unity. For example, when the DC bus voltage is $V_{dc} = 375$ V: for $V_{inv} = 341.108$ V, $m_a = 0.910$ and for $V_{inv} = 369.958$ V, $m_a = 0.986$. The power factor close to unity can be noted.

This result confirm that the inverter current output I_{out} depends only on the phase difference between V_{inv} and V_{grid} , so the proposed control is based on the inverter output current control as function of the phase shifting of the inverter output voltage relatively to the grid voltage.

To guarantee the effectiveness of the proposed strategy control based on the phase shift of the inverter output voltage, it is necessary on one hand, that the total harmonic distortion THD content of the current injected into the grid must be reported lower than 5% [2]. On the other hand the power factor has to be within a certain range.

The use of phase shifting and few DSPWM patterns provide an easy digital control by optimizing the digital system size and the fast response of the system.

3. System control and operation

Fig. 3 shows the configuration of the grid-connected PV system, which consists of solar cell array, DC/DC converter and the single-phase inverter DC/AC. The control structure of the grid-connected PV system is composed of two structure control:

1. The MPPT Control, which the main property is to extract the maximum power from the PV generator.
2. The inverter control, which have the main goal:
 - control the active injected into the grid;
 - control and regulate the reactive power;
 - control the DC bus voltage;
 - ensure high quality of the injected power;
 - grid synchronization.

3.1. MPPT control

DC/DC converter is employed to boost the PV array voltage to an appropriate level based on the magnitude of utility voltage, while

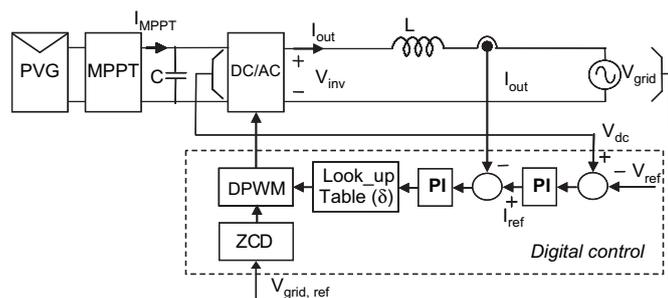


Fig. 3. Control structure for a single-phase inverter connected to the grid.

the controller of the DC–DC converter is designed to operate as a maximum power point tracker (MPPT) that increases the economical feasibility of the PV system. A large variety of MPP tracking algorithms exists [5,6]: look-up table, perturbation and observation (P&O), incremental conductance, etc.

For the MPPT controller, the perturb-and-observe method is adopted owing to its simple structure and the fact that it requires fewer measured parameters. This strategy is implemented to operate under rapidly changing solar radiation in a power PV grid-connected system, using only one variable: PV output current, I_{PV} . The constant voltage method is accomplished by keeping the voltage in the PV terminals constant and close to the MPP points. In Fig. 4, an example of the current and voltage characteristics of a PV cell for different values of solar irradiation is presented.

Observing the MPP points, it is possible to see that the voltage values vary very little even when the intensity of the solar irradiation suffers great alterations. This results in a control of the power flux of the PV to the grid by controlling only one variable measurement, the current PV cell. With the proposed system controller, the optimal utility current commands can be determined to achieve the desired features.

3.2. Inverter control

The control structure proposed for the single-phase inverter is shown in Fig. 3.

The represented diagram corresponds to two control loops: an internal one that allows controlling the I_{out} injected into the grid and an external one that controls the DC bus voltage, V_{dc} [7]. The proposed control is a power control by means of a phase shifting (PCPS), the I_{out} is not controlled varying the amplitude modulation index (m_a), but shifting the phase (δ) of the inverter output voltage V_{inv} at the specified current value.

As seen in Fig. 3, the DC bus voltage of the PV system is maintained constant such that active power balance between the injecting solar energy and the system output power can be achieved. The DC bus voltage $V_{dc(actual)}$, can be fed back and compared with the desired value of $V_{dc(ref)}$ while a PI regulator is added to regulate the error between the desired voltage and the actual DC bus voltage, hence the reference current signal can be obtained. The current regulator is employed to regulate the error between the desired current and actual output current.

One of the advantages provided by this control strategy is its simplicity as far as the computational requirements of the control circuit in addition, it allows to reconfigure the control in a fast and

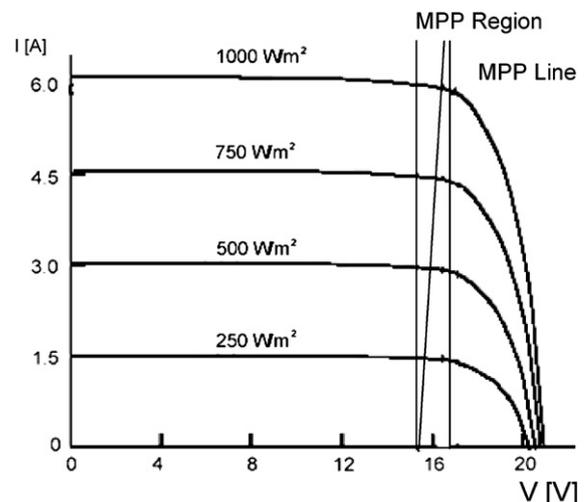


Fig. 4. Current and voltage characteristics of a PV cell.

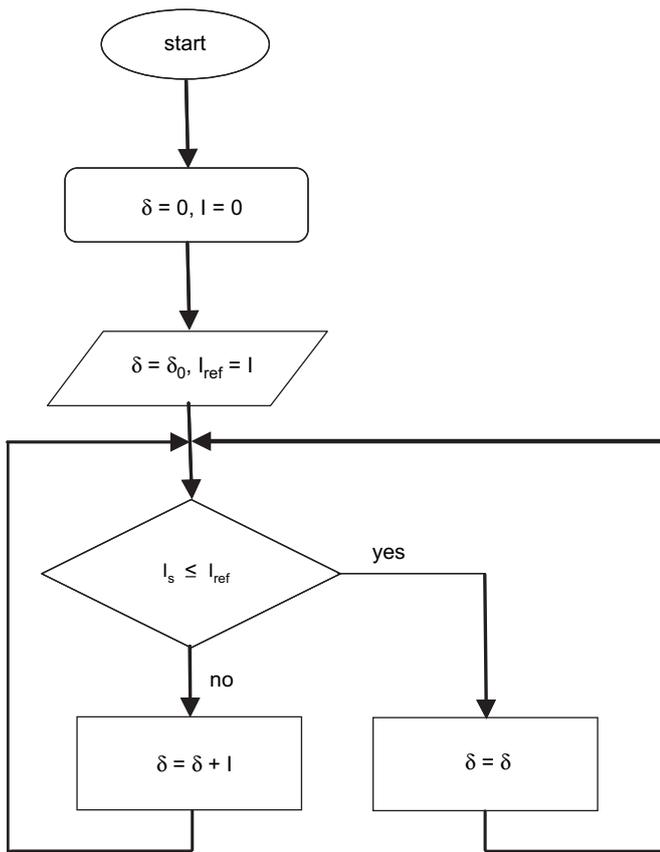


Fig. 5. Flow chart of proposed control algorithm.

simple way in case that not only an active power needs to be injected. With this control the power factor is not directly controlled (see Fig. 2a), generally, it presents a certain amount of reactive power. As described in the previous section, a suitable selection of the V_{inv} values and the coupling inductance value can generate power factor close to unity and lower variations.

4. Proposed control implementation

The single-phase inverter with PCPS control has been implemented according to the block diagram shown in Fig. 3.

An external control loop of the DC voltage is necessary to maintain the DC bus voltage constant to guarantee the correct function of the MPPT. An internal control loop of the current is designed to control the power injected into the grid. The position of the look up table pointer is determined by the error signal between the reference current and the injected current.

The digital PCPS is based on the DSPWM patterns with different phase angles stored in a look up table. The digital pulse-width-modulator (DPWM) converts the stored code in the look up table in pulsating signal and generates the driving signals of the switches. The duty cycle depends on the stored code.

4.1. Control algorithm

In Fig. 5, shown is the control algorithm of the inverter output current based on the phase shift of the inverter output voltage. The phase shift is designed to provide flexibility in order to produce either lagging, leading or in phase, in order to adjust the power factor.

Initially the phase counter is loaded to the shift phase angle value equal zero ($\delta = 0$), the control have to maintain the adequate shift phase angle which accomplish that the inverter output current I_{out} equal to the reference I_{ref} . The sign of the phase angle depends of the power factor character (inductive or capacitive). Depending on the reference current, the control loop generates a voltage proportional to the magnitude and the error sign. The angle phase varies in the direction corresponding to the error sign in order to compensate this one.

4.2. Look up table

In the look up table are stored data corresponding to the PWM patterns for different amplitude modulation indexes and different phase angles (d). In the ROM, is stored the phase angle information. The output data bus is determined from the DSPWM resolution and the address bus is determined from the frequency modulation index m_f . In this case the output data bus is determined from the maximum phase angle (d) and the phase angle resolution.

Fig. 6 shows the way, are generated the switching signals. The address pointer points in the ROM at the actual DSPWM pulse information. SPWM pulses as function of a current reference, the DC bus voltage and the power factor character can be generated in advance or in delay with d angle phase related to the grid voltage.

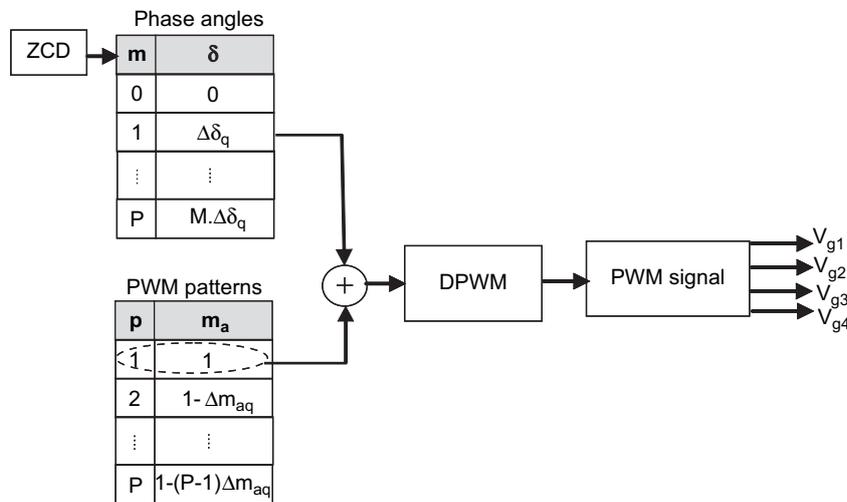


Fig. 6. Block diagram of DSPWM and phase shift, δ .

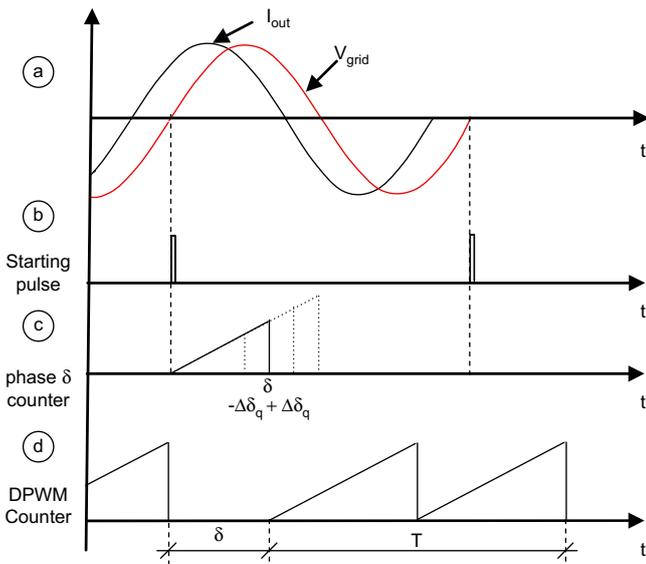


Fig. 7. Phase shift, δ , between inverter output voltage, V_{inv} , and grid voltage, V_{grid} .

4.3. Zero crossing detector

The synchronization of the grid voltage and the inverter output current injected into the grid is assumed with the zero crossing detector (ZCD). The synchronization is accomplished by generating a synchronism signal in each crossing by zero of the grid voltage as shown in Fig. 7.

The synchronism signal updates the pointer that points the phase shift corresponding to the output current consigns. In Fig. 7, the time diagram representing each one of the internal control signals is shown. In Fig. 7a shown is, the grid voltage V_{grid} and the output current I_{out} . In each positive crossing by zero of grid voltage, a synchronism pulse is generated (see Fig. 7b). The generated pulse

starts the phase shift counter. Initially is loaded from the look up table to the phase register, the code corresponding to the actual value of the shifted phase d according with a PWM patterns.

5. Simulation results

The photovoltaic generator (PVG) and the maximum power point (MPPT) behavior have been modeled simulated by Matlab/Simulink and the single-phase inverter DC/AC by PSIM. The simulation parameters used are: voltage V_{grid} 240 V, frequency 50 Hz, $L = 20$ mH, $V_{dc} = 375$ V and frequency modulation index $m_f = 30$.

Simulation results of the photovoltaic system connected to the grid are presented in the following:

Fig. 8a shows the curve of the MPP power, it can be observed that the perturb and observe algorithm considering the DC/DC converter output constant and its output current variable, responds adequately to the variation of the MPP power as desired.

In Fig. 8b, all results signals of the PV system connected to the grid can be seen. The inverter output voltage, V_{inv} , the inverter output current, I_{out} , shifted related to the grid voltage and the DC bus voltage, V_{dc} are maintained constant. From these results, it can be concluded that the MPPT control system is well operating since the required results for the PV system connected to the grid are obtained.

Fig. 8c,d, shows the inverter output current injected into the grid for two values, $I_{out} = 15.1$ A (Fig. 8c) and $I_{out} = 1.9$ A (Fig. 8d) for phase angle $\delta = 16^\circ$ and $\delta = 2^\circ$ respectively. It can be concluded that the system can controlled the power injected into the grid.

This result has been validated in Fig. 2c,d. The injected current into the grid can be controlled from 1.9 A to 15.1 A, with the same V_{inv} (only one m_a), varying the phase (d) of the inverter output voltage (V_{inv}). Moreover, it can be observed that this system has the possibility of been reconfigured in order to inject reactive power (capacitive type).

This configuration guarantees a PF = 0.99 and THD = 0.25% < 0.035 for DSPWM with $m_a = 1$ and $m_f = 30$.

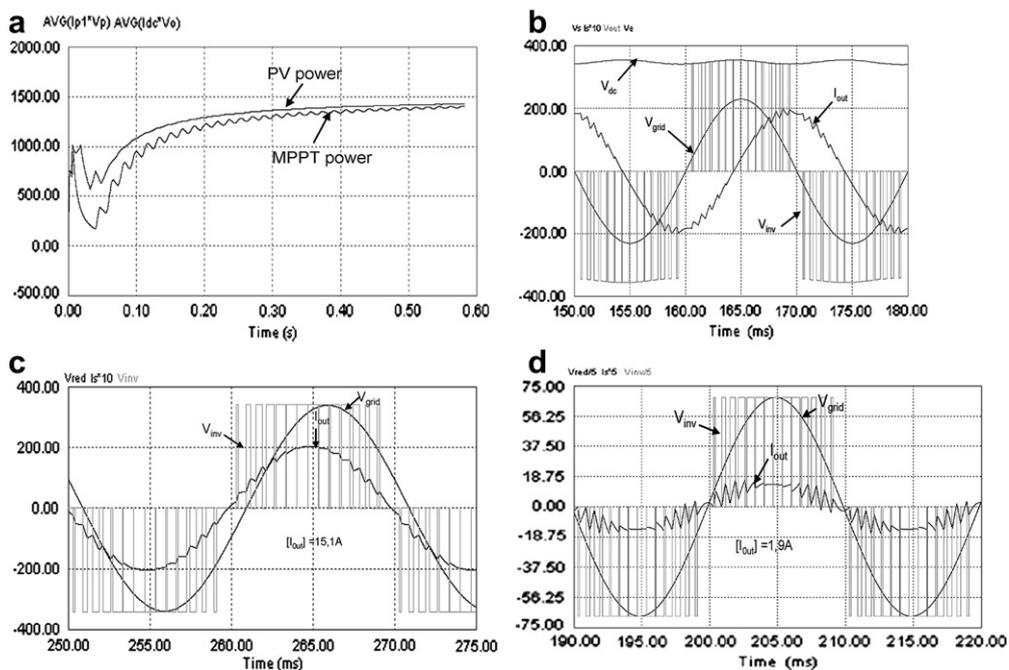


Fig. 8. Simulation results of the photovoltaic system connected to the grid. (a) MPP power of PV cell. (b) DC bus voltage, V_{dc} , grid voltage reference V_{grid} , inverter output voltage, V_{inv} and inverter output current I_{out} . (c) Inverter output current I_{out} for $\delta = 16^\circ$. (d) Inverter output current I_{out} for $\delta = 2^\circ$.

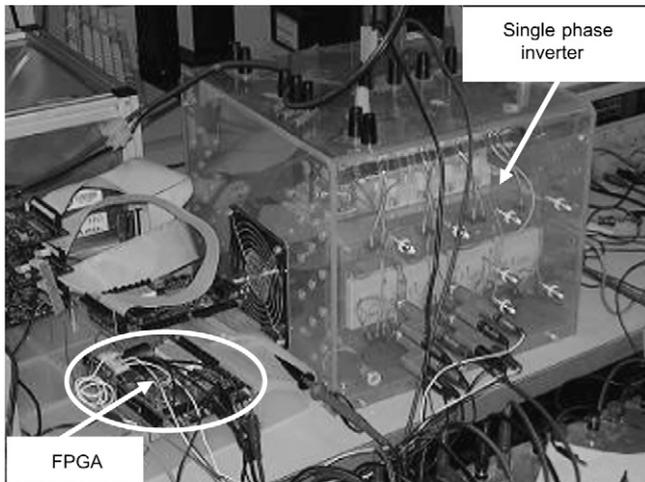


Fig. 9. Single-phase inverter prototype.

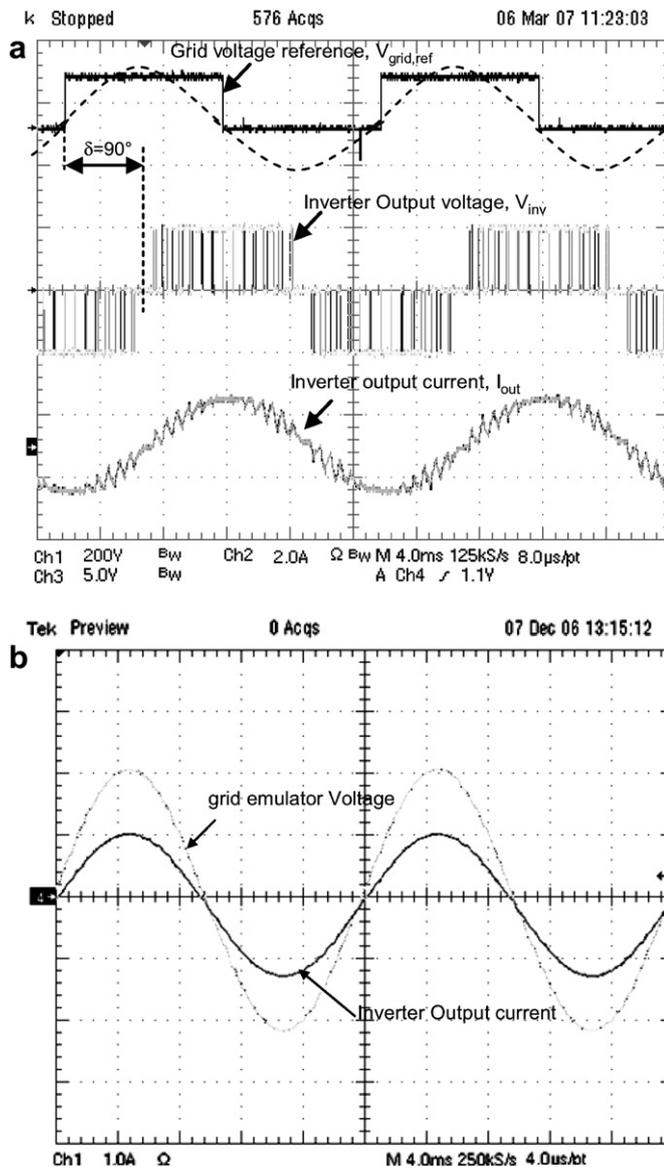


Fig. 10. Experimental results: (a) grid voltage reference $V_{grid,ref}$, inverter output voltage V_{inv} , and inverter output current I_{out} . (b) Inverter output current, I_{out} in phase with the grid voltage emulator.

6. Experimental results

A prototype of a single-phase inverter (Fig. 9) has been built to validate the performance of the digital control previously described and tested. The DSPWM has been developed in a FPGA platform (Spartan-3 of Xilinx) for fast prototyping and flexibility that the FPGA design offers; it is possible to reconfigure the phase angle between 0° and 180° with respect to the grid voltage signal of reference.

In Fig. 10a, shown is the grid voltage reference, $V_{grid,ref}$, the inverter output voltage, V_{inv} , and the inverter output current I_{out} . The coupling filter inductance $L = 20$ mH and the frequency modulation index $m_f = 30$.

In this figure, a phase shift ($d = 90^\circ$) between V_{grid} and V_{inv} can be seen. Also, the phase shift between V_{grid} and I_{out} , which shows the possibility of controlling the PF, hence the reactive power, can be controlled.

In Fig. 10b, shown is the output current voltage in phase with the grid voltage emulator, in this case the PF is equal to unity, therefore only the active power is injected into the grid.

7. Conclusions

In this paper, a digital implementation of the new control strategy of a photovoltaic system connected to the grid based on the phase shift with the DSPWM patterns has been described and validated by means of experimental results. The digital control has been implemented in FPGA platform, allowing an easy and simple reconfiguration of the system. The simulation results validate the theoretical predictions, with this system a wide powers range can be covered with very few DSPWM patterns stored. The experimental results show the viability of the proposed control and confirm that it can be applied to control the power factor and regulate the reactive power for low power PV systems. The proposed inverter implementation is very simple and does not require large hardware and computational resources. All advantages make the inverter control suitable for grid-connected photovoltaic application.

References

- [1] Chiang J, Chang KT, Yen CY. Residential photovoltaic energy storage system. IEEE Transaction on Industrial Electronics 1998 Jun;45(3):385–94.
- [2] Kjaer SB, Pedersen JK, Blaabjerg F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. IEEE Transactions on Industry Applications 2005;41(5):1292–306.
- [3] F.J.G. Sales, S.S. Chilet, S.O. Grau, Convertidores Electrónicos, energía solar fotovoltaica, Aplicaciones y diseño, Ed. Universidad Politécnica de Valencia, 2002.
- [4] L. Hassaine, E. Ollás, Simulation of grid-interface connecting photovoltaic power systems. Proceedings of the World Renewable Energy Congress IX Florence, Italy, 2006.
- [5] A. AL-Amoudi, L. Zhanc, Optimal control of a grid-connected PV system for maximum power point tracking and unity power factor. On power electronics and variable speed drives. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456), London, 1998, pp. 80–85.
- [6] Salas V, Ollás E, Lázaro A, Barrado A. New algorithm using only one variable measurement applied to a maximum power point tracker. Solar Energy Materials and Solar Cells 2005 May;87(1–4):807–15.
- [7] Hassaine L, Ollás E. Asymmetric SPWM used in inverter grid connected. 21st European PV solar energy conference & exhibition. MEES 2006:2343–7.
- [8] Wu T-F, Nien H-S, Shen C-L, Chen T-M. A single-phase inverter system for PV power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration. Transactions on Industry Application 2005 Jul–Aug;41(4):1075–83.
- [9] Huang SJ, Pai FS. Design and operation of grid-connected photovoltaic system with power-factor control and active islanding. IEE Proceeding 2001;48(2):243–50.
- [10] Barbosa PG, Rolim LGB, Watanabe EH. R. Control strategy for grid-connected DC–AC with load power factor correction converters. IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution 1998 Sep;145(5):487–92.
- [11] Mekhilef S, Rahim NA. Implementation of grid-connected photovoltaic system with power factor control and islanding detection. Power Electronics Specialists Conference 2004;2:1409–14126.
- [12] Mekhilef S, Rahim NA. Xilinx FPGA based three phase PWM inverter and its application for utility connected PV system. Proceeding of IEEE TENCON'02 2002;3:2079–82.

Asymmetric SPWM used in inverter grid connected

L. Hassaine^{1,2*}, E. Olias¹, M. Haddadi³ and A. Malek²

¹ Power Electronics System Group, Electronics Technology Department,
E.P.S University Carlos III of Madrid, Avda. de la Universidad 30, 28911 Leganés - Madrid, Spain

² Division Energie Solaire Photovoltaïque, Centre de Développement des Energies Renouvelables,
B.P. 62, Route de l'Observatoire, Bouzaréah, 16000 Algiers, Algeria

³ Laboratoire des Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque
Ecole Nationale Polytechnique, 10, Avenue Hassen Badi, El Harrach, Algiers, Algeria

(reçu le 20 Octobre 2006 – accepté le 25 Septembre 2007)

Abstract - *The overall efficiency of grid-connected photovoltaic power generation systems depends on the efficiency of the DC-into-AC conversion. Therefore, a key consideration in the design and operation of inverters is how to achieve high efficiency with power output. This paper presents a concept of an inverter for grid connected photovoltaic arrays which can synchronise a sinusoidal current output with a voltage grid. Asymmetric PWM inverters can generate power at unity power factor, this approach, based on the active filter is proposed in this work. This method is used in order to correct the phase between the output current and the grid voltage and to maximize the system efficiency in design and control. The functional structure of this system is presented and simulated. Detailed analysis, Simulations results of output voltage and current waveform demonstrate the contribution of this approach to determinate the suitable control of the system. A digital design of a generator SPWM using VHDL is proposed and implemented on an Xilinx FPGA.*

Résumé - *L'efficacité globale des systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique dépend de l'efficacité de la conversion DC-AC. Par conséquent, la considération clé dans la conception et le fonctionnement des onduleurs est de savoir comment adapter un rendement élevé avec une puissance de sortie. Cet article présente le concept d'un onduleur, pour des surfaces photovoltaïques connectées au réseau, afin de synchroniser le courant sinusoïdal avec la tension du réseau. Des onduleurs asymétriques PWM peuvent générer de la puissance pour un facteur de puissance unitaire, approche basée sur un filtre actif, qui est proposé dans ce travail. Cette méthode est utilisée afin de corriger la phase entre le courant de sortie et la tension du réseau et de maximiser l'efficacité de système dans la conception et la commande. La structure fonctionnelle de ce système est présentée et simulée. L'analyse détaillée, les résultats de simulation de la tension de sortie et de l'onde du courant démontrent la contribution de cette approche à déterminer la commande appropriée du système. Une conception numérique d'un générateur SPWM employant le VHDL est proposée et mise en application sur un Xilinx FPGA.*

Keywords: Small grid-connected PV system - Power conditioning - Inverter.

1. INTRODUCTION

With the increasing concern about global environmental protection, the need to produce pollution-free natural energy such solar energy has been drawing increasing interest as an alternative source of energy for the future since solar energy is clean, pollution-free and inexhaustible. In an effort to utilize the solar energy effectively, a great deal of research has been done on the grid-connected photovoltaic generation system [1].

In photovoltaic systems, a grid connected inverter which converts the DC output of the solar modules into the AC electricity, is receiving increased interest in order to generate power to utility. Generally, the grid-connected photovoltaic (PV) system extracts maximum power (MPPT) from the PV arrays providing current to the mains in phase with the sinusoidal voltage of the mains.

* linda.hassaine@alumnos.uc3m.es

The MPP tracking technique is usually associated with a DC/DC converter [2-4]. When the utility power sources should provide the peak power to the load, the energy provided by PV arrays can alleviate the burden of utility power sources. Power supply reliability and power quality have become important issues for all kind of power electronics including photovoltaic system. Interconnecting photovoltaic system to the utility it is necessary that PV system should meet the harmonic standard and the active power supply requirement. The characteristics of the output signal should match the voltage, frequency and power quality limits in the grid. Among these systems, the most common type is the parallel running PV system with the bidirectional power flow to provide unity power factor to the utility line. In grid-connected photovoltaic power generation systems, a DC to AC inverter is employed to transfer the DC energy to grid. For the grid connected inverter is desirable to provide the unity power factor. Usually the inverter is controlled so as to generate the output current in phase with the grid voltage to achieve the maximum active output power by minimizing the reactive output power. There are various control strategies to control the factor power and fundamental current waveform.

In past years, power conversion systems have been realized using very precise analog IC's controller with complex control methodology to achieve required performances. Owing to analog nature, these systems are difficult to upgrade and modify. Recently, there has been a growing interest in digital controllers, due to their low power consumption and high immunity to noise (temperature changes, components aging,). Moreover digital systems are the most suitable ones to implement sophisticated control schemes and simply interfacing circuits. Among the various advantages of digital approach, design flexibility is the most valuable one, as well as accurate time delay compensation, and IC implementation will be required. So, today, electronic industries and researchers try to develop digital control for power conversion system, using new micro-controller and digital signal processors (DSPs) and VHDL design.

The VHDL design can be easily adapted to different technologies or modified to meet a different application or a new set of specifications, thus providing very fast time-to-market. A voltage source pulse with-modulation SPWM inverter and its control technique are essential to connect them to the utility grid. Sinusoidal PWM is used and a control strategy is proposed. A circuit with a feedback loop is proposed and simulated. A digital design of a generator SPWM which is described using VHDL and implemented on an Xilinx FPGA [8-10].

2. PROPOSED PV INVERTER SYSTEM

The figure 1 shows the circuit diagram of the proposed inverter. The main objective, from this interfacing, is to feed all the collected energy at the PV plant to the AC grid.

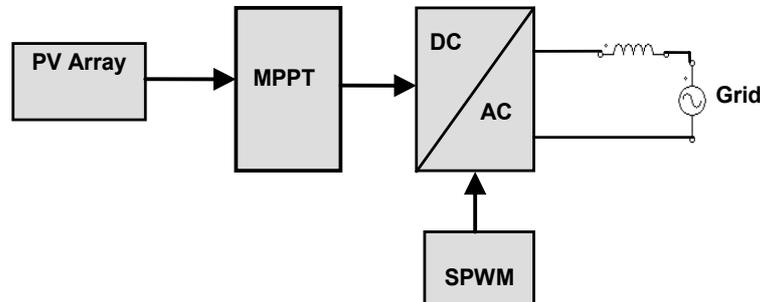


Fig. 1: PV grid connected system

- PV array transform the sun light to electricity.
- MPPT controller, this is used to maximise the power coming from PV array at any atmospheric conditions [2, 3, 5].
- Inverter, this is a device witch transform DC input to an AC output at the same waveforms as the grid line [1, 6, 7].

In the first a basic regarding of the full bridge inverter operation is carried out. The goal is to explain the control of current inverter through the bridge (Fig. 2).

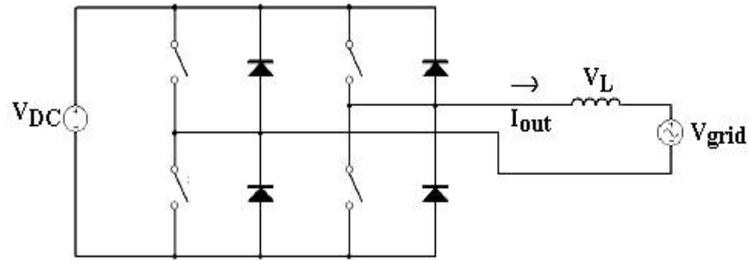


Fig. 2: Inverter grid connected

The main specification of the grid connected inverter is that current must be drawn from the PV plant and delivered to the utility grid at unity power factor [5, 6].

Consider the grid connected inverter of Fig. 2, V_{inv} the fundamental component of inverter output, V_L the voltage drop across the link inductor and V_{grid} the utility grid waveform, I_{out} a current drop across the link inductor.

Assuming that the losses are negligible, it is seen that:

$$V_{inv} = V_{grid} + V_L \quad (1)$$

Then:



$$V_{inv} = V_{grid} + j.L.\omega.I_{out} \quad (2)$$

To achieve the unity power factor condition, the current waveform must be in phase from the utility voltage waveform, in vector form this looks like.

The key to controlling this operation is the inverter voltage variable, V_{inv} . From equation (6), it can be written as:

$$I_{out} = \frac{V_{inv} - V_{grid}}{j.\omega.L} \quad (3)$$

The figure 4 shows the difference in phase between the current and utility voltage waveform.

The above phase shows that the magnitude and direction of current flow, therefore power flow can be controlled by the phase shift α and the magnitude of the inverter output waveform.

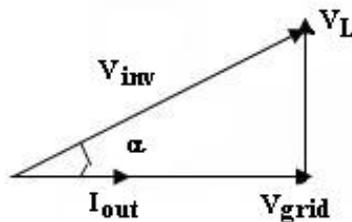


Fig. 3: Magnitude and phase requirement

3. STRATEGIES CONTROL

Several modulation techniques exist for the implementation of DC/AC inverters, for example the sinusoidal PWM. A high-frequency signal is compared with a specific sinusoidal signal with specific frequency. The high-frequency signal is known as carrier or modulator signal. The carrier can be a triangular form generate a train of pulses (PWM) aligned as it's shown in (Fig. 4), this minimizes: noises in the system, ripple current, harmonics distortion acoustic noise. In the SPWM the reference signal is a sinusoidal. The comparison of this signal with a triangular generates the system output (Fig. 4). In order to make the analysis of control PWM it is necessary to define some parameters. The index of amplitude modulation m_a and index of frequency modulation m_f [1, 6].

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{trig}} \quad m_f = \frac{F_{trig}}{F_{ref}}$$

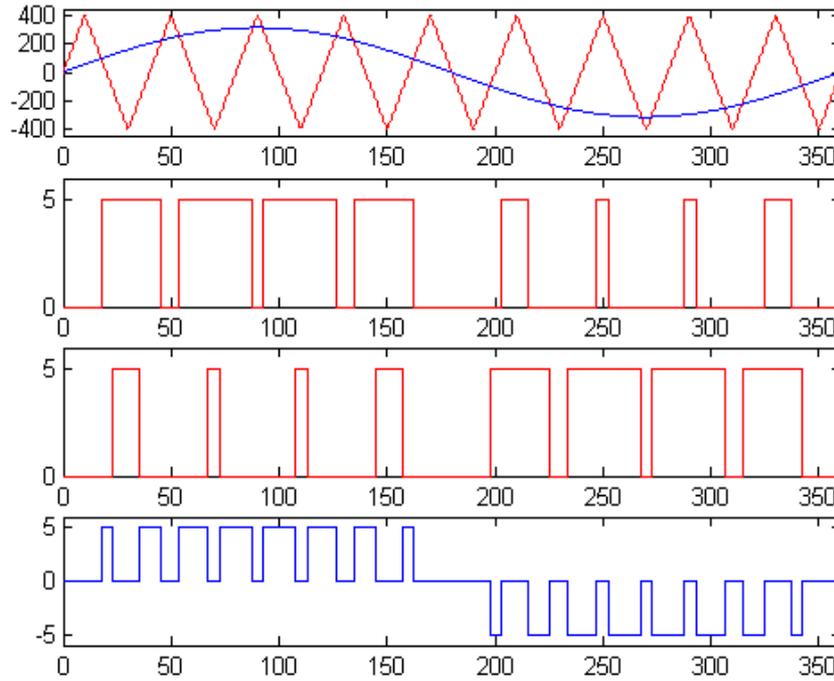


Fig. 4: SPWM modulation

4. SIMULATION OF PV INVERTER SYSTEM

The simulation circuit of PV system it's show in Fig. 5.

The simulation results shows in the Fig. 7, the grid's waveform of voltage and inverter's waveform current, which presents a phase shift between V_{grid} and I_{inv} . In order to correct this phase shift and synchronise the voltage with the current, the active filter based on operational amplifier is introduced.

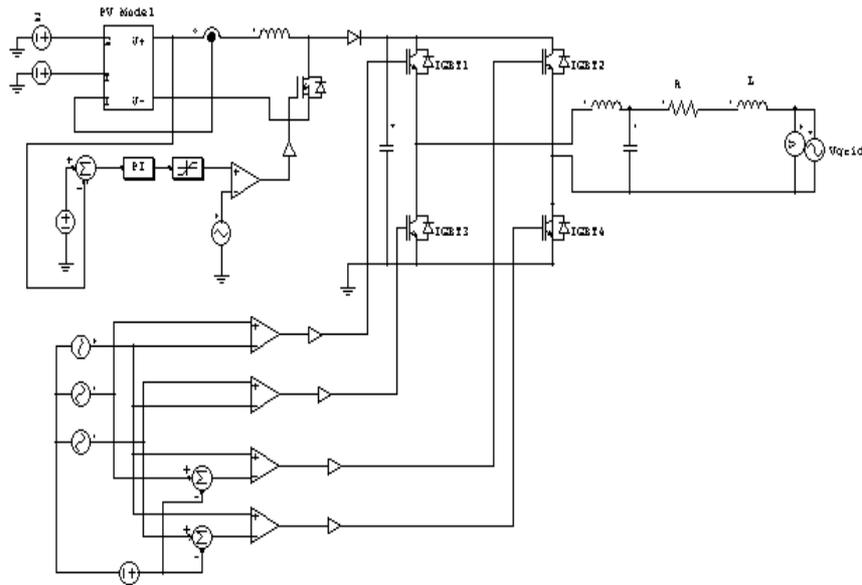


Fig. 5: Block simulation of inverter grid connected

In this case (Fig. 7), the phase between V_{grid} and I_{inv} is equal at 90° . The low-pass filter is used as an active filter, which allows selecting the adequate phase shift at the cut-off frequency in order to improve the power factor. The phase varies in function of cut-off frequency of the filter. It is necessary to put the additional gain to adjust the phase between V_{grid} and I_{inv} .

In order to correct the phase between the grid voltage V_{grid} and the current inverter I_{inv} that injects to grid, Fig. 6 illustrate the simulation scheme for arriving at this goal.

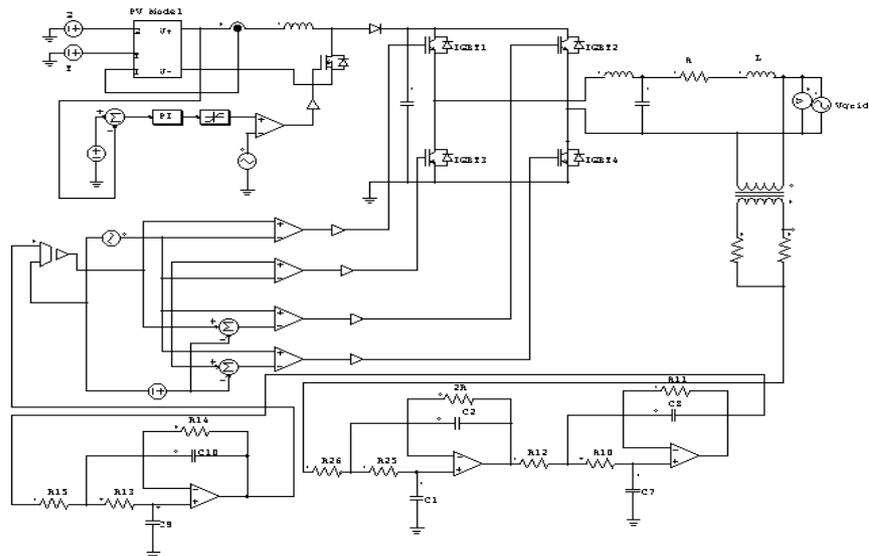


Fig. 6: Block simulation of inverter grid connected with active filter

The simulation results waveforms show in Fig. 7, that the V_{grid} and I_{inv} are in phase and obtained power factor is approximated to unity. These results can determine the reference voltage for the grid inverter control and the circuit with feedback loop.

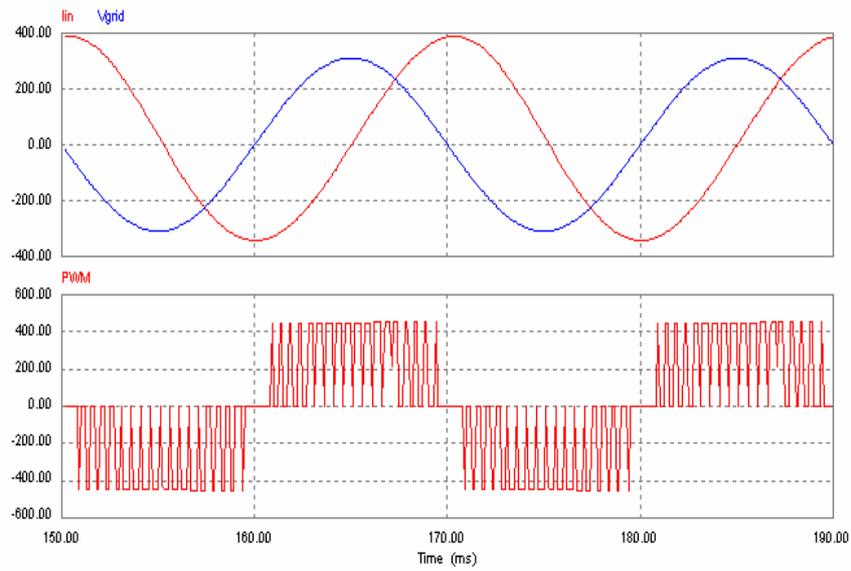


Fig. 7: Open loop simulation results (V_{grid} , I_{inv} , PWM)

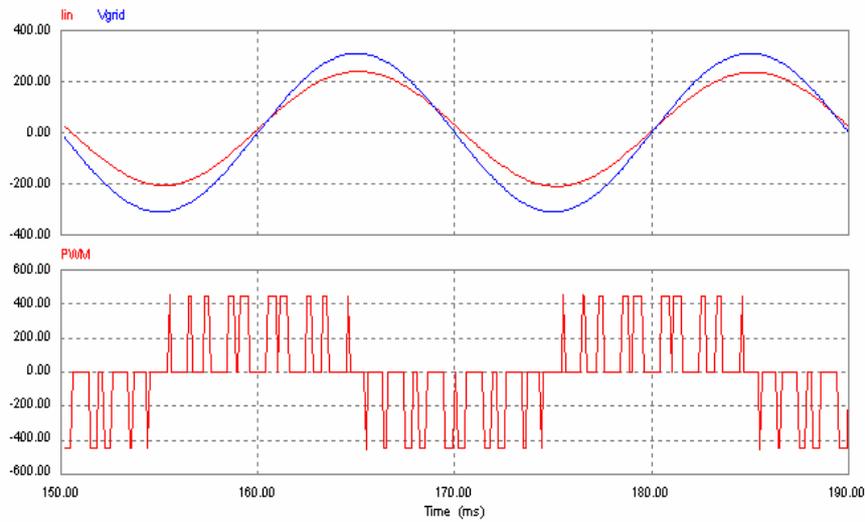


Fig. 8: Closed loop simulation results (V_{grid} , I_{inv} , PWM)

5. DESCRIPTION OF THE DIGITAL MODULE SPWM

From the analogue SPWM shown in Fig. 4, we can find a equivalent digital circuit (Fig. 9), in this equivalent circuit, the triangular signal is generated using the up/down counter of n bits, which is incremented until a maximum value and newly decremented until the minimum value. Determination of the carrier frequency is the first step of design process. The carrier frequency is had been decided 20 kHz. Operating at high frequency is better than the low frequency where the harmonic components could be shifted to high order.

The carrier frequency has the relationship with the clock frequency and the up/down counter. Output counter is compared with the sampled values of the sinusoidal modulating wave, the sin values having first been calculating and may be stored in memory RAM.

The input data in SPWM system will be constant, coming from a memory, which will contain the different values of the discretized sinusoidal signal. The overflow signal of the counter, charges the next constant from the memory for its evaluation. In the Fig. 5, the block diagram of the modulator to be implemented in Xilinx field programmable gate array FPGA is showed. Each one of the blocks has their corresponding VHDL code.

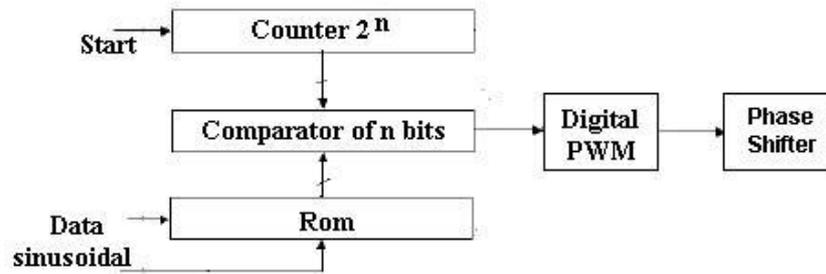


Fig. 9: Equivalent digital circuit to SPWM

A modulator can be unipolar or bipolar, depending on how the comparison between the carrier signal and the reference signal is made, (Fig. 5). The unipolar PWM generates a smaller harmonic content than the bipolar PWM; however, the implementation of an unipolar PWM is much more laborious. At the moment of taking the samples of the sinusoidal signal, should be considered the type of unipolar SPWM, for storing a total of 400 samples. That corresponds to the first 90° of the sinusoidal signal. The rest of the signal is formed reading the table in opposed sense. For the bipolar type, double data should be stored, for avoiding a poor resolution. Other important factor is the modulation index m_a . The modulation index defines the duty cycle of the pulses that form the sinusoidal signal. Typically, the modulation index m_a is always smaller than 1. For this case a multiplier was implemented [8-10].

6. PV INVERTER SYSTEM WITH DIGITAL SPWM

In this paper an strategy control was presented that was simulated and developed in a practical way to control a solar inverter using PWM, with digital control (Fig. 10).

The DC power available at the output of the PV array is converted to AC power using Pulse width modulation (PWM) technique applied to the inverter using FPGA Xilinx. The objective is to obtain PWM signal used to switch the power IGBT's. The inverter under consideration is capable to minimizing the level of the harmonic content.

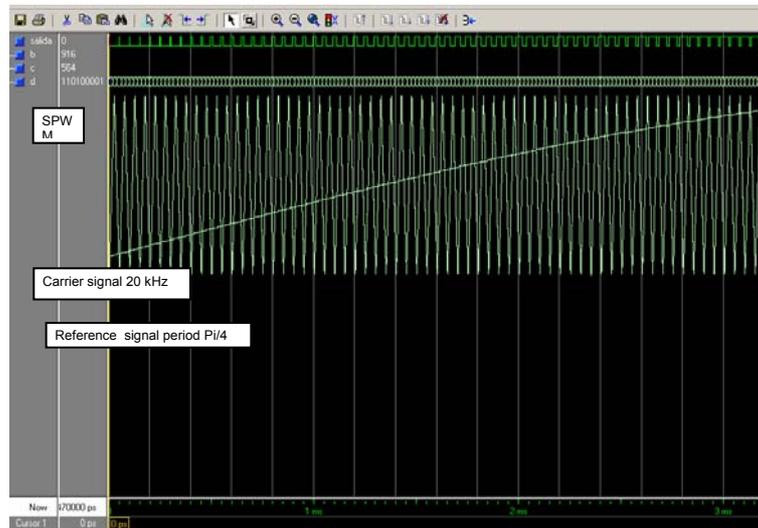


Fig. 10: Illustrates simulation results

It is shown the $\frac{\pi}{4}$ of period of sinusoidal.

7. CONCLUSION

The proposed design of grid connected inverter with asymmetric modulation has been analysed and simulated. Simulations results of output voltage and current waveform demonstrate the contribution of this approach to achieve the maximum active output power by minimizing the reactive output power. The unity power factor and high efficiency with power output are achieved. Using Xilinx FPGA to generate PWM provides flexibility to modify the designed circuit without altering the hardware part. Now we are working on the practical solution of this strategy.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank the project Research+Devel, Prog. 2005-Cam. CONSEJERÍA EDUCACIÓN. DIR. GRAL. UNIVERSIDADES E INVESTIGACIÓN NUMANCIA Project. Code: S-0505/ENE/0310, for the support and contribution to the results obtained.

REFERENCES

- [1] Fco.J. Gimeno Sales, S. Sigüí Chilet and S. Orts Grau, '*Convertidores Electrónicos. Energía Solar Fotovoltaica. Aplicaciones y diseño*', Ed. Universidad Politécnica de Valencia, 2002.
- [2] L. Hassaine, A Chouder, M. Haddadi and A. Malek, '*Modelling and Simulation of MPP Tracker Using Pspice Analog Behavior Modelling*', World Renewable Energy Congress VII - WREC 2002, Cologne, Germany, 29 June-5 July 2002.
- [3] L. Hassaine, A Chouder, M. Haddadi and A. Malek, '*Pspice Model of DC/DC Converter Used in Photovoltaic Systems*', The 8th Arab International Solar Energy Conference & The Regional World Renewable Energy Congress, The University of Bahrain, 8th to 10th March 2004.

- [4] V. Salas, E. Olías, A. Barrado and A. Lázaro, 'Review of the Maximum Power Point Tracking Algorithms for Stand-Alone Photovoltaic Systems', *Solar Energy Material and Solar Cells*, Vol. 90, N° 11, pp. 1555 – 1578, 6 July 2006.
- [5] V. Salas, E. Olías, A. Lázaro and A. Barrado, 'New Algorithm Using Only one Variable Measurement Applied to a Maximum Power Point Tracker', *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Vol. 87, N° 1-4, pp. 675 – 684, May 2005.
- [6] H. Akagi, 'Control Strategy of Active Filters Using Multiple Voltage Source PWM Converters', *IEEE Transactions on Industrial Application*, Vol. 22, pp. 460 – 465, May-June 1986.
- [7] Chongming, Qiao and keyue, M. Smedley, 'Unified Constant-Frequency Integration Control of Three-Phase Grid-Connected Inverter for Alternative', *Energy Power Generation, IAS 2001*, pp. 63 – 68, 2001.
- [8] H. Ertl, W. Kolar and F.C. Zach, 'A Novel Multicell DC-AC Converter of Applications in Renewable Energy Systems', *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 9, N°5, October 2002.
- [9] S. Mekhilef and N.A. Rahim, 'XilinX FPGA Based Three Phase PWM Inverter and its Application for Utility Connected PV System', *Proceedings of IEEE Ten Con'02*, pp. 2079 -2082, 2002.
- [10] S. Mekhilef and N.A. Rahim, 'Implementation for Three-Phase Grid Connected Solar Power Generation System', *Proceedings of IEEE Ten Con'02*, pp. 570 – 573, 2002.

Digital Control based on the Shifting Phase for Grid Connected Photovoltaic Inverter

L. Hassaine, E. Olías, J. Quintero, A. Barrado

Universidad Carlos III de Madrid
Departamento de Tecnología Electrónica
Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia
Avda. Universidad, 30; 28911, Leganés, Madrid, SPAIN
Tel.: 34-1-6249428; FAX: 34-1-6249430
E-mail: linda.hassaine@alumnos.uc3m.es

Abstract— In photovoltaic (PV) system connected to the grid, the main goal is to control the power energy that inverter inject into the grid, from the energy provided by photovoltaic generator. The characteristics of the power grid vary depending on the load; therefore injecting power does not only include the control of injecting active power, but the control of the reactive power is necessary. In this paper, the new digital control strategy, based on the shifting phase of the inverter output voltage related to the grid voltage in order to control both, the inverter output current and the power factor with a minimum SPWM pattern. The proposed control strategy is simple and required a relatively low hardware and computational resources, reason why become in attractive solution for low power applications (for example house applications). In this paper are presented the main key point of propose strategy and discussed with simulation and experimental results provided for different design conditions.

I. INTRODUCTION

In photovoltaic systems, a grid connected inverter converts the DC output voltage of the solar modules into the AC electricity. Particularly receive increased interest in order to generate power to utility. Generally, the grid-connected photovoltaic (PV) system extracts maximum power from the PV arrays. The maximum power point tracking (MPPT) technique is usually associated with a DC-DC converter [1-2]. The DC-AC converts the continuous current in the alternate current and injects the sinusoidal current to the grid controlling the power factor [3-4].

Some key points have been identified in which significant improvements can be carried out in the design and implementation of the inverters connected to the grid: harmonic distortion reduction, elimination of the DC component injected to the connected grid and the digital implementation of the control [4-5]. Another very important aspect of the systems connected to the grid is to select a proper power factor according to the grid demands: active or reactive power. Thus, the most efficient systems are those that allow

varying the power injected into the grid, both active and reactive, depending on the power grid needs [6-8]. A new inverter control strategy is capable to control, not only the current injected into the grid and the power factor, but also it can be dynamically reconfigured to change the magnitude and the type of the reactive power injected into the grid. Some solutions are proposed [2], [13-14], in order to obtain the high reliability inverter. The basic idea of the propose control is to obtain a low cost and simple inverter implementation using a new phase shifting strategy with a minimum number of SPWM patterns previously calculated and tabulated (look-up table), applied to a constant DC bus voltage. Acting on the phase shift of the inverter output voltage as control parameter, the output current amplitude and the power factor can be controlled, and therefore the magnitude of the power injected into the grid, both active and reactive power. The propose strategy control break with a grid-connected system limitations: inverter topology is designed to supply only active power to the AC system without injecting reactive power.

II. INVERTER CONTROL DESCRIPTION

In Fig.1, is shown the power stage of the single phase inverter connected to the grid in order to explain the key of the output current control of the inverter. In addition, an active and reactive power can be controlled.

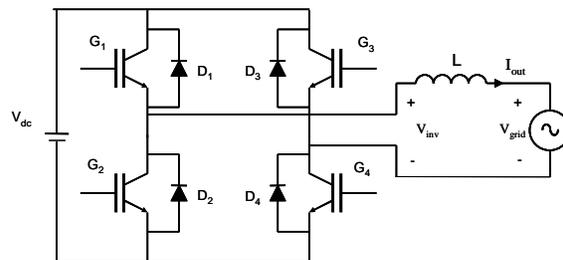


Fig. 1. Single phase inverter connected to the grid.

The main specification of the inverter connected to the grid is that the current must be injected from a PV panel with a power factor within a certain range [9]. The analysis is based in inductor coupling but can be applying for others types of output filter configurations, for example: LC, LCL, etc [11]. In any case shall be assumed as a starting point that the current injected into the grid presents a low harmonic content. Therefore, the power factor is determinate only, by the $\cos \varphi$, as will be shown in paragraph II A.

The equivalent electrical circuit is shown in Fig.2. The sign indicate the reference sense of the output current, to analyze the circuit behavior.

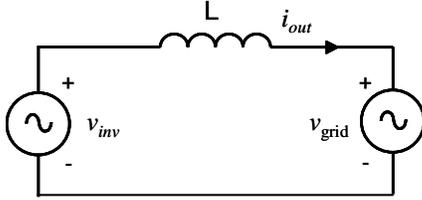


Fig. 2. Equivalent electric circuit

In order to explain the circuit characteristics, in Fig.3, is represented the phase diagram for the fundamental component of the inverter output voltage (V_{inv}), the fundamental component of the inverter output current (I_{out}) through the coupling inductance L , the fundamental component of inductance voltage (V_L) and the fundamental component of the grid voltage (V_{grid}),[6].

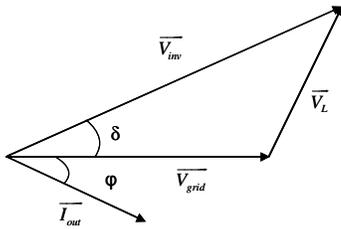


Fig. 3. Phase diagram with V_{inv} , V_L and V_{grid} voltage.

The phase difference between the grid voltage and the fundamental current component of inverter output current is represented by angle (φ). Moreover, the difference phase between the grid voltage and the inverter output voltage is represented by angle (δ).

From the phase diagram, Fig. 3, the following relations can be obtained:

$$|V_L| \cos \varphi = |V_{inv}| \sin \delta \quad (1)$$

$$|V_L|^2 = |V_{inv}|^2 + |V_{grid}|^2 - 2 \cdot |V_{inv}| \cdot |V_{grid}| \cos \delta \quad (2)$$

For a fundamental harmonic of sinusoidal wave, the active power provided by the converter to the grid can be expressed as:

$$P = \frac{V_{grid}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \sin(\delta)) \quad (3)$$

Moreover, the reactive power (Q) provided by the converter to the grid, can be expressed as:

$$Q = \frac{V_{grid}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \cos(\delta) - V_{grid}) \quad (4)$$

From equations (3) and (4), can concluded that the value and sense of the active and reactive power, (generation and absorption), for the fundamental component of the output current, depend on the following parameters:

- the amplitude of V_{inv} ;
- the difference phase between the inverter output voltage and the grid voltage, δ .

From equation (2), the phase angle δ can be expressed between the inverter voltage and the grid voltage, based on the voltage magnitudes:

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{V_{inv}^2 + V_{grid}^2 - V_L^2}{2 \cdot V_{inv} \cdot V_{grid}} \right) \quad (5)$$

Where:

$$|V_L| = \omega \cdot L \cdot I_{out} \quad (6)$$

The difference phase between the inverter output current and the grid voltage, (φ) can be expressed as:

$$I_{out} \cdot \cos \varphi = \frac{V_{inv} \cdot \sin \delta}{\omega \cdot L} \quad (7)$$

On the other hand, to be able to inject power into the grid, an essential condition is that the value of the DC bus must be high enough since the voltage V_{inv} must have a maximum value, greater or equal than the grid maximum voltage. In order to control the magnitude of the output voltage, by mean of

selecting an appropriate SPWM patterns. Varying the amplitude of modulation index (m_a), different magnitude of inverter output voltage can be obtained. As a result the inverter output voltage, V_{inv} can be expressed as function of modulation index m_a :

$$V_{inv} = m_a \cdot V_{dc} \quad (8)$$

From equation (7) and (8), can be concluded that the inverter output current magnitude I_{out} and its phase depend on both the inverter output voltage magnitude V_{inv} (for different amplitude modulation indexes m_a) and on its phase. It can be demonstrated that for different combinations of the inverter parameters L , V_{dc} and m_a , the output current inverter I_{out} only depends on the phase difference between grid voltage and inverter output voltage. In order to choose these parameters (L , V_{dc} , m_a) it is necessary to carry out a systematic analysis of the influence of each variable on the maximum active and reactive power injected into the grid, taking in account that all equations are valid for fundamental harmonic (pure sinusoidal wave). In Fig. 4 and Fig. 5 it is shown respectively the influence of each variable on the power factor (PF) and on the active and reactive power injected into the grid as function of the output current amplitude for three different values of V_{inv} , with constant value of grid voltage, $V_{grid} = 240V$, and coupling inductance $L = 20mH$.

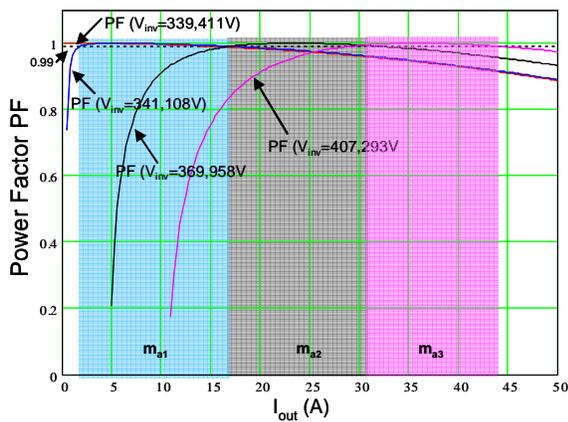


Fig. 4. Power factor as function of the inverter output current for different inverter output voltage (V_{inv})

Analyzing the graphics, see Fig.3, can be concluded that for a low value of injected inverter current is necessary that the inverter voltage magnitude must be closer to the grid voltage. In this condition a high power factor can be obtained and maintained for a wide range of current magnitude I_{out} with few values of inverter voltage magnitude V_{inv} (few quantities of m_a), for constant DC bus voltage.

In Fig.5 is shown the dependency of the active and reactive power of the output inverter current magnitude for different

value of V_{inv} . In one hand the power factor is a function of the angle δ (difference phase between V_{grid} and V_{inv}), in (3).

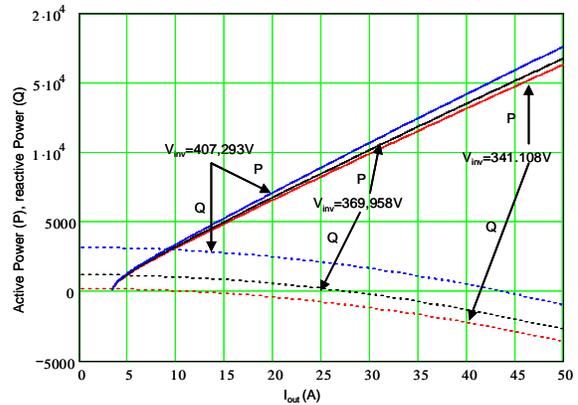


Fig. 5. Active and reactive power as function of the current I_{out} for different values of V_{inv}

In Fig.6 is shown a zooming view of power factor around the unity. In this case, can be resumed that only with two m_a values a very high power factor ($PF > 0,99$) can be obtained and maintained in a wide I_{out} current range. For example in Fig.4 for one value of V_{inv} (one PWM pattern, m_a) the injected current into the grid can be controlled from 1,9 A to 15,1 A, varying only the phase of the inverter output voltage (V_{inv}). Adding one more pattern, the output current range is extended in two times, to 33 A.

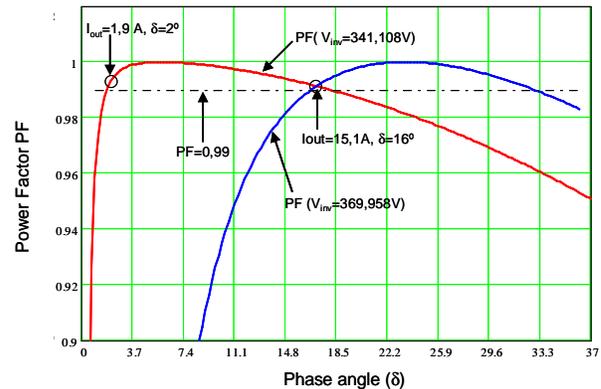


Fig.6. Power factor (PF) as function of the phase δ for two different values of inverter output voltage (V_{inv})

In another hand, the power factor can be represented as a function of inverter output voltage. In Fig.7 is shown the power factor as a function of the inverter output current for two value of V_{inv} .

Since the power factor is, in this case, very close to the unity, the current is practically proportional to the active power injected into the grid that means that a wide range of powers can be covered with only two different modulation indexes, maintaining a power factor close to the unity.

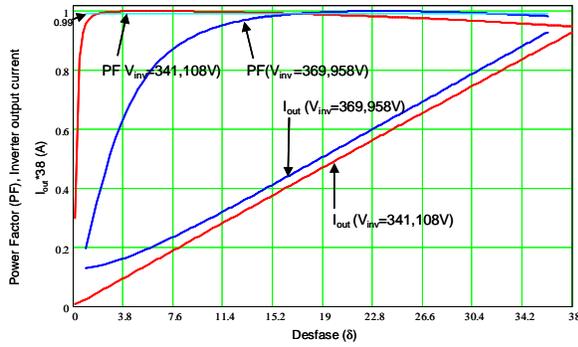


Fig.7. Power factor (PF) and output current I_{out} as function of the phase δ for two different V_{inv}

A. Power Factor and Total Harmonic Distortion

In photovoltaic system connected to the grid, the current waveform injected into the grid is not a sinusoidal. The current quality depends on the harmonics contents. The real power factor can be calculated using the following expression [15]:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cdot DPF \quad (9)$$

Where: THDi total current harmonic distortion
DPF displacement power factor

The displacement power factor (DPF) is equal to $\cos \phi$. To measure the distortion of the output current, the total harmonic distortion, THDi, is often used. Total Harmonic Distortion is a measure of the proportionality between the fundamental and the sum of all other frequencies in the current waveform. The THDi content of the current injected into the grid is reported lower than 5% [11-12]. Equation (10) defines the THDi used here (different definitions exist).

$$THD = \frac{\sqrt{I_{out}^2 - I_{out1}^2}}{I_{out1}} \quad (10)$$

Where:

I_{out} total current (RMS);
 I_{out1} fundamental current (RMS).

Then the power factor PF can be expressed as:

$$PF = \frac{I_{out1}}{I_{out}} \cdot \cos \phi \quad (11)$$

To guarantee the effectiveness of the propose strategy control based on the phase shift of the inverter output voltage,

on the one hand, is necessary that the total harmonic distortion be equal or near to zero ($THD \approx 0$). This specification is previously calculated and optimized using different strategy of SPWM pattern generation and selecting an appropriate coupling filter and frequency modulation index. On the other hand, the magnitude $\cos \phi$ can be controlled by selecting an adequate modulation index m_a and phase shift of the inverter output current related to the grid voltage.

III. PROPOSED CONTROL IMPLEMENTATION

The proposed control structure for a single-phase inverter connected to the grid is shown in Fig.8. The photovoltaic system consists in photovoltaic generator (PVG), a maximum power point tracking (MPPT) and a single phase inverter.

The power control is obtained by means of the inverter output voltage phase shifting (CPSP). In Fig.8 are represented a controller with two control loops: an internal one, that allows controlling the inverter output current and an external one controlling the DC bus V_{dc} [9].

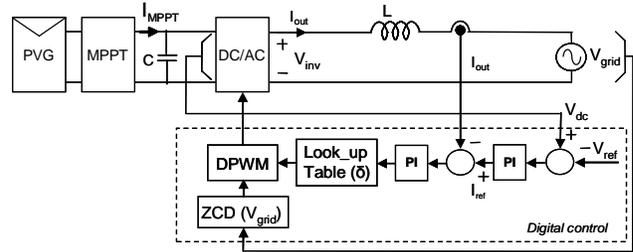


Fig.8. Control structure for a single phase inverter

The reference of the output current (I_{ref}) depends on the bus voltage (V_{dc}) and it reference (V_{ref}). In this case the output current I_{out} is not controlled varying the amplitude modulation index m_a , because it is considered constant, but shifting the phase of the inverter output voltage. The sense of the shift around the current reference depends on the desired current value. The adequate value of phase shift is obtained taking in account the zero crossing detector of the reference (grid voltage). The DPWM generates the driving signals for power stage according to the switching SPWM pattern with a corresponding phase shift in order to satisfy the current flag. As can be seen the power factor is not directly controlled, as a result a certain amount of reactive power can be generate. As it was described in the previous section, a suitable selection of the V_{inv} values and the coupling inductance value, in order to eliminate the high order harmonic, the desired power factor close to the unity can be obtained.

The main advantage of this control strategy is its simplicity related to the computational requirements of the control circuit and hardware implementation. On the other hand, it allows reconfiguring the control in a fast and simple way in case that not only an active power needs to be injected but also a reactive one.

The PCPS has been implemented based on the SPWM patterns with different phase angles stored in a look up table. The Digital Pulse-Width-Modulator (DPWM) converts the stored code in the look up table in a pulsating driving signal for all switches of power stage. The duty cycle depends on the stored code for each SPWM pattern defined by m_a . The synchronization of the I_{out} and the V_{grid} is assumed with the zero crossing detectors (ZCD). The synchro-signal starts the shifted phase counter. Initially is loaded from the look up table to the phase register the code corresponding with the actual value of the phase according with a PWM patterns that satisfy the output current reference.

IV. SIMULATION RESULTS

The PVG and the MPPT behaviour have been modelled by Matlab /Simulink and the inverter by PSIM. The simulation results for different types of power injected to the grid are shown in Fig. 9 (reactive power) and Fig. 10 (active power). Two different values of inverter output current, $I_{out} = 15.1$ A (Fig. 9) and $I_{out} = 1,9$ A (Fig. 9) for $\delta = 16^\circ$ and $\delta = 2^\circ$ respectively are represented for a frequency modulation index of $m_f = 30$.

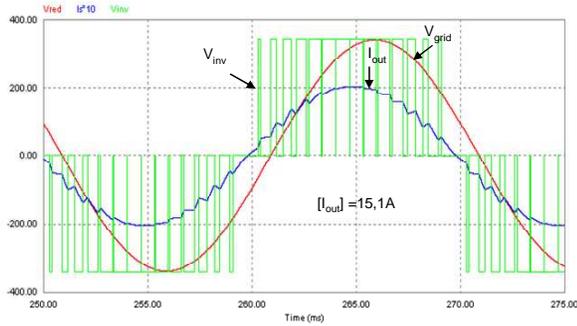


Fig. 9. Inverter output current I_{out} for $\delta = 16^\circ$

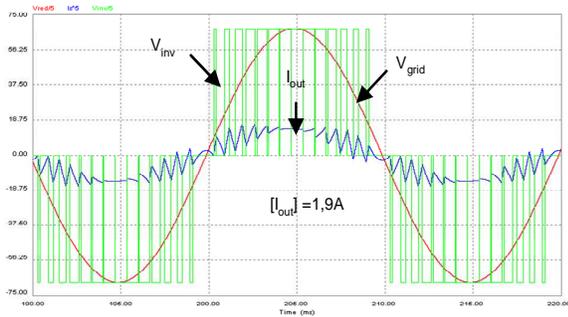


Fig. 10. Inverter output current I_{out} for $\delta = 2^\circ$

In previous paragraph Fig.6 and Fig.7, the injected current to the grid can be controlled from 1,9 A to 15,1 A, with the same V_{inv} (using only one SPWM pattern, m_a), varying the phase (δ) of the inverter output voltage (V_{inv}). On the other hand, can be

observed the capacity of this method to reconfigure of the system and injected reactive power (capacitive type).

V. PROPOSE CONTROL IMPLEMENTATION

The single-phase inverter with PCPS control has been implemented according to the block diagram shown in Fig. 11. The digital PCPS is based on the SPWM patterns with different phase angles stored in a look up table Fig.11.

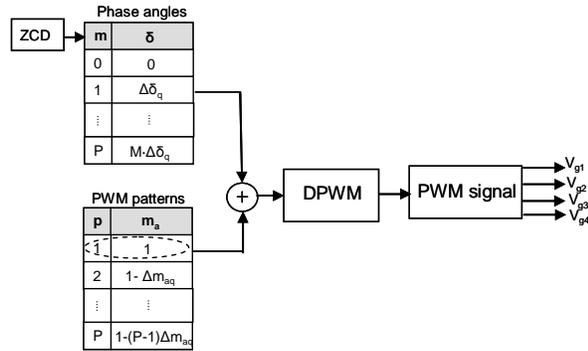


Fig.11. Block diagram of digital SPWM with phase shifting.

The Digital Pulse-Width-Modulator (DPWM) converts the stored code in the look up table in pulsating signal and generates the driving signals of the switches. The DPWM code is obtained by two codes: SPWM pattern code and Phase angle code, Fig. 11. The duty cycle and the switching pattern depend on the stored code and the frequency modulation index respectively.

The synchronization of the grid voltage and the inverter output current injected into the grid is assumed with the zero crossing detector (ZCD). This is accomplished by generating a synchronism signal in each crossing by zero of the grid voltage.

The time diagram represented the principle of operation of the DPWM block is shown in Fig. 12.

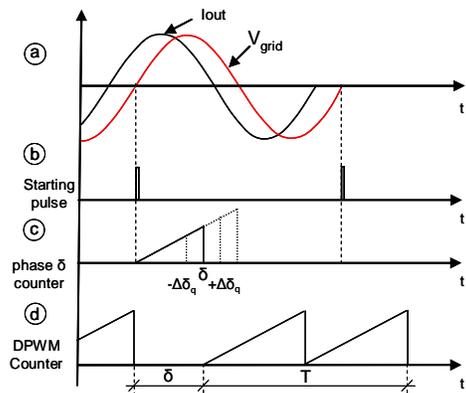


Fig.12. Phase difference generation between the grid and the inverter voltage.

When the ZCD detect the positive zero crossing of the grid voltage, the starting signal (sinchro-signal) is generated, Fig.12,b. In this time the phase angle and the SPWM pattern code are updating. Initially, this code is loaded from the look up table to the phase register corresponding with the actual value of the shifted phase according with a SPWM patterns.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype of a single phase inverter, (see Fig.13), has been built to validate the performance of the digital control previously described and tested. The DPWM has been developed in a FPGA platform (Spartan-3 of Xilinx) for fast prototyping and flexibility that the FPGA design offers; is possible to configured the phase angle shift respect to the grid voltage signal of reference.

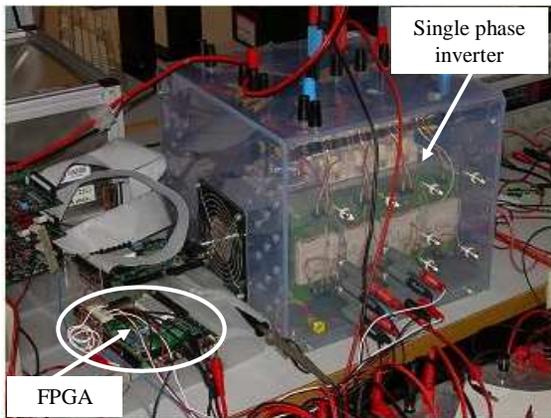


Fig.13. Single phase inverter prototype

In Fig.14, are shown the inverter output voltage shifted at 90 degree (5 ms) related to the grid voltage reference V_{grid} , the SPWM pattern and the output current of inverter.

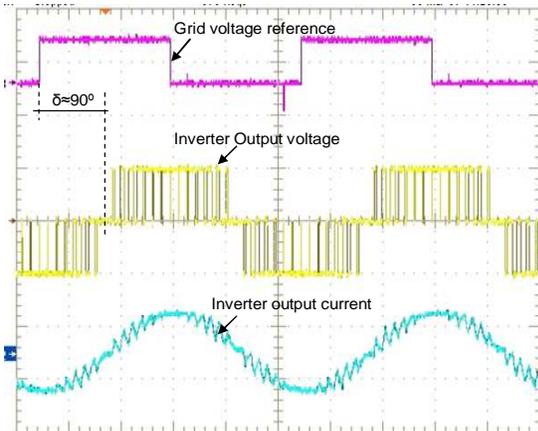


Fig.14. Inverter output current and voltage

In Fig.15, is shown the inverter output voltage generated in phase with the grid emulator voltage in open loop.

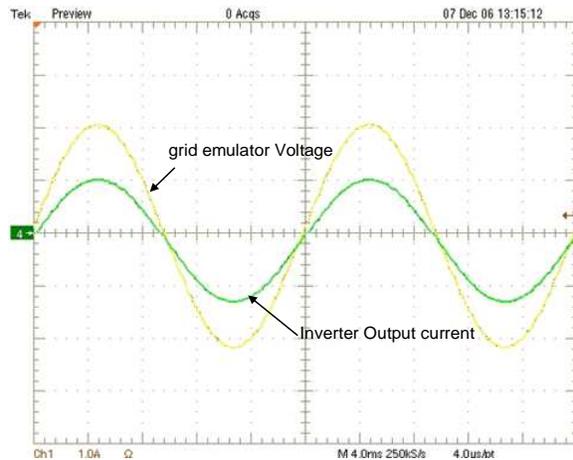


Fig.15. Inverter output current in phase with the grid voltage emulator

VI. CONCLUSIONS

In this paper, a digital implementation of the new control strategy of a photovoltaic system connected to the grid based on the shifted phase with the minimum SPWM pattern has been described and validated by means of experimental results. The digital control has been implemented in FPGA platform, allowing a easy and simple reconfiguration of the system. The simulation results validate the theoretical predictions, with this system a wide powers range can be covered with very few PWM patterns controller. The experimental results show the viability of the propose control and confirm that the control can be applied to control the power factor and regulate the reactive power for low power PV systems. The propose inverter implementation is very simple and not required a great hardware and computational resources.

VII. ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank the project Research+Devel. Prog. 2005-CAM. CONSEJERÍA EDUCACIÓN. DIR. GRAL. UNIVERSIDADES E INVESTIGACIÓN NUMANCIA Project. Code: S-0505/ENE/0310, for the support and contribution to the results obtained.

VIII. REFERENCES

- [1] J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Yen, "Residential Photovoltaic Energy Storage System", IEEE Transaction on Industrial Electronics June 1998, vol 45, n°3 pp. pp 385-394.
- [2] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, no.5, 2005.

- [3] P. G. Barbosa L.G.B. Rolim E.H. Watanabe R. "Control strategy for grid-connected DC-AC with load power factor correction converters", IEE Proc.-Cener. Transm. distrib. Vol. 145, No.5, September 1998.
- [4] S.Mekhilef and N.A.Rahim, "Implementation of "Grid-Connected Photovoltaic System with Power Factor Control and Islanding Detection", Power Electronics Specialists Conference, P1409-14126, 2004
- [5] L. Hassaine, E.Olfas, "Asymmetric SPWM used in Inverter Grid Connected". 21st European PV Solar energy conference & Exhibition 2006 MEES.
- [6] Fco.J.Gimeno Sales, S. Siguí Chilet, S. Ort Grau."Convertidores Electrónicos, energía solar fotovoltaica, Aplicaciones y diseño",Ed. Universidad Politécnica de Valencia, 2002.
- [7] Tsai-Fu Wu, Hung-Shou Nien, Chih-Lung Shen, and Tsung-Ming Chen "A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering With Nonlinear Inductor Consideration", Transactions on industry application, JULY/AUGUST 2005 vol. 41, n. 4, pp 1075-1083.
- [8] S.J.Huang, F.S.Pai, "Design and operation of grid-connected photovoltaic system with power-factor control and active islanding", IEE Proceeding 2001, Vol 48, No.2, P 243-250.
- [9] T. Ishikawa, "Grid- Connected photovoltaic power systems: Survey of inverter and related protection equipments" Report IEA PVPS T5-05: 2002
- [10] S.Mekhilef and N. A.Rahim, "XilinX FPGA based three phase PWM inverter and its application for utility connected PV system", Proceeding of IEEE TENCON'02, P 2079-2082. 2002
- [11] M. Liserre, F. Blaabjerg, S.Hansen, "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier", IEEE Transaction on Industry Application, Vol ,41 N°5, 2005
- [12] T. Shimizu, K. Wada, N. Nhkamura, "A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system", IEEE proc of 33rd annual Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 3
- [13] Frede Blaabjerg, Fellow "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation systems". IEEE Transaction on Industrial electronics. Vol.53, No5, October 2006.
- [14] Y.C.Qin, N. Mohan, R. West, and R. Bonn "Status and Needs of Power Electronics for Photovoltaic Inverters" SANDIA REPORT SAND2002-1535, June 2002.
- [15] D.G Holms and T.Lipo. Pulse Width Modulation for Power converters:Principles and Practice,2003, ISBN 0471208140.

**A NEW CONTROL STRATEGY BASED ON SPWM INVERTER
FOR UTILITY CONNECTED PV SYSTEM**

L. Hassaine, E.Olías, J.Quintero
Power Electronics System Group. Electronics Technology Department.
E.P.S University Carlos III of Madrid
Avda. de la Universidad 30, 28911 – Leganés - Madrid – Spain
Tel: +34 91 6249188 Fax: +34 91 6249430
e-mail: linda.hassaine@alumnos.uc3m.es

ABSTRACT: In photovoltaic system connected to the grid, the main goal is to control the power that the inverter injects to the grid from the energy provided by the photovoltaic generator. In this paper is proposed, a digital implementation of a new control strategy for a photovoltaic system connected to the grid based on the digital pulse-width modulation (DSPWM) which can synchronise a sinusoidal current output with a grid voltage and generate power at unity power factor. This control is based on the use of PWM patterns previously calculated and tabulated applied to a constant DC bus voltage. Acting on the amplitude modulation index as control parameter, the output current amplitude injected to the grid can be controlled. This control has been implemented in a FPGA and it has been validated with the detailed analysis, simulation and experimental results.

Keywords: PV System, inverter, grid connected Digital control.

1 INTRODUCTION

Within the available renewable technologies, the photovoltaic solar energy is one of those of greater potential of use. Basically two photovoltaic solar energy applications types are emphasized: the stand alone systems and the systems connected to the grid [1, 2].

The converters connected to the grid usually have two power stages. The first stage is a boost converter, is required to increase the relatively low DC voltage of the photovoltaic panel to a reasonable level in order to generate the alternate current. In addition, this converter follows the Maximum Power Point Tracking (MPPT) in order to obtain the maximum power available in the photovoltaic system depending on the level of radiation. The second stage is a DC/AC converter used to inject the sinusoidal current to the grid connected [2, 4].

Some key points have been identified in which significant improvements can be carried out in the design and implementation of the inverters connected to the grid. Some of these aspects are: harmonic distortion reduction, elimination of the DC component added to the connected grid and the digital implementation of the control [2, 3,6].

In this work the main goal is to control the power that the inverter injects to the grid, from the energy provided by the photovoltaic generator with a unit power factor. An inverter control method based on the digital pulse-width modulation (SPWM) control is proposed. The control is based on the use of commutation patterns previously calculated and rated (SPWM, harmonic cancellation, etc.) applied to a constant DC bus. Modifying the amplitude modulation index as control parameter, the output current amplitude can be controlled, that is, the power injected to the connected grid.

In this paper, is proposed and implemented a digital control of the inverter in order to control the injected current to the grid with a unit power factor.

This control has been implemented in a FPGA and it has been validated with the detailed analysis simulation and experimental results.

2 PROPOSED PV INVERTER SYSTEM

Fig.1 shows the circuit diagram of the proposed inverter.

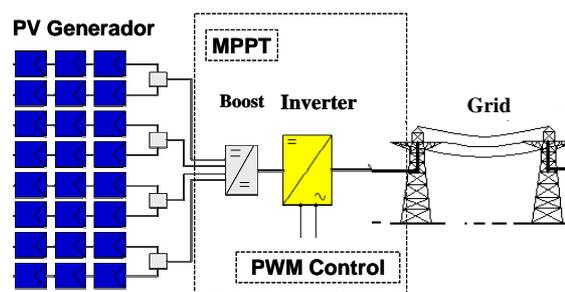


Figure 1: PV grid connected system

The main objective, from this interfacing, is to feed all the collected energy at the PV plant to the AC grid.

- PV array transform the sun light to electricity.
- MPPT controller, this is used to maximise the power coming from PV array at any atmospheric conditions
- Inverter, this is a device witch transform DC input to an AC output at the same waveforms as the grid line

In Fig.1, is shown the single phase inverter connected to the grid in order to explain the output current control of the inverter.

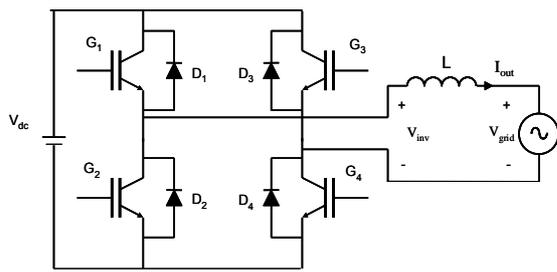


Figure1: Single phase inverter connected to the grid.

The main specification of the grid connected inverter is that current must be drawn from the PV plant and delivered to the utility grid at unity power factor [1, 2].

Consider the grid connected inverter of (Fig.1), \vec{V}_{inv} the fundamental component of the inverter output current \vec{I}_{out} through the coupling inductance L, the fundamental component of inductance voltage \vec{V}_L and the fundamental component of the grid voltage \vec{V}_{grid} .

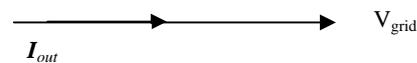
Assuming that the losses are negligible, is seen that

$$\vec{V}_{inv} = \vec{V}_{grid} + \vec{V}_L \quad (1)$$

Then

$$\vec{V}_{inv} = \vec{V}_{grid} + j \cdot L \cdot \omega \cdot \vec{I}_{out} \quad (2)$$

To achieve the unity power factor condition, the current waveform must be in phase from the utility voltage waveform, in vector form this looks like.



The key to controlling this operation is the inverter voltage variable, V_{inv} . From equation.2, can be written as:

$$\vec{I}_{out} = \frac{\vec{V}_{inv} - \vec{V}_{grid}}{j\omega L} \quad (3)$$

From equation 3, can be deduced that the inverter output current magnitude I_{out} depend on the inverter output voltage magnitude V_{inv} (for different amplitude modulation index m_a).

On the other hand, to be able to inject power to the grid, an essential condition is that the value of the DC bus must be high enough since the voltage V_{inv} must have a maximum value, greater or equal than the grid maximum

voltage. The V_{inv} can be expressed as function of modulation index m_a (if a PWM pattern is used):

$$V_{inv} = m_a \cdot V_{dc} \quad (4)$$

3 INVERTER CONTROL

Fig. 2, shows the control structure of the PV system connected to the grid

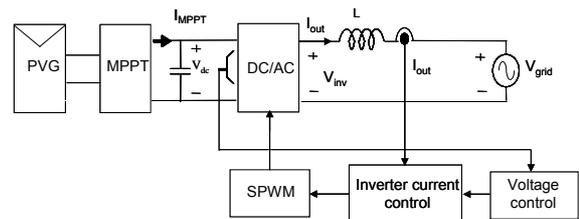


Figure 2: Control structure of the PV system connected to the grid

The control structure that has been implemented for the single-phase inverter is shown in Fig.3. The photovoltaic system consists in photovoltaic generator (PVG), a maximum power point tracking (MPPT) and the inverter as shown in Fig.3.

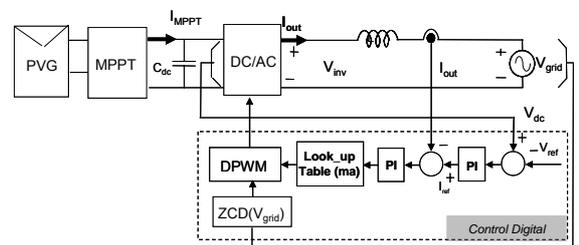


Figure 3: Control structure of a single phase inverter

The structure of the propose control is a power control based on the use of PWM patterns previously calculated and stored in the look up table for different amplitudes indexes modulation (m_a). The represented diagram corresponds with 2 control loops: an internal one, that allows controlling the inverter output current and an external one that controls the DC bus voltage V_{dc} [5]. The proposed control is that the output current I_{out} is controlled varying the amplitude modulation index m_a .

3.1 Description of the SPWM module

Several modulation techniques exist for the implementation of DC/AC inverters, for example the sinusoidal PWM. A high-frequency signal is compared with a specific sinusoidal signal with specific frequency. The high-frequency signal is known as carrier or modulator signal. The carrier can be a triangular form generate a train of pulses (PWM) aligned as it's shown in (Fig. 4), this minimizes: noises in the system, ripple

current, harmonics distortion acoustic noise. In the SPWM the reference signal is a sinusoidal.

The comparison of this signal with a triangular generates the system output see (Fig. 4). In order to make the analysis of control PWM is necessary to define some parameters. Amplitude index modulation m_a and frequency index modulation m_f [3, 7].

$$m_a = V_{ref} / V_{trig}, \quad m_f = F_{trig} / F_{ref}$$

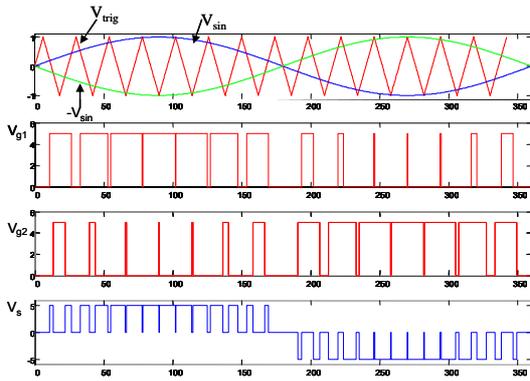


Figure 4: SPWM Modulation

3.2 Digital implementation of SPWM

From the analogue SPWM shown in (Fig. 4), we can find an equivalent digital circuit (Fig. 5).

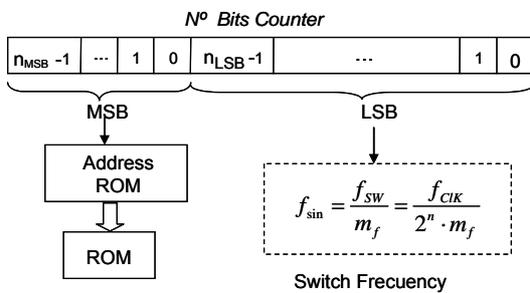


Figure 5: Digital PWM circuit

One of the important elements in the FPGA design is the clock signal. The clock signal controls the carrier or switch frequency as well as providing the clock signal for every module in the design and so must be calculated precisely. In this type of PWM design, only one main clock is required to clock the overall system. The carrier or the switching frequency f_{sw} needs to be decided first in order to set the input clock frequency f_{CLK} . There are several factors that need to be considered before deciding on the switch frequency: converter topology, type of power switching devices used and limitation of the peripheral components. The switch frequency can be determined by:

$$f_{sw} = \frac{f_{CLK}}{2^n} \quad (5)$$

Where f_{sw} is the switch frequency, f_{CLK} is the main clock frequency and n is the number of bits of the counter.

The generator of the PWM is based on only one counter witch guarantee the synchronism of all signals, the address signal, syncro-signal and the control signal with only one clock.

4 PROPOSED CONTROL IMPLEMENTATION

The single-phase inverter with the proposed control has been implemented according to the block diagram shown in Fig.3. The digital control based on the SPWM patterns stored in a look up table Fig.6

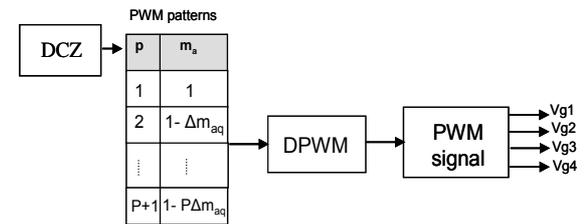


Figure 6: Block diagram of the digital SPWM

The Digital Pulse-Width-Modulator (DPWM) converts the stored code in the look up table in pulsating signal and generates the driving signals of the switches. The duty cycle depends on the stored code. The synchronization of the voltage grid and the inverter output current injected to the grid is assumed with the zero crossing detector (ZCD). This is accomplished by generating a synchronism signal in each crossing by zero of the grid voltage (see Fig.6)

In Fig.6, the time diagram that represents each one of the internal control signals is shown. In the Fig.6 (a) the grid voltage V_{grid} and the inverter output current I_{out} , are shown. In each positive crossing by zero of the grid voltage a synchronism pulse is generated see Fig. 6 (b). The generated pulse starts the digital PWM counter. Initially is loaded from the look up table to the DPWM register the code corresponding with the actual value of the amplitude modulation according with a PWM patterns.

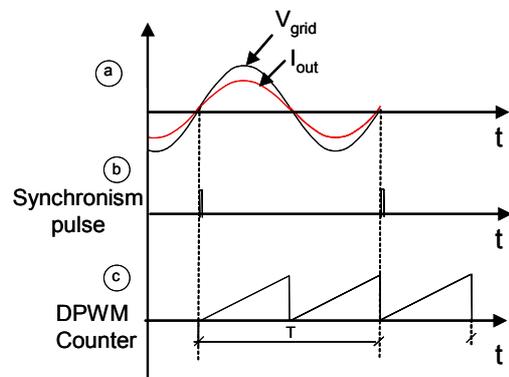


Figure 6: Generation of the digital PWM

5 EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype of a single phase inverter (Fig.7) has been built to validate the performance of the digital control previously described and tested.

The DPWM has been developed in a FPGA platform (Spartan-3 of Xilinx) for fast prototyping and flexibility that the FPGA design offers; is possible to change the PWM patterns corresponding to each one of the amplitude index modulation m_a .

$V_{grid} = 230$ V, and coupling inductance $L = 20$ mH.

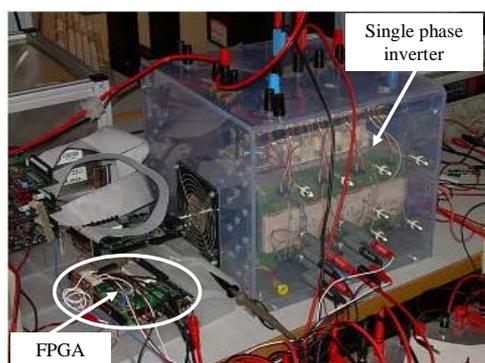


Figure 7: Single phase inverter prototype

In Fig.8, the inverter output voltage and the inverter output current are shown.

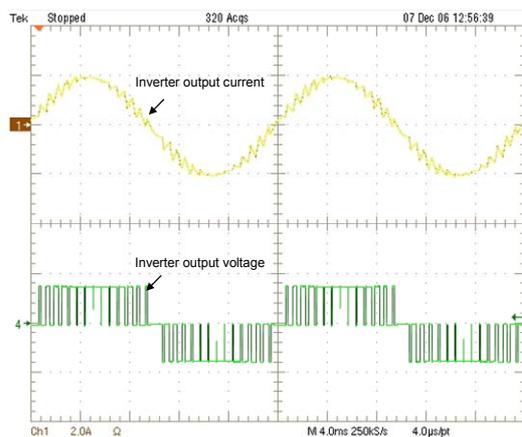


Figure 8: Inverter output current and inverter output voltage

In Fig.9, is shown the inverter output current in phase with the grid voltage emulator in open loop

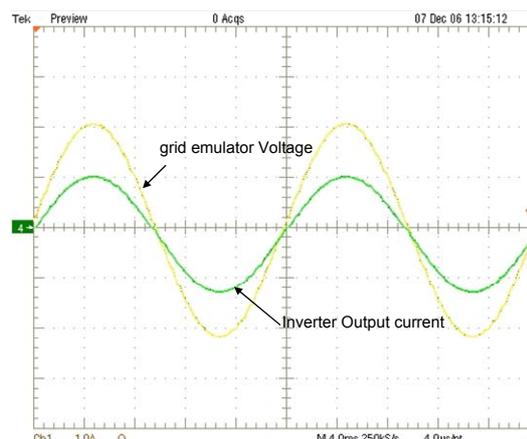


Figure 9: Inverter output current in phase with the grid voltage emulator

6 CONCLUSIONS

In this paper, a digital implementation of the new control strategy of a photovoltaic system connected to the grid based on the PWM patterns has been described and validated with experimental results in FPGA platform.

With this system a wide powers range can be covered with very few PWM patterns controller. The experimental results show the viability of the control presented and confirm that the control can be applied to control the power factor. The unity power factor and high efficiency with power output are achieved. Using Xilinx FPGA to generate PWM provides flexibility to modify the designed circuit without altering the hardware part.

7 REFERENCES

- [1] J. Chiang, K. T. Chang, and C. Y. Yen, "Residential Photovoltaic Energy Storage System", IEEE Transactions on industrial Electronics, JUNE 1998, vol. 45, n.3, pp 385-394.
- [2] S.B.Kjaer, J.K.Pedersen, F.Blaabjerg "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, NO.5, 2005
- [3] L. Hassaine, E.Olías, "Asymmetric SPWM used in Inverter Grid Connected", 21st European PV Solar Energy Conference & Exhibition 2006 MESSE.
- [4] V. Salas, E. Olías, A. Lázaro and A. Barrado New Algorithm using only one variable measurement applied to a maximum power point tracker, Solar Energy Materials and Solar Cells, Volume 87, Issues 1-4, May 2005, Pages 675-684
- [5] S.J.Huang , F.S.Pai, "Design and operation of grid-connected photovoltaic system with power-factor control and active islanding", IEE Proceeding 2001, Vol 48, No.2, P 243-250.
- [6] S.Mekhilef and N. A.Rahim, "XilinX FPGA based three phase PWM inverter and its application for utility connected PV system", Proceeding of IEEE TENCON'02, P 2079-2082. 2002
- [7] P. G. Barbosa L.G.B. Rolim E.H. Watanabe R. Hanitsch, "Control strategy for grid-connected DC-AC

with load power factor correction converters”, IEE Proc.-
Cener. Transm. distrib. Vol. 145, No.5, September 1998.

ASYMMETRIC SPWM USED IN INVERTER GRID CONNECTED

L. Hassaine and E.Olías

Power Electronics System Group, Electronics Technology Department.

E.P.S University Carlos III of Madrid

Avda. de la Universidad 30, 28911 – Leganés - Madrid – Spain

Tel: +34 91 6249188 Fax: +34 91 6249430

e-mail: linda.hassaine@alumnos.uc3m.es

ABSTRACT: The overall efficiency of grid-connected photovoltaic power generation systems depends on the efficiency of the DC-into-AC conversion. Therefore, a key consideration in the design and operation of inverters is how to achieve high efficiency with power output. This paper presents a concept of an inverter for grid connected photovoltaic arrays which can synchronise a sinusoidal current output with a voltage grid. Asymmetric PWM inverters can generate power at unity power factor, this approach, based on the active filter is proposed in this work. This method is used in order to correct the phase between the output current and the grid voltage and to maximize the system efficiency in design and control. The functional structure of this system is presented and simulated. Detailed analysis, Simulations results of output voltage and current waveform demonstrate the contribution of this approach to determinate the suitable control of the system.

A digital design of a generator SPWM using VHDL is proposed and implemented on an Xilinx FPGA.

KEYWORDS: Small Grid-connected PV System, Power Conditioning, Inverter.

1 INTRODUCTION

With the increasing concern about global environmental protection, the need to produce pollution-free natural energy such solar energy has been drawing increasing interest as an alternative source of energy for the future since solar energy is clean, pollution-free and inexhaustible. In an effort to utilize the solar energy effectively, a great deal of research has been done on the grid-connected photovoltaic generation system. [1]

In photovoltaic systems, a grid connected inverter which converts the DC output of the solar modules into the AC electricity, is receiving increased interest in order to generate power to utility. Generally, the grid-connected photovoltaic (PV) system extracts maximum power (MPPT) from the PV arrays providing current to the mains in phase with the sinusoidal voltage of the mains.

The MPP tracking technique is usually associated with a DC/DC converter [2,3,4]. When the utility power sources should provide the peak power to the load, the energy provided by PV arrays can alleviate the burden of utility power sources. Power supply reliability and power quality have become important issues for all kind of power electronics including photovoltaic system. Interconnecting photovoltaic system to the utility it is necessary that PV system should meet the harmonic standard and the active power supply requirement. The characteristics of the output signal should match the voltage, frequency and power quality limits in the grid. Among these systems, the most common type is the parallel running PV system with the bidirectional power flow to provide unity power factor to the utility line. In grid-connected photovoltaic power generation systems, a DC to AC inverter is employed to transfer the DC energy to grid. For the grid connected inverter is desirable to provide the unity power factor. Usually the inverter is controlled so as to generate the output current in phase with the grid voltage to achieve the maximum active output power by minimizing the reactive output power. There are various control strategies to control the factor power and fundamental current waveform.

In past years, power conversion systems have been realized using very precise analog IC's controller with

complex control methodology to achieve required performances. Owing to analog nature, these systems are difficult to upgrade and modify. Recently, there has been a growing interest in digital controllers, due to their low power consumption and high immunity to noise (temperature changes, components aging, etc). Moreover digital systems are the most suitable ones to implement sophisticated control schemes and simply interfacing circuits. Among the various advantages of digital approach, design flexibility is the most valuable one, as well as accurate time delay compensation, and IC implementation will be required. So, today, electronic industries and researchers try to develop digital control for power conversion system, using new micro-controller and digital signal processors (DSPs) and VHDL design. The VHDL design can be easily adapted to different technologies or modified to meet a different application or a new set of specifications, thus providing very fast time-to-market.

A voltage source pulse with-modulation SPWM inverter and its control technique are essential to connect them to the utility grid. Sinusoidal PWM is used and a control strategy is proposed. A circuit with a feedback loop is proposed and simulated. A digital design of a generator SPWM which is described using VHDL and implemented on an Xilinx FPGA [8,9,10].

2 PROPOSED PV INVERTER SYSTEM

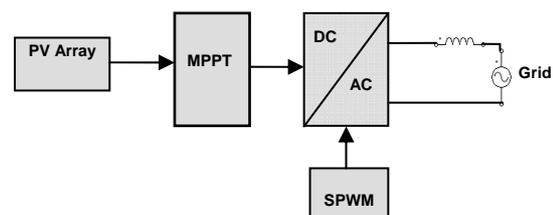


Figure 1: PV grid connected system

(Fig. 1) shows the circuit diagram of the proposed inverter. The main objective, from this interfacing, is to feed all the collected energy at the PV plant to the AC grid.

- PV array transform the sun light to electricity.
- MPPT controller, this is used to maximise the power coming from PV array at any atmospheric conditions [2,3,5].
- Inverter, this is a device witch transform DC input to an AC output at the same waveforms as the grid line [1,6,7].

In the first a basic regarding of the full bridge inverter operation is carried out. The goal is to explain the control of current inverter through the bridge (Fig. 2).

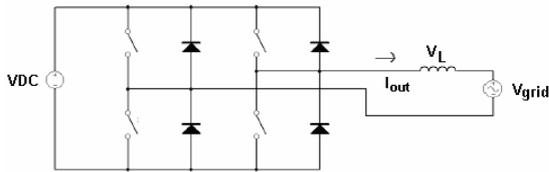


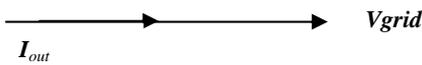
Figure 2: Inverter grid connected

The main specification of the grid connected inverter is that current must be drawn from the PV plant and delivered to the utility grid at unity power factor [5,6]. Consider the grid connected inverter of (Fig. 2). V_{inv} the Fundamental component of inverter output, V_L Voltage drop across the link inductor and V_{grid} the Utility grid waveform, I_{out} a current drop across the link inductor. Assuming that the losses are negligible, It is seen that

$$V_{in} = V_{grid} + V_L \quad (1)$$

Then

$$V_{in} = V_{grid} + j.L.\omega.I_{out} \quad (2)$$



To achieve the unity power factor condition, the current waveform must be in phase from the utility voltage waveform, in vector form this looks like
The key to controlling this operation is the inverter voltage variable, V_{inv} . From equation 6, I_s can be written as:

$$I_{out} = \frac{V_{inv} - V_{grid}}{j\omega L} \quad (3)$$

(Fig. 4) shows the difference in phase between the current and utility voltage waveform.

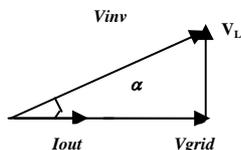


Figure 3: Magnitude and phase requirement

The above phase shows that the magnitude and direction of current flow, therefore power flow can be controlled by the phase shift α and the magnitude of the inverter output waveform.

2 STRATEGIES CONTROL

Several modulation techniques exist for the implementation of DC/AC inverters, for example the sinusoidal PWM. A high-frequency signal is compared with a specific sinusoidal signal with specific frequency. The high-frequency signal is known as carrier or modulator signal. The carrier can be a triangular form generate a train of pulses (PWM) aligned as it's shown in (Fig. 4), this minimizes: noises in the system, ripple current, harmonics distortion acoustic noise. In the SPWM The reference signal is a sinusoidal. The comparison of this signal with a triangular generates the system output see (Fig. 4). In order to make the analysis of control PWM it is necessary to define some parameters. The index of amplitude modulation m_a and index of frequency modulation m_f [1,6].

$$m_a = V_{ref} / V_{trig}, \quad m_f = F_{trig} / F_{ref}$$

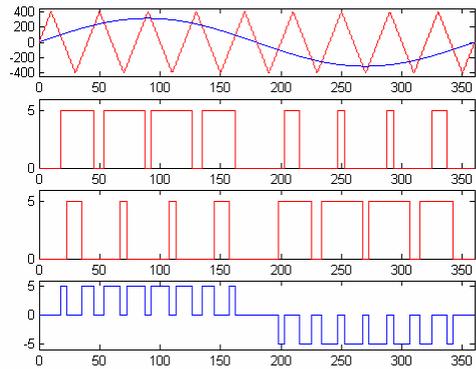


Figure 4: SPWM Modulation

3 SIMULATION OF PV INVERTER SYSTEM

The simulation circuit of PV system it's show in (Fig. 5)

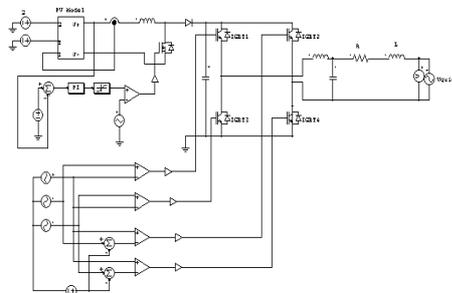


Figure 5: Block simulation of inverter grid connected

The simulation results shows in the (Fig. 7), the grid's waveform of voltage and inverter's waveform current, which presents a phase shift between V_{grid} and I_{inv} . In order to correct this phase shift and synchronise the

voltage with the current, the active filter based on operational amplifier is introduced.

In this case (Fig. 7), the phase between V_{grid} and I_{inv} is equal at 90° . The low-pass filter is used as an active filter, which allows selecting the adequate phase shift at the cut-off frequency in order to improve the power factor. The phase varies in function of cut-off frequency of the filter. It is necessary to put the additional gain to adjust the phase between V_{grid} and I_{inv} .

In order to correct the phase between the grid voltage V_{grid} and the current inverter I_{inv} that injects to grid (Fig. 6) illustrate the simulation scheme for arriving at this goal.

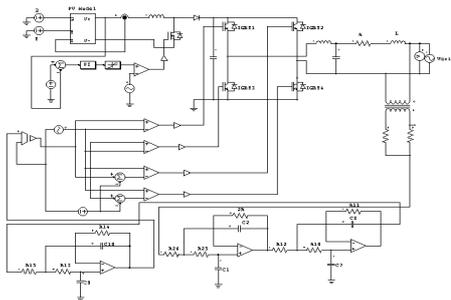


Figure 6: Block simulation of inverter grid connected with active filter

The simulation results waveforms show in (Fig. 7), that the V_{grid} and I_{inv} are in phase and obtained power factor is approximated to unity. These results can determine the reference voltage for the grid inverter control and the circuit with feedback loop.

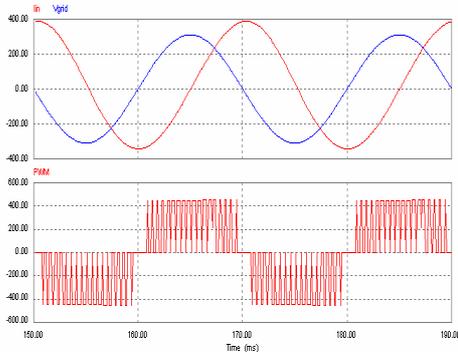


Figure 7: Open loop simulation results (V_{grid} , I_{inv} , PWM)

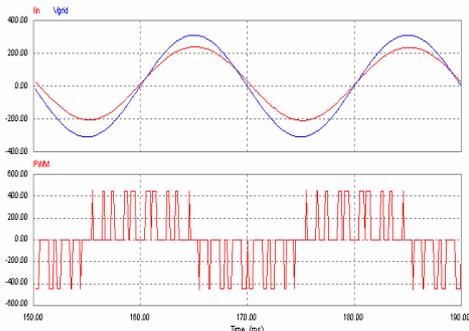


Figure 8: Closed loop simulation results (V_{grid} , I_{inv} , PWM)

4 DESCRIPTION OF THE DIGITAL MODULE SPWM

From the analogue SPWM shown in (Fig. 4), we can find a equivalent digital circuit (Fig. 9), in this equivalent circuit, the triangular signal is generated using the up/down counter of n bits, which is incremented until a maximum value and newly decremented until the minimum value. Determination of the carrier frequency is the first step of design process. The carrier frequency is had been decided 20 KHZ. Operating at high frequency is better than the low frequency where the harmonic components could be shifted to high order.

The carrier frequency has the relationship with the clock frequency and the up/down counter. Output counter is compared with the sampled values of the sinusoidal modulating wave, the sin values having first been calculating and may be stored in memory RAM

The input data in SPWM system will be constant, coming from a memory, which will contain the different values of the discretized sinusoidal signal. The overflow signal of the counter, charges the next constant from the memory for its evaluation. In the (Fig. 5), the block diagram of the modulator to be implemented in Xilinx field programmable gate array FPGA is showed. Each one of the blocks has their corresponding VHDL code.

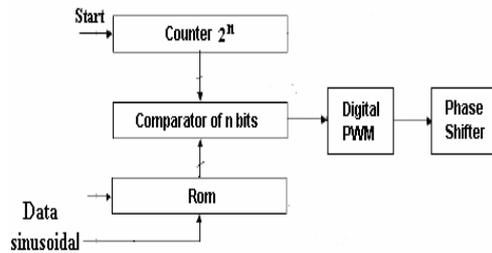


Figure 9: Equivalent digital circuit to SPWM

A modulator can be unipolar or bipolar, depending on how the comparison between the carrier signal and the reference signal is made, (see Fig. 5). The unipolar PWM generates a smaller harmonic content than the bipolar PWM; however, the implementation of an unipolar PWM is much more laborious. At the moment of taking the samples of the sinusoidal signal, should be considered the type of unipolar SPWM, for storing a total of 400 samples. That corresponds to the first 90° of the sinusoidal signal. The rest of the signal is formed reading the table in opposed sense. For the bipolar type, double data should be stored, for avoiding a poor resolution. Other important factor is the modulation index m_a . The modulation index defines the duty cycle of the pulses that form the sinusoidal signal. Typically, the modulation index m_a is always smaller than 1. For this case a multiplier was implemented [8,9,10].

5 PV INVERTER SYSTEM WITH DIGITAL SPWM

In this paper an strategy control was presented that was simulated and developed in a practical way to control a solar inverter using PWM, with digital control (Fig. 10) The DC power available at the output of the PV array is converted to AC power using Pulse width modulation (PWM) technique applied to the inverter using FPGA

Xilinx. The objective is to obtain PWM signal used to switch the power IGBT's. The inverter under consideration is capable of minimizing the level of the harmonic content.

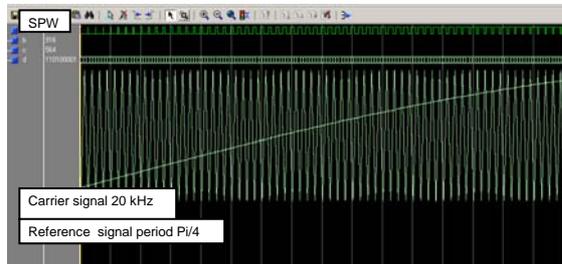


Figure 10: illustrates simulation results

It is shown the $\frac{\pi}{4}$ of period of sinusoidal

6 CONCLUSION

The proposed design of grid connected inverter with asymmetric modulation has been analysed and simulated. Simulations results of output voltage and current waveform demonstrate the contribution of this approach to achieve the maximum active output power by minimizing the reactive output power. The unity power factor and high efficiency with power output are achieved. Using Xilinx FPGA to generate PWM provides flexibility to modify the designed circuit without altering the hardware part. Now we are working on the practical solution of this strategy.

7 ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank the project Research+Devel. Prog. 2005-CAM. CONSEJERÍA EDUCACIÓN. DIR. GRAL. UNIVERSIDADES E INVESTIGACIÓN NUMANCIA Project. Code: S-0505/ENE/0310, for the support and contribution to the results obtained.

8 REFERENCES

[1] Fco.J. Gimeno Sales, S. Siguí Chilet, S.Orts Grau. Convertidores Electrónicos, Energía Solar Fotovoltaica, Aplicaciones y diseño. Ed. Universidad Politécnica de Valencia. 2002

[2] L.Hassaine, A Chouder, M.Haddadi and A. Malek "Modelling and Simulation of MPP Tracker Using Pspice Analog Behavior Modelling", World Renewable Energy Congress VII - WREC 2002, Cologne, Allemagne, 29 June-5 July 2002.

[3] L.Hassaine, A Chouder, M.Haddadi and A. Malek "Pspice Model of DC/DC Converter Used in Photovoltaic Systems" The 8th Arab International Solar Energy Conference & The Regional World Renewable Energy Congress The University of Bahrain, 8th to 10th March 2004

[4] V. Salas, E. Olías, A. Barrado and A. Lázaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems Solar Energy Material and Solar Cells, Volume 90, Issue 11,6 July 2006, P 1555-1578 V

[5] V. Salas, E. Olías, A. Lázaro and A. Barrado New Algorithm using only one variable measurement applied to a maximum power point tracker, Solar Energy Materials and Solar Cells, Volume 87, Issues 1-4, May 2005, Pages 675-684

[6] H. Akagi, "Control strategy of active filters using multiple voltage source PWM converters" IEEE Transactions on Industrial Application, Vol 22, May-June 1986,pp 460-465.

[7] Chongming, Qiao and keyue, M. Smedley, "Unified constant-frequency Integration control of three-phase grid-connected Inverter for Alternative. Energy Power Generation, IAS 2001, P_63_68.

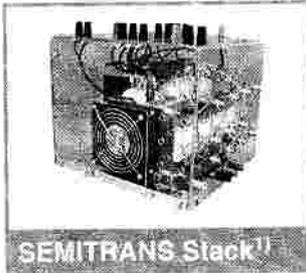
[8] Hans Ertl, W.Kolar, Franz C. Zach, "A Novel Multicell DC-AC Converter of applications in Renewable energy systems", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.9,No,5, October 2002.

[9] S.Mekhilef and N. A.Rahim, "XilinX FPGA based three phase PWM inverter and its application for utility connected PV system", Proceeding of IEEE TENCON'02, P 2079-2082.

[10] S.Mekhilef and N. A.Rahim, Implementation for three-phase Grid Connected Solar power Generation System, Proceeding of IEEE TENCON'02, P 570- 573.

ANNEXES

SEMISTACK - IGBT



SEMITRANS Stack II

Three-phase rectifier + inverter with brake chopper

SEMITEACH - IGBT
SKM 50 GB 123D
SKD 51
P3/250F

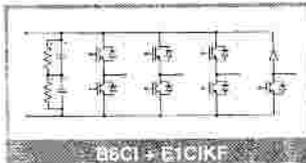
Features

- Multi-function IGBT converter
- Transparent enclosure to allow visualization of every part
- IP2x protection to minimize safety hazards
- External banana/BNC type connectors for all devices
- Integrated drive unit offering short-circuit detection/cut-off, power supply failure detection, interlock of IGBTs + galvanic isolation of the user
- Forced-air cooled heatsink

Typical Applications

- Education: One stack can simulate almost all existing industrial applications:
 - 3-phase inverter+brake chopper
 - Buck or boost converter
 - Single phase inverter
 - Single or 3-phase rectifier

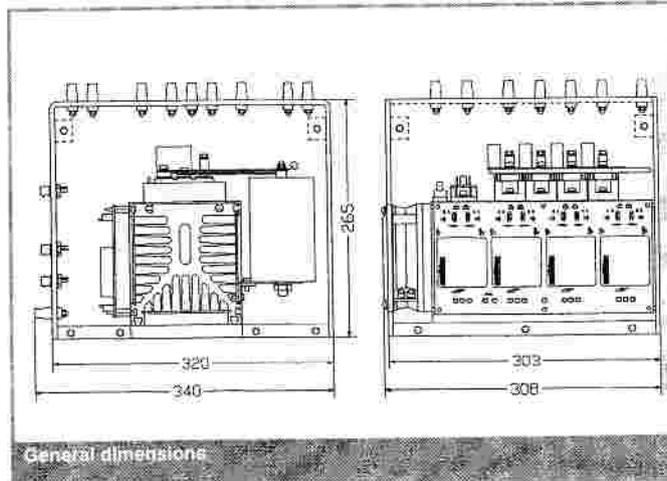
¹⁾ Photo non-contractual



B6CI + E1CIKF

Circuit	I_{rms} (A)	$V_{ac} / V_{dcm\max}$	Types
B6CI	30	440 / 750	SEMITEACH - IGBT

Symbol	Conditions	Values	Units
I_{rms}	no overload IGBT - 4x SKM 50 GB 123D	30	A
V_{CES}		1200	V
$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 50A, V_{GE} = 15V$, chip level; $T_J = 25(125)^{\circ}C$	2,7 (3,5)	V
$V_{GE(S)}$		± 20	V
I_C	$T_{case} = 25 (80)^{\circ}C$	50 (40)	A
I_{CM}	$T_{case} = 25 (80)^{\circ}C; t_p = 1ms$	100 (80)	A
$V_{in(max)}$	Rectifier - 1x SKD 51/14		
	without filter	3 x 480	V
	with filter	3 x 380	V
C_{eqd}	DC Capacitor bank - Electrolytic 2x 2200 μ F/400V	1100 / 800	μ F / V
	total equivalent capacitance	750	V
V_{DCmax}	max. DC voltage applied to the capacitor bank		
Power supply	Driver - 4x SKHI 22	0 / 15	V
Current consumption	max; per driver	16	mA
Thermal trip	Normally Open type (NO)	71	$^{\circ}C$



General dimensions

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions ¹⁾	... 123 D	
V _{CEs}		1200	V
V _{CGR}	R _{GE} = 20 kΩ	1200	V
I _C	T _{case} = 25/80 °C	50 / 40	A
I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	100 / 80	A
V _{GES}		± 20	V
P _{tot}	per IGBT, T _{case} = 25 °C	310	W
T _J (T _{sig})		- 40 ... +150 (125)	°C
V _{isol}	AC, 1 min.	2 500	V
humidity	DIN 40 040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	
Diodes			
I _F = -I _C	T _{case} = 25/80 °C	50 / 40	A
I _{FM} = -I _{CM}	T _{case} = 25/80 °C; t _p = 1 ms	100 / 80	A
I _{FSM}	t _p = 10 ms; sin.; T _J = 150 °C	550	
I _t	t _p = 10 ms; T _J = 150 °C	1500	A ² s

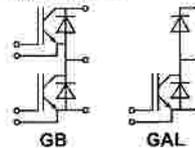
Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
V _{(BR)CES}	V _{GE} = 0, I _C = 1 mA	≥ V _{CEs}	-	-	V
V _{GE(th)}	V _{GE} = V _{CE} , I _C = 2 mA	4,5	5,5	6,5	V
I _{CEs}	V _{GE} = 0 } T _J = 25 °C	-	0,3	1	mA
I _{CEs}	V _{CE} = V _{CEs} } T _J = 125 °C	-	3	-	mA
I _{CEs}	V _{GE} = 20 V, V _{CE} = 0	-	-	200	nA
V _{CEsat}	I _C = 40 A } V _{GE} = 15 V; } I _C = 50 A } T _J = 25 (125) °C	-	2,5(3,1)	3(3,7)	V
V _{CEsat}	V _{CE} = 20 V, I _C = 40 A	-	2,7(3,5)	-	V
g _{fs}		-	30	-	S
C _{CHC}	per IGBT	-	-	350	pF
C _{ies}	V _{GE} = 0	-	3300	4000	pF
C _{oes}	V _{CE} = 25 V	-	500	600	pF
C _{res}	f = 1 MHz	-	220	300	pF
L _{CE}		-	-	30	nH
t _{d(on)}	V _{CC} = 600 V	-	70	-	ns
t _r	V _{GE} = + 15 V / - 15 V ³⁾	-	60	-	ns
t _{d(off)}	I _C = 40 A, ind. load	-	400	-	ns
I _i	R _{Goff} = R _{Goff} = 27 Ω	-	45	-	ns
E _{on} ⁵⁾	T _J = 125 °C	-	7	-	mWs
E _{off} ⁵⁾		-	4,5	-	mWs
Diodes ⁸⁾					
V _F = V _{EC}	I _F = 40 A } V _{GE} = 0 V; } I _F = 50 A } T _J = 25 (125) °C	-	1,85(1,8)	2,2	V
V _F = V _{EC}	T _J = 125 °C	-	2,0(1,8)	-	V
V _{TO}	T _J = 125 °C	-	-	1,2	V
r _T	T _J = 125 °C	-	-	22	mΩ
I _{RRM}	I _F = 40 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	-	23(35)	-	A
Q _{rr}	I _F = 40 A; T _J = 25 (125) °C ²⁾	-	2,3(7)	-	μC
Thermal Characteristics					
R _{thjc}	per IGBT	-	-	0,4	°C/W
R _{thjd}	per diode	-	-	0,7	°C/W
R _{thch}	per module	-	-	0,05	°C/W

SEMITRANS® M
IGBT Modules

SKM 50 GB 123 D
SKM 50 GAL 123 D



SEMITRANS 2



Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to 6 * I_{Cnom}
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes⁸⁾
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm).

Typical Applications: → B 6 - 85

- Three phase inverter drives
- Switching (not for linear use)

¹⁾ T_{case} = 25 °C, unless otherwise specified

²⁾ I_F = -I_C, V_R = 600 V, - di_F/dt = 800 A/μs, V_{GE} = 0 V

³⁾ Use V_{GEoff} = -5 ... -15 V

⁵⁾ See fig. 2 + 3; R_{Goff} = 27 Ω

⁸⁾ CAL = Controlled Axial Lifetime Technology.

Case and mech. data → B 6 - 86
SEMITRANS 2

SKHI 22 A / B



Hybrid Dual IGBT Driver

SKHI 22 A / B

Preliminary Data

Features

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22A is compatible to old SKHI 22
- SKHI 22B has additional functionality
- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring and switch off
- Drive interlock top / bottom
- Isolation by transformers
- Supply undervoltage protection (13 V)
- Error latch / output

Typical Applications

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in choppers, inverter drives, UPS and welding inverters

¹⁾ see fig. 6

²⁾ At $R_{CE} = 18 \text{ k}\Omega$, $C_{CE} = 330 \text{ pF}$

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Conditions	Values	Units
V_S	Supply voltage prim.	18	V
V_{IH}	Input signal volt. (High) SKHI 22A SKHI 22B	$V_S + 0,3$ $5 + 0,3$	V
$I_{OUTPEAK}$	Output peak current	8	A
$I_{OUTAVmax}$	Output average current	40	mA
f_{max}	max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1200	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ μ s
V_{isolIO}	Isolation test voltage input - output (2 sec. AC)	2500	V _{ac}
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (2 sec. AC)	1500	V
R_{Gonmin}	Minimum rating for R_{Gon}	3	Ω
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for R_{Goff}	3	Ω
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4 ¹⁾	μ C
T_{op}	Operating temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C

Characteristics

$T_g = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_{SO}	Supply current primary side (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			290	mA
V_i	Input signal voltage SKHI 22A on/off SKHI 22B on/off		15 / 0 5 / 0		V
V_{IT+}	Input threshold voltage (High) SKHI 22A SKHI 22B	10,9 3,5	11,7 3,7	12,5 3,9	V
V_{IT-}	Input threshold voltage (Low) SKHI 22A SKHI 22B	4,7 1,5	5,5 1,75	6,5 2,0	V
R_{in}	Input resistance SKHI 22A SKHI 22B		10 3,3		k Ω
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		- 7		V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance		22		k Ω
f_{ASIC}	ASIC system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	μ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	μ s
$t_{d(eri)}$	Error input-output propagation time		0,8		μ s
$t_{ERRRESET}$	Error reset time		9		μ s
t_{TD}	Top-Bot Interlock Dead Time SKHI 22A	3,3		4,3	μ s
	SKHI 22B		no interlock	4,3	μ s
V_{CEsat}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring		5 ²⁾	10	V
C_{ps}	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
w	weight		45		g



The Spartan-3™ Platform FPGA Family The World's Lowest-Cost FPGAs

Today's electronic systems need to be brought to market more quickly, within budget, and with feature-sets that outperform competing products.

Xilinx Spartan-3 FPGAs deliver the ideal solution, using 90nm process technology and staggered I/O pads to give you up to 5 million system gates and up to 784 I/Os with the lowest cost per gate and lowest cost per I/O of any FPGA. Spartan-3 EasyPath™ FPGAs further extend the benefits of the Spartan-3 FPGA family to volume production with a conversion-free, no-risk methodology that delivers up to 60% cost reduction. To address low-power challenges, Spartan-3L™ reduced-power devices lower quiescent power consumption by up to 98% and include an exclusive Hibernate mode.

With all their cost and feature advantages, you can now use Spartan-3 FPGAs in higher volume than ever before.

Plus, we make it easy to start your FPGA design immediately with the US \$99 Spartan-3 Starter Kit.



The World's Lowest Cost per Gate and the Lowest Cost per I/O

The Spartan-3 FPGA family, the fifth generation in the groundbreaking Spartan™ series, offers a platform with a wide range of I/O and density options. This enables you to achieve fast time-to-market and low unit cost while avoiding the high risks of ASICs.

• Advanced, Low-Cost Features

- Eight devices ranging from 50K to 5M system gates
- Up to 1.8 Mbits of block RAM
- From 63 to 784 I/Os with package and density migration
- Digital clock management for high-speed design challenges
- Embedded 18x18 multipliers for high-performance DSP applications

• Spartan-3L Reduced-Power FPGAs

- Three devices with up to 98% lower power consumption
- Exclusive Hibernate mode fits seamlessly with systems using power-management

• Industry-Leading Design Tools and IP

- ISE design tools and ChipScope™ Pro system debugging environment shorten design and verification time
- Web Power Tool and XPower offer accurate, detailed power estimation and analysis
- 32-bit MicroBlaze™ and 8-bit PicoBlaze™ embedded processors with the easy-to-use Embedded Development Kit (EDK)
- System Generator for DSP and DSP Intellectual Property (IP) cores for pushbutton DSP system development
- Hundreds of pre-verified, pre-optimized IP cores and reference designs

• Easy-to-Use, Low-Cost FPGA Development Systems

- Complete Spartan-3 Starter Kit, available for only \$99 USD



Optimized Cost

The Spartan-3 family provides the lowest cost per gate and lowest cost per I/O of any FPGA, and Spartan-3 EasyPath FPGAs deliver up to 60% further cost reduction with a conversion-free, no-risk methodology.

Full-Featured

Spartan-3 FPGAs add more value with numerous platform features like embedded 18x18 multipliers, up to 1.8 Mb of block RAM, and embedded 32-bit and 8-bit soft processors. In addition, digitally controlled impedance, digital clock managers, and 24 supported I/O standards solve board design challenges.

Reduced-Power Spartan-3L Devices

Three reduced-power Spartan-3L devices reduce quiescent power consumption by up to 98% to enable lower-cost cooling systems, smaller, less-expensive enclosures, and higher system reliability. Plus, an exclusive Hibernate mode fits seamlessly with systems using power-management.

Spartan-3 FPGA Family

	XC3S150	XC3S200	XC3S400	XC3S1000	XC3S1500	XC3S2000	XC3S4000	XC3S5000
Spartan-3	—	—	—	—	—	—	—	—
Spartan-3L	—	—	—	—	—	—	—	—
Spartan-3 EasyPath	—	—	—	—	—	—	—	—
System Gates	50K	200K	400K	1000K	1500K	2000K	4000K	5000K
Logic Cells	1,728	4,320	8,640	17,280	25,920	34,560	62,208	74,880
Block RAM Bits	72K	216K	288K	432K	576K	720K	1,728K	1,872K
Distributed RAM Bits	128	305	560	1204	2084	3508	8224	8204
DCNs	2	8	4	4	4	4	4	4
Multipliers	4	12	18	24	32	40	84	104
I/O Standards	24	24	24	24	24	24	24	24
Max Single Ended I/O**	114	178	244	391	497	565	712	784

Package and I/O Offerings

	XC3S150	XC3S200	XC3S400	XC3S1000	XC3S1500	XC3S2000	XC3S4000	XC3S5000
VQ100 14 x 14 mm	63	63						
TQ144 20 x 20 mm	87	87	93					
PQ208 28 x 28 mm	124	141	141					
FT256 17 x 17 mm		124	172	172*				
FG320 29 x 23 mm			227	227*	227*			
FG456 23 x 23 mm			264	333*	333*			
FG476 27 x 27 mm				397	497	483		
FG800 31 x 31 mm						565	627*	633
FG1156 35 x 35 mm							712	784

* Also available in Spartan-3L

** See Package and I/O Offerings for Spartan-3L maximum values

Take the Next Step

Visit our website at www.xilinx.com/spartan3 or call your local sales office or distributor for more information about Spartan-3 FPGAs. To start your FPGA design immediately, check out Spartan-3 development systems at www.xilinx.com/boards.

Corporate Headquarters

Xilinx, Inc.
2100 Logic Drive
San Jose, CA 95128
Tel: (408) 737-7779
Fax: (408) 506-7114
Web: www.xilinx.com

European Headquarters

Xilinx
Cherry Hill Business Campus
Balgate
Ch. Duhalde
Lisses
Tel: +33-1-494-0221
Fax: +33-1-494-0914
Web: www.xilinx.com

Japan

Xilinx, Inc.
Shinjuku Square Tower 10F
6-21-1 Shinjuku-Bldg
Mitsukawa Bldg
1-1-118, 2F
Tel: 81-3-5561-7711
Fax: 81-3-5561-7700
Web: www.xilinx.jp

Asia Pacific Pte. Ltd.

Xilinx Asia Pacific
No. 8 Changi Business Park Vista, #09-01
Singapore 486031
Tel: 65 434-8999
Fax: 65 434-8999
Web: www.xilinx.com



XC3S1500, XC3S2000, XC3S4000, XC3S10000, XC3S15000, XC3S20000, XC3S40000, XC3S50000

© 2004 Xilinx, Inc. All rights reserved. The Xilinx logo is a registered trademark. Spartan-3, Spartan-3L, EasyPath, FPGAs, Platform, and Spartan-3 are trademarks and the Spartan-3 logo is a service mark of Xilinx, Inc. All other trademarks are the property of their respective owners.

Printed in the USA.

39-04027-1-1