



Université Sidi Mohammed Ben Abdellah
Faculté des Sciences Dhar El Mahrz- Fès
Centre d'Etudes Doctorales
"Sciences et Technologies"



Formation Doctorale : STIC
Spécialité : Génie électrique
Laboratoire : LESSI

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

FRI ABDELAZIZ

**Contribution à l'amélioration de la qualité
de la tension délivrée par un système
photovoltaïque dans un réseau électrique**

Soutenue le 31 / 10 / 2017 devant le jury composé de :

Pr. KARIM MOHAMMED	USMBA (FSDM) - Fès	Président
Pr. CHAFOUK HOUCINE	Université de Rouen Normandie (ESIGELEC) - France	Rapporteur
Pr. ZOUGGAR SMAIL	UMP (EST) - Oujda	Rapporteur
Pr. TISSIR EL HOUSSAINE	USMBA (FSDM) - Fès	Rapporteur
Pr. BOUOULID IDRISI BADR	UMI (ENSAM) - Meknès	Examineur
Pr. SALHI MOHAMED	UMI (ENSAM) - Meknès	Examineur
Pr. EL BACHTIRI RACHID	USMBA (EST) - Fès	Directeur de thèse
Pr. EL GHZIZAL ABDELAZIZ	USMBA (EST) - Fès	Co-directeur de thèse

Dedicace

À mes chers parents :

Al hajja Fatima et AL Marhoum Al haj Mohammed.

À ma fidèle femme Loubna.

À mes enfants :

Abdelgafour, Abdelmoughit, Ssi Mohammed

et Amira.

À ma famille qui m'a encouragé durant ces années de recherche.

À tous ceux qui me sont chers.

Abdelaziz Fri

Remerciements

C'est un grand plaisir pour moi de consacrer cette page de ce document pour remercier et témoigner ma reconnaissance à toutes les personnes qui ont, de près ou de loin, contribué à l'aboutissement de ce travail de thèse.

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mon directeur de thèse Pr. EL BACHTIRI Rachid de m'avoir fait profiter de son expérience dans la recherche scientifique à travers les nombreux échanges et conseils pertinents, et de la qualité de son encadrement pendant toute la durée de la thèse.

Je m'adresse également avec tous mes vifs remerciements au Pr. EL GHZIZAL Abdelaziz, pour son co-encadrement, ses compétences dans le domaine de la recherche scientifique et son aide qui ont permis à ce travail d'aboutir.

Je remercie vivement les rapporteurs, le Pr. CHAFOUK Houcine (Université de Rouen Normandie/ESIGELEC-France), le Pr. ZOUGGAR Smail (UMP/EST-Oujda) et le Pr. TISSIR El Houssaine (USMBA/FSDM-Fès) pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. Nous avons été impressionnés par la rigueur et la précision de leurs rapports. Je remercie tout particulièrement le Pr. KARIM Mohammed (USMBA/FSDM-Fès), qui m'a fait l'honneur de présider le Jury de cette thèse. Mes sincères remerciements vont également aux Pr. BOUOULID IDRISSE Badr (UMI/ENSAM-Meknès) et Pr. SALHI Mohamed (UMI/ENSAM-Meknès) pour avoir accepté d'évaluer ce travail en tant que des examinateurs.

Enfin, j'adresse un grand merci à toute ma famille, et spécialement à ma femme qui a toujours été présente lorsque j'en ai eu besoin. Je tiens à remercier tous mes amis et collègues en particulier LAGRIOUI Ahmed et EL MIMOUNI EL Hassan pour leurs aides et leurs soutiens.

Abdelaziz Fri

Résumé

Cette thèse traite la problématique de l'injection de l'énergie électrique, produite par des modules photovoltaïque (PV), au réseau public de distribution monophasé (en mode interconnecté). L'objectif principal est l'amélioration de la qualité de la tension délivrée par les panneaux PV. Nous considérons dans ce travail le phénomène des harmoniques générés par le système PV. Le taux de distorsion d'harmoniques (THD%) est utilisé comme indicateur principal de la qualité de l'onde électrique.

Le rapport de thèse est organisé en trois parties : La première concerne le choix de la structure du système PV mono-étage (un seul convertisseur DC/AC entre les PV et le réseau monophasé). Notre recherche se focalise sur les onduleurs multiniveaux (MLI) vu la qualité de la tension délivrée par ce type de convertisseurs par rapport aux onduleurs classiques. Trois topologies de base des MLI sont étudiées et comparés ; à savoir : l'onduleur à potentiel distribué (NPCMLI), l'onduleur à cellules imbriquées (FCMLI) et l'onduleur à base des cellules H-pont en cascade (H-bridge-MLI). Ce dernier se révèle plus avantageux par rapport aux autres pour les systèmes PV. Un filtre LCL à double fonction est utilisé pour l'interconnexion du système PV au réseau : l'atténuation des harmoniques engendrés par les interrupteurs de puissance d'une part et la conversion de la tension délivrée par l'onduleur en courant injecté au réseau d'autre part.

Le second volet qui traite le contrôle/commande du système PV est développé en trois sections. Dans la première section, nous avons mené une étude comparative entre six types de modulations de largeur d'impulsions sinusoidales multi-porteuses (MCSPWM), à savoir PDPWM, PODPWM, APODPWM, COPWM, PSCPWM et VFPWM. Ces stratégies sont appliquées à un onduleur en cascade H-pont monophasé à 5 niveaux, dans l'intention de juger par la suite la meilleure entre elles en termes de linéarité de commande et de réduction de THD de la tension produite. Dans une seconde section, dans un premier temps, nous traitons, au niveau des PV, l'extraction de la puissance maximale en améliorant l'algorithme *P&O* dans le cas des variations rapides de l'éclairement ; dans un deuxième temps, au niveau du réseau, la génération des signaux de références pour les boucles de contrôle nécessite la surveillance des paramètres suivants : l'amplitude, la fréquence et la phase de la tension du réseau par le biais d'une boucle

à verrouillage de phase (PLL). Dans le cas des variations de la fréquence, nous avons proposé une amélioration du générateur des signaux orthogonaux à retard fixe par la transformation de Park. La troisième section est réservée au schéma global de contrôle du système, traitant en particulier une boucle externe de régulation de la tension continue du bus DC selon la variation d'une tension de référence générée par le bloc MPPT et une boucle, interne rapide, de contrôle du courant injecté par le correcteur proportionnel résonnant PR dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ associé à une compensation d'harmoniques. Les harmoniques impairs 3, 5, 7 et 9 sont amortis respectivement de 98.22%, 98.86%, 99.35%, et 99.57%. La puissance active produite par les PV, à l'exception des pertes dans les interrupteurs de puissance, est totalement injectée au réseau validant aussi l'efficacité du correcteur PR par rapport à celle du PI. La puissance réactive produite par le système PV est réglable dans la boucle du courant donnant un autre degré de liberté de notre système proposé.

La troisième partie regroupe la simulation, dans l'environnement Matlab/Simulink, d'un système PV de 6 kW, mono-étage à base d'un onduleur cinq niveaux de topologie H-pont connecté au réseau via un filtre LCL pour vérifier nos contributions. Les résultats obtenus sont ensuite validés par la co-simulation à partir d'une carte de prototypage STM32F4-Discovery.

Mots clés : Système PV raccordé au réseau, Onduleurs multiniveaux, Modulation de largeur d'impulsion multi-porteuses sinusoïdale (MCSPWM), Contrôleurs PI, PR+HC, STM32F4-Discovery.

Abstract

This thesis focuses on the injection of electrical energy from photovoltaic (PV) solar modules to the single-phase public grid. The main objective is to improve the voltage quality. We have considered the phenomenon of the harmonics generated by the PV system. The total harmonic distortion (THD%) is used as the main indicator of the power quality.

Our dissertation is composed of three parts ; The first part concerns the choice of the single-stage PV structure (a single DC/AC converter between PVs and single-phase grid). At this point, our research focuses on multilevel inverters (MLI) based on power quality of the voltage delivered by this kind of converter compared to conventional inverters. Three basic MLI topologies are studied and compared, namely, the Diode Clamped multilevel inverters (NPCMLI), the Flying Capacitor multilevel inverters (FCMLI) and the Cascaded H-bridge multilevel inverters (H-bridge-MLI). The latter is more advantageous than the others for PV systems. A dual function LCL filter is used for the interconnection between the PV system and the grid. On one hand, it allows an attenuation of harmonics voltage generated by the switches, and on the other hand it converts the voltage source to current source in order to inject power into the grid.

The second part deals with the control of the PV system and is developed in three sections : In the first section, we carried out a comparative study of six kinds of multi-carrier sinusoidal pulse width modulation (MCSPWM), namely PDPWM, PODPWM, APODPWM, COPWM, PSCPWM and VFPWM. These strategies are applied to a single-phase H-bridge cascade inverter with 5 levels. The intention is to determine the best one of them in terms of control linearity and THD reduction. In a second section, in a first step, we deal with the maximum power extraction by improving the *P&O* algorithm in the case of rapid variations of irradiation. In a second step, at the grid level, the generation of the reference signals for the control loops requires the following parameters to be monitored : the amplitude, the frequency and the phase of the grid voltage via a loop to PLL phase lock.

In the case of variations in frequency, we proposed an improvement of the generator of the orthogonal signals delayed by the Park transformation. The third section is reserved to the overall control scheme of the system, in particular processing an external loop for regulating the

DC bus DC voltage according to the variation of a reference voltage generated by the MPPT block and a fast internal loop of control of the current injected by the proportional corrector resonating PR in the stationary coordinate system $\alpha\beta$ associated with harmonic compensation. The odd harmonics 3, 5, 7 and 9 are depreciated by 98.22%, 98.86%, 99.35%, and 99.57%, respectively. The active power produced by the PV, with the exception of losses in the power switches, is totally injected into the grid also validating the effectiveness of the corrector PR relative to that of the PI. The reactive power produced by the PV system is adjustable in the current loop giving another degree of freedom of our proposed system.

The third part concerns the simulation, in Matlab/Simulink environment, of a 6 kW PV system, single-stage based on an inverter five levels of H-bridge topology connected to the grid via an LCL filter to verify our contributions. The results obtained are then validated by the co-simulation using a STM32F4-Discovery prototyping board.

Key words : Grid-connected PV system, Multilevel inverters, Multi-carrier sinusoidal pulse width modulation (MCSPWM), PI and PR+HC Controllers, STM32F4-Discovery.

Table des matières

Introduction générale	15
0.1 Contexte général	15
0.2 Problématique	15
0.3 Objectifs de la recherche	16
0.4 Méthodologie adoptée	17
0.5 Principales contributions	17
0.6 Organisation du rapport	19
1 Installations PV raccordées au réseau de distribution basse tension	21
1.1 Introduction	21
1.2 Production photovoltaïque	21
1.2.1 Cas mondial	22
1.2.2 Cas du Maroc	23
1.3 Cellule photovoltaïque	24
1.3.1 Principe de fonctionnement	24
1.3.2 Caractéristique électrique de la cellule PV	24
1.3.3 Caractéristique réelle	26
1.3.4 Modèle électrique	26
1.3.5 Mise en équations	27
1.3.6 Effets de l'éclairement et de la température	28
1.4 Le module PV : Panneau PV	29
1.4.1 Conception d'un module	29
1.4.2 Fonctionnement à puissance maximale	31
1.5 Systèmes PV raccordés au réseau	31
1.5.1 Structure des systèmes PV raccordés au réseau	32
1.5.2 Convertisseurs statiques	33
1.5.2.1 Convertisseurs DC/DC : hacheurs	33
1.5.2.2 Convertisseurs DC/AC : onduleurs	33
1.5.3 Les onduleurs multiniveaux	34
1.5.4 Contrôle des systèmes PV raccordés au réseau	35

1.6	Elements relatifs à la qualité de la tension	35
1.6.1	Harmoniques	36
1.6.2	Taux de Distorsion Harmonique	37
1.6.3	Normes en vigueur	37
1.7	Conclusion	38
2	Etude des différentes topologies des onduleurs multiniveaux	39
2.1	Introduction	39
2.2	Topologies de base des onduleurs multiniveaux	40
2.2.1	Onduleur à potentiel distribué : NPCMLI	40
2.2.2	Onduleur à cellules imbriquées : FCMLI	44
2.2.3	Onduleur à base des cellules H-pont : H-bridge MLI	45
2.2.4	Topologies hybride	47
2.3	Etude comparative : Choix d'une topologie	47
2.3.1	Commande des onduleurs	47
2.3.2	Onduleur : NPCMLI	48
2.3.2.1	Topologie	48
2.3.2.2	Formes des tensions de sorties	49
2.3.2.3	Taux de Distorsion d'Harmonique	49
2.3.3	Onduleur : FCMLI	49
2.3.3.1	Topologie	49
2.3.3.2	Formes des tensions de sorties	50
2.3.3.3	Taux de Distorsion d'Harmonique	50
2.3.4	Onduleur : H-Bridge MLI	52
2.3.4.1	Topologie	52
2.3.4.2	Formes des tensions de sorties	52
2.3.4.3	Taux de Distorsion d'Harmonique	53
2.3.5	Comparaison entre les onduleurs multiniveaux de base :	53
2.4	Influence du nombre de niveaux sur la qualité de la tension	55
2.4.1	Onduleurs H-pont triphasé	56
2.4.1.1	Structures	56
2.4.1.2	Formes d'ondes	57

2.5	Résultats des simulations	59
2.6	Conclusion	60
3	Modulation de largeur d'impulsion pour les onduleurs multiniveaux : étude comparative	61
3.1	Introduction	61
3.2	Commande d'un onduleur H-pont	62
3.2.1	Modulation de largeur d'impulsion	62
3.2.2	Cellule de commutation : Bras de l'onduleur	63
3.2.3	Fonction de modulation de la cellule	63
3.2.4	Onduleur monophasé H-pont	64
3.2.4.1	Mode bipolaire	65
3.2.4.2	Mode unipolaire	65
3.2.5	Onduleur monophasé H-pont : Simulation	65
3.2.5.1	Schéma de simulation : Circuit de puissance	66
3.2.5.2	Schéma de simulation : Circuit de commande	66
3.2.5.3	Conclusion	68
3.3	Étude comparative de différentes MCSPWM	68
3.3.1	Notations	69
3.3.2	Cas d'un onduleur H-pont monophasé 5N	70
3.3.3	Commande PDPWM (Phase Disposition PWM)	71
3.3.3.1	Tensions de sorties et analyse spectrale	73
3.3.3.2	Effet de la variation de l'indice de modulation	73
3.3.4	Commande PODPWM (Phase Opposition Disposition PWM)	74
3.3.4.1	Tensions de sorties et analyse spectrale	75
3.3.4.2	Effet de la variation de l'indice de modulation	76
3.3.5	Commande APODPWM (Alternate Phase Opposition Disposition PWM)	76
3.3.5.1	Tensions de sorties et analyse spectrale	77
3.3.5.2	Effet de la variation de l'indice de modulation	77
3.3.6	Commande COPWM (Carrier Overlapping PWM)	79
3.3.6.1	Tensions de sorties et analyse spectrale	80
3.3.6.2	Effet de la variation de l'indice de modulation	81

3.3.7	Commande PSCPWM (Phase Shifted Carrier PWM)	82
3.3.7.1	Tensions de sorties et analyse spectrale	84
3.3.7.2	Effet de la variation de l'indice de modulation	84
3.3.8	Commande VFPWM (Variable frequency PWM)	84
3.3.8.1	Tensions de sorties et analyse spectrale	85
3.3.8.2	Effet de la variation de l'indice de modulation	85
3.4	Discussion	87
3.5	Conclusion	90
4	Optimisation de la puissance extraite (MPPT) et Surveillance de la tension du réseau (PLL)	91
4.1	Introduction	91
4.2	Le suivi de point de puissance maximale MPPT	92
4.2.1	Ondulations de la tension et du courant à la sortie des panneaux PV	92
4.2.2	La méthode P&O traditionnelle	95
4.2.2.1	Limite de la méthode P&O traditionnelle pour un chagement rapide de l'éclairement	95
4.2.3	La méthode P&O traditionnelle modifiée : $dP - P\&O$	96
4.2.4	Optimisation de La méthode $dP - P\&O$	99
4.2.4.1	Détermination des valeurs de seuils	100
4.3	Synchronisation avec le réseau électrique : Boucle à verrouillage de phase PLL	103
4.3.1	Surveillance de la tension du réseau à base de PLL	105
4.3.2	PLL à base de la Transformation de Park	106
4.3.2.1	Générateurs des signaux orthogonaux : GSO	107
4.3.2.2	Générateurs des tensions orthogonales à base d'un bloc de retard	108
4.3.3	Amélioration de GSO à base d'un bloc de retard	109
4.4	Conclusion	110
5	Commande d'onduleur PV H-pont N-niveaux raccordé au réseau électrique monophasé	113
5.1	Introduction	113
5.2	Le filtre LCL	114
5.2.1	Modèle et fonction de transfert	115

5.2.2	Comportement fréquentiel	117
5.3	Contrôle/Commande de l'onduleur H-pont multiniveaux connecté au réseau . . .	118
5.4	Contrôle de courant injecté au réseau	119
5.4.1	Modèle dynamique de contrôle du courant	119
5.4.2	Elaboration du courant de référence	122
5.4.3	Contrôle direct du courant injecté au réseau	123
5.4.4	Contrôle de courant dans le repère synchrone dq	123
5.4.4.1	Calcul des coefficients du correcteur PI	125
5.4.5	Contrôle de courant dans le repère stationnaire $\alpha\beta$	126
5.4.5.1	Contrôleur proportionnel résonnant : PR	128
5.4.5.2	Contrôleur proportionnel résonnant adaptatif	128
5.4.6	Compensateur d'harmonique	130
5.4.7	Performances du contrôleur PR	130
5.4.8	Discussion	132
5.5	Boucle de régulation de la tension V_{DC_i}	133
5.6	Modulateur PSCPWM proportionnel	137
5.7	Conclusion	138
6	Simulation et Aspects expérimentaux	141
6.1	Introduction	141
6.2	Modules PV	141
6.2.1	Caractéristiques du panneau PV	142
6.2.2	Caractéristiques du module PV	143
6.2.3	Tensions et puissances délivrées par le GPV	144
6.2.4	Tensions à la sortie d'onduleur	144
6.3	Fonctionnement du GPV au point MPP	144
6.3.1	Cas de l'algorithme $P\&O$ classique	145
6.3.2	Cas de l'algorithme $dP - P\&O$	145
6.3.3	Cas de l'algorithme $dP - P\&O$ optimisée	145
6.3.4	Interprétation des résultats	147
6.4	Synchronisation avec le réseau : Amélioration de PLL	149
6.4.1	Modèle Simulink de PLL	149

6.4.1.1	Le GSO	149
6.4.2	Cas de variation des fréquences	150
6.5	Qualité du courant injecté au réseau	152
6.5.1	Contrôleur PI	152
6.5.1.1	Analyse d'harmoniques du courant injecté	152
6.5.1.2	Puissances active et réactive injectées	153
6.5.2	Contrôleur PR+HC	154
6.5.2.1	Analyse d'harmoniques du courant injecté	154
6.5.2.2	Puissances active et réactive injectées	154
6.5.3	Discussion	155
6.6	Co-Simulation	158
6.6.1	Présentation de la carte STM32F4-Discovery	158
6.6.2	Co-simulation PIL	159
6.6.3	Résultats de co-simulation	159
6.6.4	Conclusion	160
6.7	Conclusion	161
	Conclusion et Perspectives	163
6.8	Conclusion	163
6.9	Perspectives :	165
	Bibliographie	167
	Annexe A	173
6.10	Dimensionnement du condensateur de bus DC	173
	Annexe B	175
6.11	Dimensionnement du filtre LCL	175
6.11.1	Procédure de dimensionnement du filtre LCL	175
6.11.2	Calcul des éléments du filtre LCL	176
	Annexe C	181
	Annexe D	183

Liste des abréviations

AC	:	Courant Alternatif
$APODPWM$:	Alternate Phase Opposition Disposition PWM
A_c	:	Amplitude de la porteuse
A_m	:	Amplitude de signal modulant
C	:	Nombre des cellules d'onduleur H-pont
CEI	:	Commission Electrotechnique Internationale
$COPWM$:	Carrier Overlapping PWM
C_i	:	Condensateur de bus continu de panneau $N^\circ : i$
DC	:	Courant Continu
$FCMLI$:	Onduleur multiniveau à cellules imbriquées
F_p	:	Facteur de puissance
$f_c = f_{dec}$:	Fréquence de la porteuse (fréquence de découpage)
$f_0 = f_m$:	Fréquence de signal modulant
GPV	:	Générateur PV
$H - bridgeMLI$:	Onduleur multiniveau par la mise en série d'onduleur H-pont
$IEEE$:	Institute of Electrical and Electronics Engineers
$IGBT$:	(Insulated Gate Bipolar Transistor)
I_{ci}	:	le courant dans le condensateur de bus continu de panneau PV $N^\circ : i$
I_{mp}	:	Courant au point de puissance maximale
I_{pvi}	:	Courant généré par le panneau PV $N^\circ : i$
i_g	:	Courant alternatif de réseau
$MCSPWM$:	Multi-Carriers Sinusoidal PWM
MLI	:	Onduleur multiniveaux (Multilevel inverter)
$MPPT$:	Suivi de point de puissance maximale (Maximal Power Point Tracker)
$m_a = M$:	Indice de modulation d'amplitude
$m_f = F$:	Indice de modulation de fréquence
N	:	Nombre des niveaux de tension
$NPCMLI$:	Onduleur multiniveau à potentiel distribué
P	:	Puissance Active
PCC	:	Point Commun de Couplage

<i>PDPWM</i>	:	Phase Disposition PWM
<i>PLL</i>	:	Boucle à verrouillage de phase
<i>PODPWM</i>	:	Phase Opposition Disposition PWM
<i>PV</i>	:	Photovoltaïque
<i>PVRR</i>	:	Système PV raccordé au réseau
<i>PIL</i>	:	Processor-In-the-Loop
<i>PSCPWM</i>	:	Phase Shifted Carrier PWM
<i>PWM</i>	:	Modulation à Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation)
P_{mp}	:	Puissance au point de puissance maximale
P_{pvi}	:	Puissance délivrée par le panneau PV $N^{\circ} : i$
Q	:	Puissance Réactive
$THD\%$:	Taux de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distorsion)
<i>VFPWM</i>	:	Variable frequency PWM
V_{dci}	:	Tension de bus continu de panneau PV $N^{\circ} : i$
v_g	:	Tension alternative de réseau
V_{mp}	:	Tension au point de puissance maximale
V_{pvi}	:	Tension délivrée par le panneau PV $N^{\circ} : i$

Introduction générale

0.1 Contexte général

La consommation énergétique mondiale augmente d'environ 2% par an alors que l'on est confronté à une réduction des ressources primaires fossiles¹. C'est la cause de l'augmentation de la croissance économique d'une part, et la hausse de la consommation d'électricité par habitant d'autre part. Par ailleurs, il est admis que les émissions de gaz à effet de serre est un risque majeur pour l'avenir de notre planète. Diverses solutions technologiques permettent de diminuer ces émissions notamment en ayant recours à l'efficacité énergétique et les énergies renouvelables.

En vertu des conférences internationales sur le climat (Protocole de Kyoto, COPs...), l'utilisation de quelques ressources conventionnelles¹ sera limitée ou découragée pour des raisons liées à l'environnement. Les énergies renouvelables telle que l'énergie éolienne, l'énergie solaire, l'énergie hydroélectrique et la biomasse devront jouer un rôle de plus en plus important.

Presque toutes les énergies renouvelables sont des dérivées de l'énergie solaire : le vent, le rayonnement solaire, la force de l'eau sont des produits directs ou indirects de l'activité solaire. Le soleil envoie chaque année à la surface de la terre à peu près 10000 fois plus d'énergie que la planète en consomme. Il est donc légitime d'essayer d'en tirer profit.

Dans ce contexte, cette thèse traite la problématique de l'intégration de la production photovoltaïque au réseau électrique, en particulier la qualité de l'énergie électrique.

0.2 Problématique

L'injection de l'énergie électrique, à partir des modules PV, au réseau public de distribution comporte des défis techniques. Cela permet de définir une problématique actuelle très importante. Parmi les défis nous citons les suivants :

1. L'adaptation de la tension des PV, de forme DC, à la tension de réseau AC de même amplitude, même fréquence et de même ordre de succession des phases en cas d'un réseau triphasé. Cela nécessite l'utilisation de convertisseurs statiques et de filtres entre le système PV et le réseau ;

1. Ressources conventionnelles : le charbon, le pétrole, l'énergie nucléaire...

2. Le fonctionnement des panneaux PV à leurs points de puissances maximale (algorithme MPPT) ;
3. Le contrôle du système PV raccordé au réseau (PVR), en tenant compte de l'état du réseau électrique, la fluctuation de l'amplitude de la tension et de la fréquence ainsi que la production énergétique intempestive des panneaux PV ;
4. Le respect des exigences imposées par le gestionnaire du réseau en termes de qualité d'onde injectée (Taux de Distorsion d'Harmoniques THD% faible).

0.3 Objectifs de la recherche

En relation avec les aspects mentionnés dans la problématique, l'objectif principal de notre recherche est de proposer des solutions pour améliorer la qualité de la tension lors de l'injection d'une puissance photovoltaïque dans le réseau électrique tout en assurant la fonction à puissance maximale en respectant les normes en vigueur.

L'onduleur est un élément nécessaire pour permettre aux panneaux PV d'injecter la puissance électrique au réseau. Cependant, il peut altérer la qualité de l'énergie. C'est pourquoi, notre recherche se focalise sur les structures des onduleurs multiniveaux monophasés dans l'intention d'adopter la structure qui présente les meilleurs avantages. Par ailleurs, plusieurs commandes d'onduleurs sont présentées dans la littérature. Nous avons choisi la PWM pour ses avantages prouvés dans le cas des onduleurs classiques et sa simplicité à mettre en oeuvre.

Les objectifs spécifiques du sujet de recherche peuvent être définis comme suit :

1. Le choix de la topologie onduleur multiniveaux dédié aux systèmes PV, ainsi que son filtre de sortie.
2. L'extraction du maximum de puissance à partir des panneaux PV d'une manière efficace en dépit des variations rapides d'éclairement des conditions de fonctionnement ;
3. La proposition d'une stratégie de contrôle/commande de l'onduleur multiniveaux ;
4. L'élaboration d'une étude comparative de la modulation de largeur d'impulsions pour la commande des onduleurs multiniveaux ;
5. La synchronisation de la commande avec le réseau par la technique PLL ;
6. La validation expérimentale de notre travail.

0.4 Méthodologie adoptée

Cette thèse, sera traitée comme un projet dans lequel nous apporterons nos contributions. Elle comporte plusieurs étapes qui peuvent être regroupées dans trois grands volets (figure 1) :

1. **Le choix de la structure du système PV** : en se basant sur les structures multiniveaux du système PV raccordé au réseau mono-étage (DC/AC), nous avons mené une étude comparative des différentes topologies de base des onduleurs multiniveaux, dans l'intention de choisir celle qui délivre la meilleure qualité de la tension à partir des panneaux PV ;
2. **L'étude théorique et la formulation de propositions pour le contrôle du système PV** : Elle comporte la formulation de propositions de contrôle pour l'intégration d'un système PV au réseau public. Ces propositions portent sur l'utilisation optimale des panneaux PV (MPPT), la synchronisation avec la réseau (PLL), l'élaboration des signaux de référence pour les boucles de contrôle de la tension et du courant et le contrôle de l'onduleur multiniveaux par modulation de largeur d'impulsions multi-porteuses ;
3. **La simulation et la validation expérimentale** : comporte deux étapes de validation qui conduisent à une analyse des résultats et éventuellement à l'ajustement des propositions. La validation des propositions est réalisée d'abord par simulation, ensuite par co-simulation. Dans le cas où les résultats sont satisfaisants, la proposition devient la solution retenue. En utilisant Matlab/Simulink, la simulation des modèles et des algorithmes proposés permet la validation de nos résultats. L'étape de co-simulation est réalisée par une carte de prototypage STM32F4-Discovery , pour contrôler le modèle du systèmes PV sous MATLAB/Simulink/SimPowerSystems TM, via un lien de transmission de données synchrone (figure 2). Le concept de co-simulation est devenu très utile dans le milieu de la recherche et développement sans les contraintes liés à l'expérimentation.

0.5 Principales contributions

Contribution N°1 : Une étude comparative entre les topologies de base pour les onduleurs multiniveaux (NPCMLI, FCMLI et H-bridge MLI) en jugeant la qualité de la tension à la sortie

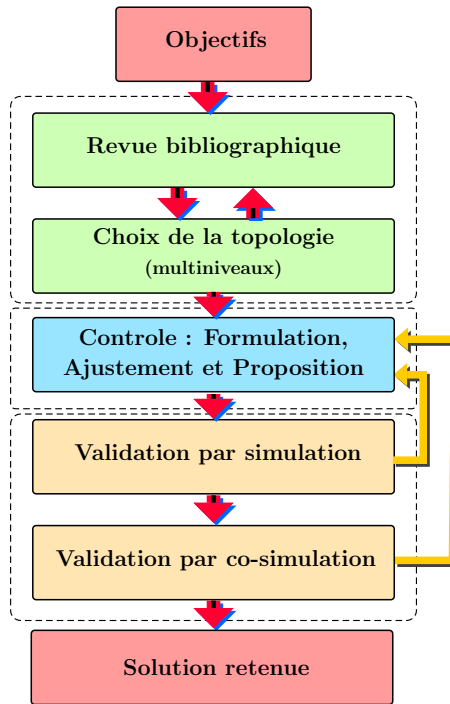


FIGURE 1 – Méthodologie adoptée pour le développement du sujet de recherche

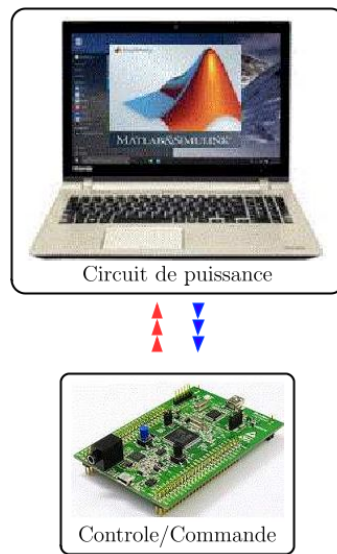


FIGURE 2 – Validation des algorithmes par la carte de prototypage STM32f40

de l'onduleur. C'est étude a pour principal objectif est le choix de la structure de système PV raccordé au réseau.

Contribution N°2 : Une amélioration de l'algorithme *P&O* de MPPT en cas de variation rapide de l'éclairement afin d'améliorer l'efficacité des panneaux.

Contribution N°3 : Une amélioration du bloc PLL à base de la transformée de Park pour la synchronisation avec le réseau, dans le cas de variation de la fréquence.

Contribution N°4 : Une étude comparative entre les MCSPWM appliquées à un onduleur 5N H-pont, six types d'emplacement de porteuses sont étudiées et comparés.

Contribution N°5 : Une proposition d'une commande globale d'un onduleur multiniveaux H-pont de N-niveaux dont les blocs MPPT, PLL et le modulateur propositionnel PSCPWM font parties. Deux contrôleurs PI et PR respectivement dans les repères synchrone et stationnaire sont étudiés pour avoir un effet significatif sur la qualité du courant fourni au réseau. Nous avons apporté nos améliorations au contrôleur proportionnel résonnant adaptatif PR pour compenser les harmoniques indésirables de rang 3,5,7 et 9.

0.6 Organisation du rapport

Ce rapport reprend l'ensemble des travaux menés dans le cadre de cette thèse et comporte six chapitres précédés par une introduction générale et suivis par une conclusion générale.

Le chapitre 1 est consacré à l'état de l'art des installations PV raccordées au réseau électrique monophasé. Il commence par, une introduction générale sur le photovoltaïque. Puis, les principaux convertisseurs statiques pour l'interconnexion d'un module PV au réseau sont présentés. Ensuite, une vision globale du concept de qualité d'énergie est explorée. Cette qualité peut se définir par rapport à la continuité de la fourniture du courant électrique et par rapport à la forme d'onde de la tension disponible. Enfin nous avons focalisé notre intérêt sur les harmoniques et les normes en vigueur qui posent des limites des émissions des harmoniques.

Le chapitre 2 est réservé au choix de l'onduleur qui assure une fonction incontournable pour le raccordement d'un système PV au réseau électrique. Les onduleurs connaissent une forte évolution grâce d'une part, au développement de composants puissants, robustes et rapides, et d'autre part, à l'utilisation quasi-généralisée des techniques de la modulation de largeur d'impulsion. L'onduleur multiniveaux est une solution efficace pour augmenter la puissance et réduire les harmoniques de la forme d'onde alternative. Dans ce chapitre, nous avons mené une étude comparative entre trois topologies de base des onduleurs multiniveaux : NPCMLI, FCMLI et H-pont MLI. L'amplitude, la forme, la fréquence, la symétrie et les harmoniques engendrés sont les critères de choix de la topologie la plus adéquate pour notre système.

Le chapitre 3 discute les types de la modulation de largeur d'impulsion multi-porteuses

sinusoïdale (MCSPWM) qui peuvent être appliqués à l'onduleur H-pont multiniveaux proposé au chapitre 2. La disposition des porteuses les unes par rapport des autres de cette stratégie de commande fait l'objet de ce chapitre. L'application à chaque fois de l'une de ces six types de la MCSPWM à savoir : PDPWM, PODPWM, APODPWM, COPWM, PSCPWM et VFPWM sur un onduleur H-pont 5 niveaux nous a permis de faire une étude comparative entre ces MCSPWM en jugeant la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur et la linéarité de la commande en fonction de l'indice de modulation M .

Le chapitre 4 présente deux blocs essentiels pour le contrôle d'un PVRR : côté PV, la régulation de la tension du bus continu doit être bien gérée pour ne pas détruire les modules PV à cause des fluctuations de la puissance dues au raccordement du système PV au réseau, d'une part, et de garantir une extraction maximale de la puissance depuis des modules PV d'autre part. Nous avons exploité ces fluctuations de la puissance pour améliorer le bloc MPPT de l'algorithme *P&O* dans le cas d'une variation rapide de l'éclairement. Côté réseau, la génération des signaux de référence de la boucle du courant nécessite une synchronisation parfaite avec le réseau. Une boucle à verrouillage de phase PLL à base de la transformation de Park à GSO de retard fixe donne des informations erronées lorsque la fréquence de réseau subit des variations. Notre contribution était de surmonter ce problème.

Le chapitre 5 est consacré à une nouvelle stratégie de contrôle (en mode courant) d'un système PV à base d'onduleur multiniveaux H-pont raccordé au réseau. Deux types de contrôleurs PI et PR respectivement dans les repères synchrones dq et stationnaire $\alpha\beta$ sont étudiés. L'élimination des harmoniques les plus importants, grâce à la commande PSCPWM combinée au contrôleur PR adaptatif à compensation d'harmoniques, était notre principal objectif dans l'intention d'améliorer la qualité du courant injecté au réseau.

Le chapitre 6 donne les résultats de simulations faites dans l'environnement Matlab/Simulink de nos différentes contributions dans cette thèse. Les résultats validés par la simulation sont implantés dans une carte de prototypage STM32F4-Discovery en vue de vérifier l'efficacité de notre démarche.

Installations PV raccordées au réseau de distribution basse tension

1.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, d'une manière générale, les PVRR électrique monophasé basse tension en soulignant la problématique de l'injection PV au réseau.

Dans la première partie, nous développons les caractéristiques des cellules PV et leur modélisation afin de définir leurs modes de fonctionnement. Nous étudierons ensuite leurs interconnexions et les éléments de sécurité à introduire lors de la réalisation d'un module ou d'un champ PV.

Dans la seconde partie nous présentons les fonctionnalités et les structure des PVRR. Une étude bibliographique est réalisée sur les convertisseurs dédiés aux installations PV connectées en réseau. Nous faisons ressortir de cette étude les contraintes sur ces convertisseurs pour dégager les pistes de notre recherche. Par la suite, les blocs fondamentaux du contrôle du PVRR seront présentés.

Dans la dernière partie, nous allons aborder l'aspect de qualité de tension dans un réseau de distribution électrique, notamment : le problème des harmoniques, les normes en vigueur pour limiter la propagation des harmoniques au réseau.

1.2 Production photovoltaïque

L'énergie photovoltaïque est issue d'une source renouvelable et peut produire de l'électricité en grande quantité sur le long terme sans émettre de gaz à effet de serre. Les recherches technologiques sur les cellules PV ont permis de réduire les coûts, d'augmenter les performances et d'améliorer l'impact sur l'environnement en trouvant par exemple des solutions de recyclage dès la conception de nouveaux modules PV.

Selon un rapport de l'IRENA (International Renewable Energy Agency), l'industrie solaire va connaître une expansion massive, principalement grâce à des réductions de coûts allant jusqu'à 59 % (pour l'énergie solaire photovoltaïque) dans les dix prochaines années. De même ce rapport estime que la capacité de production PV pourrait atteindre entre 1.760 et 2.500 GW d'ici 2030, contre 227 GW aujourd'hui.

1.2.1 Cas mondial

La puissance PV installée dans le monde devrait au moins doubler entre 2015 et 2021 (figure 1.1). Cette puissance a été multipliée par 100 depuis l'an 2000. La baisse drastique des prix au cours des dernières années grâce aux volumes de production et aux progrès technologique a été le principal facteur de cette évolution. Elle a permis de réduire le coût de la génération de l'électricité de source solaire d'environ 90%, à un prix inférieur au prix du réseau dans une trentaine de pays aujourd'hui.¹

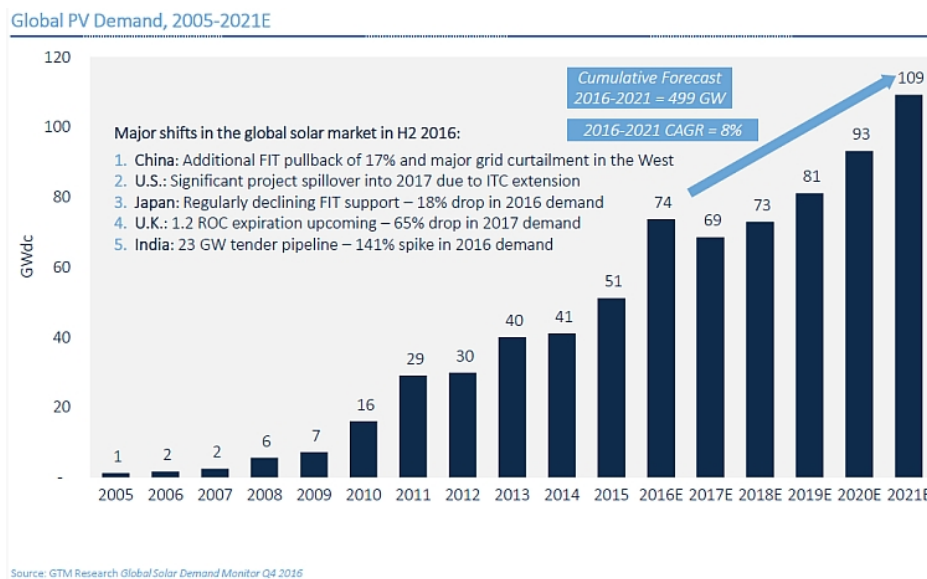


FIGURE 1.1 – Puissance PV installée cumulée dans le monde, fin 2016 et prévisions jusqu'à 2021

La Figure 1.1 présente l'évolution de la puissance installée cumulée des installations PV dans le monde de 2005 à 2016 et les prévisions jusqu'à l'année 2021. À la fin de 2009, cette puissance installée approchait 7 GW, et en 2016 près de 74 GW étaient installés ce qui représente une multiplication par dix.

1. Carsten Kornig, directeur général du BSW-Solar

1.2.2 Cas du Maroc

Au Maroc, au cours des cinq dernières années, la consommation d'énergie a augmenté de 4Mtep (Million tonnes équivalent de pétrole) par an, passant de 4,69 Mtep à 10 Mtep². Ce secteur dépend pour plus de 97% de l'extérieur et sa facture éponge 25% des recettes d'exportation. Il importe donc que des mesures soient prises pour diminuer cette dépendance². Cette nécessité découle du fait que le Maroc en tant que pays en voie de développement, dépourvu des ressources pétrolières, doit réaliser des économies en vue de réduire ses importations énergétiques, qui hypothèquent son décollage économique².

Le Maroc présente un gisement solaire très important qui peut être exploité pour la production PV, surtout dans les zones sud du Maroc où le GHI (L'éclairement global horizontal) annuel peut atteindre $2300\text{kWh}/\text{m}^2$ (figure 1.2).

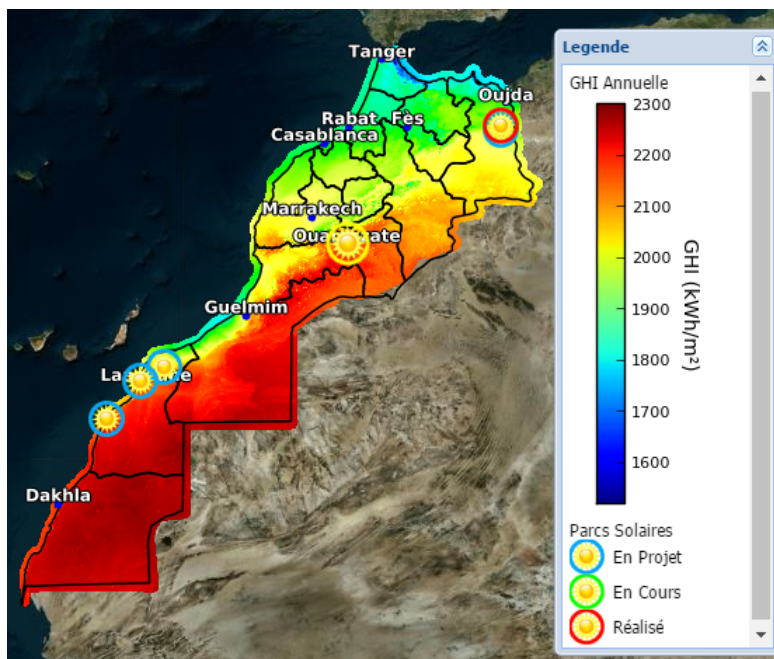


FIGURE 1.2 – Le GHI annuelle et l'implantation des stations (PV) au Maroc

Dans le cadre de la stratégie nationale visant la sécurité de l'approvisionnement en énergie électrique et la promotion des énergies renouvelables, le Maroc s'est fixé pour objectif d'atteindre 42% de la puissance installée à base des énergies renouvelables à l'horizon 2020 (Hydraulique : 2000 MW, Solaire : 2000 MW et Eolien : 2000 MW)², ce pourcentage est passé à 52% juste après le COP 22 à l'horizon 2030. Nous avons effectué un calcul approximatif de l'émission de CO_2 par

2. Rapport : Energie 2030, Quelles options pour le Maroc? - Haut commissariat du Plan (juin 2008)

l'utilisation du taux de 42% de la puissance installée à partir des énergies renouvelables définie par la stratégie énergétique marocaine (14% solaire, 14% éolienne et 14% hydraulique). Nous avons conclu que cette politique permet de gagner en émission de CO_2 d'environ 45 millions de Tonnes entre 2010 et 2020 [FRI 2012].

Le développement rapide de l'énergie solaire au Maroc est apparu sous forme du projet Noor de Ouarzazate, le plus grand complexe d'énergie solaire dans le monde. Ce complexe est basé sur deux type de technologie CSP (Concentrated Solar Power) et PV. Les stations Noor I, II et III, avec une puissance respectivement de 160, 200 et 150 MW. Et Noor IV est une centrale PV de 80 MW , viendra compléter les trois autres. Donc 580 MW en tout, soit la puissance d'un réacteur nucléaire moderne. Les centrales Noor I et Noor II sont basées sur la technologie des capteurs cylindro-paraboliques CSP, tandis que Noor III sera construite selon le principe de la tour solaire.

Un fois terminé, le complexe Noor fournira de l'électricité à 1.3 Million de personnes et évitera l'émission de 800000 tonnes de CO_2 chaque année, en comparaison avec la production conventionnelle de l'électricité.

1.3 Cellule photovoltaïque

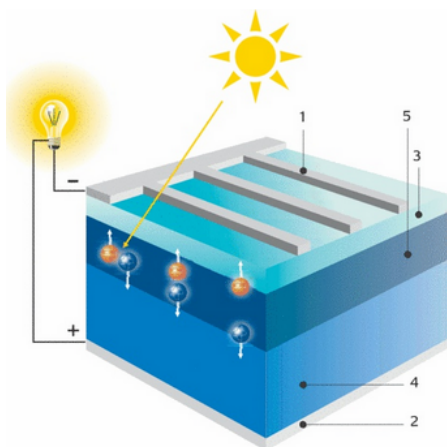
1.3.1 Principe de fonctionnement

La plus part des cellules photovoltaïques sont à base de silicium dopé. Une cellule PV est constituée par une jonction PN dont la couche supérieure est dopée N (figures 1.3), son principe de fonctionnement est basé sur un phénomène physique appelé l'effet photovoltaïque [Green 2006] et [Bernard 2004].

Lorsqu'une cellule PV est exposée à la lumière, les photons heurtent la surface N en transférant une partie de leur énergie aux électrons de la matière. Ce gain d'énergie libère des électrons de leurs atomes. Le champ électrique E , au voisinage de la jonction, créé par les charges d'espaces déplace les électrons créant un courant photovoltaïque (I_{ph}).

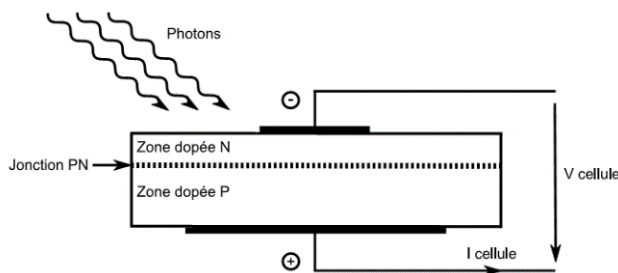
1.3.2 Caractéristique électrique de la cellule PV

La caractéristique de la cellule PV $I_{cell} = f(V_{cell})$ non linéaire est donnée par la figure 1.4 ; son fonctionnement normal est dans le quadrant 1 où elle peut produire de l'énergie.



(a) Cellule PV : constituants

- 1.Électrode négative 2.Électrode positive
- 3.Silicium N 4.Silicium P
- 5.Couche limite. © Renewables



(b) Coupe transversale d'une cellule PV

FIGURE 1.3 – Cellule PV : Constituants et coupe transversale

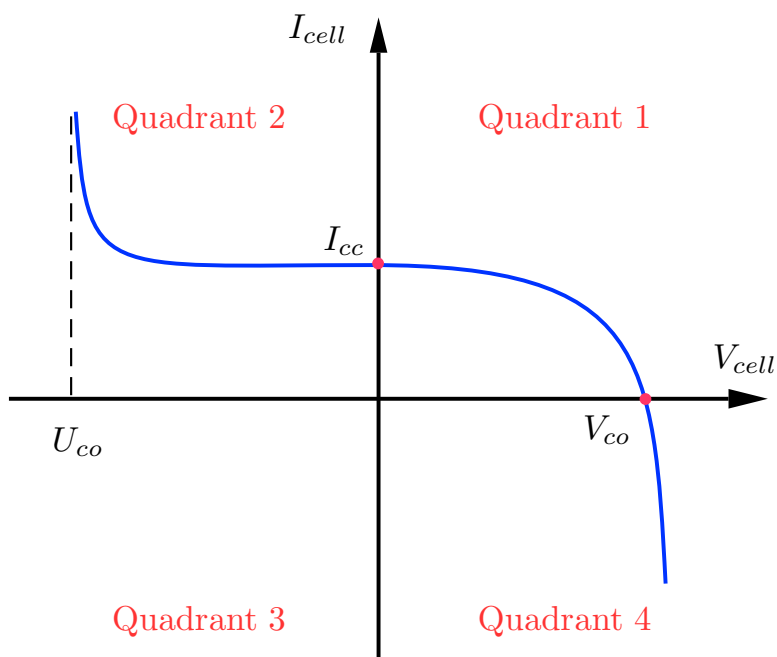


FIGURE 1.4 – Caractéristique $I_{cell} = f(V_{cell})$ d'une cellule PV

La tension en circuit ouvert V_{co} d'une cellule PV est comprise entre 0,3V et 0,7V, selon le matériau utilisé, sa disposition, la température et son état de vieillissement. le courant de court-circuit $I_{cc} = I_{ph}$ varie selon le niveau d'éclairement E en W/m^2 , donnée par l'équation 1.2, les technologies utilisées et les surfaces de cellules.

1.3.3 Caractéristique réelle

La caractéristique de la cellule PV représentée sur la figure 1.5 se divise en trois zones :

- la zone (a) où la cellule se comporte comme un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'éclairement E ;
- la zone (b) où la cellule se comporte comme un générateur de tension V_{co} ;
- la zone (c) où l'impédance interne du générateur varie rapidement.

La cellule PV est un générateur dont le maximum de puissance, pour un éclairement donné, est situé en M_0 de coordonnées V_{opt} et I_{opt} correspondant au point de contact avec l'hyperbole d'isopuissance.

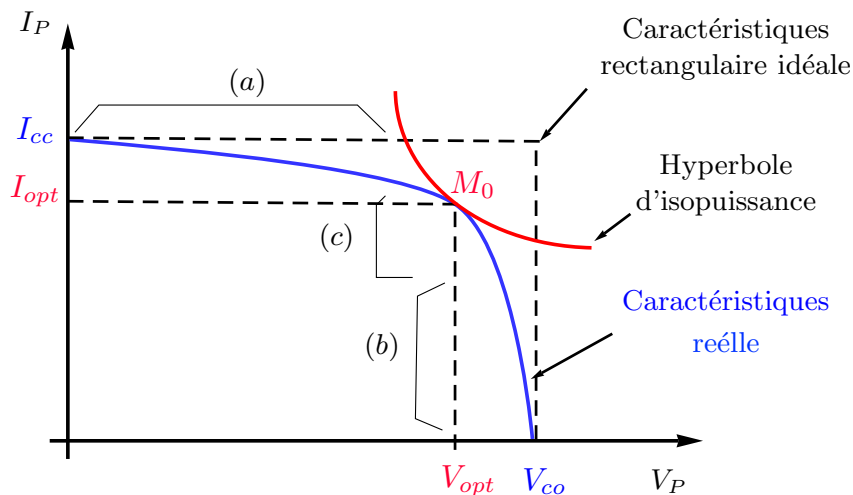


FIGURE 1.5 – Caractéristique d'une cellule photovoltaïque réelle

1.3.4 Modèle électrique

Le modèle équivalent simplifié, le plus utilisé dans la littérature [Protin 2010], [Ouariachi 2009] et [Ryan 2007], d'une cellule PV est constitué d'un générateur de photo-courant I_{ph} , d'une diode D , d'une résistance parallèle R_{sh} exprimant un courant de fuite, et une résistance en série R_s décrivant une résistance interne pour la circulation du courant (figure 1.6).

Ce modèle peut être facilement mise en oeuvre dans les outils de simulation. Il décrit les principaux comportements d'une cellule PV dans les conditions réelles de fonctionnement et ses interactions avec les autres éléments du système PV.

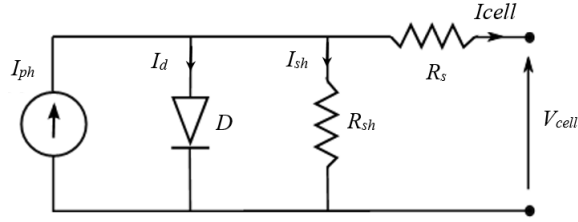


FIGURE 1.6 – Modèle électrique simplifié d'une cellule PV

1.3.5 Mise en équations

Le courant généré par la cellule est donné par la loi de Kirchhoff (figure 1.6)

$$I_{cell} = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (1.1)$$

Avec :

I_{cell} : Le courant délivré par la cellule ;

I_{ph} : Photo courant ;

I_d : Courant de diode ;

I_{sh} : Courant shunt.

- Le courant I_{ph} est directement dépendant des rayonnements solaire E_s et de la température de la jonction T_j . Il est donné par la relation suivante (figures 1.7) :

$$I_{ph} = P_1 \cdot E_s \cdot [1 + P_2(E_s - E_{ref}) + P_3(T_j + T_{jref})] \quad (1.2)$$

Avec :

P_j : Paramètres ;

E_s : Irradiation solaire en W/m^2 ;

E_{ref} : Irradiation de référence $1000 W/m^2$;

T_j : Température de la jonction en $^{\circ}C$;

T_{jref} : Température de référence $25^{\circ}C$.

La température de la cellule peut être calculée à partir de la température ambiante et de l'irradiation comme suit :

$$T_j = T_a + E_s \cdot \left(\frac{N_{not} - 20}{800} \right) \quad (1.3)$$

où :

T_a : Température ambiante ;

N_{not} : Condition de température nominale de fonctionnement de la cellule qui est donnée par le constructeur (45°C).

- Le courant dans la diode est donné par la formule (1.4) :

$$I_d = I_{sat} \cdot [\exp(\frac{q \cdot (V_{cell} + R_s \cdot I_{cell})}{A \cdot K \cdot T_j}) - 1] \quad (1.4)$$

où :

A : Le facteur d'idéalité de la jonction ;

q : La charge d'électron $1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$;

K : Constant de Boltzmann $1,38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$.

Le courant de saturation I_{sat} est fortement dépendant de la température, il est donné par la relation suivante :

$$I_{sat} = P_4 \cdot T_j^3 \cdot (\exp(-\frac{E_g}{K \cdot T_j})) \quad (1.5)$$

avec :

E_g : Énergie de gap pour le silicium cristallin.

- Le courant de la résistance shunt est calculé par :

$$I_{sh} = \frac{V_{cell} + R_s \cdot I_{cell}}{R_{sh}} \quad (1.6)$$

Donc le courant généré par la cellule dépend de l'irradiation, la température et de la charge.

Il est donné par :

$$I_{cell} = I_{ph}(E_s, T_j) - I_d(V_{cell}, I_{cell}, T_j) - I_{sh}(V_{cell}) \quad (1.7)$$

1.3.6 Effets de l'éclairement et de la température

Les caractéristiques électriques $I_{cell} = f(V_{cell})$ d'une cellule PV pour différents éclairagements et températures sont données par les figures 1.7(a) et 1.7(b)

Pour une température donnée, de 25°C :

- Le courant de court-circuit I_{cc} varie proportionnellement à l'éclairement E,
- La tension à vide V_{co} varie peu avec l'éclairement.

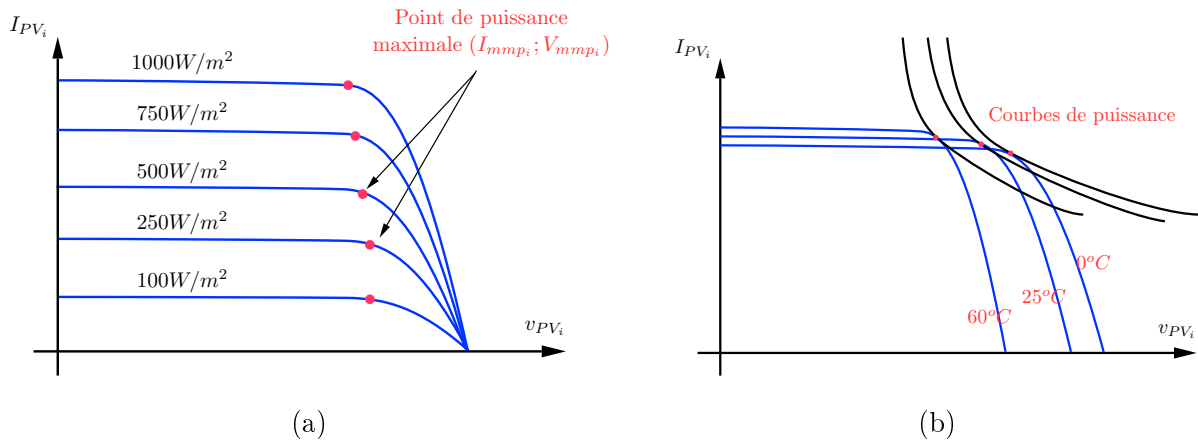


FIGURE 1.7 – Réseau de caractéristiques d'une cellule PV : (a) pour différents éclairements, (b) pour différentes températures

Les influences de ces paramètres se traduisent donc par des variations sur la caractéristique du générateur PV avec les conditions d'éclairement.

Pour un éclairement fixé à 1000W/m^2 :

- La tension à vide V_{co} décroît avec la température : Plus la température est élevée plus V_{co} est faible,
- Le courant de court-circuit I_{cc} augmente avec la température. Cette hausse est nettement moins importante que la baisse de tension (L'influence de la température sur I_{cc} peut être négligée dans la majorité des cas).

La température et l'éclairement sont donc les deux paramètres principaux dont dépendent les caractéristiques d'un générateur PV.

1.4 Le module PV : Panneau PV

1.4.1 Conception d'un module

Au sein d'un module PV, les cellules interconnectées sont rassemblées en bloc de \mathbf{x} cellules. Un module PV est constitué par la mise de \mathbf{a} blocs en série et de \mathbf{b} blocs en parallèle.

La conception d'un panneau PV impose de s'assurer que ces cellules ne risquent pas d'être détruites au cours de son fonctionnement. Pour protéger les cellules deux types de protection sont mis en place dans les installations PV : la sécurité contre-courant est réalisée par une diode

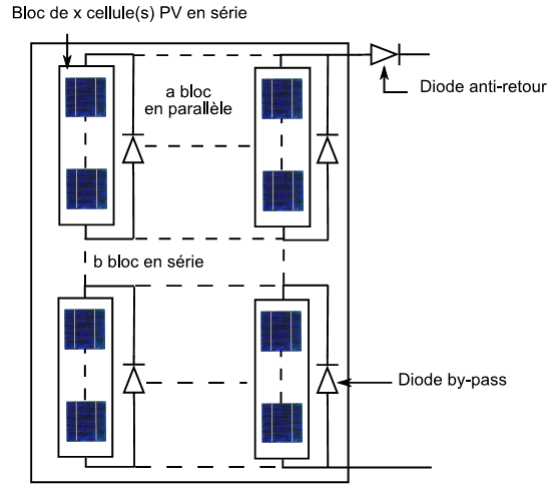


FIGURE 1.8 – Schéma représentatif d'un générateur photovoltaïque

anti-retour qui empêche la circulation du courant dans le sens inverse ; et la diode by-passe à pour rôle d'empêcher le fonctionnement en inverse d'une cellule ombrée dans un assemblage en série des cellules.

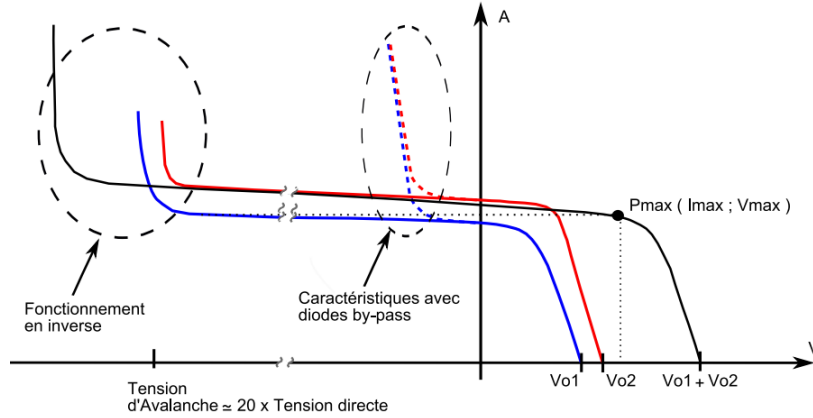


FIGURE 1.9 – Caractéristiques du générateurs PV avec ou sans diode by-pass

Dans la figure 1.9, avec la présence de la diodes de by-pass ; les cellules sont bien protégées : elles n'atteignent pas leurs tensions d'avalanche et les caractéristiques du générateur PV deviennent celles en pointillées.

Selon le schéma de la figure 1.8, l'équation 1.8 donne le courant I_{pv} délivré par le module PV constitué par N_s cellules séries et N_p cellules parallèles.

$$I_{pv} = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_{sat} \left[\exp \left(\frac{q \cdot \left(V_{pv} + \frac{N_s}{N_p} \cdot R_s \cdot I_{pv} \right)}{A \cdot N_s \cdot K \cdot T_j} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + \frac{N_s}{N_p} \cdot R_s \cdot I_{pv}}{\frac{N_s}{N_p} \cdot R_{sh}} \quad (1.8)$$

1.4.2 Fonctionnement à puissance maximale

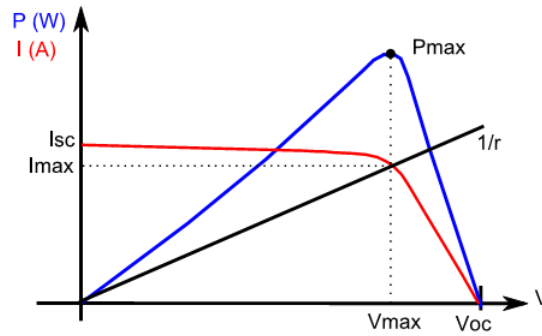


FIGURE 1.10 – Caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ d'un générateur PV

Dans les applications connectées au réseau, il est hautement souhaitable de fournir la puissance maximale du générateur PV. La présence de convertisseur (DC/DC ou/et DC/AC) permet d'utiliser des commandes (algorithmes) de poursuite du point de fonctionnement à puissance maximale (Maximal Power Point Tracker, MPPT). Ces commandes permettent d'adapter la charge équivalente vue à travers le convertisseur (DC/DC ou/et DC/AC) pour faire que le générateur PV fonctionne à sa puissance maximale.

Dans le cadre de cette thèse nous avons effectué deux travaux sur les panneaux PV, le premier concerne la fabrication des panneaux PV à base des Silicium [FRI 2016b], et le deuxième sur l'identification expérimentale des paramètres des panneaux PV [FRI 2013d].

1.5 Systèmes PV raccordés au réseau

Un champ PV, ensemble de modules PV, peut fournir de l'énergie au réseau électrique, soit dans de larges installations qui s'apparentent à une petite centrale électrique, soit de manière décentralisée à partir de plusieurs petites installations.

L'approche des systèmes PV centralisés permet de réaliser des économies d'échelle. Cependant cet approche est discutable lorsque l'on considère la fiabilité, la simplicité et la modularité d'une installation PV.

Par contre, les systèmes PV décentralisés peuvent être installés sur les toitures ou les façades des bâtiments conventionnels plutôt que de monopoliser de l'espace coûteux sur des sites dédiés à la production d'électricité. Dans un système décentralisé, le système PV permet de combler une partie des besoins électriques du bâtiment sur lequel il est installé, réduisant ainsi sa facture d'électricité. Lorsque la puissance générée par le système PV excède les besoins du bâtiment, le surplus est injecté dans le réseau électrique. Cependant, seules certaines compagnies d'électricité autorisent cette pratique.

1.5.1 Structure des systèmes PV raccordés au réseau

D'une manière générale, les principaux éléments des systèmes PV autonomes (off grid) et connectés au réseau (grid connected) sont : le champ PV, les convertisseurs statiques et les batteries de stockage pour les systèmes autonomes.

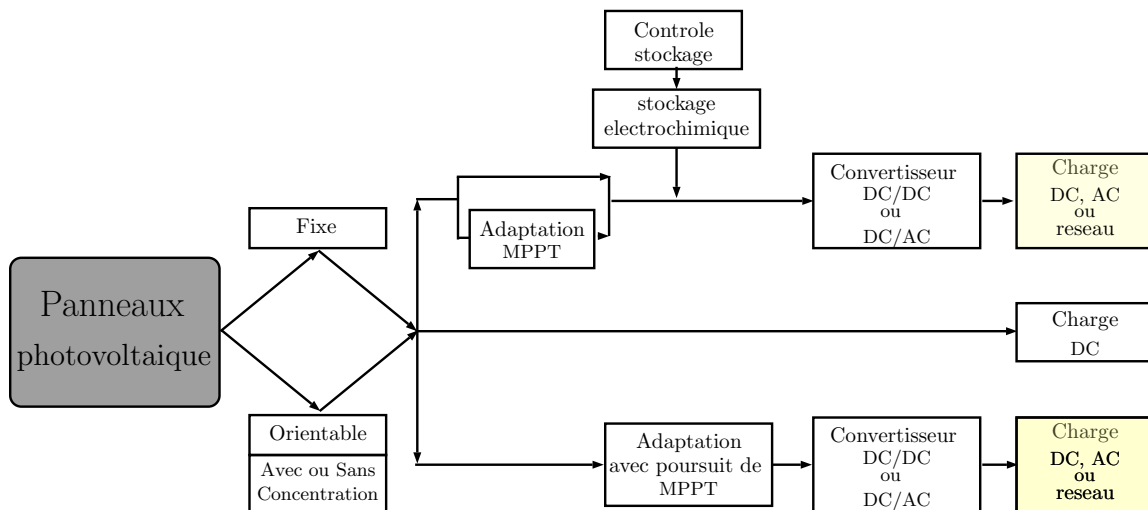


FIGURE 1.11 – Structure générale des systèmes PV

La figure 1.11 montre les différentes possibilités de la structure des systèmes PV.

- + Couplage direct à une charge DC ;
- + Couplage avec adaptateur d'impédance (convertisseur DC/DC) ;
- + Fonctionnement au fil du soleil ou avec stockage d'énergie électrique.

Nous pouvons distinguer deux configurations des systèmes PV raccordés au réseau :

- + **Système PV double étage** : Cette configuration, largement utilisée dans la littérature [Roman 2006],[Kjaer 2005b],[Meinhardt 2001] et [Meinhardt 2000], est réalisée en deux étages : une première conversion DC/DC a pour rôle d'adapter la tension à l'entrée de l'onduleur, et une deuxième conversion DC/AC pour adapter la forme de la tension au réseau. La commande de cette configuration est répartie sur ces deux étages.
- + **Système PV mono-étage** : Dans cette configuration les modules PV sont raccordés au réseau par un seul convertisseur DC/AC, cette solution adaptée dans notre sujet de recherche utilise moins de semi-conducteurs mais nécessite l'intégration de l'algorithme MPPT dans le contrôle de l'onduleur.

Pour les deux configurations, l'utilisation ou non de l'isolement galvanique assuré par des transformateurs, est imposé par les normes de sécurité de gestionnaire du réseau.

1.5.2 Convertisseurs statiques

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir [Engel 2006], [Myrzik 2009], et [Kjaer 2005b].

Dans un système PV, nous distinguons deux types de convertisseurs statiques : les hacheurs (DC/DC) et les onduleurs (DC/AC).

1.5.2.1 Convertisseurs DC/DC : hacheurs

Généralement, l'utilisation d'un convertisseur DC/DC dans un système PV raccordé au réseau sert à adapter l'impédance vue par le panneau (module) PV. Un algorithme MPPT associé à la commande de ce convertisseur permet de chercher le point de puissance maximale. Dans la littérature, différents algorithmes de MPPT ont été élaborés.

Les hacheurs Les plus utilisés sont : le dévolteur (Buck), le survolteur (Boost) et le dévolteur/survolteur (Boost-Buck).

1.5.2.2 Convertisseurs DC/AC : onduleurs

L'utilisation des onduleurs est nécessaire pour délivrer une tension alternative par un système PV. Selon la forme de la tension délivrée, les onduleurs de tension peuvent être classifiés en quatre catégories : tension à "forme carrée" (onduleur de tension classique), tension à

"forme carrée modifié", tension "multiniveaux" et tension "onde sinusoïdale" (synthétisée par MCSPWM de haute fréquence et filtrée). La figure 1.12 montre les formes d'ondes correspondant à ces catégories :

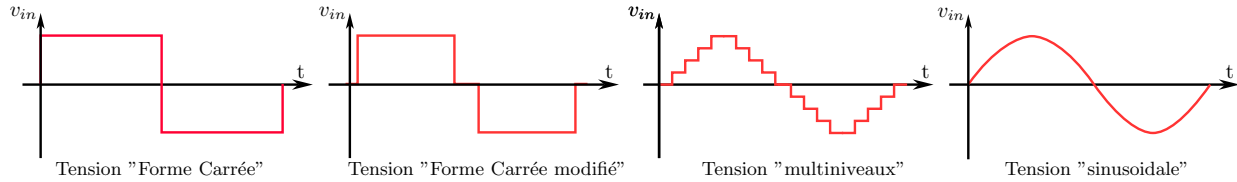


FIGURE 1.12 – Différentes formes de tensions délivrées par un onduleur de tension

Bien que la tension d'onde carrée et d'onde carrée modifié peuvent être acceptables dans certaines applications pratiques, ces types de tensions ne sont pas recommandées à cause de sa très mauvaise qualité de forme d'onde. Les onduleurs à tension multiniveaux sont considérés comme un état de technologie de pointe et plusieurs topologies sont utilisés pour les mettre en oeuvre.

1.5.3 Les onduleurs multiniveaux

L'apparition des onduleurs multiniveaux depuis le début des années 1980 apporta des solutions par la mise en série de semi-conducteur de puissance.

Ces structure de conversion d'énergie ayant quatre principaux avantages par rapport aux onduleurs bipolaires classiques :

1. La contrainte de tension sur chaque interrupteur de puissance est diminuée ;
2. Le taux de variation de la tension de sortie ($\frac{dv}{dt}$) est diminuée en raison de l'excursion de tension inférieure de chaque cycle de commutation ;
3. La distorsion harmonique est réduite ;
4. Moins de bruit acoustique et d'interférence électromagnétique (EMI).

Dans le domaine des onduleurs multiniveaux nous distinguons trois catégories les plus répandues : [B.S.Jin 2004] [Mcgrath 2006]

- + Les onduleurs à potentiels distribués (NPCMLI) ;
- + Les onduleurs à cellules imbriquées et superposées (FCMLI) ;
- + Les onduleurs en cascades en H-pont (H-bridge MLI).

1.5.4 Contrôle des systèmes PV raccordés au réseau

D'une manière quantitative, les blocs fondamentaux qui constituent la partie commande d'un système PV raccordé au réseau sont représentés dans la figure 1.13. Il doivent satisfaire les fonctions suivantes :

- Fonctionnement optimal des panneaux PV : Un algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT) ;
- Synchronisation avec le réseau : une boucle à verrouillage de phase (PLL) ;
- Elaboration des signaux de référence : Un régulateur de tension au niveau de bus DC et mesure de la puissance délivrée par les panneaux PV ;
- Génération des impulsions de commandes : Un modulateur de signaux de commande (MCSPWM) ;
- Qualité de l'onde injectée au réseau : Une boucle de contrôle du courant à base d'un correcteur résonnant avec compensation des harmoniques.

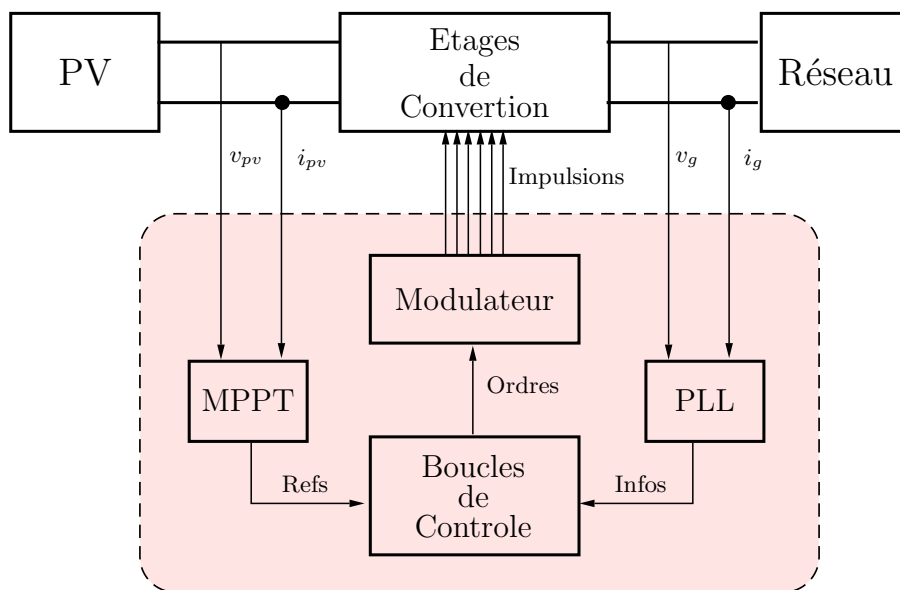


FIGURE 1.13 – Principe de contrôle d'un système PV raccordé au réseau

1.6 Elements relatifs à la qualité de la tension

La qualité d'énergie est un concept très large qui peut se définir par rapport à la continuité de la fourniture électrique et la forme de la tension disponible. L'évaluation de cette qualité

consiste habituellement à caractériser les perturbations électromagnétiques parmi lesquelles on peut citer :

- Les creux de tension et coupures ;
- Les harmoniques ;
- Les surtensions ;
- Les déséquilibres de tension ;
- Les variations de la fréquence d'alimentation, etc.

Ces perturbations peuvent être groupées en quatre catégories selon qu'elles affectent l'amplitude, la forme d'onde, la fréquence et la symétrie de la tension. Elles peuvent aussi être classées selon qu'elles soient permanentes, semi-permanentes ou aléatoires (foudre, court-circuit, manœuvre...). Notre recherche s'intéresse d'avantage à la qualité de l'onde de tension [Bollen 2000].

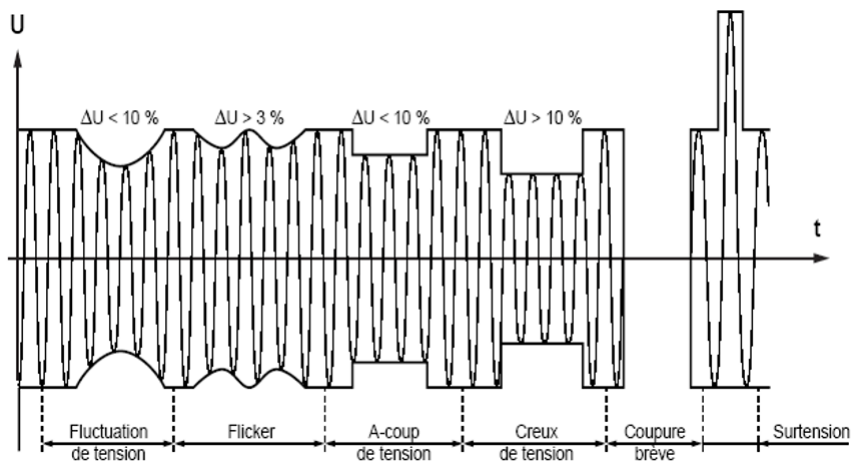


FIGURE 1.14 – Exemples de perturbations de la tension

Nous allons, dans la suite de cette thèse, s'intéresser à la résolution du problème des harmoniques générés par l'onduleur du système PV raccordé réseau électrique.

1.6.1 Harmoniques

Dans les secteurs industriel et domestique, les convertisseurs statiques et les dispositifs électriques à caractéristique tension-courant non linéaire sont les principales sources d'harmoniques.

1.6.2 Taux de Distorsion Harmonique

La mesure des perturbations harmoniques est très importante, car elle permet de caractériser les installations et de s'assurer de la bonne qualité de l'énergie distribuée. Le taux de distorsion d'harmonique (*THD*%) qui est employé couramment pour définir la qualité de cet énergie est donné par l'équation 1.9.

$$THD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{i=n} I_{c_i}^2}}{I_{c_1}} \quad (1.9)$$

où I_{c_1} correspond à la valeur efficace du courant fondamental et I_{c_i} représente les valeurs efficaces des différents harmoniques du courant. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2kHz ; soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténuées par l'effet de peau et par la présence des inductances de lignes. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît avec la fréquence.

1.6.3 Normes en vigueur

L'I.E.E.E (Institute of Electrical and Electronics Engineers) et la C.E.I. (Commission Electrotechnique Internationale) sont les deux principaux organismes internationaux de normalisation dans le domaine de l'électrotechnique et particulièrement dans le domaine des perturbations électriques.

Les normes de la CEI sont regroupées dans la publication CEI-61000. On peut y trouver les normes qui établissent des limites pour les émissions de courants harmoniques (CEI 61000-3-2, CEI 61000-3-4 , CEI 61000-3-6 et CEI 61727), celles qui établissent le niveau de compatibilité (CEI 61000-2-4 et 61000-2-2) et celles qui déterminent le *TDH*% de la tension de référence sur le réseau.

En particulier, la norme CEI 61727 dédiée aux systèmes photovoltaïques raccordés au réseau qui fixe au point commun de connexion PCC la compatibilité du PVRR au réseau en termes de : tension de service, courant injecté , fréquence, plage de fonctionnement de tension normale, oscillation de la tension, limitation d'harmoniques injectés et distorsion de forme d'onde...

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le fonctionnement d'une cellule PV en expliquant brièvement son fonctionnement, en donnant sa caractéristique $I = f(V)$ (non linéaire) et son modèle sous forme d'un circuit électrique. Nous avons présenté aussi l'influence des différents paramètres extérieurs sur cette caractéristique (éclairage et température).

Les structures des PVRR et les convertisseurs dédiés à ce type des installations ont été explorés. Nous avons rappelé les avantages des onduleurs multiniveaux de point de vue qualité de tension délivrée par rapport aux autres onduleurs.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons donné une vue générale sur la qualité de la tension, les harmoniques engendrées par les convertisseurs et les charges non linéaires ainsi que les normes imposées par le gestionnaire de réseau.

Etude des différentes topologies des onduleurs multiniveaux

2.1 Introduction

Dans une chaîne de production de l'énergie électrique à partir des panneaux PV, source de tension continue, l'utilisation des onduleurs est une solution incontournable pour rendre la tension sous forme alternative. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégiée, afin d'améliorer le rendement de l'installation, elle reste cependant difficile à maîtriser à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamique et statique [Kang 2005] et [Panagis 2008].

L'apparition des onduleurs multiniveaux depuis le début des années 1980 apporta des solutions par la mise en série de semi-conducteur de puissance. Ces structures améliorent la forme d'onde (spectre harmoniques) de la tension.

Ce type d'onduleur présente plusieurs avantages par rapport à l'onduleur bipolaire, parmi lesquels :

La qualité d'onde : Les onduleurs multiniveaux peuvent non seulement produire les tensions avec une distorsion faible (THD% minime), mais peuvent aussi éliminer certains problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) selon les travaux de [B.S.Jin 2004] et [Mcgrath 2006].

La contrainte de tension sur chaque interrupteur de puissance : Cette contrainte est diminuée en raison de la connexion en série des commutateurs. Par conséquent, la tension nominale et la puissance totale de l'onduleur pourraient être augmentées.

Courant d'entrée : Les onduleurs multiniveaux peuvent tirer un courant d'entrée avec une faible distorsion.

Fréquence de découpage : Ce type des onduleurs peut fonctionner à la fois à la fréquence fondamentale ($f_0 = 50Hz$) et à une fréquence de découpage (f_{dec}) élevée. Il convient de noter qu'une faible fréquence de commutation signifie généralement des pertes réduites, donc un gain plus élevé dans le rendement du convertisseur.

Les topologies des onduleurs multiniveaux sont classées en trois principales catégories : topologie à potentiel distribué (NPCMLI), topologie à cellules imbriquées et superposées (FCMLI) et topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (H-pont MLI).

Dans ce chapitre, nous allons mener une étude comparative entre ces trois topologies des onduleurs multiniveaux pour choisir celle la plus adaptée, de point de vue qualité de la tension engendrée (THD% faible), pour un système PV.

2.2 Topologies de base des onduleurs multiniveaux

Dans cette section nous allons présenter les principales topologies de base d'un onduleur multiniveaux.

2.2.1 Onduleur à potentiel distribué : NPCMLI

Le principe de cette topologie a été initialement proposé par A. Nabae [Nabae 1980]. La figure 2.1 représente la structure de base d'un onduleur triphasé à potentiel distribué $5N$, dans laquelle les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence O. Chaque couple d'interrupteurs (S_{xy}, S'_{xy}) forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire.

Chaque branche de l'onduleur est un commutateur dont les positions permettent de modifier le potentiel du point A. Comme le montre la figure 2.2-a, ce point est connecté à chaque fois à l'une des tensions aux bornes des condensateurs, qui, par fois sont mis en série. Un exemple de configuration est montré aux figures 2.2-b et 2.2-c. Les interrupteurs en traits discontinus sont ouverts.

En examinant le circuit de puissance de cette structure, les relations, utiles, suivantes peuvent être trouvées.

si :

N : le nombre de niveaux (Impair) ;

k : le nombre de condensateurs du côté DC ;

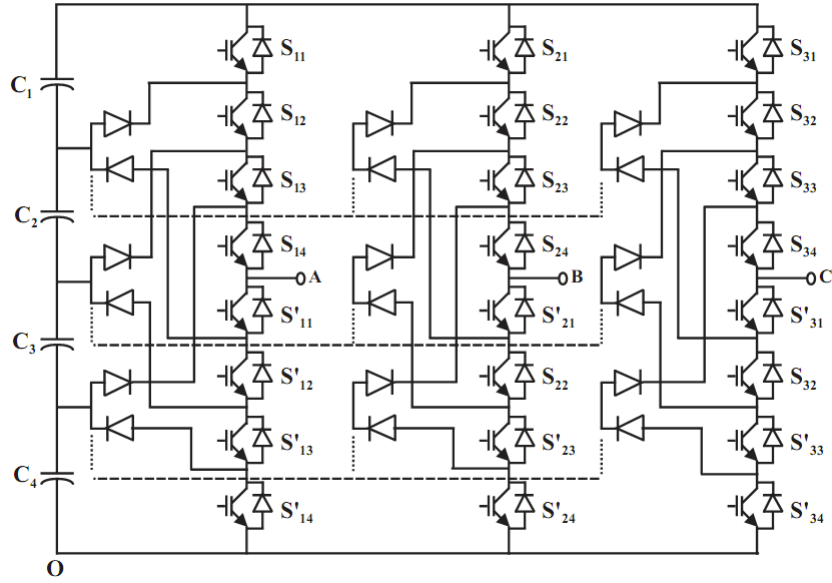


FIGURE 2.1 – Structure triphasée d'un onduleur multiniveau à potentiel distribué NPCMLI à $5N$

l : le nombre d'interrupteurs à diodes de roue libre par phase ;

j : le nombre de diodes de serrage par phase.

alors :

$$\begin{cases} k = N - 1 \\ l = 2(N - 1) \\ j = (N - 1)(N - 2)/2 \end{cases} \quad (2.1)$$

Cette structure présente plusieurs avantages :

- La forme d'onde à N niveaux a une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistants.
- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par $V_{dc}/(N - 1)$.

La topologie à potentiel distribué présente également des limitations, parmi lesquelles :

- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs pose des problèmes car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation ;

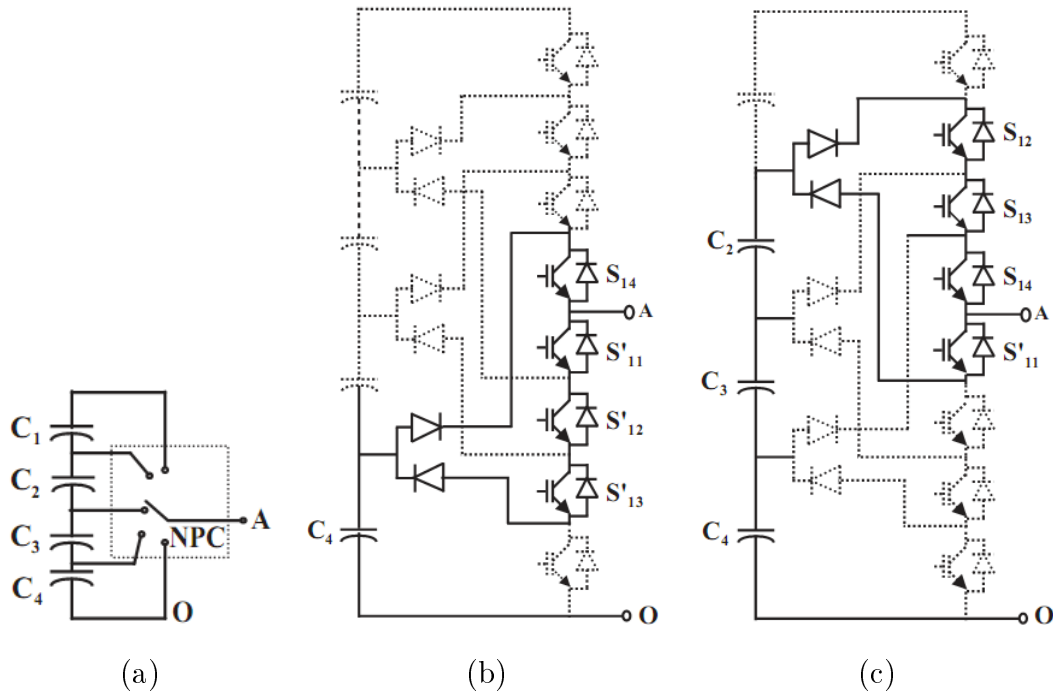


FIGURE 2.2 – Topologie à potentiel distribué : Principe et exemples de mécanisme de commutation. (a) Schéma de principe ; (b) Génération de $V_{A0} = V_{c4} = V_{dc}/4$; (c) Génération de $V_{A0} = V_{c4} + V_{c3} + V_{c2} = 3V_{dc}/4$

- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes de serrage ;
- L'inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres ;
- Le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

En effet, la tension bloquée par chaque diode dépend de sa position dans le montage. Pour un onduleur à N -niveaux, on trouve deux diodes dont la tension à bloquer est donnée par la relation suivante :

$$V_{diode_i} = \frac{N-1-i}{N-1} V_{dc}; \quad i = 1, 2, \dots, (N-2) \quad (2.2)$$

Une résolution de ce problème consiste à insérer un nombre élevé de diodes en série. En supposant que la tension inverse des diodes est la même, le nombre de diodes requises augmente très rapidement en fonction du nombre de niveaux, ce qui complique l'implémentation du circuit et le rend par la même occasion peu fiable. En fonction de l'application, on est amené à insérer plus de diodes en série dans la partie du circuit nécessitant le blocage de tensions élevées ; si bien qu'il est possible de trouver pour deux niveaux de tension donnés, un nombre différent de diodes mises en série, afin de respecter leur tension de blocage. La figure 2.3 montre la structure

pyramidale proposée par X. Yuan [Yuan 2000], et qui permet une connection systématique des diodes, quelque soit le niveau désiré. En fonction du niveau de tension désiré, les diodes se connectent mutuellement en série afin que chacune d'entre elles bloque la même tension, $V_{dc}/(N - 1)$.

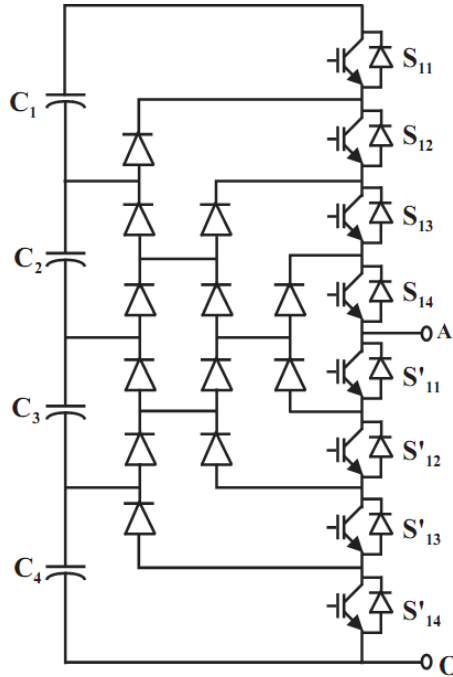


FIGURE 2.3 – Structure pyramidale de la topologie à potentiel distribué à $5N$

Les interrupteurs situés aux extrémités extérieures de chaque branche (S_{x1} et leurs compléments S'_{x1} $x = 1..3$) subissent peu de commutations, tandis que ceux situés autour du point A (à l'intérieur de la branche) en subissent plus. Si l'onduleur est conçu pour être utilisé avec un rapport cyclique moyen identique pour tous les interrupteurs de puissance, on est donc amené à sur-dimensionner ceux situés à l'intérieur de la branche, afin qu'ils puissent supporter la cadence de commutation, cette technique est proposée par Lai dans son travail [Lai 1996].

Compte tenu de l'inégalité de la durée de conduction des interrupteurs, la durée de charge ou de décharge des condensateurs s'en trouve affectée. L'onde de tension en subit une modification à cause de la non uniformité de sa valeur entre deux niveaux consécutifs, ainsi qu'une augmentation du dv/dt . Cette topologie nécessite donc un contrôle rigoureux de l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs. Plusieurs stratégies permettant d'équilibrer ces tensions ont été proposées dans ([Lai 1996]; [Busquets-Monge 2008]; [Tolbert 2002]).

2.2.2 Onduleur à cellules imbriquées : FCMLI

Dans un onduleur à deux niveaux de tension, chaque phase est constituée d'une paire d'interrupteurs de puissance montés en parallèle aux bornes d'un condensateur. Ils sont souvent commandés de façon complémentaire, si bien que la tension de sortie de la branche est reliée soit à la borne positive, soit à la borne négative de ce condensateur.

Dans la topologie multiniveaux proposée par T. Meynard et H. Foch [Meynard 1993], plusieurs cellules, condensateur et paire d'interrupteurs, sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la figure 2.4 ($V_{c_2} = 2V_{c_1}, V_{c_3} = 3V_{c_1}, V_{c_4} = 4V_{c_1}, \dots, V_{c_N} = NV_{c_1}$).

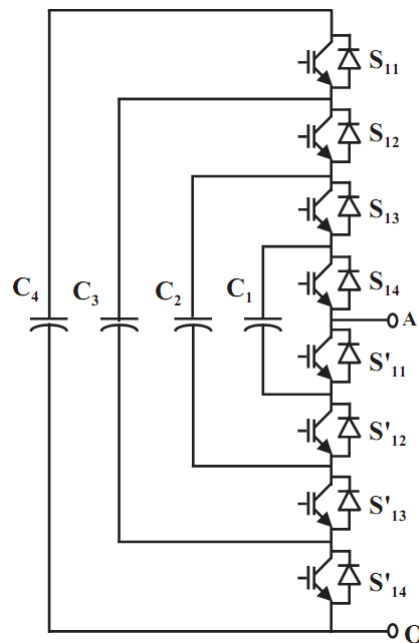


FIGURE 2.4 – Topologie à cellules imbriquées d'un onduleur FCMLI 5N monophasé

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique à celui de la topologie NPC, ainsi que les équations 2.3 sont semblables à la topologie NPCMLI, où Nc désigne le nombre des condensateurs d'équilibrage ou de serrage :

$$\begin{cases} k = N - 1 \\ l = 2(N - 1) \end{cases} \quad (2.3)$$

L'onduleur FCMLI présente plusieurs avantages, notamment :

- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (DC-DC,

DC-AC, AC-DC), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel ;

- Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux ;
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension ne se pose plus.

Le principal inconvénient de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif. En plus, si l'application dans laquelle l'onduleur est utilisé exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de précharge adéquate.

2.2.3 Onduleur à base des cellules H-pont : H-bridge MLI

La figure 2.5 représente la structure d'un onduleur multiniveaux basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (ou pont en H, ou cellule partielle). Les cellules y sont connectées en étoile, cependant il est également possible de les connecter en triangle. Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Elles ont toutes la même valeur et doivent être galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série.

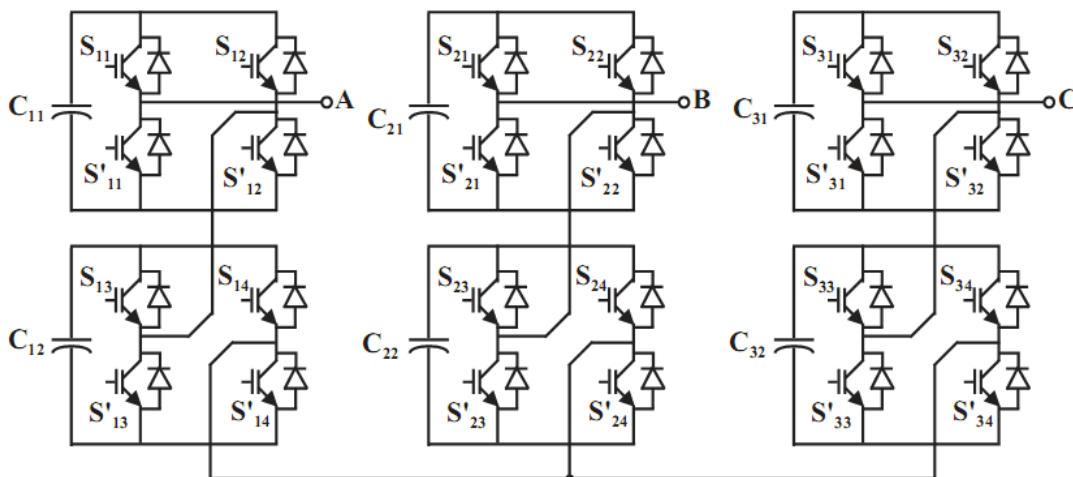


FIGURE 2.5 – Mise en série de deux onduleurs monophasés par phase pour un onduleur $5N$

L'onduleur multiniveau de topologie H-bridge-MLI, représenté sur la figure 2.5, utilise deux

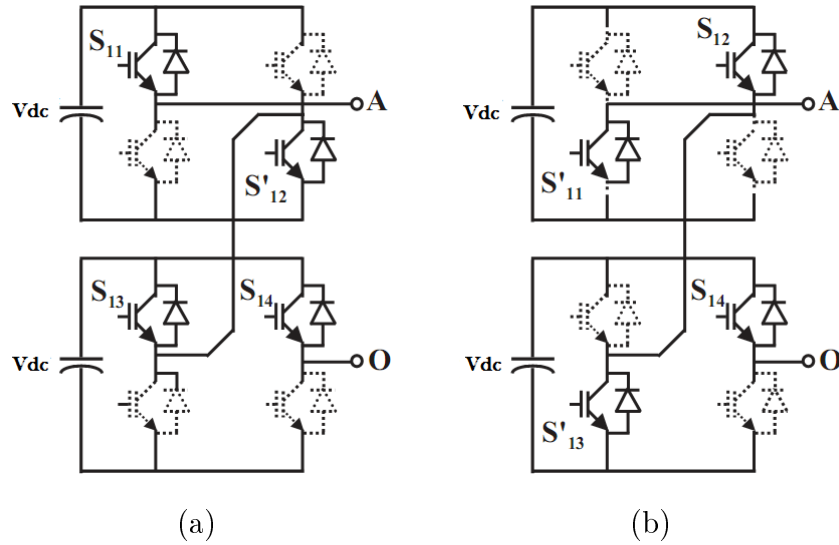


FIGURE 2.6 – Exemple de mise en série de deux onduleurs monophasés par phase : exemples de possibilités de commutation. (a) $V_{A0} = +V_{dc}$; (b) $V_{A0} = -2V_{dc}$

sources *DC* indépendantes et par conséquent va créer une tension simple à cinq niveaux.

D'une manière générale, si N_s est le nombre de sources *DC* indépendantes pour chaque phase, les relations suivantes 2.4 sont applicables :

$$\begin{cases} N = 2N_s + 1 \\ l = 2(N - 1) \end{cases} \quad (2.4)$$

Cette topologie offre plusieurs avantages, parmi lesquels :

- La modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire ;
- L'équilibrage naturel des tensions est réalisé, si bien que la commande des interrupteurs en devient aisée ;
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage ;
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension (les panneaux solaires dans notre cas).

Dans des applications comme l'alimentation des véhicules électriques [Tolbert 2002], ou les applications de petite puissance [Silva 2014], les tensions *DC* sont disponibles (piles à combustibles, batteries, cellules PV...). Par contre dans d'autres applications mobiles (comme dans la traction ferroviaire, et dans la propulsion maritime), la nécessité de disposer d'autant de

sources de tensions isolées que de cellules partielles rend cette topologie volumineuse et coûteuse [Rodriguez 2002].

2.2.4 Topologies hybride

Les trois topologies, résumées ci-dessus, constituent les structures de base des onduleurs multiniveaux. A partir d'elles, des combinaisons sont possibles, afin d'obtenir des topologies hybrides. M.Veenstra dans son travail [Veenstra 2003], propose la mise en série, sur la même phase, d'un pont en H et d'onduleur de type NPC monophasé. J.Rodriguez et F.ang Zheng Peng proposent également de connecter en série deux structures à cellules imbriquées [Rodriguez 2002].

2.3 Etude comparative : Choix d'une topologie

Dans cette section, nous allons comparer par simulation, dans l'environnement Matlab/Simulink, les trois principales topologies de base des onduleurs multiniveaux triphasés symétriques (NPCMLI, FCMLI et H-bridge MLI). Dont l'idée principale est de juger la qualité de la tension à la sortie de ces types d'onduleurs, à savoir le taux de distorsion d'harmonique THD%, les formes des tensions simples et composées (amplitudes, symétrie, déphasages et fréquence).

2.3.1 Commande des onduleurs

Dans l'hypothèse où, tous les interrupteurs de puissance sont idéaux, la technique de commande utilisée pour contrôler, en boucle ouverte à vide, les différentes structures des onduleurs, sujets d'étude, est la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale multi-porteuses figure 2.7.

Les principales caractéristiques de cette PWM sont :

- Nombre des porteuses : 4 porteuses pour la génération d'une onde de 5N.
- Fréquence du signal modulant : $f_0 = 50Hz$;
- Fréquence des porteuses : $f_{dc} = 2500Hz$;
- Indice de modulation : $M = 1$.

Le principe de cette commande consiste à contrôler d'une manière complémentaire les interrupteurs de la même phase d'onduleur. La génération des impulsions se fait par la comparaison des porteuses avec le signal de référence 2.8.

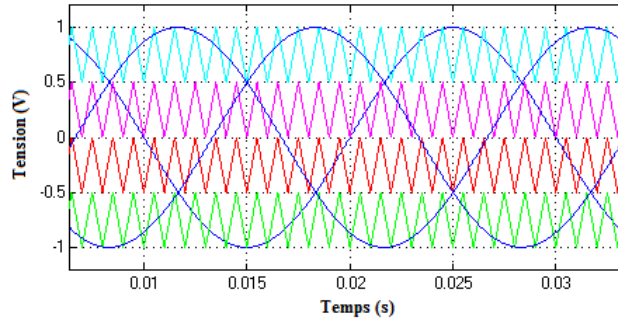


FIGURE 2.7 – Allures des signaux générant les impulsions de commande

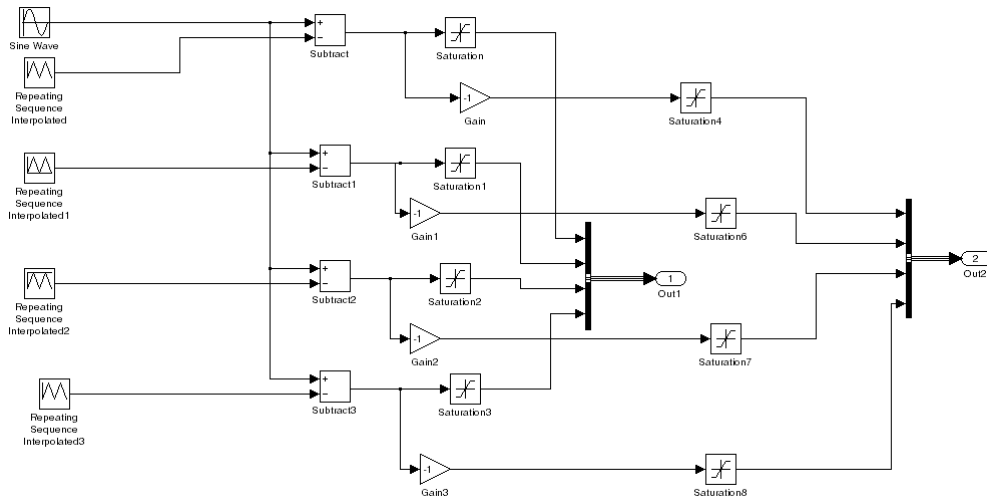


FIGURE 2.8 – Schéma de commande d'un onduleur triphasé 5N

2.3.2 Onduleur : NPCMLI

2.3.2.1 Topologie

Afin de simuler le fonctionnement de l'onduleur NPCMLI (figure 2.1), et d'examiner le contenu harmonique de sa tension de sortie, le circuit de la figure 2.9 a été implémenté en utilisant le logiciel Matlab/Simulink pour un onduleur triphasé 5N.

Les interrupteurs de puissances sont représentés dans des blocs "subsystem", chaque bloc regroupe quatre interrupteurs. Les quatre générateurs DC, assurant l'alimentation de l'onduleur, sont identiques ayant une valeur de 100V chacun, simulant les panneaux PV.

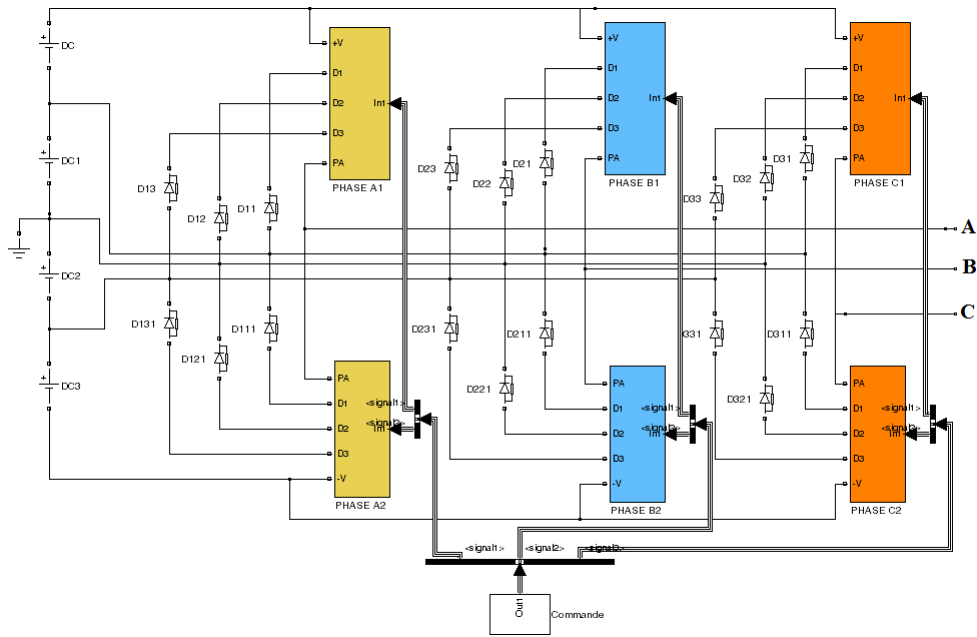


FIGURE 2.9 – Schéma de simulation d'un onduleur NPC-5N

2.3.2.2 Formes des tensions de sorties

Les formes des tensions composées, à la sortie d'onduleur NPCMLI triphasé 5N, sont illustrées par la figure 2.10.

Le résultat de simulation (figure 2.10) montre que les tensions composées ayant une valeur maximale de 391.5V, et elles peuvent avoir des pics de tension qui dépassent 438.5V. Ces pics sont dus à la non stabilité des niveaux des tensions dans ce type de topologie.

2.3.2.3 Taux de Distorsion d'Harmonique

La répartition spectrale de la tension composée d'un onduleur NPCMLI 5N est donné par la figure 2.11. Il est clair que les harmoniques sont quasi symétriques par rapport à la fréquence $2f_{dec}$. L'amplitude du fondamental est de 323.5V et le THD% est d'environ 17.9%.

2.3.3 Onduleur : FCMLI

2.3.3.1 Topologie

La figure 2.12 ci-dessous représente le schéma de simulation d'un onduleur 5N triphasé type FCMLI. La source de tension DC représente un générateur PV.

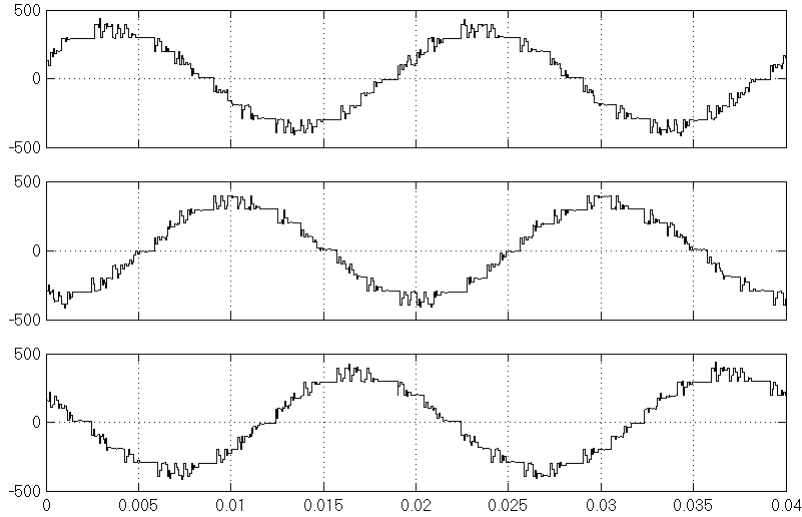


FIGURE 2.10 – *Formes d'ondes des tensions composées d'un onduleur NPC-5N*

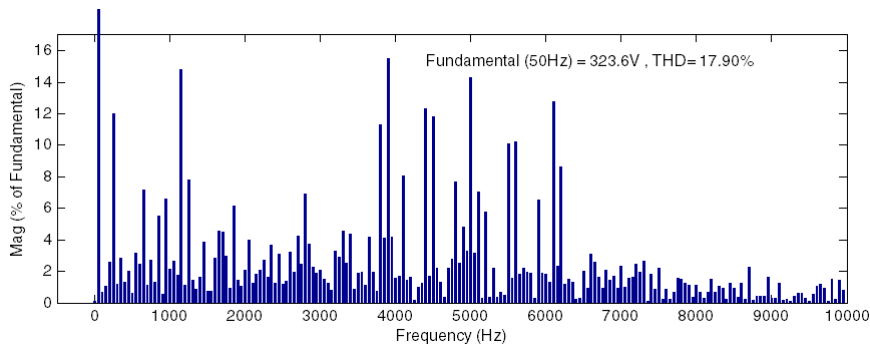


FIGURE 2.11 – *Spectre de tension composée d'un onduleur NPC-5N*

2.3.3.2 Formes des tensions de sorties

Les formes des tensions composées, à la sortie d'onduleur FCMLI triphasé 5N, sont illustrées par la figure 2.13. Nous constatons que ces tensions sont symétriques bien déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ avec des amplitudes égales à environ 380V.

2.3.3.3 Taux de Distorsion d'Harmonique

La figure 2.14 montre la répartition spectrale de la tension composée à la sortie de l'onduleur FCMLI 5N. Elle montre que ces tensions sont riches en harmoniques avec un $THD\% = 36\%$, ces harmoniques sont concentrés au voisinage du double de la fréquence de commutation. L'amplitude du fondamental vaut 324.1V.

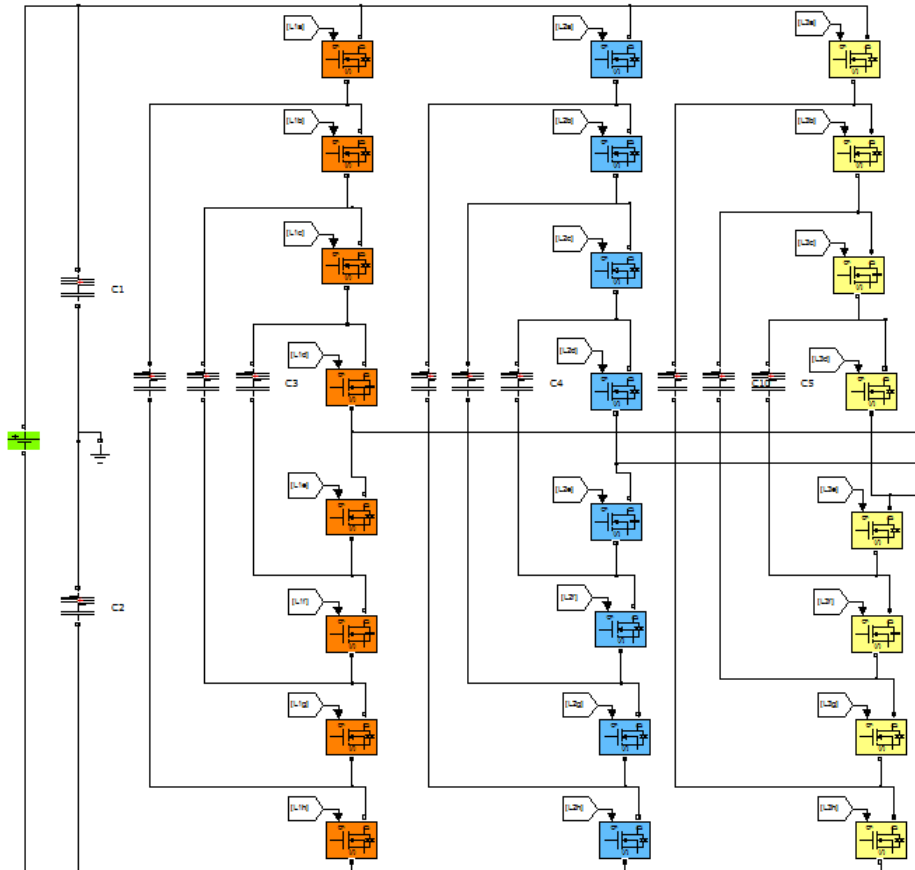


FIGURE 2.12 – Schéma de simulation d'un onduleur FCMLI-5N

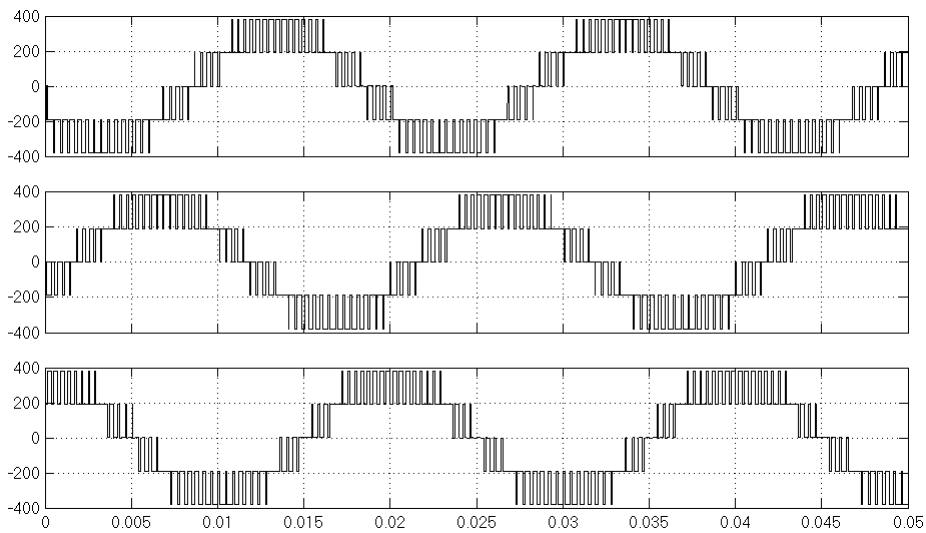


FIGURE 2.13 – Formes d'ondes des tensions composées d'un onduleur FCMLI-5N

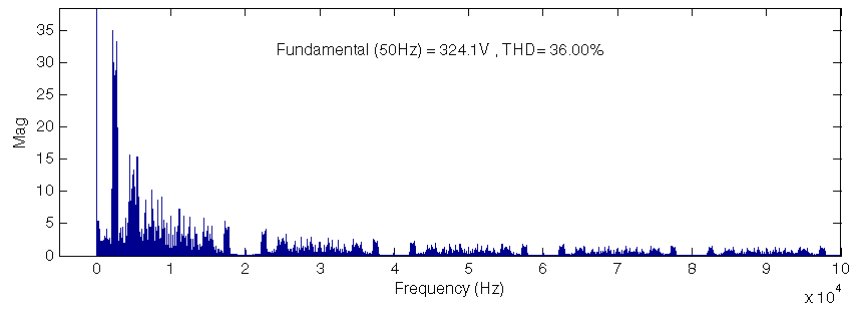


FIGURE 2.14 – Spectre de tension composée d'un onduleur FCMLI-5N

2.3.4 Onduleur : H-Bridge MLI

2.3.4.1 Topologie

Afin d'examiner le contenu harmonique des tensions délivrées par un onduleur de H-bridge triphasé 5N, le circuit de la figure 2.5 a été simulé par Matlab/Simulink. La figure 2.15 présente le modèle de simulation de cet onduleur.

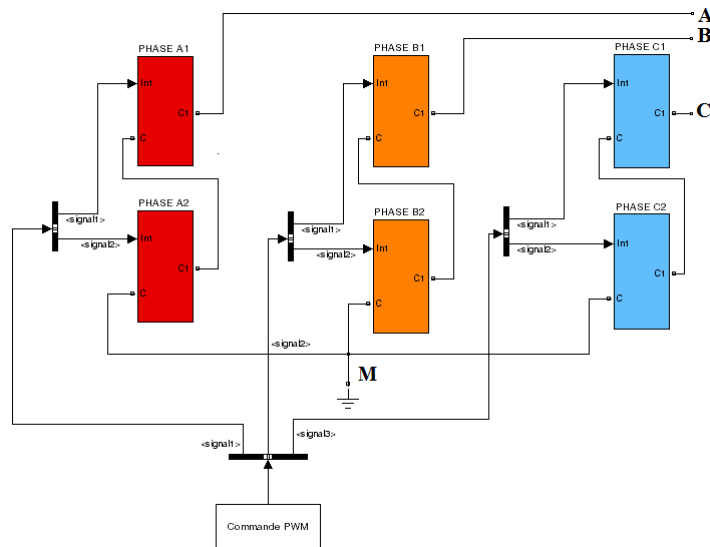


FIGURE 2.15 – Topologie d'un onduleur H-pont-5N

2.3.4.2 Formes des tensions de sorties

la figure 2.16 représente les tensions à la sortie de l'onduleur H-pont-5N. Le fondamental de la tension composée a pour amplitude de 293.5V et le THD% vaut 32.04%.

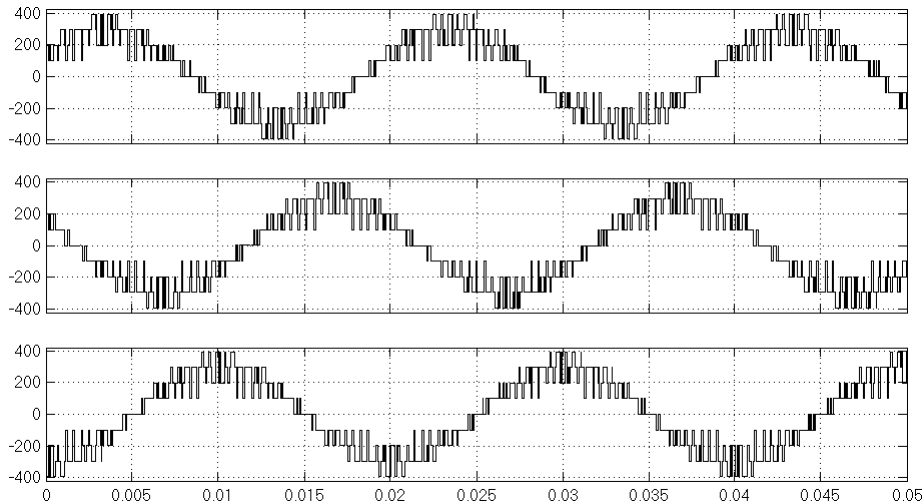


FIGURE 2.16 – Formes d'ondes des tensions composées d'un onduleur H-pont-5N

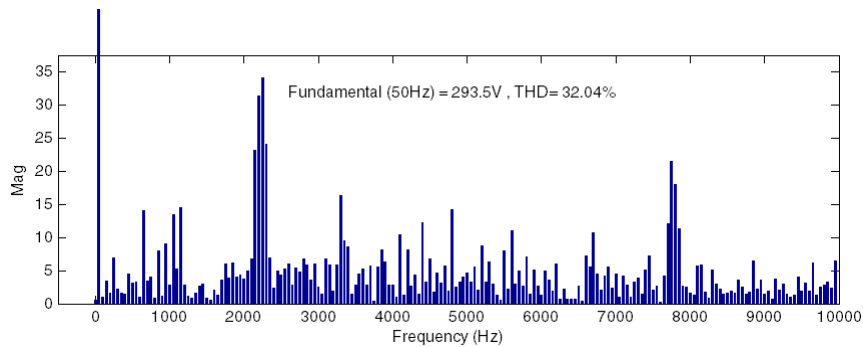


FIGURE 2.17 – Spectre de tension composée d'un onduleur H-pont-5N

2.3.4.3 Taux de Distorsion d'Harmonique

La figure 2.17 donne la répartition spectrale de la tension composée à la sortie de l'onduleur H-pont-5N. le $THD\%$ de cette tension est de 32.04% et l'amplitude de son fondamental est de 293.5V.

2.3.5 Comparaison entre les onduleurs multiniveaux de base :

En examinant le circuit d'alimentation de l'onduleur NPCMLI, représenté sur la figure 2.1, on peut voir que cet onduleur offre l'avantage d'avoir des capacités d'entrée en courant continu communes pour les trois phases. Mais, son principal inconvénient est que cette topologie nécessite trop de diodes de serrage, ce qui rend sa mise en oeuvre difficile.

Pour la topologie FCMLI, les tensions des condensateurs de serrage peuvent être équilibrées

Topologies	Onduleur classique 2N	NPCMLI	FCMLI	H-bridge -MLI
Interrupteur de puissance avec diode de relibre par phase	2	$2(N-1)$	$2(N-1)$	$2(N-1)$
Diode de serrage par phase	0	$(N-1)(N-2)$	0	0
Condensateur de bus DC	1	$(N-1)$	$(N-1)$	$(N-1)/2$
Condensateur d'équilibrage par phase	0	0	$(N-1)(N-2)/2$	0
Ordre de l'harmonique dominant de la tenion simple	$f_{dec} - 2$	$f_{dec} - 10$	$f_{dec} - 10$	$2f_{dec} - 7$
THD% de la tension composée N=5	156.1%	17.9%	36%	32.04%

Tableau 2.1 – Comparaison des onduleurs multiniveaux de base et un onduleur classique ($2N$)

au bout de quelques cycles. Mais son principal inconvénient est le nombre élevé de condensateurs de serrage, bien que ces condensateurs sont moins coûteux par rapport aux diodes de serrage de la topologie NPCMLI. En outre, en basse fréquence de commutation, les condensateurs de serrage deviennent en grandes taille diminuant ainsi la densité de puissance de l'onduleur.

La topologie H-bridge-MLI ne nécessite ni condensateur ni diodes de serrage. En outre, elle peut être utilisée en basse fréquence de commutation. En plus, la structure de cet onduleur a une configuration modulaire (cellules identiques), et ne contient pas des condensateurs flottant ou des diodes de blocage supplémentaires. Son principal "inconvénient" est l'utilisation des sources de tension continu indépendantes pour chaque cellule. Pour cette raison, l'onduleur H-bridge-MLI est utilisé dans des systèmes de production d'énergie à base des nombreux panneaux PV.

Les trois topologies utilisent le même nombre des semi-conducteur de commutateurs par phase. Cependant, l'onduleur NPCMLI utilise $(N - 1)(N - 2)$ diodes de serrage augmentant ainsi son coût par rapport aux deux autres topologies. Les onduleurs FCMLI et H-bridge-MLI besoin de $2(N - 1)$ dissipateurs de chaleur alors que le troisième NPCMLI a besoin de $2(N - 1) + (N - 1)(N - 2)$.

Par ailleurs, en examinant le spectre de fréquences de la tension composée à de sortie d'onduleurs, il est claire qu'un onduleur classique délivre une tension riche en harmoniques (THD%=156.1%). Par contre pour les structure multiniveaux de base (5N) : NPCMLI, FCMLI, et H-pont-MLI les THD respectivement sont 17.9%, 36% et 32.04%.

En égard aux résultats récapitulés dans le tableau 2.1[FRI 2013a] et [FRI 2013b], nous avons jugé que l'onduleur H-pont-MLI comme étant la structure la plus adaptée pour les systèmes

PV pour les raisons suivantes :

- Structure sans diodes de serrages et des condensateurs d'équilibrage ;
- Moins des condensateurs de bus DC par rapport aux autres topologies ;
- Simplicité de filtrage surtout pour les tension simples : l'harmonique dominante rejetée vers $(2f_{dec} - 7)$, contre $(f_{dec} - 10)$ pour les autres structure multiniveau et $(f_{dec} - 2)$ pour l'onduleur classique ;
- Pourcentage de 79.5% de moins par rapport au THD d'onduleur classique ;
- Coût de revient le moins cher.

2.4 Influence du nombre de niveaux sur la qualité de la tension

En se basant sur les résultats de la section précédente 2.3 , nous avons adopté la topologie H-pont-MLI pour la suite de cette thèse.

Dans l'intention de montrer l'effet de l'augmentation du nombre de niveaux d'un onduleur sur la qualité de sa tension de sortie, trois onduleurs H-pont triphasé de niveaux (3N, 5N et 15N) sont simulés par Matlab/Simulink [FRI 2013f]. La figure 2.18 illustre la cellule de base et son principe de commande alimentée par un panneau PV.

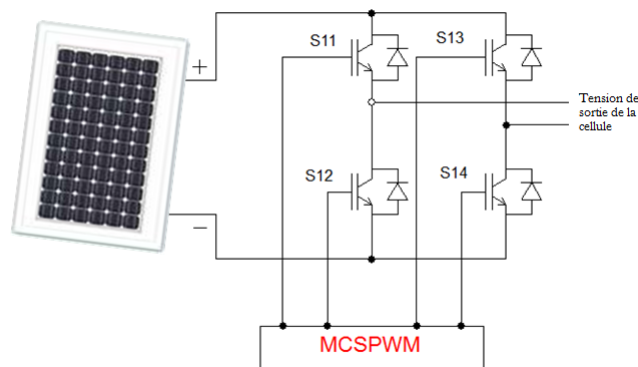


FIGURE 2.18 – Structure et commande d'une cellule de base connectée à un panneau PV

2.4.1 Onduleurs H-pont triphasé

2.4.1.1 Structures

Les schémas des figures 2.19, 2.20 et 2.21 donnent respectivement les structures d'un onduleur triphasé 3N, 5N et 15N.

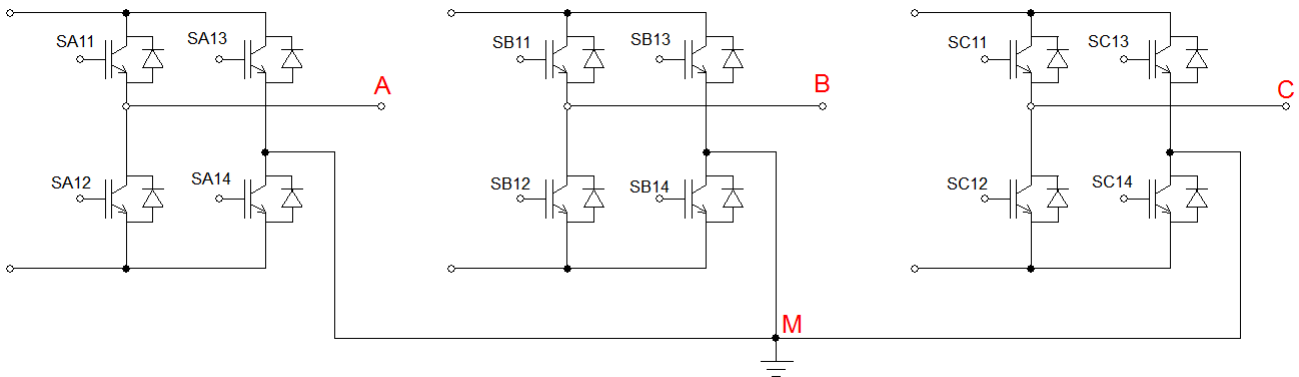


FIGURE 2.19 – Onduleur H-pont triphasé 3N

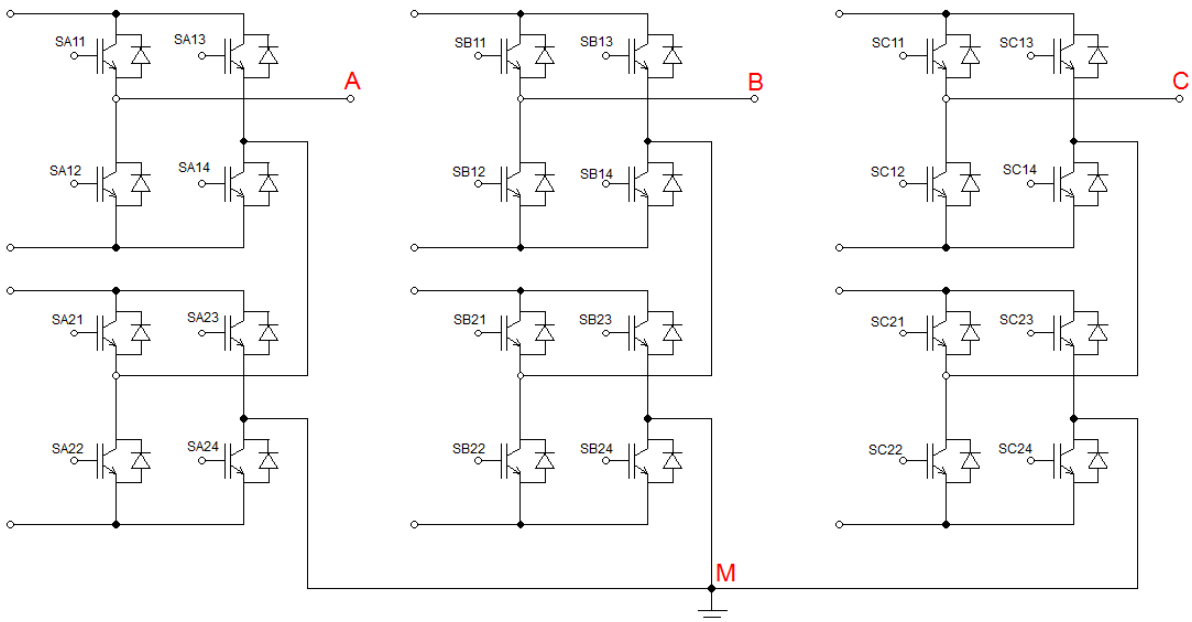


FIGURE 2.20 – Onduleur H-pont triphasé 5N

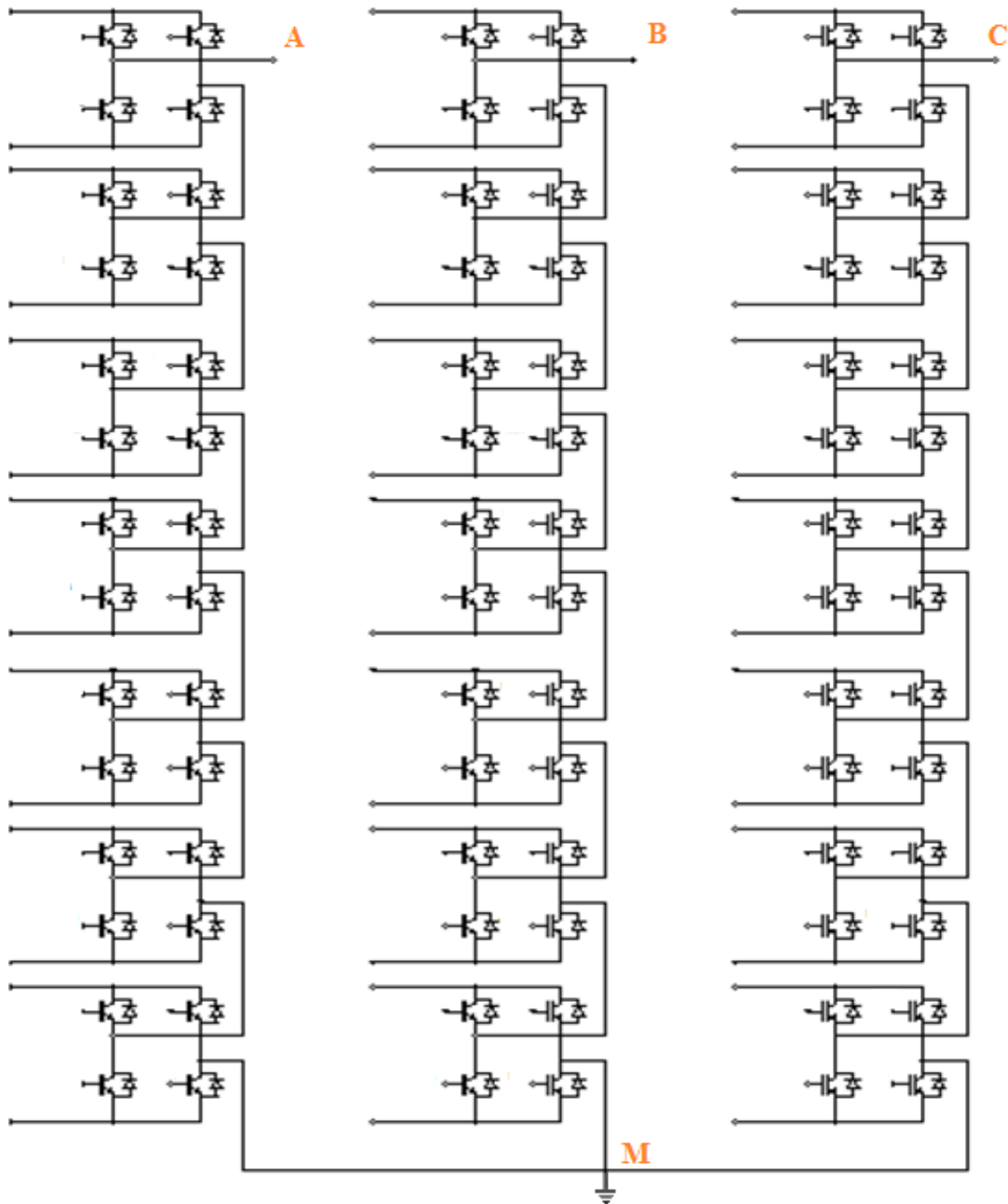


FIGURE 2.21 – Onduleur H-pont triphasé 15N

2.4.1.2 Formes d'ondes

Les formes des tensions simples et composées des trois onduleurs 3N, 5N et 15N, ainsi que leurs analyses spectrales, sont illustrées respectivement par les figures 3.8, 2.23 et 2.24.

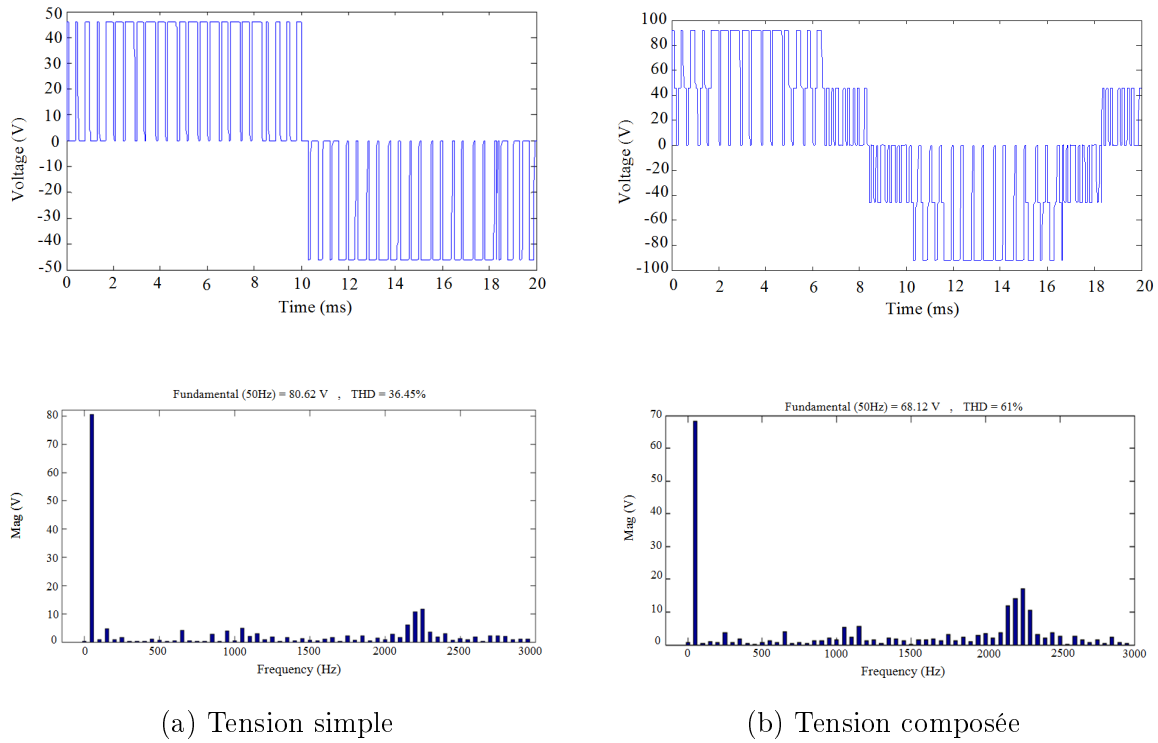


FIGURE 2.22 – Tensions simple et composée et leurs spectres d'un onduleur H-pont 3N

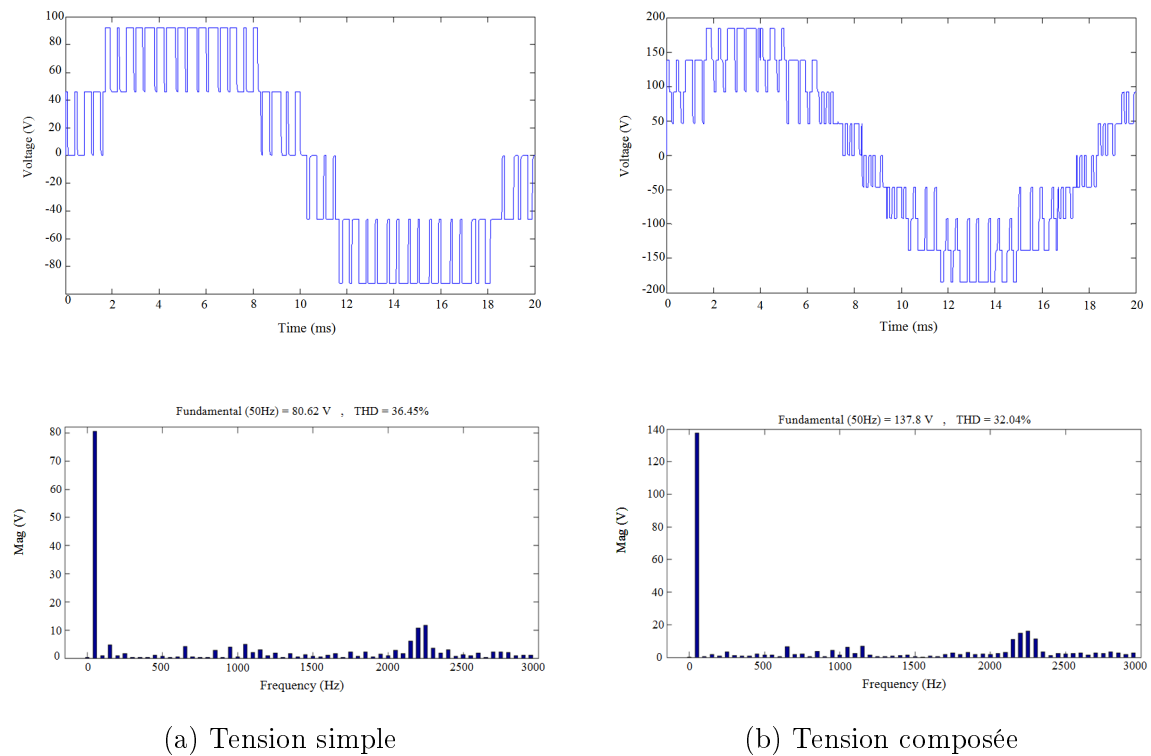


FIGURE 2.23 – Tensions simple et composée ainsi que leurs spectres d'un onduleur H-pont 5N

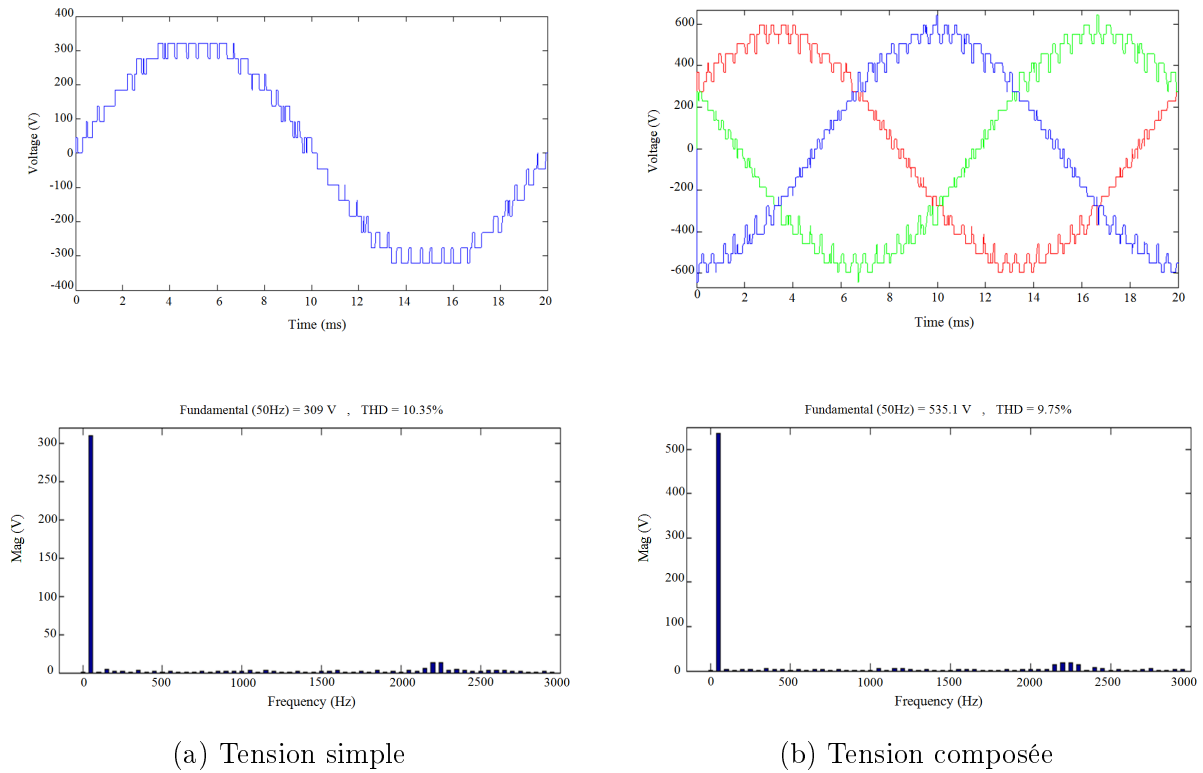


FIGURE 2.24 – Tensions simple et composée d'un onduleur H-pont 15N

2.5 Résultats des simulations

Le tableau 2.2 récapitule les résultats des simulations pour les trois onduleurs H-pont multinationaux commandés par la MCSPWM [FRI 2013c]. Chacun de ces onduleurs est alimenté par différentes sources (panneaux PV). L'amplitude du fondamental et le THD% des tensions simples et composées à la sortie sont donnés pour différentes tensions d'alimentation des cellules.

Nous constatons que :

- Quelque soit la valeur de la tension du panneau solaire, le THD est le même ;
- Le THD s'affaiblit considérablement en augmentant le nombre de niveaux de l'onduleur ;
- Le fondamental est à peu près égal à la tension délivrée par le panneau fois le nombre de cellules ;
- Le rapport du fondamental des tensions composées et celui des tensions simples reste presque égale à $\sqrt{3}$ ce qui vérifie le couplage en étoile de la structure.

Niveaux de l'onduleur	Nombre de cellules	Tension à l'entrée de cellules (V)	Amplitude de fondamentale (V)		THD%	
			Tensions Simples (V)	Tensions Composées (V)	Tensions Simples (V)	Tensions Composées (V)
3N	1	12	8,656	14,81	69,83	61,95
		24	19,04	32,58		
		36	29,43	50,35		
		48	39,82	68,12		
5N	2	12	17,53	29,95	36,45	32,04
		24	38,56	65,89		
		36	59,95	101,8		
		48	80,63	137,8		
15N	7	12	67,18	116,3	10,35	9,75
		24	147,8	255,9		
		36	228,4	395,5		
		48	309	535,1		

Tableau 2.2 – Effet de la tension DC du PV et de nombre des cellules sur les THD des tensions de sortie

2.6 Conclusion

Les onduleurs multiniveaux améliorent la forme d'onde des tensions par rapport à un onduleur classique. Les trois principales topologies des onduleurs multiniveaux sont : NPCMLI, FCMLI et H-bridge-MLI.

L'étude comparative entre ces trois structures nous a permis de choisir l'onduleur 5 niveaux triphasé commandé par la même loi (MCSPWM). La qualité des tensions engendrées par chaque onduleur est le critère de notre choix. L'onduleur H-pont multiniveau est une solution prometteuse pour les systèmes PV avec sa topologie évolutive et convenable à des sources d'alimentation de faible tension telle que les cellules PV.

Pour étudier l'effet de nombre de niveaux d'un onduleur H-pont triphasé sur le THD, l'amplitude et le déphasage des tensions de sortie (simples et composées), trois onduleurs (3N, 5N et 15N) sont simulés dans l'environnement Matlab/Simulink. Pour différentes tensions d'alimentation de l'onduleur V_{DC} (12V, 24V, 36V et 48V), nous avons conclu que le THD des tensions à la sortie de l'onduleur est le même quelque soit V_{DC} , ainsi que ce taux diminue considérablement en augmentant le N (69,83% pour 3N et 10,35% pour 15N). L'harmonique le plus significatif est rejeté vers les hautes fréquences (au voisinage de f_{dec}).

Modulation de largeur d'impulsion pour les onduleurs multiniveaux : étude comparative

3.1 Introduction

À l'exception des convertisseurs résonnants, la grande majorité des circuits électroniques de puissance sont commandés par des signaux PWM de diverses formes [B.S.Jin 2004]. Dans notre étude, nous considérons que les commutations instantanées.

En se basant sur les résultats du chapitre précédent, nous étudierons la commande d'un onduleur H-pont monophasé $5N$ par la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale multi-porteuses (MCSPWM).

Dans la section 3.3, nous allons mener une étude comparative entre six types de commandes MCSPWM, à savoir PDPWM, PODPWM, APODPWM, COPWM, PSCPWM et VFPWM, ces stratégies seront appliquées à un onduleur en cascade H-pont monophasé 5 niveaux. Nous donnerons d'abord une brève présentation de la stratégie utilisée ainsi que la formulation mathématique des porteuses. Le taux de distorsion d'harmonique THD%, la répartition des harmoniques selon la fréquence de découpage, l'amplitude du fondamental de la tension de sortie et l'effet de variation de l'indice de modulation M , sont les critères d'évaluation de l'efficacité de la commande considérée.

Finalement, nous allons achever ce chapitre par discuter les différentes stratégies étudiées pour choisir celle qui donne les meilleurs résultats dans le but de l'exploiter dans le chapitre 5 de contrôle.

3.2 Commande d'un onduleur H-pont

3.2.1 Modulation de largeur d'impulsion

La modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) PWM peut prendre différentes formes. La fréquence est l'un des paramètres les plus importants lors de la définition de la PWM ; elle peut être constante ou variable. Un signal PWM à fréquence constante (f_{dec}) peut être généré simplement en comparant un signal de référence $e(t)$, avec un signal porteur $p(t)$, comme représenté sur la figure 3.1.

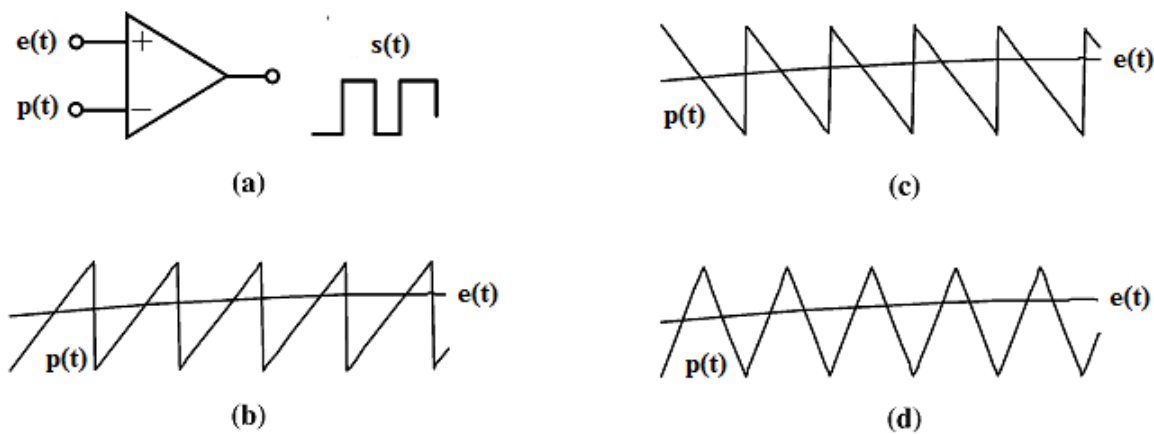


FIGURE 3.1 – Génération de signal PWM à fréquence constante pour différentes formes des porteuses. (b) Porteuse en dent de scie positive ; (c) Porteuse en dent de scie négative ; (d) Porteuse triangulaire.

La sortie PWM binaire peut être écrite mathématiquement comme :

$$s(t) = b_{pwm} = \text{sgn} [e(t) - p(t)] \quad (3.1)$$

Avec : sgn est le signe de la fonction b_{pwm}

La modulation à porteuse en dent de scie est la plus utilisée dans les convertisseurs DC-DC [B.S.Jin 2004]. La modulation à porteuse triangulaire élimine certains harmoniques lorsque la référence est une onde sinusoïdale, cette modulation est préférable pour les convertisseurs AC-DC et DC-AC où la référence de PWM contient une composante sinusoïdale [Vasca 2012].

3.2.2 Cellule de commutation : Bras de l'onduleur

La cellule de commutation est l'élément de base dans les onduleurs de tension. Elle est constituée d'interrupteurs entièrement commandables à trois segments (transistors T bipolaire ou MOS, GTO, IGBT, associés chacun à une diode antiparallèle D).

La synthèse de tels convertisseurs montre que chaque cellule de commutation qui les constitue (figure 3.2) comprend une paire d'interrupteurs réversibles en courant (S_1 , S_2), et non réversibles en tension.

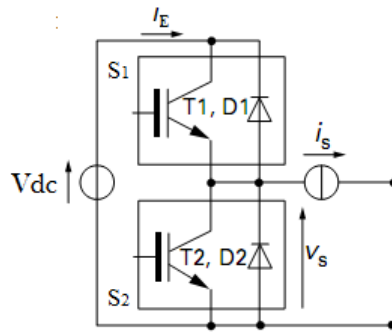


FIGURE 3.2 – Cellule de commutation d'un onduleur H-pont.

3.2.3 Fonction de modulation de la cellule

Dans le cas des commandes adjacentes, il est intéressant de définir la notion de fonction de modulation b_{pwm} de la cellule. Il s'agit d'une fonction temporelle analogique qui traduit l'état de la cellule et dont la définition est très simple. Elle prend la valeur 1 lorsque S_1 est fermé, la valeur 0 lorsque S_2 est fermé. La tension de sortie V_s , de la figure 3.2, peut alors s'exprimer par :

$$V_s = b_{pwm}(t) \cdot V_{dc} \quad (3.2)$$

Cette première relation demeure valable dans le cas d'une tension d'entrée quelconque, évidemment compatible avec le caractère de la cellule (tension d'entrée supérieure ou égale à 0, tension délivrée par le PV).

La cellule étant un étage de conversion direct (sans stockage d'énergie et pertes négligées), la conservation de la puissance instantanée permet d'écrire :

$$I_E = b_{pwm}(t) \cdot I_s \quad (3.3)$$

I_E : étant le courant d'entrée de la cellule.

Le concept de cette fonction peut se généraliser à tout convertisseur à transfert direct et devient un outil commode et puissant pour étudier la commande et les mécanismes de transfert d'énergie dans des structures plus complexes (associations de cellules dans un onduleur H-pont multiniveaux, par exemple).

3.2.4 Onduleur monophasé H-pont

Il est constitué de deux cellules de commutation et la charge est connectée entre les sorties M_1 et M_2 (figure 3.3). La tension de sortie V_s est donc la différence entre les tensions élémentaires V_{M1} et V_{M2} de chaque cellule. Si l'on appelle $b_{pwm1}(t)$ et $b_{pwm2}(t)$ les fonctions de modulations respectives des deux cellules, V_s s'exprime par :

$$V_s = V_{M2} - V_{M1} = (b_{pwm1}(t) - b_{pwm2}(t)) \cdot V_{dc} \quad (3.4)$$

Le nombre de possibilités d'utilisation est élevé puisque chaque cellule est indépendante de l'autre. Chaque cellule peut fonctionner en modulation ou sans modulation, en commandes adjacentes ou disjointes, avec des mécanismes de commutation différents.

Éliminons, pour simplifier, le cas des commandes disjointes (excepté le temps mort nécessaire à la sécurité), les commandes des deux cellules peuvent donc être modulées ou non, déphasées ou non.

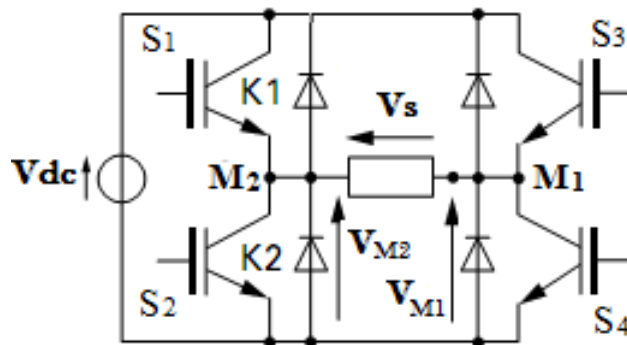


FIGURE 3.3 – Onduleur H-pont constitué par deux cellules de commutation

3.2.4.1 Mode bipolaire

Lorsqu'on commande le pont de manière diagonale, c'est-à-dire lorsqu'on applique la même commande sur les interrupteurs diagonalement opposés. La fonction de modulation du bras 1 est exprimée en fonction de celle du bras 2 de la manière suivante :

$$b_{pwm1} = 1 - b_{pwm2} \quad (3.5)$$

La tension de sortie V_s ne peut prendre que les deux valeurs $+V_{dc}$ et $-V_{dc}$, de manière modulée ou non. Elle subit des discontinuités d'amplitude $2V_{dc}$ à la fréquence de découpage de chaque cellule de commutation. Le mode non modulé ne permet aucun réglage de l'amplitude du fondamental, mais seulement de sa fréquence. Seule une modulation de largeur d'impulsions permet de régler le terme fondamental de V_s et de réduire ses harmoniques.

3.2.4.2 Mode unipolaire

Dans toutes les configurations pour lesquelles les fonctions de modulation des deux cellules ne sont pas opposées, soit :

$$b_{pwm1} \neq 1 - b_{pwm2} \quad (3.6)$$

La tension V_s prend une troisième valeur et vaut alors :

$$V_s = \begin{cases} +V_{dc} & \text{si } b_{pwm1} > b_{pwm2} \\ 0 & \text{si } b_{pwm1} = b_{pwm2} \\ -V_{dc} & \text{si } b_{pwm1} < b_{pwm2} \end{cases} \quad (3.7)$$

Dans ce mode, les discontinuités de tension vues par la charge sont limitées à V_{dc} et apparaissent à chaque commutation de l'une des deux cellules.

3.2.5 Onduleur monophasé H-pont : Simulation

En utilisant un signal modulant en mode unipolaire, nous allons vérifier par simulation l'effet de la commande des cellules de commutation sur le spectre de la tension de sortie d'onduleur. Dans un premier temps une seule porteuse est considérée pour la génération des signaux PWM de commande. Dans un deuxième temps deux différentes porteuses sont utilisées pour introduire la notion de MCSPWM.

Nous avons choisi comme paramètres de simulation :

- + Une source de tension continue représentant un panneau PV de $V_{dc}/2 = 120V$;
- + Une fréquence de signal modulant de $f_0 = 50Hz$;
- + Une fréquence de découpage de $f_{dec} = F * f_0 = 40f_0$.

3.2.5.1 Schéma de simulation : Circuit de puissance

La figure 3.4 représente un onduleur H-pont constitué par quatre interrupteurs de puissance (MOSFET).

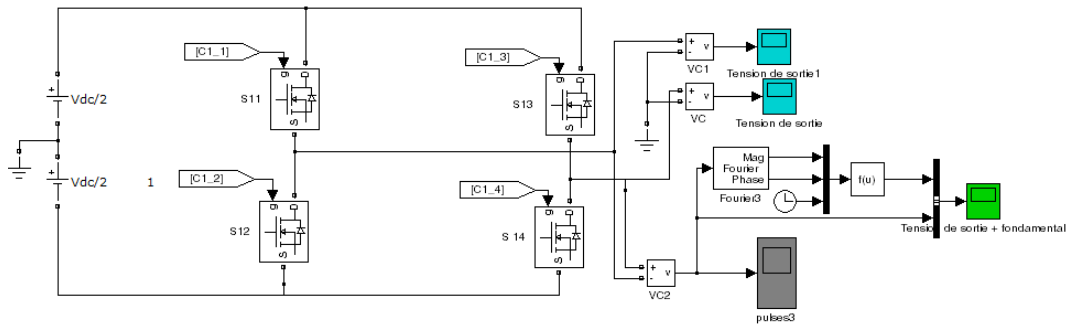


FIGURE 3.4 – Schéma de simulation d’un onduleur monophasé H-pont

3.2.5.2 Schéma de simulation : Circuit de commande

- **PWM sinusoïdale à une seule porteuse** : Les signaux de commande (b_{pwm}) sont constitués par la comparaison d’une seule porteuse, appliquée sur les deux bras de l’onduleur, avec un signal de référence sinusoïdal de fréquence $f_0 = 50Hz$ (figure 3.5). Ce type de ‘Commande diagonale’ est une modulation bipolaire.

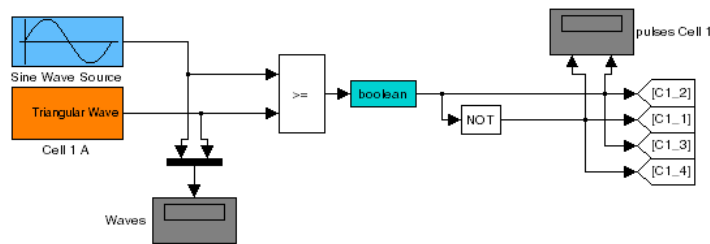


FIGURE 3.5 – Simulation d’une commande à une porteuse d’un onduleur H-pont monophasé

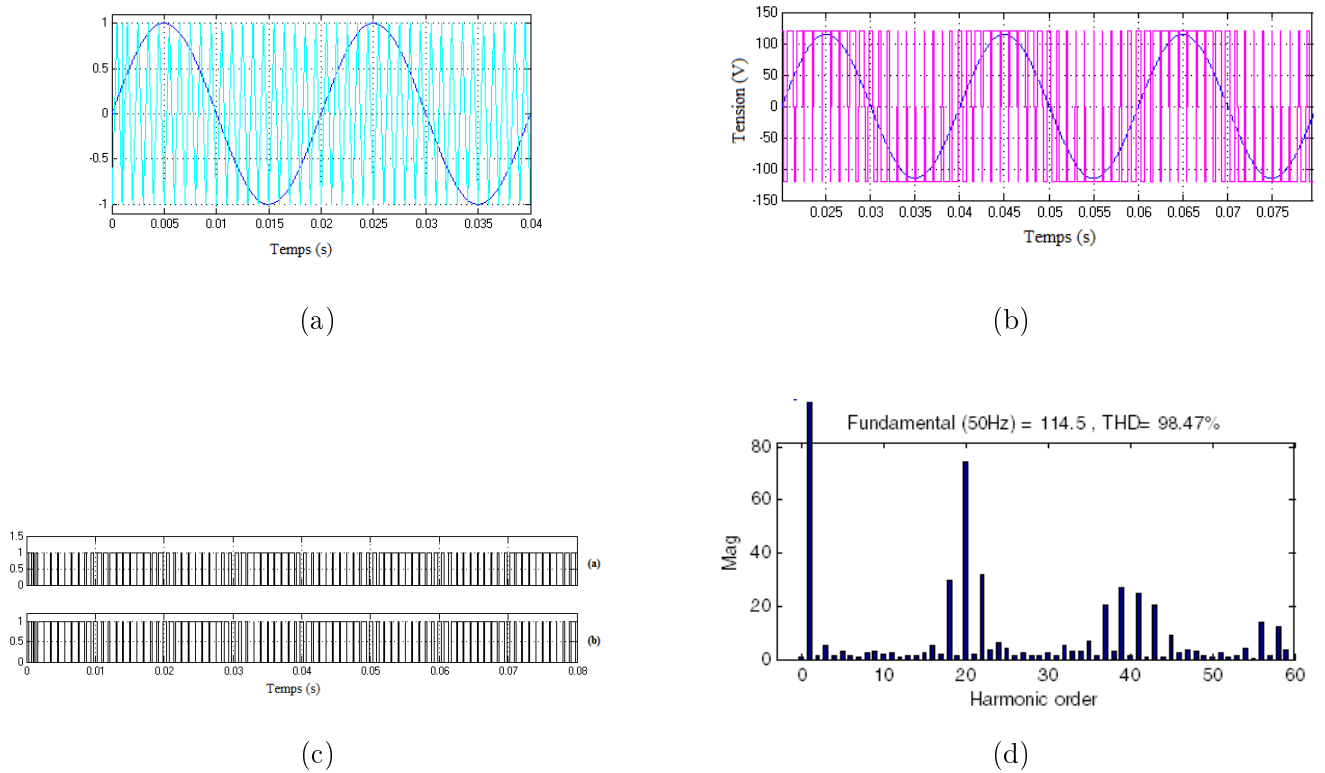


FIGURE 3.6 – Tension de sortie d'un onduleur monophasé H-pont commandé par une porteuse. (a) Porteuse et signal modulant; (b) Tension de sortie et son fondamental de fréquence f_0 ; (c) Impulsions de commande; (d) Spectre de la tension de sortie.

- **PWM sinusoïdale multi-porteuses** : Le principe de ce type de PWM consiste à utiliser une porteuse pour chaque bras de l'onduleur (cellule de commutation). Cette technique permet de diminuer "le stress" des interrupteurs de puissance, chaque pair d'interrupteurs de même bras fonctionnent pendant une demi période.

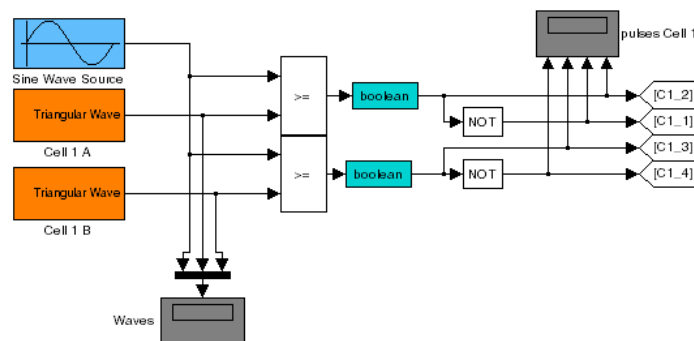


FIGURE 3.7 – Simulation d'une commande à deux porteuses d'un onduleur H-pont monophasé

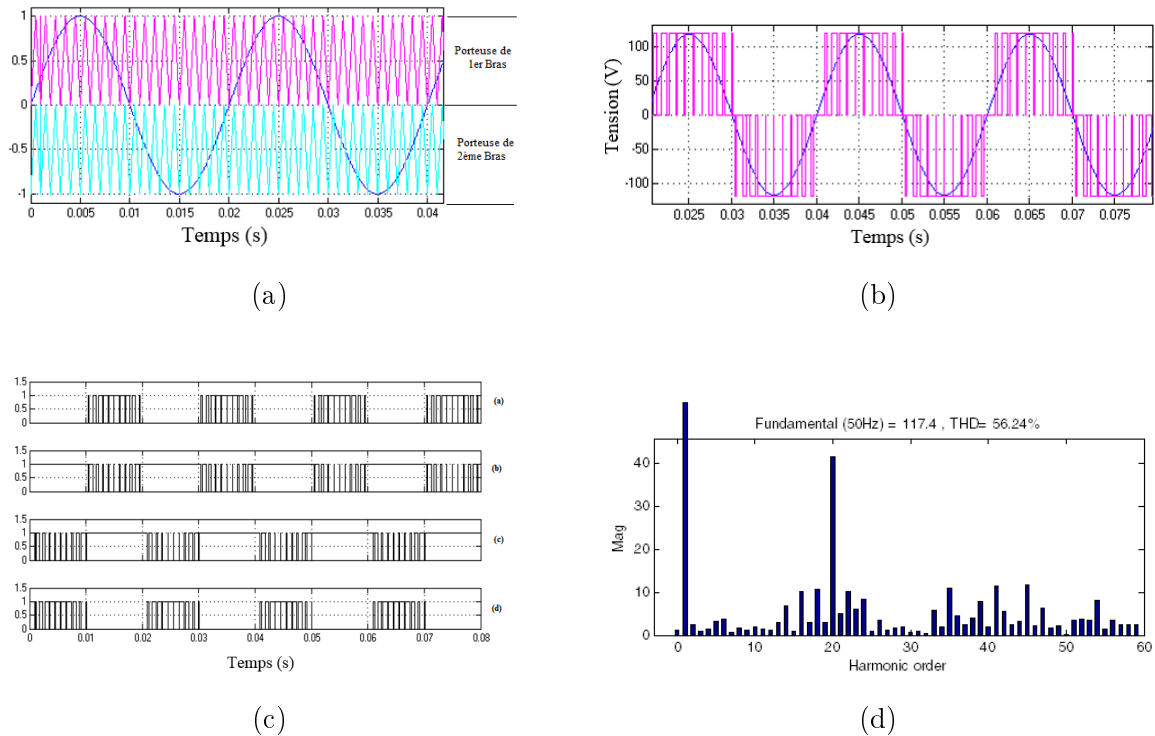


FIGURE 3.8 – Tension de sortie d'un onduleur monophasé H-ponct commandé par deux porteuse. (a) : Porteuses et signal modulant; (b) Tension de sortie et son fondamental de fréquence f_0 ; (c) Impulsions de commande; (d) Spectre de la tension de sortie.

3.2.5.3 Conclusion

La technique de deux porteuses identiques appliquée chacune à un bras de l'onduleur, donne les mêmes résultats que celle de la PWM bipolaire avec une seule porteuse. Nous constatons que la PWM sinusoïdale de deux porteuses différentes, soit par niveau ou par phase, donne un niveau de plus de la tension, ce que donne un meilleur THD de la tension de sortie.

3.3 Étude comparative de différentes MCSPWM

Les strategies de la modulation de largeur d'impulsion multiporteuse (MCSPWM) sont largement utilisées pour les onduleurs multiniveaux. Cette méthode de modulation est le prolongement logique de la modulation PWM (sinus-triangle) pour les onduleurs deux niveaux à l'exception du fait que plusieurs porteuses sont utilisées. Pour la MCSPWM, plusieurs signaux de porteuse triangulaires sont comparés avec un signal de modulation sinusoïdal.

Le nombre de porteuses nécessaires pour produire une sortie de N niveaux est $(N - 1)$. Toutes les porteuses ont la même amplitude A_c et la même fréquence f_{dec} sauf pour le type

	Tensions de sortie			Tension bras M1			Tension bras M2		
	THD %	Ampl. Fond.	Niveau	THD %	Ampl. Fond.	Niveau	THD%	Ampl. Fond.	Niveau
PWM sinusoïdale bipolaire (Une seule porteuse) Appliquée aux 2 bras	119.06	109.1	2	119.06	54.57	2	119.06	54.57	2
PWM sinusoïdale unipolaire (deux porteuses identiques) appliquée chacune à un bras	119.06	109.1	2	119.06	54.57	2	119.06	54.57	2
PWM sinusoïdale unipolaire (deux porteuses différentes) appliquée chacune à un bras	56.24	117.4	3	86.08	59.98	2	93.25	57.2	2

FIGURE 3.9 – Tableau récapitulatif des THD % de la tension de sortie pour différents types de porteuse

VFPWM.

La forme d'onde de référence (signal modulant) a une amplitude maximale de A_m et une fréquence $f_0 = f_m$. Le signal de référence est comparé avec chacun des signaux des porteuses et chaque fois que la référence est supérieure au signal d'une porteuse, l'impulsion est générée.

Il existe de nombreux arrangements des porteuses pour la commande MCSPWM.

- + La stratégie de disposition de phase : Phase Disposition PDPWM ;
- + La stratégie de disposition de phase opposée : Phase Opposition Disposition PODPWM ;
- + La stratégie de disposition de phase opposée alternative : Alternate phase opposition disposition APODPWM ;
- + La stratégie de chevauchement des porteuses : Carrier overlapping COPWM ;
- + La stratégie de changement de phase : Phase shifted carrier PSCPWM ;
- + La stratégie de fréquence variable : Variable frequency VFPWM.

3.3.1 Notations

Signal modulant :

$$A(A_m, \omega_m, \varphi_m) = A_m \sin(\omega_m \cdot t + \varphi_m) \quad (3.8)$$

Porteuse :

$$P(A_c, \omega_c, \varphi_c, w) = A_c \cdot \begin{cases} \frac{\omega_c t + \varphi_c}{2\pi w} - \frac{1}{2} & \text{si } 0 \leq \omega_c t + \varphi_c \leq 2\pi w \\ -\frac{\omega_c t + \varphi_c}{2\pi(1-w)} + \frac{1}{1-w} - \frac{1}{2} & \text{si } 2\pi w \leq \omega_c t + \varphi_c \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.9)$$

La figure 3.10 montre que la fonction P est une fonction de période $T_{dec} = T_c = 2\pi/\omega_c$

Avec w est un paramètre strictement entre 0 et 1 qui représente la largeur de triangle. Pour $w = 0.5$ le signal P est une onde triangulaire symétrique (figure 3.1(d)). Si $w = 0(1)$ le signal P est une onde en dent de scie négative (figure 3.1(c)) (positive (figure 3.1(b)))

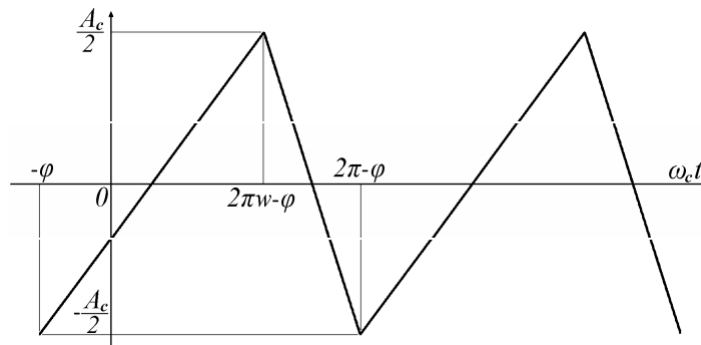


FIGURE 3.10 – *Porteuse triangulaire*

Indice de modulation d'amplitude : Profondeur de modulation

$$M = m_a = 2 \frac{A_m}{(N-1) \cdot A_c} \quad (3.10)$$

Indice de modulation de fréquence :

$$F = m_f = \frac{f_{dec}}{f_0} = \frac{f_c}{f_m} \quad (3.11)$$

3.3.2 Cas d'un onduleur H-pont monophasé 5N

Il s'agit d'onduleur constitué par deux cellules H-pont (figure 3.11), alimentée chacune par une source de tension continue V_{DC} isolée générée par un panneau PV.

Chaque cellule est capable de produire trois niveaux de tensions, $+V_{DC}$, 0, et $-V_{DC}$. L'ensemble, panneau PV et condensateur, assure l'alimentation DC de l'onduleur. La tension de sortie V_s est synthétisée par les tensions V_{cell1} et V_{cell2} des cellules 1 et 2.

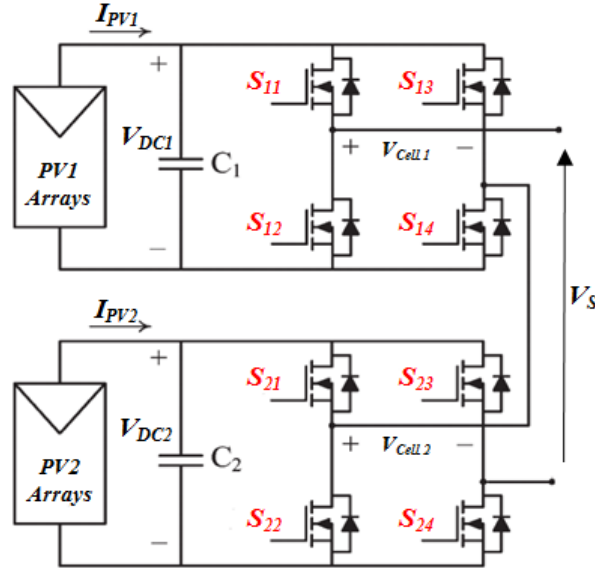


FIGURE 3.11 – Schéma de puissance d'un onduleur H-pont 5N

• Simulation :

La figure 3.12 montre le schéma de simulation du circuit de puissance, par Matlab/Simulink, de l'onduleur 5N de la figure 3.11. $S_{i,j}$ est l'interrupteur de puissance j de la cellule H-pont numéro i et C_{i-j} sa commande impulsionnelle générée par le bloc "Triangular wave" de circuit de commande (figure 3.13).

3.3.3 Commande PDPWM (Phase Disposition PWM)

La figure 3.14 représente la stratégie de commande PDPWM d'un onduleur 5 niveaux qui nécessite quatre porteuses. Ces dernières, ayant la même fréquence f_{dec} et la même amplitude A_c , sont positionnées de telle sorte que les bandes qu'ils occupent sont contigües.

Si l'onde de référence est supérieure à un signal porteur, les interrupteurs de puissance sont commandés à l'amorçage (état ON). Sinon, ils sont commandés au bloçage (état OFF).

La fonction génératrice des porteuses est :

$$C_n = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, w) + (n - N/2)A_c, \quad n = 1, \dots, N - 1 \quad (3.12)$$

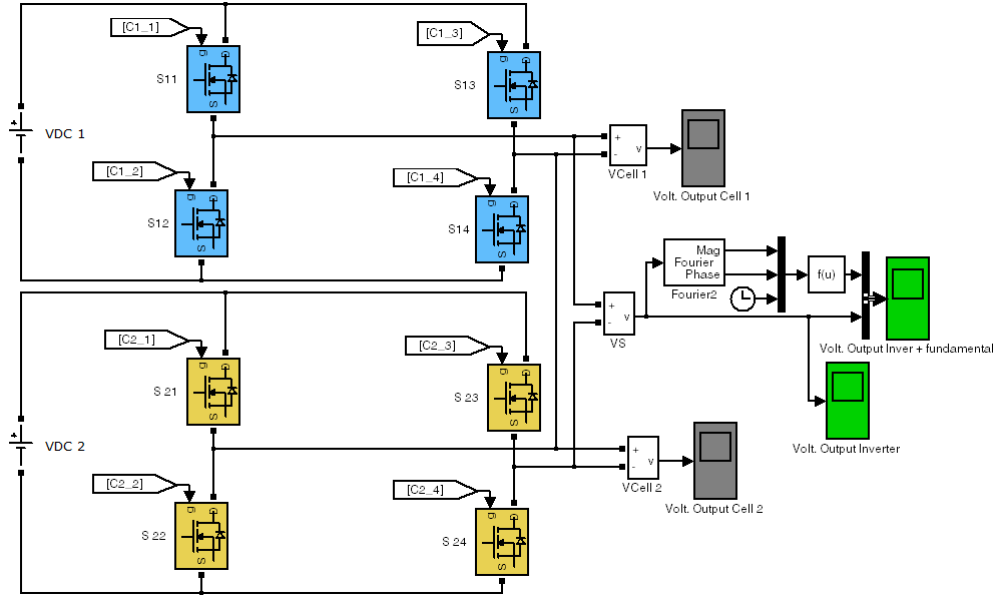


FIGURE 3.12 – Schéma de simulation d'un onduleur cascade 5N

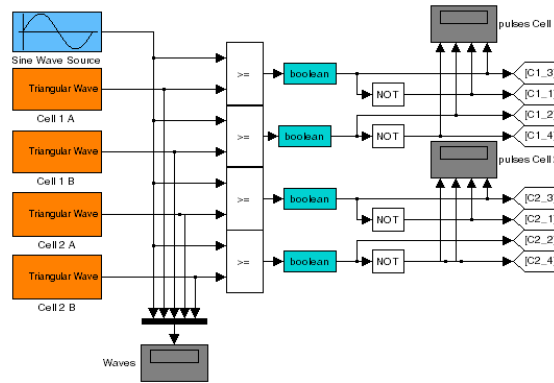


FIGURE 3.13 – Schéma de commande

Donc les équations mathématiques des porteuses sont :

$$\text{Porteuses}_{PDPWM} : \begin{cases} C_1 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 1.5A_c \\ C_2 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 0.5A_c \\ C_3 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + 0.5A_c \\ C_4 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + 1.5A_c \end{cases} \quad (3.13)$$

La ligne 'zéro' de référence est placée au milieu de l'ensemble des porteuses. Et nous choisissons la porteuse C_1 comme étant une porteuse de référence. L'amplitude de signal modulant est donné à partir de l'équation 3.10 $\Rightarrow A_m = 2M.A_c$.

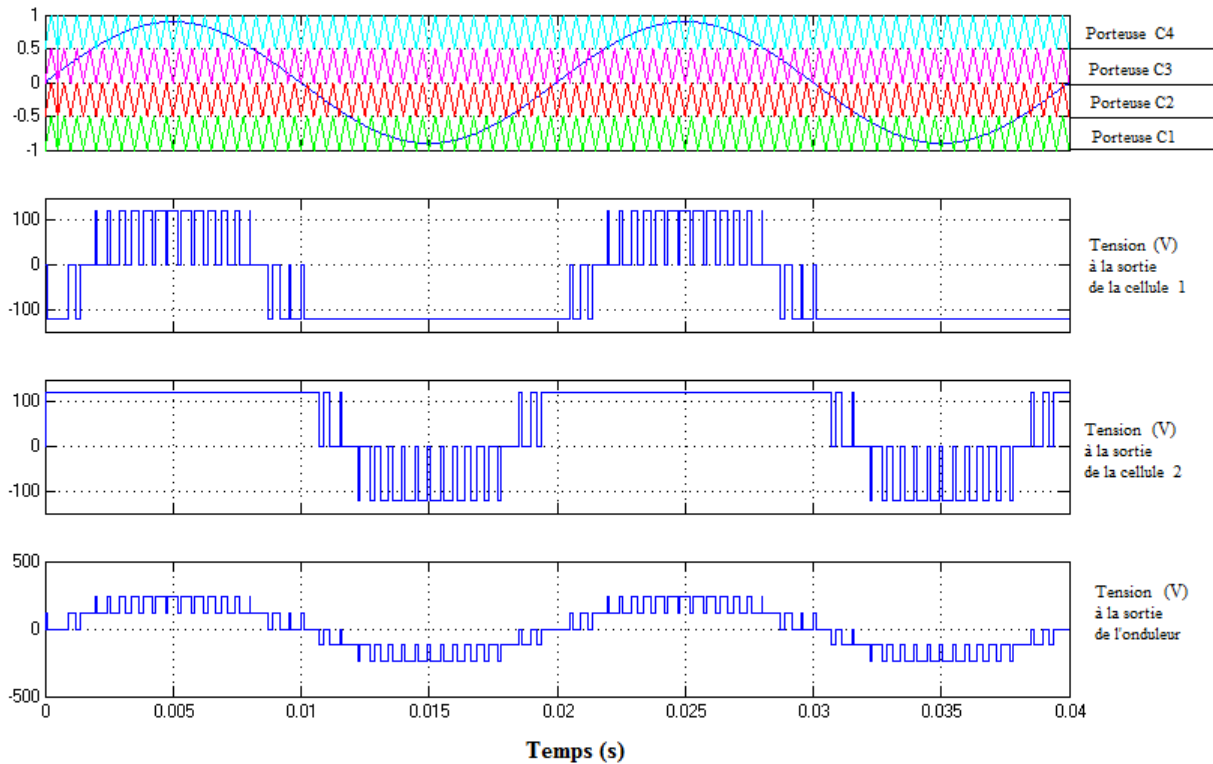


FIGURE 3.14 – Disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie PDPWM , ainsi que les tensions aux sorties des cellules et la tension délivrée par l'onduleur 5N pour ($M = 0.9$, $F = 40$ et $A_c = 0.5$)

3.3.3.1 Tensions de sorties et analyse spectrale

La tension générée par l'onduleur 5N et ses spectres sont présentés dans la figure 3.15. Dans une première constatation, les harmoniques sont regroupés aux voisinages de la fréquence de découpage et leurs multiples. Nous constatons également que, à part 'des herbes' étendues sur l'axe des fréquences avec une amplitude maximale qui ne dépasse pas 5% de celle du fondamental. L'harmonique le plus remarquable est celui de l'ordre 40 avec une amplitude d'environ 24% de celle du fondamental. Alors que les harmoniques ayant un ordre multiple pair de F sont nuls.

3.3.3.2 Effet de la variation de l'indice de modulation

Le tableau de la figure 3.16 montre l'évolution de THD% en fonction de changement de la profondeur de modulation M . Nous constatons que les THDs% des tensions aux sorties des cellules sont quasiment identiques, ce que signifie que ces tensions ayant le même spectre

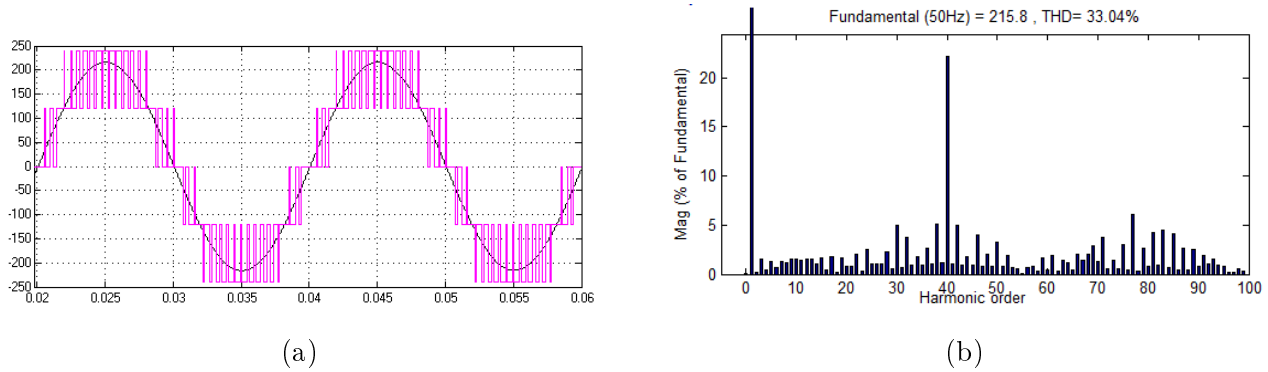


FIGURE 3.15 – Commande PDPWM d'onduleur 5N. (a) Tension délivrée et son fondamental; (b) Analyse spectrale de la tension de sortie.

d'harmonique. Cette remarque justifiée parfaitement la symétrie des commandes pour chaque cellule H-pont (figure 3.14), par conséquent, les pertes au niveau des interrupteurs de puissance seront les mêmes.

ma	Tension cellule1		Tension cellule 2		Tension de sortie	
	THD %	Fond	THD %	Fond	THD %	Fond
0.1	471.70	7.671	471.70	7.671	336.34	15.29
0.2	239.18	21.27	244.86	20.08	169.58	41.33
0.3	170.98	32.55	170.02	33.05	117.39	65.57
0.4	124.56	46.31	121.54	46.69	82.61	92.97
0.5	91.95	57.78	91.47	57.65	57.39	115.4
0.6	68.50	73.62	73.95	70.83	45.25	144.4
0.7	66.79	82.12	65.34	83.63	43.41	165.7
0.8	58.95	95.78	59.50	94.99	39.47	190.8
0.9	51.95	108.1	51.59	108.4	33.82	216.5
1	57.76	120.3	57.34	119.9	27.49	240.2
1.1	38.74	126.9	40.15	127.7	23.65	254.6

FIGURE 3.16 – Effet de l'indice de modulation M sur les THDs% des tensions de sorties pour la commande PDPWM

3.3.4 Commande PODPWM (Phase Opposition Disposition PWM)

Pour la stratégie PODPWM, l'ensemble des ondes porteuses, situant au-dessus de la ligne de référence 'zéro', sont en phase entre elles. Et l'ensemble des ondes porteuses ci-dessous de la ligne de référence 'zéro' sont également en phase entre elles, mais les deux ensembles des porteuses sont déphasés de 180° , comme indiqué dans la figure 3.17. Il faut noter que cette stratégie n'a pas de sens pour un nombre de niveau de tension N pair .

D'une manière générale, le système d'équations 3.14 donne les fonctions mathématiques des

porteuses pour N impaire. L'amplitude de signal modulant est donné à partir de l'équation

$$3.10 \Rightarrow A_m = 2M.A_c.$$

$$Porteuses_{PODPWM} : \begin{cases} C_1 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 1.5A_c \\ C_2 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 0.5A_c \\ C_3 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c - \pi, 0.5) + 0.5A_c \\ C_4 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c - \pi, 0.5) + 1.5A_c \end{cases} \quad (3.14)$$

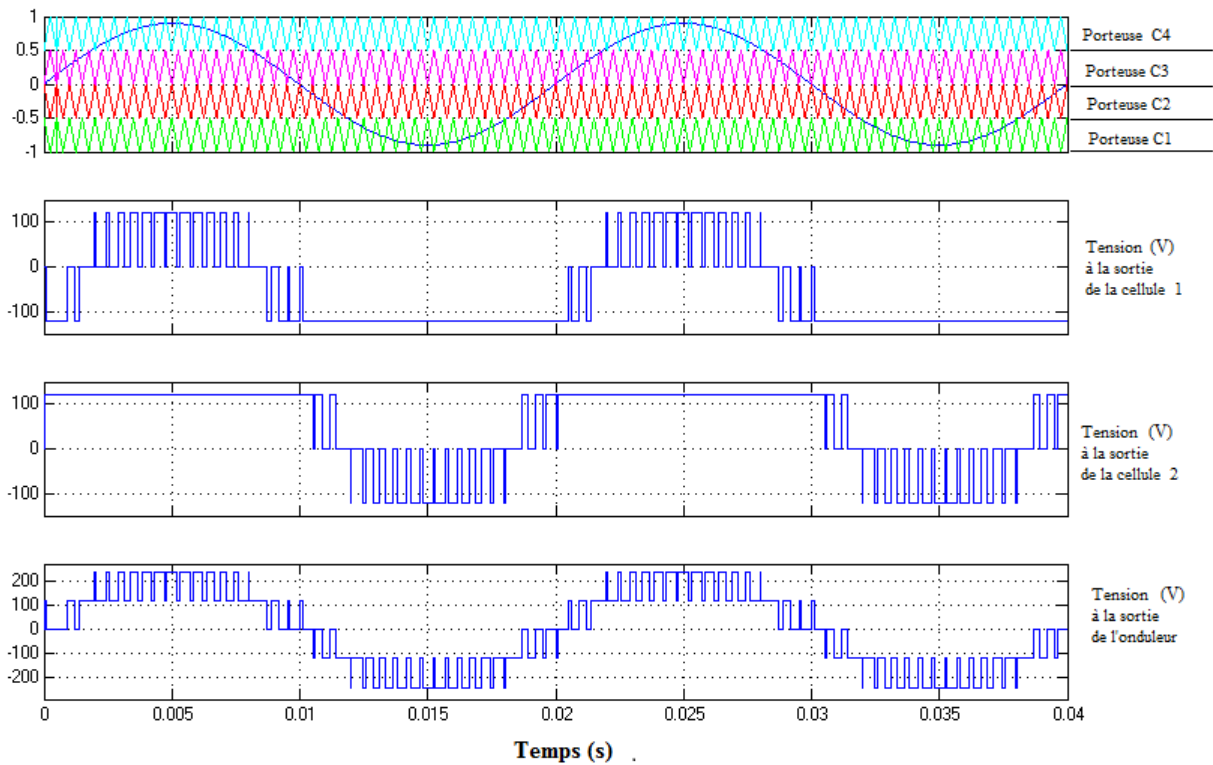


FIGURE 3.17 – Disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie PODPWM , ainsi que les tensions aux sorties des cellules et la tension délivrée par l'onduleur 5N pour($M = 0.9$, $F = 40$ et $A_c = 0.5$)

3.3.4.1 Tensions de sorties et analyse spectrale

La tension délivrée par l'onduleur 5N et ses spectres sont présentées dans la figure 3.18, pour une profondeur de modulation $M = 0.9$.

Etant donné que la fréquence de commutation est égal à $f_c = 2kHz$, les harmoniques indésirables sont regroupés à la proximité des multiples de F ($F = 40, 80, \dots$). Nous constatons

que, les harmoniques d'ordres 40 et 42 représentent respectivement, à peu près, des amplitudes ayant des pourcentages 17% et 14.5% de celle du fondamental. Alors que les harmoniques, ayant un ordre multiple pair de F , sont nuls.

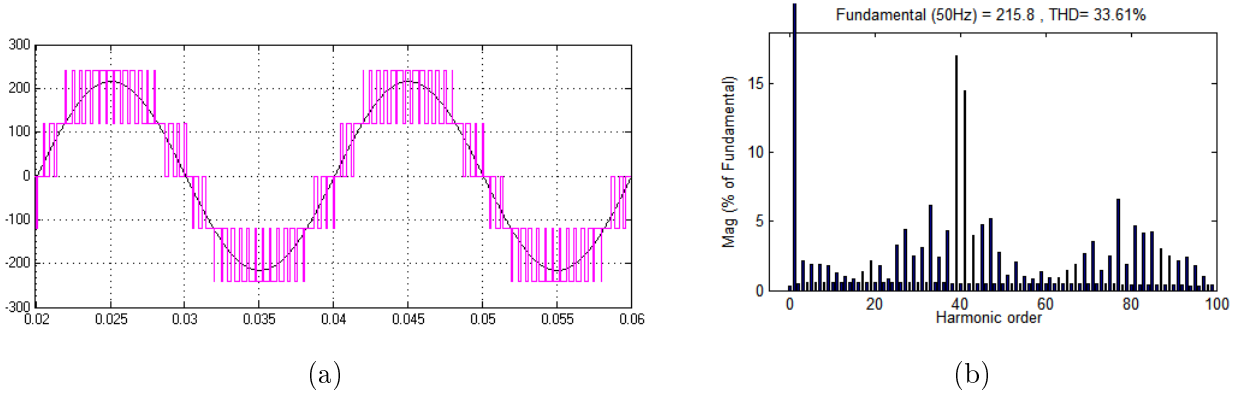


FIGURE 3.18 – Commande PODPWM d'onduleur 5N. (a) Tension délivrée et son fondamental; (b) Analyse spectrale de la tension de sortie.

3.3.4.2 Effet de la variation de l'indice de modulation

Le tableau de la figure 3.19 montre l'évolution de THD% en fonction de changement de profondeur de modulation M . Nous constatons que les THDs% des tensions aux sorties des cellules sont quasiment identiques, ce que signifie que ces tensions ayant le même spectre d'harmonique. Cette remarque justifie parfaitement la symétrie des commandes pour chaque cellule H-pont (figure 3.17), par conséquent, les pertes au niveau des interrupteurs de puissance seront les mêmes.

3.3.5 Commande APODPWM (Alternate Phase Opposition Disposition PWM)

En cas de la stratégie APODPWM, chaque onde porteuse est en opposition de phase par rapport à sa voisine (un déphasage de 180°) figure 3.20. Afin de discuter cette stratégie de PWM, il faut considérer un onduleur à cinq niveaux, au moins, puisque les techniques APODPWM et PODPWM en cas d'onduleur à trois niveaux sont les mêmes.

Les porteuses APODPWM sont généralement définies par l'équation 3.15 suivante :

$$C_n = (-1)^{n-1}P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + (n - N/2)A_c, \quad n = 1, \dots, N - 1 \quad (3.15)$$

ma	Tension cellule1		Tension cellule 2		Tension de sortie	
	THD %	Fond	THD %	Fond	THD %	Fond
0.1	471.70	7.671	471.70	7.671	335.21	15.34
0.2	239.18	21.27	239.18	21.27	167.89	42.54
0.3	170.98	32.55	170.98	32.55	117.38	65.11
0.4	124.56	46.31	124.56	46.31	84.41	92.61
0.5	91.95	57.78	91.95	57.78	58.08	115.6
0.6	73.08	73.37	73.07	73.37	42.69	146.7
0.7	77.10	82.76	77.09	82.69	44.50	165.5
0.8	70.15	95.59	70.15	95.55	191.1	38.82
0.9	64.44	107.7	64.42	107.6	215.3	33.85
1	57.76	120.3	57.78	120.2	27.25	240.5
1.1	53.47	128.3	53.51	128.2	23.02	256.5

FIGURE 3.19 – Effet de l'indice de modulation M sur les THDs% des tensions de sorties pour la commande PODPWM

Le système d'équations 3.16 donne les fonctions mathématiques de ces porteuses :

$$Porteuses_{APODPWM} : \begin{cases} C_1 = -P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 1.5A_c \\ C_2 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 0.5A_c \\ C_3 = -P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + 0.5A_c \\ C_4 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + 1.5A_c \end{cases} \quad (3.16)$$

3.3.5.1 Tensions de sorties et analyse spectrale

La figure 3.21.(a) donne la tension générée par un onduleur 5N commandé par la technique APODWM pour une profondeur de modulation de $M = 0.9$. La figure 3.21.(b) représente la répartition spectrale de la tension de sortie V_s . Nous constatons que les harmoniques se regroupent au voisinage des multiples de la fréquence de découpage $f_{dec} = 2kHz$. L'harmonique le plus remarquable est celui de l'ordre 40 avec une amplitude d'environ 14% de celle du fondamental entouré par des raies dont le pourcentage ne dépasse pas 12% . L'harmonique d'ordre 80 est nul (multiple pair de F).

3.3.5.2 Effet de la variation de l'indice de modulation

Le tableau de la figure 3.22 montre l'évolution de THD% en fonction de changement de la profondeur de modulation M . Nous constatons que les THDs% des tensions aux sorties des

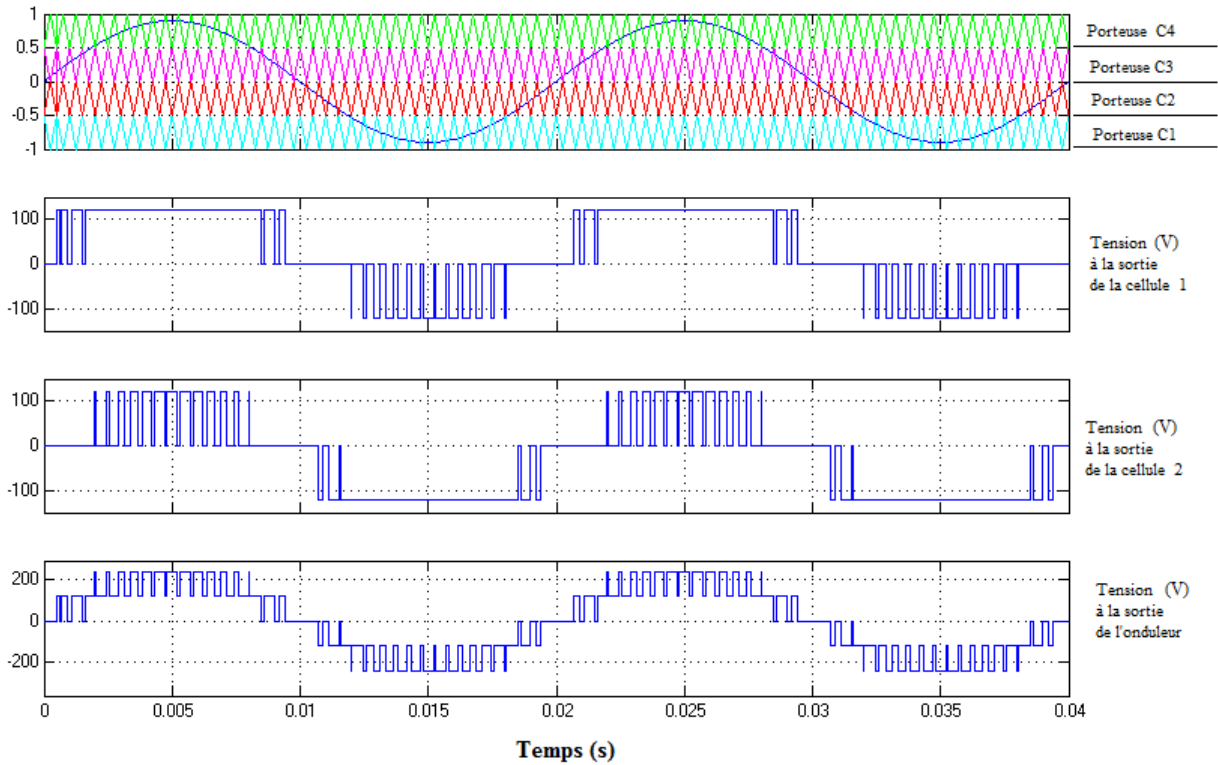


FIGURE 3.20 – Disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie APODPWM, ainsi que les tensions aux sorties des cellules et la tension délivrée par l'onduleur 5N pour ($M = 0.9$, $F = 40$ et $A_c = 0.5$)

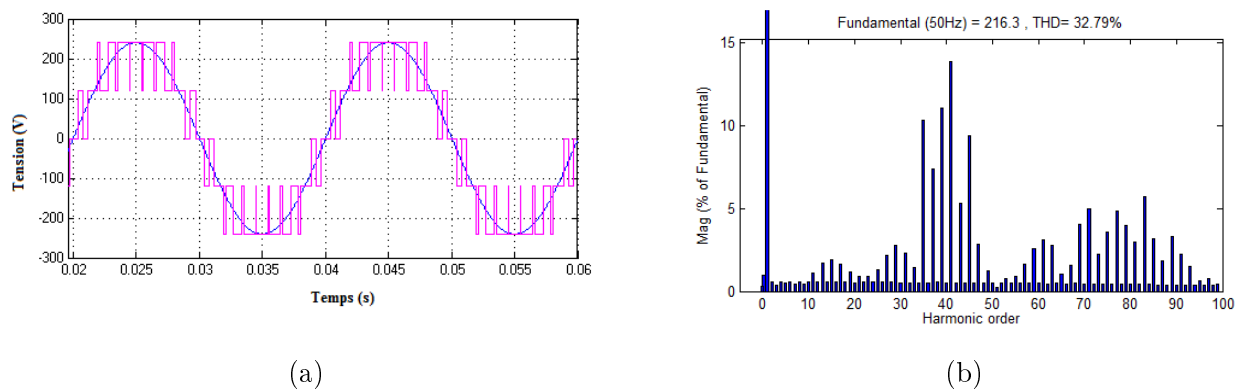


FIGURE 3.21 – Commande APODPWM d'onduleur 5N. (a) Tension délivrée et son fondamental; (b) Analyse spectrale de la tension de sortie.

cellules sont quasiment identiques, ce que signifie que ces tensions ayant le même spectre d'harmonique. Cette constatation justifiée parfaitement la symétrie des commandes pour chaque cellule H-pont (figure 3.20), par conséquent, les pertes au niveau des interrupteurs de puissance

seront les mêmes.

ma	Tension cellule1		Tension cellule 2		Tension de sortie	
	THD %	Fond	THD %	Fond	THD %	Fond
0.1	471.70	7.671	471.70	7.671	335.21	15.34
0.2	244.86	20.08	244.86	20.08	171.18	40.15
0.3	166.96	33.86	170.02	33.05	116.11	66.91
0.4	121.54	46.69	121.54	46.69	80.72	93.38
0.5	91.47	57.65	91.47	57.65	56.69	115.3
0.6	79.17	70.83	79.16	70.8	47.51	141.6
0.7	75.10	83.63	75.09	83.56	42.84	167.2
0.8	70.44	95.45	71.47	94.95	39.43	190.4
0.9	62.75	108.4	62.74	108.3	33.61	216.7
1	57.68	120.2	57.70	120.1	28.41	240.3
1.1	54.66	127.7	54.71	127.6	25.21	255.2

FIGURE 3.22 – Effet de l'indice de modulation M sur les THDs% des tensions de sorties pour la commande APODPWM

3.3.6 Commande COPWM (Carrier Overlapping PWM)

Dans la stratégie COPWM, les porteuses ayant la même fréquence f_c et la même amplitude $A'_c = 2A_c$, elles sont disposées de telle sorte que leurs bandes se chevauchent de telle façon qu'elles occupent les unes des autres. La distance verticale de chevauchement entre chaque porteuse est de $A'_c/2$. L'onde modulante est centrée au milieu des porteuses comme dans la figure 3.23.

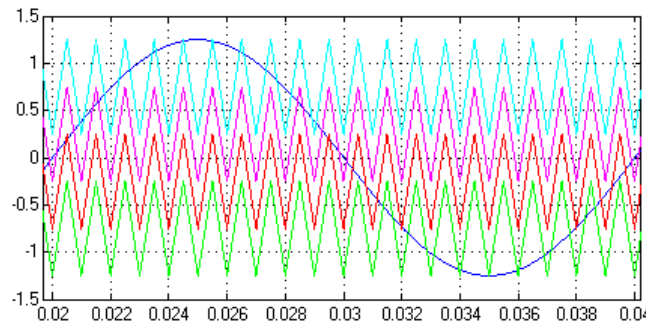


FIGURE 3.23 – Exemple de disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie COPWM

Les porteuses COPWM sont généralement définies par l'équation 3.17 suivante :

$$C_n = P(A'_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + (n - N/2)A'_c/2, \quad n = 1, \dots, N - 1 \quad (3.17)$$

Le système d'équations 3.18 donne les fonctions mathématiques de ces porteuses :

$$Porteuses_{COPWM} : \begin{cases} C_1 = P(A'_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 0.75A'_c \\ C_2 = P(A'_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 0.25A'_c \\ C_3 = P(A'_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + 0.25A'_c \\ C_4 = P(A'_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + 0.75A'_c \end{cases} \quad (3.18)$$

la figure 3.24 montre la symétrie des tensions aux sorties des cellules ainsi que la tension V_s délivrée par l'onduleur 5N pour un indice de modulation $M = 0.9$.

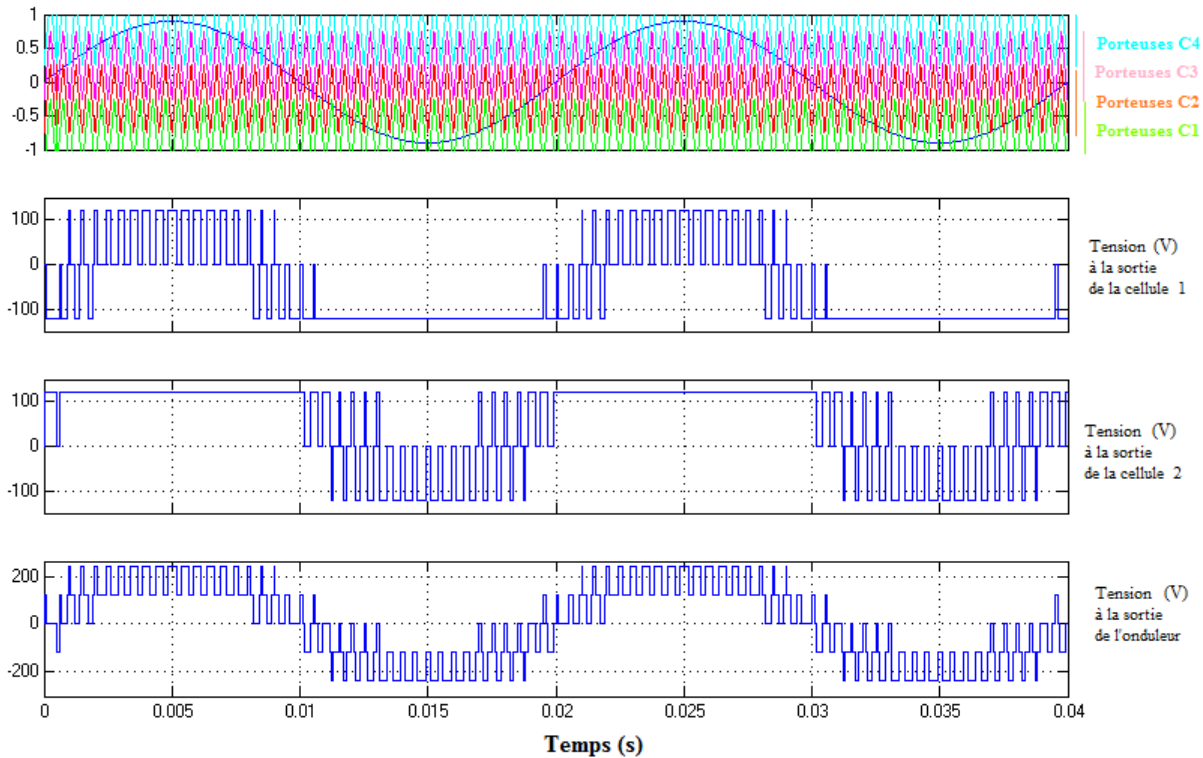


FIGURE 3.24 – Disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie COPWM , ainsi que les tensions aux sorties des cellules et la tension délivrée par l'onduleur 5N pour ($M = 0.9$, $F = 40$ et $A'_c = 1$)

3.3.6.1 Tensions de sorties et analyse spectrale

La figure 3.25.(a) donne la tension générée par un onduleur 5N commandé par la technique COPWM pour une profondeur de modulation de $M = 0.9$. La figure 3.25.(b) représente la répartition spectrale de la tension de sortie V_s . Nous constatons que les harmoniques se regroupent au voisinage des multiples de la fréquence de découpage $f_{dec} = 2kHz$. L'harmonique le plus

remarquable est celui de l'ordre 40 avec une amplitude atteint le 40% de celle du fondamental entouré par des raies dont le pourcentage ne dépasse pas 10% . L'harmonique d'ordre 80 est nul (multiple pair de F) centré par des raies ne touchent pas le 10% du fondamental.

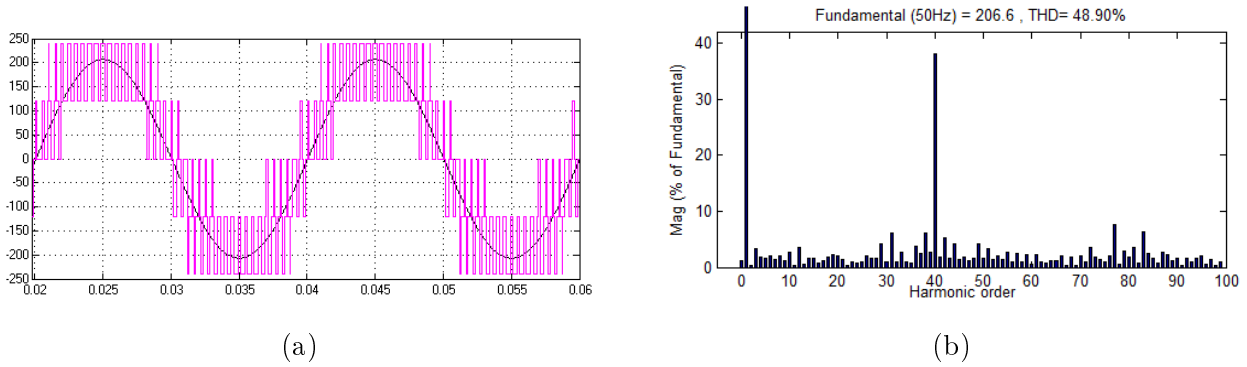


FIGURE 3.25 – Commande COPWM d'onduleur 5N. (a) Tension délivrée et son fondamental; (b) Analyse spectrale de la tension de sortie.

3.3.6.2 Effet de la variation de l'indice de modulation

Le tableau de la figure 3.26 montre l'évolution du THD% en fonction de changement de la profondeur de modulation M . D'une manière générale, nous constatons que les THDs% des tensions aux sorties de ce type de modulation sont considérables par rapport à ceux des techniques de modulation précédentes. Ainsi nous remarquons également que les fondamentaux des tensions aux sorties des cellules sont légèrement différents.

ma	Tension cellule1		Tension cellule 2		Tension de sortie	
	THD %	Fond	THD %	Fond	THD %	Fond
0.1	513.08	13.66	471.57	14.58	390.39	12.02
0.2	255.06	27.5	264.24	26.97	208.27	23.92
0.3	166.87	43.92	161.26	44.97	122.04	79.97
0.4	134.44	59.07	135.08	58.63	96.85	102.4
0.5	108.15	75.38	107.00	75.38	74.34	115.5
0.6	95.91	86.78	92.71	88.53	64.57	130.2
0.7	75.55	102.4	82.95	99.37	51.09	174.1
0.8	72.04	110.4	67.78	112.5	44.19	194.4
0.9	65.18	119.6	64.35	119.8	39.62	214.5
1	58.64	128.2	60.30	127.3	35.02	229.8
1.1	54.11	134.3	54.02	133.6	30.92	252

FIGURE 3.26 – Effet de l'indice de modulation M sur les THDs% des tensions de sorties pour la commande COPWM

3.3.7 Commande PSCPWM (Phase Shifted Carrier PWM)

La modulation PWM multi-porteuses à décalage de phase PSCPWM utilise $n = (N - 1)$ porteuses de même amplitude A_c et de même fréquence f_c . Deux ondes porteuses consécutives sont décalées par $\varphi'_c = \frac{2\pi}{N-1}$ pour générer les impulsions de commande d'un onduleur à N niveaux.

Dans le cas d'un onduleur cinq niveaux (figure 3.27), deux porteuses voisines sont décalées par 90° .

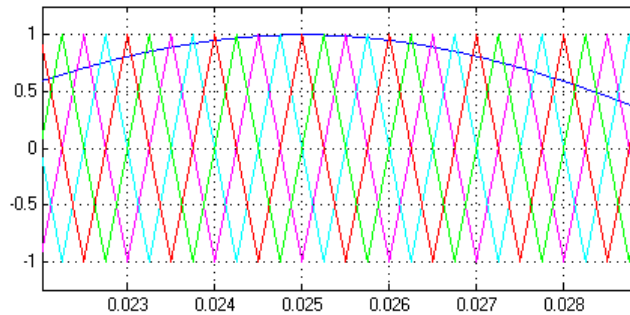


FIGURE 3.27 – Exemple de disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie PSCPWM

Les porteuses PSCPWM sont généralement définies par l'équation 3.19 suivante :

$$C_n = P(A_c, \omega_c, \varphi_c + (n - 1) \cdot \frac{2\pi}{N - 1}, 0.5), \quad n = 1, \dots, N - 1 \quad (3.19)$$

Le système d'équations 3.20 donne les fonctions mathématiques de ces porteuses :

$$Porteuses_{PSCPWM} : \begin{cases} C_1 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) \\ C_2 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c + \frac{\pi}{2}, 0.5) \\ C_3 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c + \pi, 0.5) \\ C_4 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c + \frac{3}{2}\pi, 0.5) \end{cases} \quad (3.20)$$

. Schéma de commande :

Dans la figure 3.28, Nous avons utilisé des blocs 'Delay' dans le circuit de simulation de la commande PSCPWM pour introduire le déphasage (décalage) entre les porteuses φ'_c . Pour une fréquence de découpage $f_{dec} = 2kHz$, le retard $T_0 = 0.25ms$ est utilisé comme décalage entre deux porteuses consécutives.

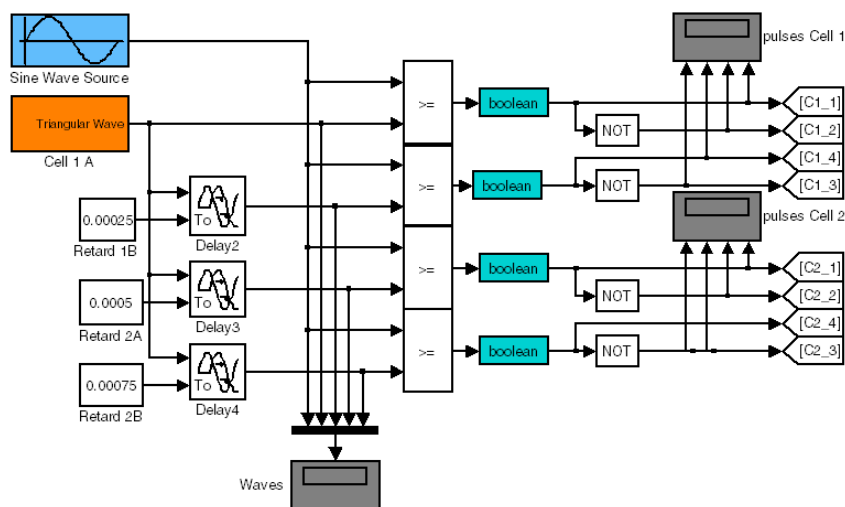


FIGURE 3.28 – Schéma de simulation pour la commande PSCPWM

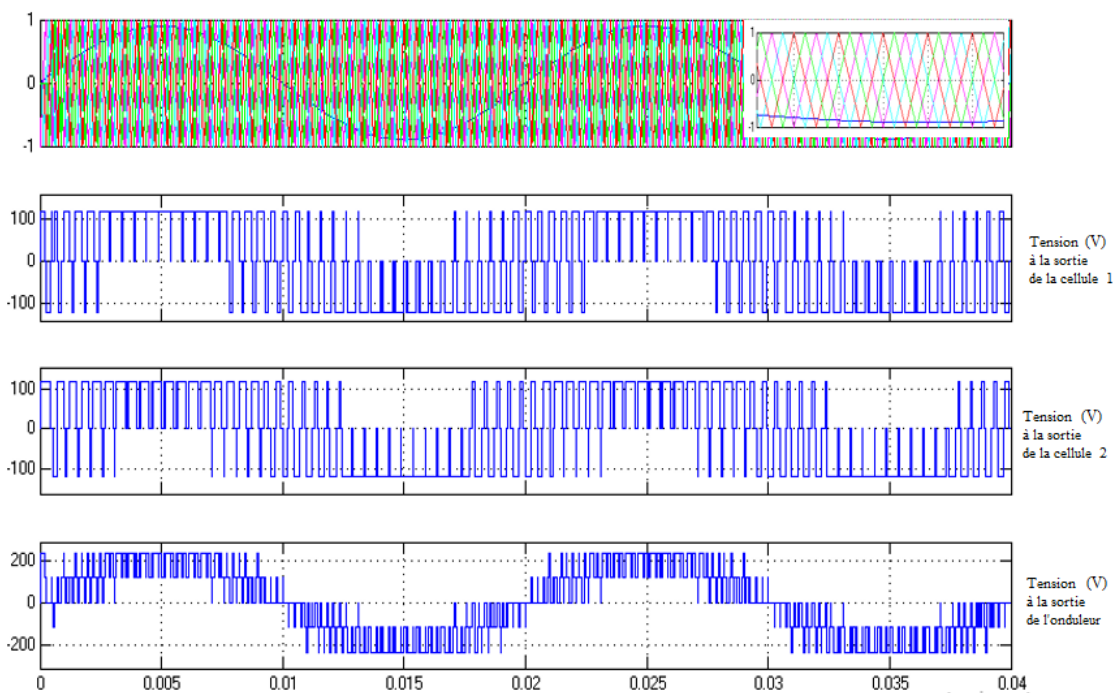


FIGURE 3.29 – Disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie PSCPWM , ainsi que les tensions aux sorties des cellules et la tension délivrée par l'onduleur 5N pour($M = 0.9$, $F = 40$ et $A_c = 1$)

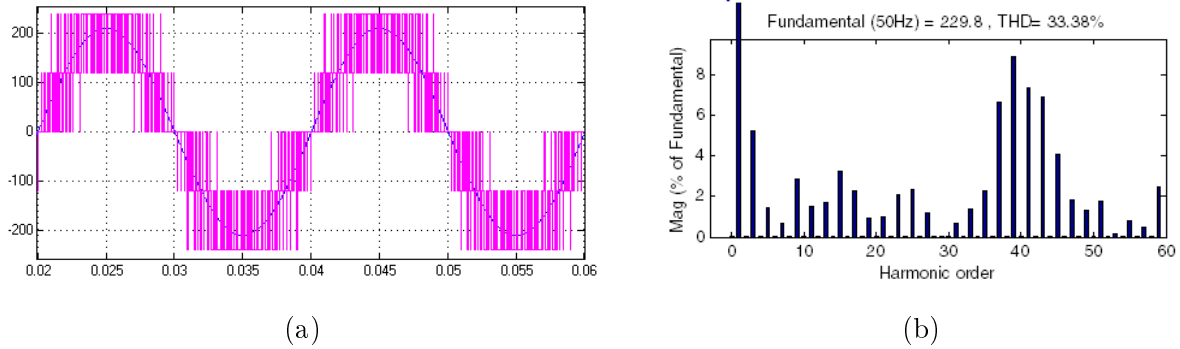


FIGURE 3.30 – Commande PSCPWM d’onduleur 5N. (a) Tension délivrée et son fondamental; (b) Analyse spectrale de la tension de sortie.

3.3.7.1 Tensions de sorties et analyse spectrale

La figure 3.30.(a) donne la tension générée par un onduleur 5N commandé par la technique PSCPWM pour une profondeur de modulation de $M = 0.9$.

La figure 3.30.(b) représente la répartition spectrale de la tension de sortie V_s . Nous voyons que les harmoniques, les plus remarquables, se regroupent au voisinage de la fréquence de découpage $f_{dec} = 2kHz$, dont leurs amplitudes ne dépassent pas 10% de celle du fondamental.

3.3.7.2 Effet de la variation de l’indice de modulation

Le tableau de la figure 3.31 montre l’effet de la variation de profondeur de modulation M sur les THDs% et les fondamentaux des tensions des sorties. Suite à la symétrie de la commande PSCPWM, les THDs% et les fondamentaux des tensions aux sorties des cellules H-pont sont quasiment les mêmes.

3.3.8 Commande VFPWM (Variable frequency PWM)

Nous parlons de la stratégie PWM à fréquence variable (VFPWM) si le nombre des porteuses $n = N - 1$ est pair, car ces porteuses doivent être de la même fréquence deux à deux par rapport à la ligne de repère 'Zero'.

Dans le cas d’un onduleur 5N (figure 3.32), les porteuses d’enveloppes, supérieure et inférieure (C1 et C4), sont choisies de fréquence $f_{dec2} = 1kHz, \Rightarrow F_2 = 20$. Alors que la fréquence des porteuses intermédiaires (C2 et C3) est de $f_{dec1} = 2kHz, \Rightarrow F_1 = 40$. Ce choix permet la répartition équitable des commutations entre les interrupteurs de puissance de chaque cellule

ma	Tension cellule1		Tension cellule 2		Tension de sortie	
	THD %	Fond	THD %	Fond	THD %	Fond
0.1	2181.85	6.008	2181.85	6.008	341.82	28.25
0.2	1093.34	11.95	1092.46	11.96	232.24	54.47
0.3	307.67	40.39	316.07	39.59	88.36	88.88
0.4	235.91	51.23	236.14	51.19	68.23	117.7
0.5	203.03	57.74	203.03	57.75	60.63	150.8
0.6	175.07	65.09	175.15	65.07	55.50	175.3
0.7	120.54	87.04	120.52	87.06	44.14	201.8
0.8	101.88	97.22	101.89	97.22	39.95	222.8
0.9	88.48	107.3	88.55	107.2	36.41	239.4
1	77.95	114.9	77.92	114.9	33.38	255.5
1.1	64.97	126	64.94	126	26.44	267.9

FIGURE 3.31 – Effet de l'indice de modulation M sur les THDs% des tensions de sorties pour la commande PSCPWM

H-pont.

Le système d'équations 3.21 donne les fonctions mathématiques de ces porteuses :

$$Porteuses_{VFPWM} : \begin{cases} C_1 = P(A_c, \omega_c/2, \varphi_c, 0.5) - 1.5A_c \\ C_2 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) - 0.5A_c \\ C_3 = P(A_c, \omega_c, \varphi_c, 0.5) + 0.5A_c \\ C_4 = P(A_c, \omega_c/2, \varphi_c, 0.5) + 1.5A_c \end{cases} \quad (3.21)$$

3.3.8.1 Tensions de sorties et analyse spectrale

La figure 3.33.(a) donne la tension générée par un onduleur 5N commandé par la technique COPWM pour une profondeur de modulation de $M = 0.9$.

La figure 3.33.(b) montre la répartition spectrale de la tension de sortie V_s . Nous constatons que les harmoniques se regroupent au voisinage des fréquences de découpages $f_{dec1} = 2kHz$ et $f_{dec2} = 1kHz$. L'harmonique le plus important est celui de l'ordre 20 avec une amplitude atteint 17% de celle du fondamental, entourée par des raies dont le pourcentage est de l'ordre de 8%. L'harmonique d'ordre 40 est centré par des raies ne touchent pas le 7%. Le reste de spectre en diminution régulière vers les hautes fréquences.

3.3.8.2 Effet de la variation de l'indice de modulation

Le tableau de la figure 3.34 montre l'effet de la variation de profondeur de modulation M sur les THDs% et les fondamentaux des tensions des sorties.

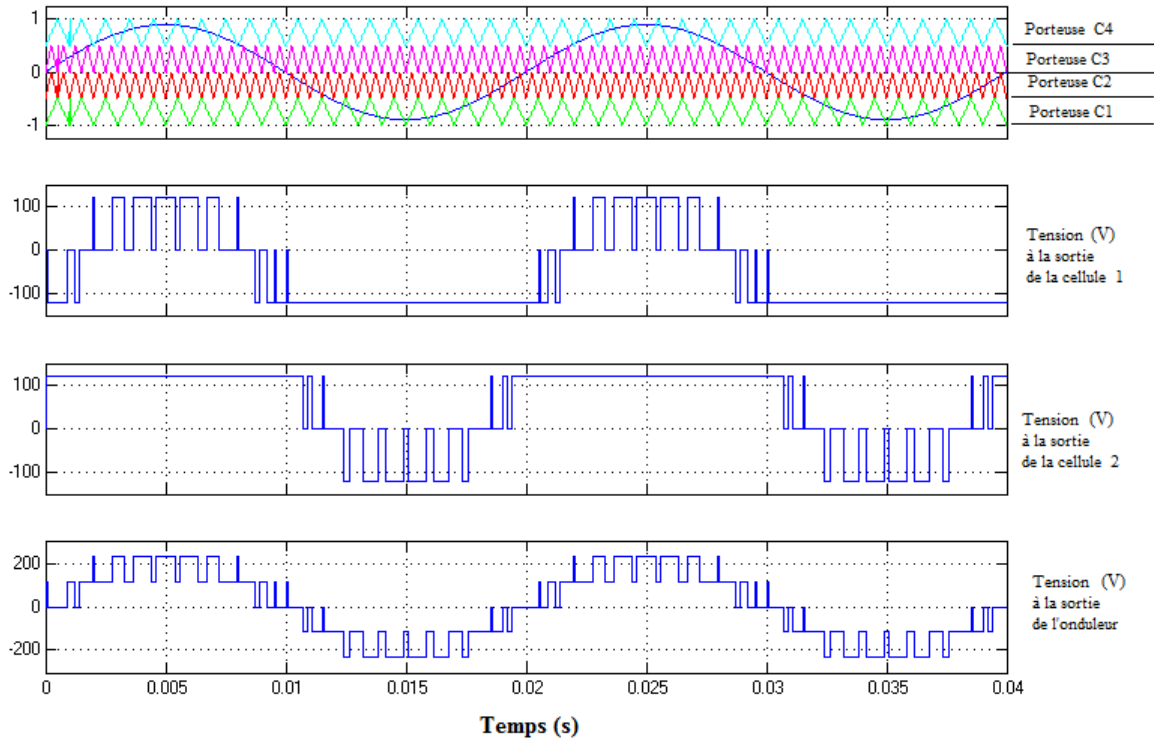


FIGURE 3.32 – Disposition des porteuses et de la référence pour la stratégie VFPWM, ainsi que les tensions aux sorties des cellules et la tension délivrée par l'onduleur 5N pour ($M = 0.9$, $F_1 = 20$, $F_2 = 40$ et $A_c = 0.5$)

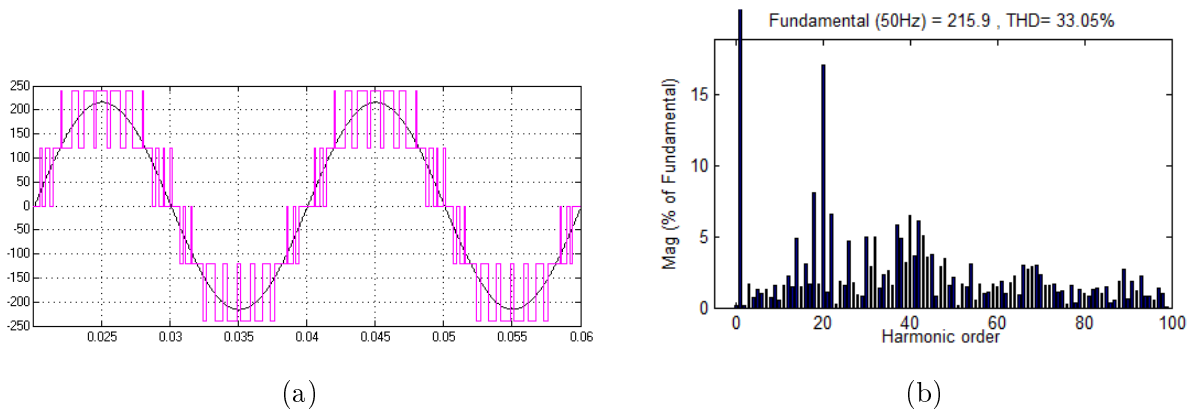


FIGURE 3.33 – Commande VFPWM d'onduleur 5N (a) : Tension délivrée et son fondamental (b) : Analyse spectrale de la tension de sortie

Pour un indice M inférieure à 0.5, nous constatons qu'il y a une légère différence entre les tensions aux sorties des cellules au terme de THD%. Par contre, pour un M au voisinage de 1, la commande est symétrique.

ma	Tension cellule1		Tension cellule 2		Tension de sortie	
	THD %	Fond	THD %	Fond	THD %	Fond
0.1	317.51	15.29	???	0	317.51	15.29
0.2	317.51	15.29	191.56	27.25	167.29	42.51
0.3	149.04	38.51	189.08	29.09	114.74	67.59
0.4	140.91	41.33	112.04	49.25	83.67	90.59
0.5	82.74	61.48	100.24	54.93	58.07	116.4
0.6	76.26	71.98	81.42	70.11	46.58	142.1
0.7	73.49	84.39	76.28	82.22	43.13	166.6
0.8	66.73	97.08	71.99	95.12	38.23	192.2
0.9	64.33	107.8	65.35	107.8	33.05	215.6
1	58.91	119.8	59.37	119.2	27.57	239
1.1	52.92	128.4	54.35	126.5	22.98	255

FIGURE 3.34 – Effet de l'indice de modulation M sur les THDs% des tensions de sorties pour la commande VFPWM

3.4 Discussion

Le critère de choix porte sur la qualité de la forme d'onde de la tension engendrée selon la commande appliquée à l'onduleur. À partir des courbes de la figure 3.35, pour un M variable, nous constatons que la commande PSCPWM, concernant le fondamental de la tension de l'onduleur, est meilleure que les techniques MCSPWM. Elle permet le meilleur transfert de puissance à la sortie de l'onduleur.

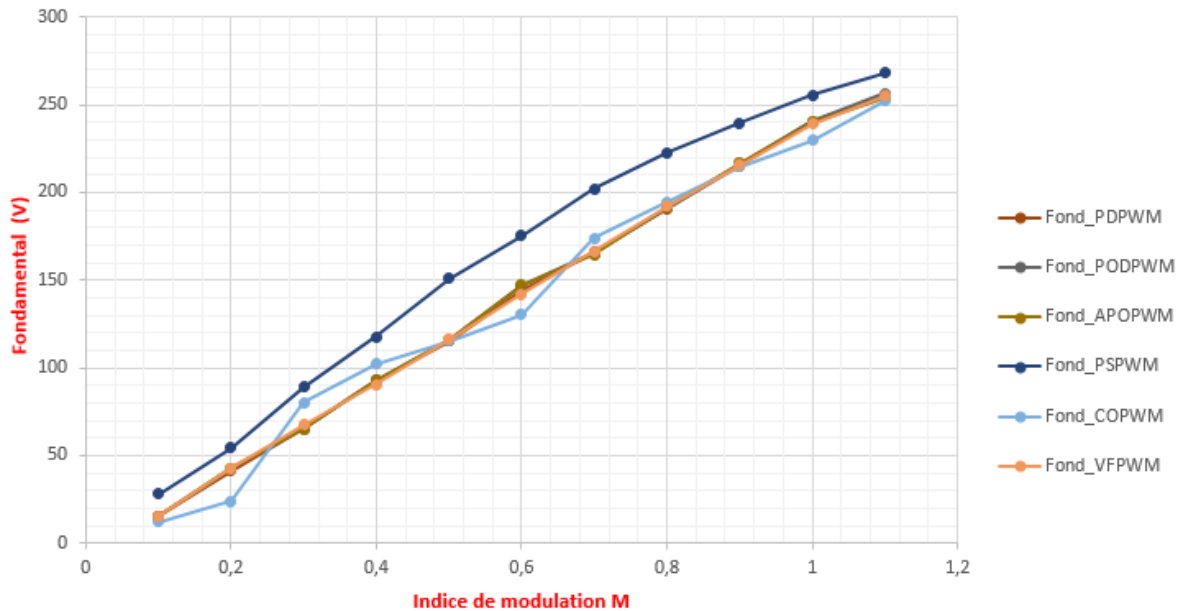


FIGURE 3.35 – Courbes d'évolution du fondamental de la tension à la sortie d'un onduleur 5N pour différentes stratégies de MCSPWM en fonction de variation de l'indice de modulation M

L'histogramme 3.36 et les courbes de la figure 3.37 donnent le THD% pour les six stratégies de MCSPWM pour un indice de modulation $0.1 \leq M \leq 1.1$.

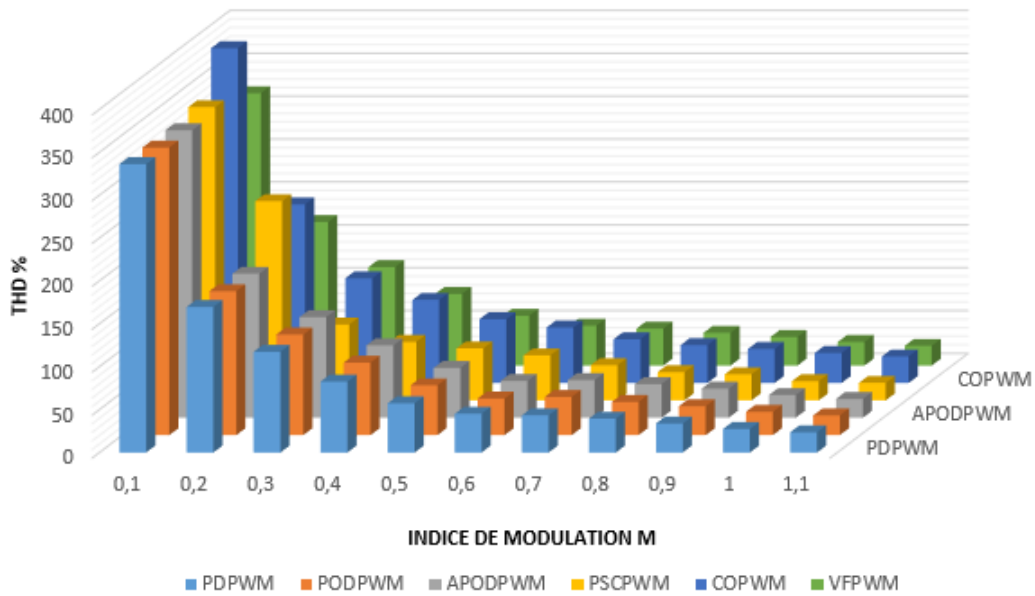


FIGURE 3.36 – Histogramme d'évolution de THD % pour différentes stratégies de MCSPWM en fonction de variation de l'indice de modulation M

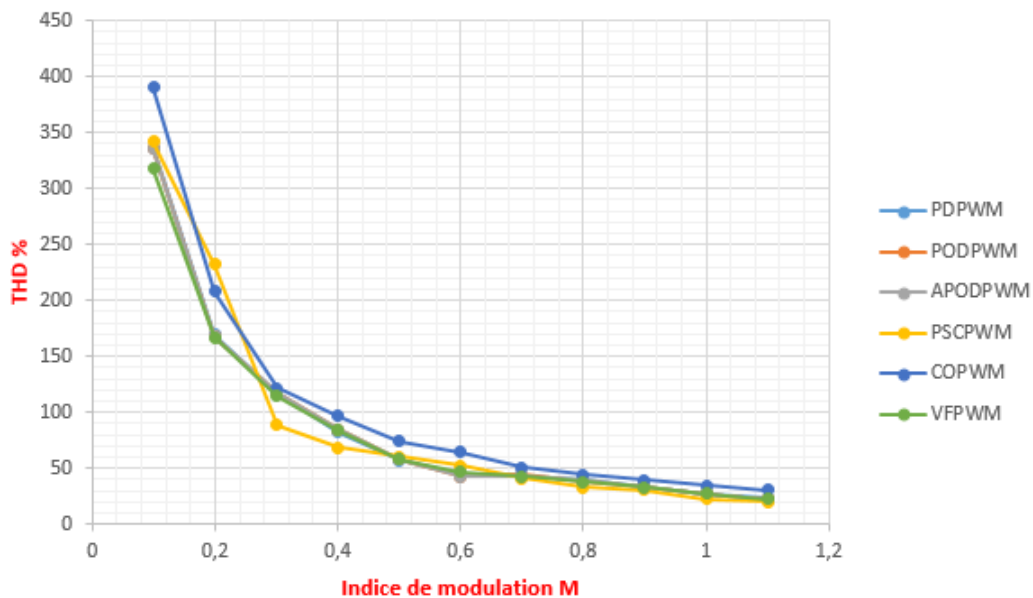


FIGURE 3.37 – Courbes d'évolution de THD % pour différentes stratégies de MCSPWM en fonction de variation de l'indice de modulation M

Tout d'abord, pour un indice de modulation M inférieur à 0.3, excepte la stratégie PSCPWM,

le THD% de toutes les stratégies dépasse le 100% de l'amplitude du fondamental, cela signifie une forte perte de l'énergie à cause de la technique utilisée. Contre un THD% ne dépassant pas les 88.36% pour la stratégie PSCPWM. Puis pour un indice $0.27 \leq M \leq 0.4$, l'avantage de la stratégie de PSCPWM est très claire par rapport aux autres stratégies. Enfin, en examinant attentivement les graphiques. Nous nous rendons compte que la THD% a régulièrement diminué pour un indice de M supérieure à 0.6. La stratégie PDPWM offre la tension la plus polluée et tandis que PSCPWM est la meilleure. Néanmoins, les autres stratégies MCSPWM ayant le même effet sur la tension.

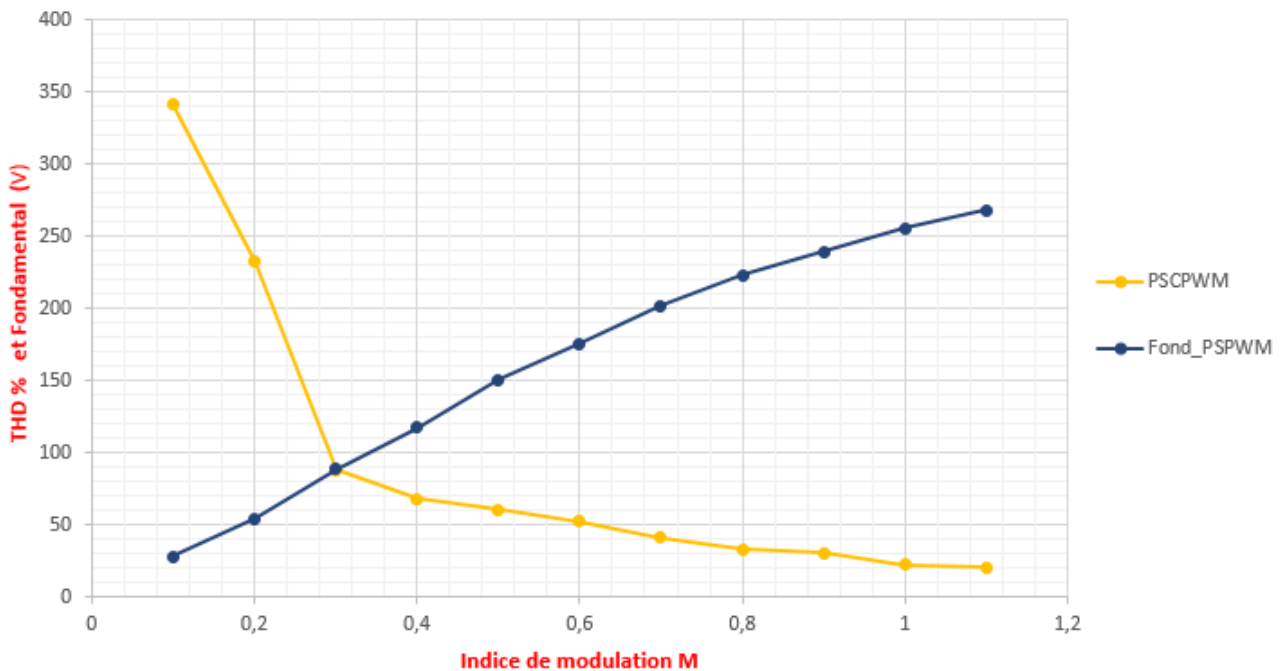


FIGURE 3.38 – Evolution du fondamental de la tension à la sortie d'un onduleur 5N et du THD% en fonction de variation de l'indice de modulation M pour la stratégies PSCPWM

En conclusion nous pouvons affirmer, d'après l'histogramme 3.36, les courbes de la figure 3.35 et celles de la figure 3.37, que la stratégie PSCPWM présente autant d'avantages par rapport aux autres stratégies MCSPWM. De même, nous avons appliqué cette démarche sur un onduleur triphasé H-pont 5N, et nous trouvé les mêmes résultats [FRI 2013e] et [FRI 2014b].

3.5 Conclusion

Après une brève introduction sur l'utilité de la modulation de largeur d'impulsion multi-porteuses sur le spectre de la tension de sortie d'un onduleur H-pont, nous avons effectué une étude comparative détaillée concernant six stratégies de MCSPWM à savoir : PDPWM, PODPWM, APODPWM, COPWM, VFPWM et PSCPWM. Ces stratégies ont été appliquées à un onduleur cascade H-pont monophasé 5 niveaux en boucle ouverte. Pour chaque stratégie, nous nous sommes intéressés à la qualité de la tension délivrée par l'onduleur.

Nous avons choisi le THD% et le fondamental de la tension de sortie en fonction de variation l'indice de modulation comme indicateurs de cette qualité. Ces indicateurs ont été présentés et simulés par Matlab/Simulink pour comparer les différentes commandes.

Les résultats indiquent, concernant le THD% et le fondamental de la tension, que les stratégies PODPWM, PDPWM, APODPWM et VFPWM ont un comportement quasi-identique sur la qualité de la tension avec un petit avantage pour la dernière. Par contre la stratégie COPWM offre des performances moins importantes. À propos de la linéarité de contrôle à part la commande COPWM les autres techniques sont quasi-linéaires.

Les résultats montrent aussi que la stratégie de commande PSCPWM est plus avantageuse par rapport aux autres techniques soit au niveau de la qualité de la tension soit au niveau de linéarité de contrôle (figure 3.38). En outre, ce type de stratégie offre un autre degré de liberté pour le contrôle en introduisant un déphasage réglable entre les porteuses. Il est maintenant clair que la commande PSCPWM est la plus appropriée pour le contrôle d'un onduleur H-pont multiniveaux monophasé.

Optimisation de la puissance extraite (MPPT) et Surveillance de la tension du réseau (PLL)

4.1 Introduction

Concernant les systèmes PV raccordés au réseau (PVRR), on note que :

- Au niveau des panneaux PVs, la commande doit assurer l'extraction de la puissance maximale. Ceci est accompli par un suiveur de point de puissance maximale (MPPT). L'algorithme P&O est largement utilisé en raison de sa simplicité. Cependant, comme pour la plupart des méthodes d'escalade "hill-climbing", il existe un compromis entre la précision et la vitesse du suivi du MPP [Youssef 2010] [Femia 2009] [Patsios 2009]. Nous savons que la puissance produite p_{pv_i} par le PV_i varie en fonction de la tension à ces bornes v_{DC_i} . En vue d'augmenter l'efficacité globale du système PV, les PVs doivent fonctionner autour de leurs MPPs sans trop de fluctuations. Les ondulations de $100Hz$ aux bornes des PVs (v_{pv_i}, i_{pv_i}), causées par la liaison directe de ces modules au réseau via un onduleur sans utilisation d'un hacheur, doivent être suffisamment petites (8.5% de V_{MPP}) [Kjaer 2005a].
- Au niveau du réseau, La connaissance de l'état du réseau permet de répondre aux spécifications en termes de qualité d'énergie et de sécurité [IEEE1547 2003]. La commande de l'onduleur d'une part, et les exigences relatives aux limites de fonctionnement en ce qui concerne l'amplitude et la fréquence d'autre part, sont fortement liées à la détection précise des paramètres de la tension du réseau v_g . Cette détection se fait généralement par une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Ce chapitre sera consacré à l'amélioration de deux blocs essentiels dans la partie contrôle/commande

d'un onduleur multiniveaux H-pont raccordé au réseau, à savoir l'algorithme *P&O* et la PLL à base de la transformation de Park.

Dans le cas d'une variation rapide de l'éclairement, l'algorithme *P&O* traditionnel pourrait donner des décisions erronées (incrémentation/décrémentation de V_{ref_i}). En particulier, s'il y a une évolution significative de l'éclairement. M. Dezso Sera et al dans leur travail [Sera 2006] ont proposé une amélioration de la méthode *P&O* dont le principe est d'ajouter une autre mesure de puissance $P_{PV_i[x]}$ au milieu de l'intervalle entre deux périodes d'échantillonnage T . Notre contribution à ce niveau consiste à optimiser la méthode de M. Dezso en exploitant une autre information $dP_{2,i}$ relative au changement de la puissance, suite à une variation de l'éclairement, en utilisant deux limites L_{sup} et L_{inf} pour empêcher les oscillations inutiles autour du MPP.

La deuxième contribution consiste à améliorer la surveillance du réseau. La PLL à base de la transformation de Park dont le générateur des signaux orthogonaux (GSO) à retard fixe génère des signaux erronés lors d'une variation de la fréquence de la tension v_g . Notre proposition est de corriger cet erreur même si la fréquence du réseau subie une éventuelle variation.

4.2 Le suivi de point de puissance maximale MPPT

Il existe plusieurs techniques pour la détection et le suivi du point de puissance maximale d'un générateur PV. la méthode P&O est exploitable dans le cas de notre système.

4.2.1 Ondulations de la tension et du courant à la sortie des panneaux PV

En raison de la fréquence du réseau, il y a une ondulation de la tension à $100Hz$ du côté DC de l'onduleur. Par conséquent, les mesures du courant I_{PV_i} et de la tension V_{PV_i} du panneau PV sont filtrés au moyen d'un filtre passe bas raccordé sur 100 Hz 4.1.

Selon les travaux de S. B. Kjaer [Kjaer 2005a], Les analyses du circuit équivalent à une diode d'un panneau PV montre qu'il existe une relation entre l'amplitude de l'ondulation de tension \tilde{v}_{PV_i} et le rapport d'utilisation K_{PV} .

$$\tilde{v}_{PV_i} = \sqrt{\frac{2 \cdot (K_{PV_i} - 1) \cdot P_{MPP_i}}{3 \cdot \alpha \cdot V_{MPP_i} + \beta}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{(K_{PV_i} - 1) \cdot P_{MPP_i}}{\frac{d^2 P_{PV_i}}{dv_{MPP_i}}}} \quad (4.1)$$

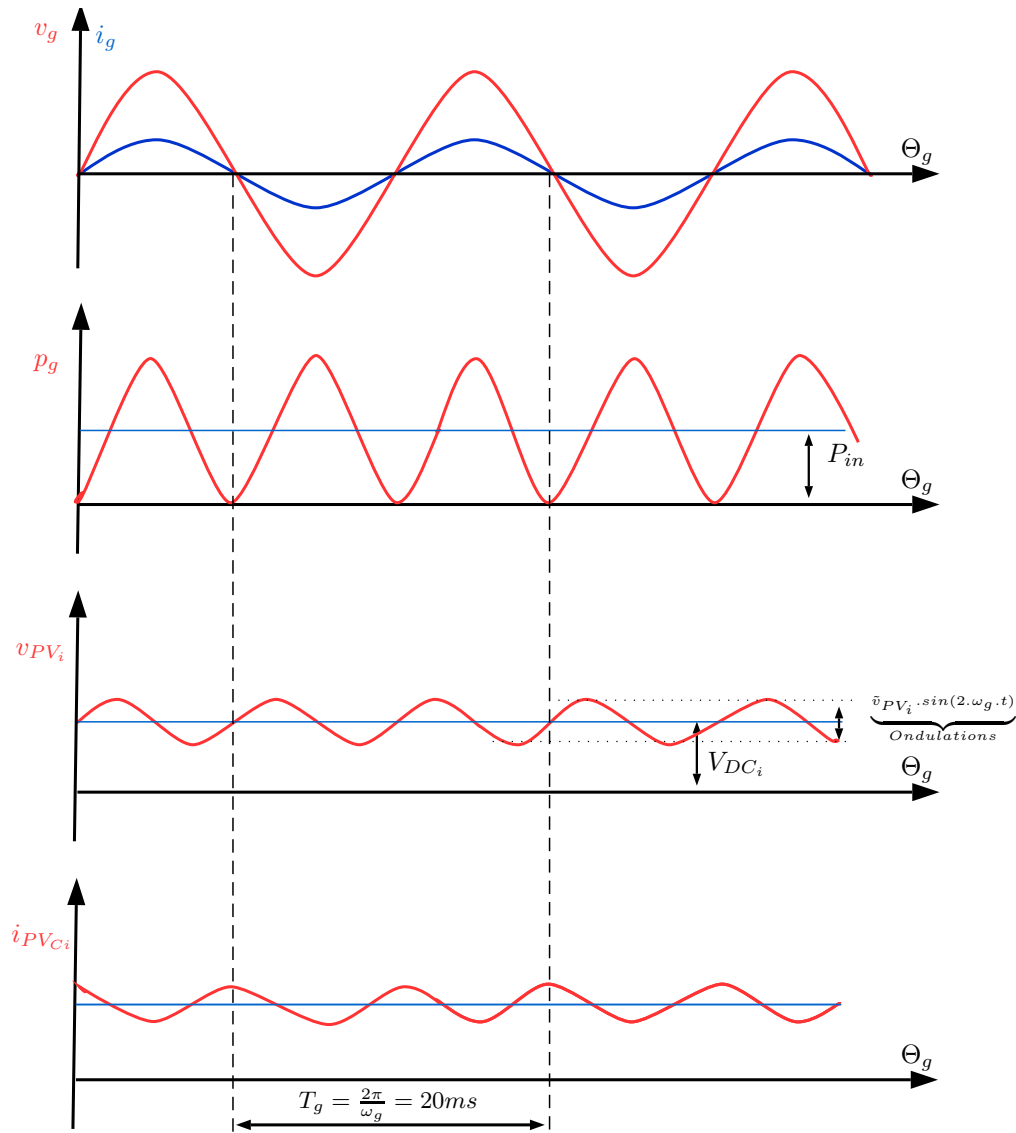


FIGURE 4.1 – Formes d'ondes des grandeurs électriques d'Etrée/Sortie d'un onduleur PV connecté au réseau monophasé $\cos(\phi) = 1$

Avec

\tilde{v}_{PV_i} : L'amplitude de l'ondulation de la tension aux bornes du panneaux PV ;

α et β : Les coefficients décrivant l'approximation de Taylor en second ordre du courant i_{PV_i} ;

K_{PV} : Le rapport d'utilisation du PV, donnée par le quotient de la puissance moyenne générée sur la puissance MPP théorique.

Les coefficients de l'approximation de Taylor sont donnés comme :

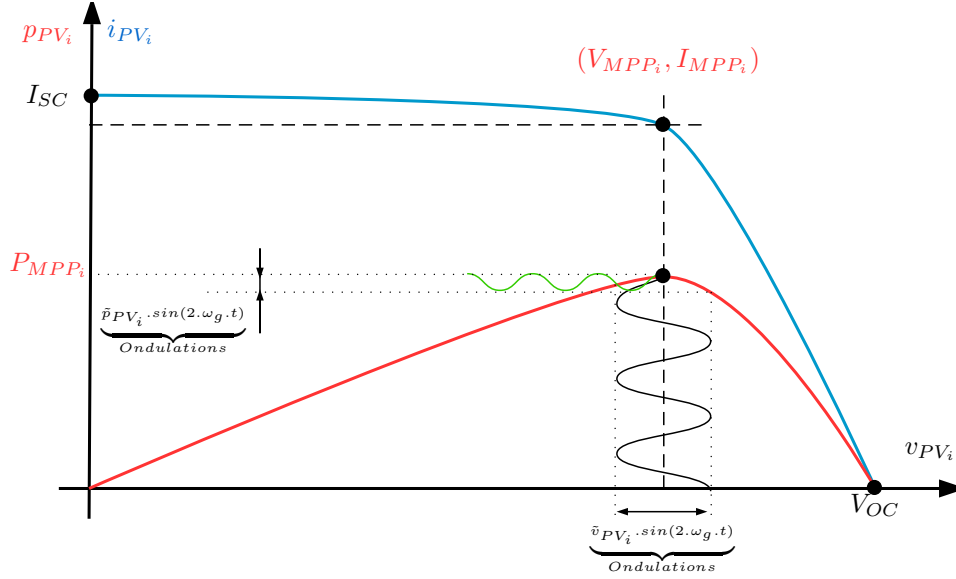


FIGURE 4.2 – Caractéristique électrique du module PV : Effet de réseau sur le point de fonctionnement

$$i_{PV_i} = \alpha \cdot v_{PV_i}^2 + \beta \cdot v_{PV_i} + \gamma \quad (4.2)$$

$$v_{PV_i} = \underbrace{V_{MPP_i}}_{MPP} + \underbrace{\tilde{v}_{PV_i} \cdot \sin(2 \cdot \omega_g \cdot t)}_{Ondulations} \quad (4.3)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2 I_{MPP_i}}{dV_{MPP_i}^2} \quad (4.4)$$

$$\beta = \frac{dI_{MPP_i}}{dV_{MPP_i}} - 2 \cdot \alpha \cdot V_{MPP_i} \quad (4.5)$$

$$\gamma = \alpha \cdot V_{MPP_i}^2 - \frac{dI_{MPP_i}}{dV_{MPP_i}} \cdot V_{MPP_i} + I_{MPP_i} \quad (4.6)$$

Les calculs montrent que l'amplitude de l'ondulation de tension doit être inférieure à 8,5% de la tension MPP afin d'atteindre un taux d'utilisation de 98%. Par exemple, un module PV avec une tension MPP de 35 V ne doit pas être exposé à une ondulation de la tension de plus de 3,0 V (amplitude) afin d'avoir un taux d'utilisation de 98%.

En supposant que la tension et le courant du réseau ($v_g(t), i_g(t)$) contiennent uniquement leurs composantes fondamentales et qu'ils sont en phase, la puissance instantanée injectée dans le réseau devient égale à :

$$p_g(t) = 2.P_g.\sin^2(\omega_g.t) \quad (4.7)$$

Où P_g la puissance moyenne injectée dans le réseau, et ω_g est la pulsation du réseau.

L'équation 4.7 montre que la puissance injectée dans le réseau est une onde sinusoïdale, $\sin^2(\omega_g.t)$, la raison pour laquelle l'onduleur doit contenir un dispositif de découplage de la puissance.

4.2.2 La méthode P&O traditionnelle

L'algorithme P&O (figure 4.3) considère la variation de la puissance en fonction de la tension. Lorsque cette variation $\frac{dp_{PV_i}}{dv_{PV_i}} > 0$, alors l'algorithme fait varier la tension de référence V_{ref_i} dans la même direction de V_{PV_i} (**Augmentation de V_{ref_i}**) pour atteindre le point MPP ; ce qui signifie un déplacement du point de fonctionnement vers le MPP. Si $\frac{dp_{PV_i}}{dv_{PV_i}} < 0$, alors l'algorithme inverse le sens de variation (**Diminution de V_{ref_i}**). Au point MPP $\frac{dp_{PV_i}}{dv_{PV_i}} = 0$.

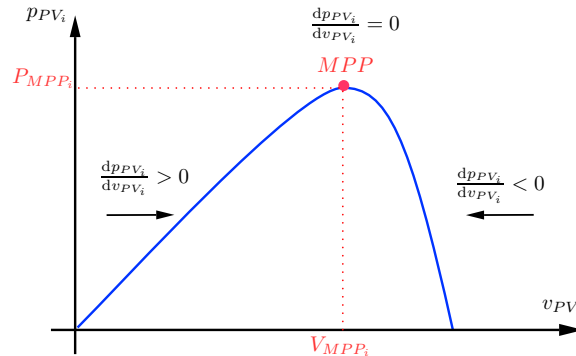


FIGURE 4.3 – Effet de la méthode P&O sur la tension de référence selon le signe de $\frac{dp_{PV_i}}{dv_{PV_i}}$

L'organigramme simplifié de cet algorithme est présenté dans la figure 4.4.

4.2.2.1 Limite de la méthode P&O traditionnelle pour un changement rapide de l'éclairément

La figure 4.5 montre le comportement de la méthode P&O suite à un changement rapide de l'éclairément.

- En cas d'un changement lent de l'éclairément (figure 4.5.a), $dP_{1,i} > dP_{2,i}$, la méthode P&O est en mesure de donner la bonne décision : Elle suit le MPP en diminuant la tension V_{ref_i} .

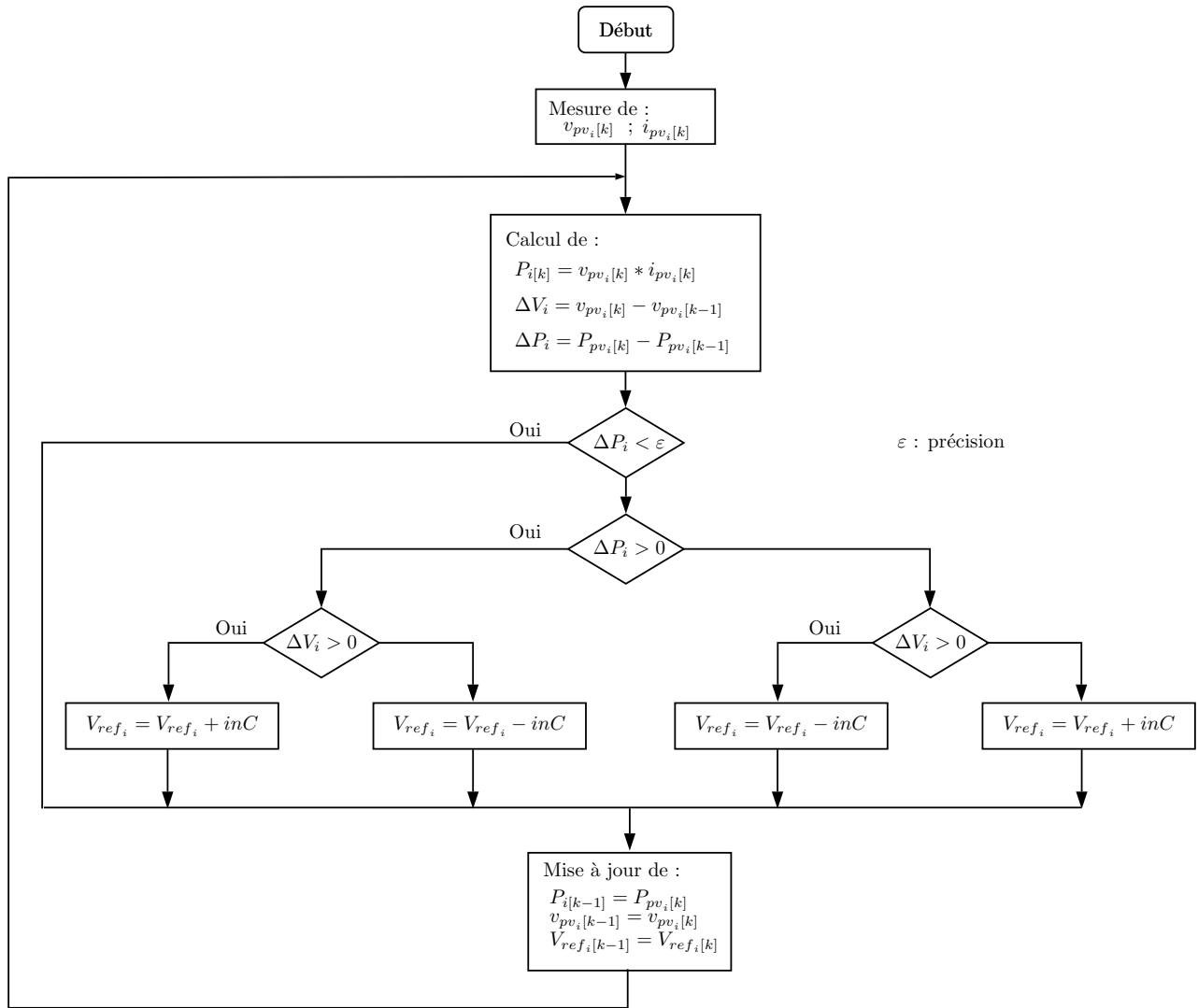


FIGURE 4.4 – Organigramme de la méthode P&O classique générant la tension $V_{ref,i}$

- En cas d'un changement rapide de l'éclairement (figure 4.5.b), $dP_{1,i} < dP_{2,i}$, la méthode P&O est incapable de suivre la direction de MPP, elle augmente la tension $V_{ref,i}$ au lieu de la diminuer.

Cette démonstration montre clairement que la méthode P&O traditionnelle pourrait donner des décisions erronées. En particulier, une évolution significative de l'éclairement provoque une plus grande variation de la puissance que celle provoquée par l'augmentation de la tension.

4.2.3 La méthode P&O traditionnelle modifiée : $dP - P&O$

Comme mentionné dans la section précédente, la technique P&O classique donne une mauvaise direction quand une variation de l'éclairement se produit. M. Dezso Sera et al dans son

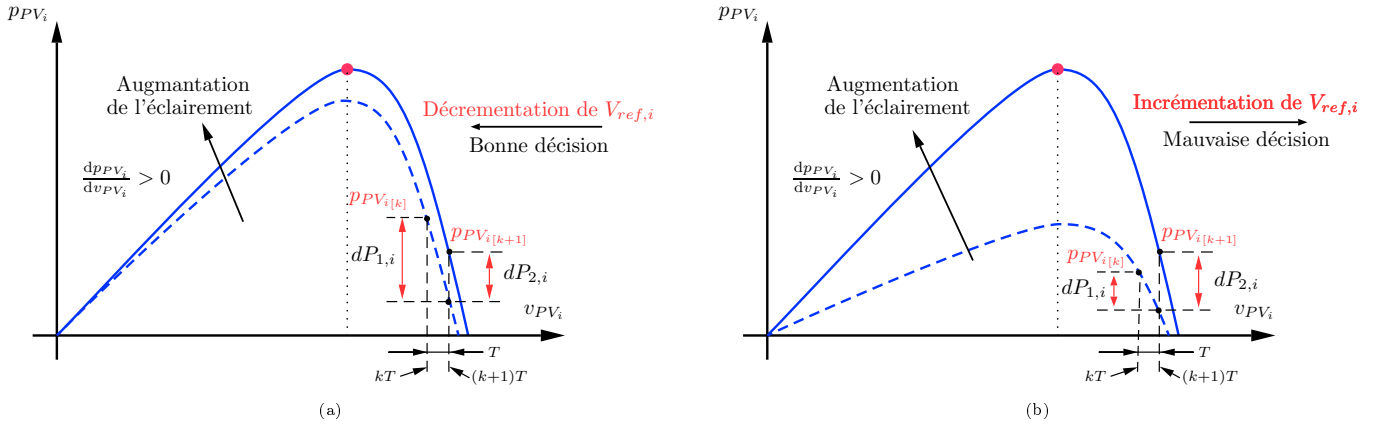


FIGURE 4.5 – *Changement de l'éclairement : (a) lent (bonne décision de P&O) ; (b) rapide (mauvaise décision de P&O)*

travail [Sera 2006] a proposé une amélioration de la méthode P&O classique appelée $dP-P&O$, dont le principe est d'ajouter une autre mesure $P_{PV_i[x]}$ au milieu de l'intervalle entre deux périodes d'échantillonnage au moment $(k + 1/2)T$. voir la figure 4.6.

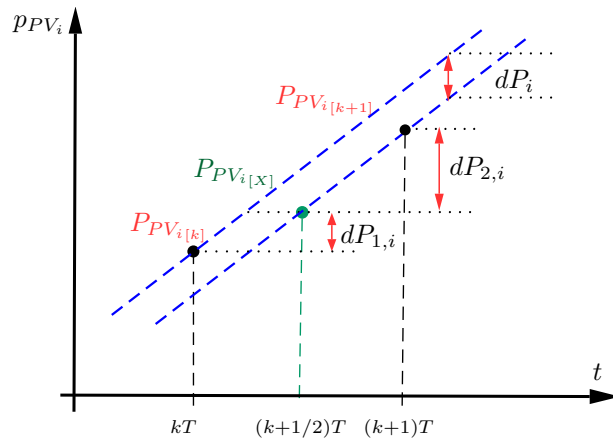


FIGURE 4.6 – *Principe de la mesure de la puissance au milieu des deux instants d'échantillonnage*

Comme on peut le voir dans la figure 4.6, la variation de puissance entre $P_{PV_i[x]}$ et $P_{PV_i[k+1]}$ reflète que le changement de la puissance en raison des modifications de l'éclairement, car aucune mesure n'a été prise par le MPPT.

La différence entre $P_{PV_i[x]}$ et $P_{PV_i[k]}$ contient un changement de puissance causée par la perturbation du MPPT plus la variation de l'éclairement. Ainsi, en supposant que la variation de l'éclairement est constante sur une période d'échantillonnage T du MPPT, le dP_i provoqué purement par à l'action de MPPT peut être calculé comme suit :

$$dP_i = dP_{1,i} - dP_{2,i} \tag{4.8}$$

$$= (P_{PV_{i[x]}} - P_{PV_{i[k]}}) - (P_{PV_{i[k+1]}} - P_{PV_{i[x]}}) \tag{4.9}$$

$$= 2.P_{PV_{i[x]}} - P_{PV_{i[k+1]}} - P_{PV_{i[k]}} \tag{4.10}$$

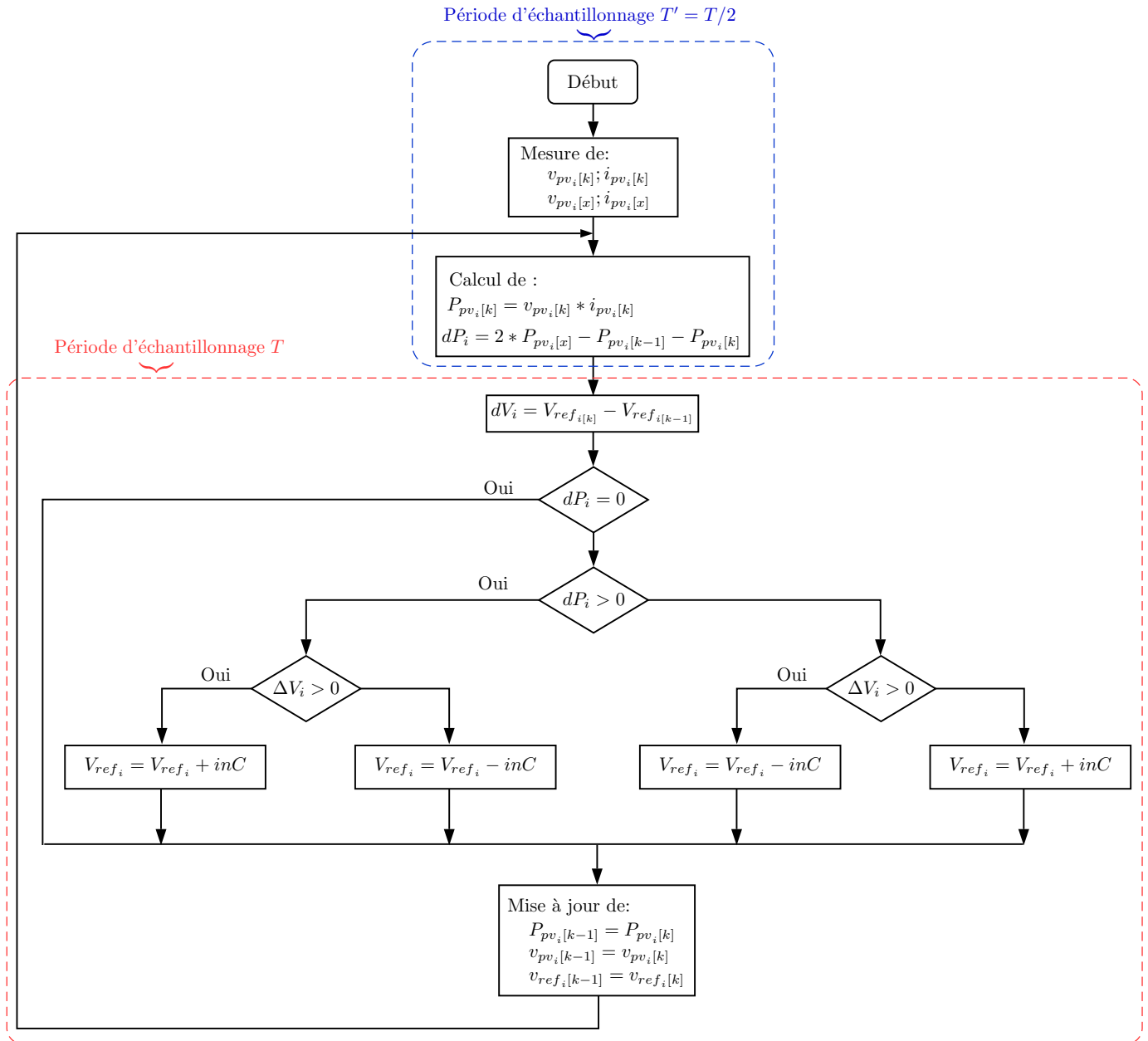


FIGURE 4.7 – Organigramme de la méthode P&O-modifiée

L'équation 4.8 représente une petite charge de calcul supplémentaire par rapport à la méthode P&O classique, où, une nouvelle mesure $P_{PV_{i[x]}}$ entre deux mesures consécutives de la

puissance est utilisée. toutefois, cela ne nécessite pas un nouveau échantillonnage de v_{PV_i} et i_{PV_i} . L'organigramme du $dP - P\&O$ est donné sur la figure 4.7.

4.2.4 Optimisation de La méthode $dP - P\&O$

Dans cette section nous présenterons notre contribution sous forme d'une optimisation de la méthode $dP - P\&O$ [FRI 2016a]. La détermination du terme dP_i , proposé par la méthode $dP - P\&O$, permet de suivre le MPP dans le bon sens lors des changements d'éclairement. Toutefois, afin de suivre les changements très rapides de l'irradiation, le pas d'incrémenta-tion/décrémenta-tion inC de la perturbation doit être augmentée. Cela conduirait à des os-cillations autour du MPP dans des conditions stables de l'éclairement, ce qui conduit à une dégradation globale des performances du système PV. Pour pallier cet inconvénient, une infor-mation concernant la variation de la puissance dP_{2_i} est utilisée.

À partir de la valeur de dP_{2_i} , nous pouvons déterminer l'évolution de l'éclairement (stable, en augmentation ou en diminution). L'exploitation de cet information permet une utilisation optimisée de l'algorithme $dP - P\&O$. L'organigramme de cette méthode est donné par la figure 4.8.

Dans l'organigramme 4.8, si le changement de la puissance dû à l'éclairement $|dP_{2_i}|$ est plus petite que celui dû à la perturbation de MPPT $|dP_i|$. Le changement des conditions climatiques est considéré lent, et le système utilisera l'algorithme de la méthode $dP - P\&O$ classique (organigramme 4.7), avec des valeurs d'incrémenta-tion inC petites pour réduire les oscillations autour du MPP.

Si une augmentation/diminution rapide de l'éclairement est détectée par dP_{2_i} , cela signifie que l'algorithme MPPT devrait augmenter/diminuer la tension de référence V_{ref_i} du panneau PV_i , afin de suivre l'évolution de l'éclairement.

La tension V_{ref_i} sera décré-mentée/incré-mentée seulement si la tension est augmentée/diminuée dans l'instant d'échantillonnage précédent de MPPT et cet augmentation/diminution a provo-quée une réduction/augmentation de la puissance ($dP_i < L_{inf}$). La valeur du seuil (L_{inf}) est utilisée afin d'éviter une commutation inutile autour du MPP.

Si suite à une action du MPPT dans la dernière période d'échantillonnage $dV_i = 0$, l'al-gorithme MPPT maintient la tension de référence V_{ref_i} au même niveau pendant une période d'échantillonnage, au lieu de la varier. L'organigramme de la figure 4.8 suppose que la tension de MPP augmente avec l'éclairement, ce qui est valable dans la plupart des cas.

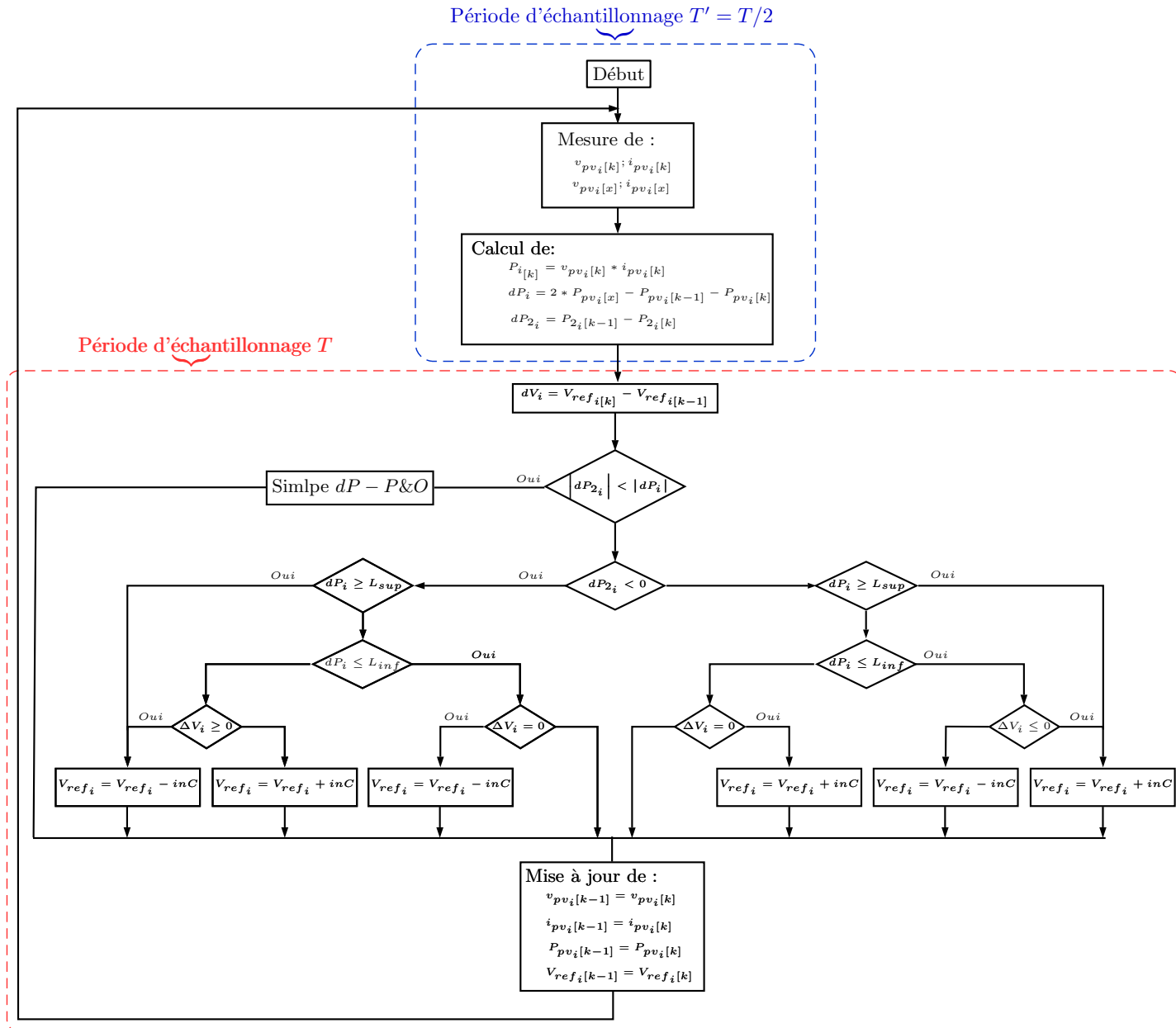


FIGURE 4.8 – Organigramme de la méthode $dP - P\&O$ optimisée

4.2.4.1 Détermination des valeurs de seuils

Une analyse théorique en ce qui concerne le choix optimal des principaux paramètres (fréquence d'échantillonnage et la taille de perturbation) de la méthode P&O, valable aussi pour la méthode dP-P&O, peut être trouvée dans [Femia 2009].

Le seuil L_{sup} est choisi égal à zéro. Ainsi, si la dernière perturbation a un effet positif sur la puissance de sortie, le MPPT devrait continuer la perturbation dans le même sens. Une valeur non nulle de L_{sup} introduirait une erreur stationnaire dans le suivi de MPP, l'algorithme arrête

la perturbation lorsque le point de fonctionnement se rapproche du MPP. D'autre part, lors du choix du seuil L_{inf} , le but est d'éviter des oscillations inutiles lorsque le MPPT suit de près l'évolution de MPP.

Si le seuil $|L_{inf}|$ est choisi :

- Très grand, il permettrait au point de fonctionnement de s'éloigner plus loin du MPP, ce qui cause une diminution de l'efficacité de MPPT ;
- Très petit, cela se traduira par des commutations inutiles autour du MPP, causant aussi des pertes supplémentaires.

Afin d'obtenir la valeur de L_{inf} , la variation de puissance $|\Delta P_i|$ suite à une incrémentation/décrémentation de la tension au voisinage de MPP doit être déterminée d'abord, ce qui nécessite l'utilisation d'un modèle de panneaux PV, soit l'équation 1.8 dont nous choisissons $R_s = 0$ et R_{sh} très grande devient :

$$i_{PV_i} = N_p \cdot I_{ph_i} - N_p \cdot I_{sat_i} \left[\exp \left(\frac{q \cdot v_{PV_i}}{A \cdot N_s \cdot K \cdot T_j} \right) - 1 \right] \quad (4.11)$$

$$= I'_{sh_i} - I'_{sat_i} \left[\exp \left(\frac{v_{PV_i}}{N_s \cdot v_t} \right) - 1 \right] \quad (4.12)$$

A partir de l'équation 4.12, la tension du panneau i en fonction de son courant est donné par :

$$v_{PV_i} = N_s \cdot v_t \cdot \ln \left[\frac{I'_{sh_i} - i_{PV_i}}{I'_{sat_i}} + 1 \right] \quad (4.13)$$

Si le courant du panneau PV est perturbé par une petite di_{PV_i} , l'équation 4.13 devient :

$$v'_{PV_i} = N_s \cdot v_t \cdot \ln \left[\frac{I'_{sh_i} - i_{PV_i} + di_{PV_i}}{I'_{sat_i}} + 1 \right] \quad (4.14)$$

A partir des équations 4.13 et 4.14 la variation de la tension provoquée par une faible perturbation du courant est donné par :

$$dv_{PV_i} = v'_{PV_i} - v_{PV_i} \quad (4.15)$$

$$= N_s \cdot v_t \cdot \left[\ln \left[\frac{I'_{sh_i} - i_{PV_i} + di_{PV_i}}{I'_{sat_i}} + 1 \right] - \ln \left[\frac{I'_{sh_i} - i_{PV_i}}{I'_{sat_i}} + 1 \right] \right] \quad (4.16)$$

$$= N_s \cdot v_t \cdot \ln \left[\frac{I'_{sh_i} - i_{PV_i} + di_{PV_i} + I'_{sat_i}}{I'_{sh_i} - i_{PV_i} + I'_{sat_i}} \right] \quad (4.17)$$

$$= N_s \cdot v_t \cdot \ln \left[1 + \frac{di_{PV_i}}{I'_{sh_i} - i_{PV_i} + I'_{sat_i}} \right] \quad (4.18)$$

La résolution d'équation 4.18, permet d'obtenir di_{PV_i} suite à un effet d'une faible perturbation de la tension du panneau :

$$di_{PV_i} = \left(I'_{sh_i} - i_{PV_i} + I'_{sat_i} \right) \left[\exp \left(\frac{dv_{PV_i}}{N_s \cdot v_t} \right) - 1 \right] \quad (4.19)$$

L'expression générale du changement de puissance dû à une petite perturbation de la tension a la forme suivante :

$$dp_{PV_i} = dv_{PV_i} \cdot i_{PV_i} + v_{PV_i} \cdot di_{PV_i} + dv_{PV_i} \cdot di_{PV_i} \quad (4.20)$$

Insérant l'équation 4.19 dans 4.20, nous pouvons estimer la variation de la puissance p_{PV_i} en raison d'une petite perturbation de tension à un point quelconque de la caractéristique $p_{PV_i} - v_{PV_i}$.

Si nous remplaçons le terme dv_{PV_i} de l'équation ci-dessus avec un pas d'incrément/décément inC , cela se traduira par la variation de la puissance due à une perturbation du MPPT.

De toute évidence, l'équation 4.20 dépend des conditions effectives d'irradiation et du point de fonctionnement instantané du système de la caractéristique $p_{PV_i} - v_{PV_i}$. Il est bien connu que, à une intensité de rayonnement donnée :

$$\left. \frac{\partial p_{PV_i}}{\partial v_{PV_i}} \right|_{MPP} = 0 \quad (4.21)$$

A partir de l'équation 4.21, la variation de puissance en raison d'une faible Δv_{PV_i} est le minimum au voisinage du MPP :

$$\left| \frac{\Delta p_{PV_i}}{\Delta v_{PV_i}} \right|_{MPP} \leq \left| \frac{\Delta p_{PV_i}}{\Delta v_{PV_i}} \right|_{v_{PV_i} \neq V_{MPP_i}} \quad (4.22)$$

$$i_{PV_i} \neq I_{MPP_i}$$

Le calcul des valeurs de seuil sont basées sur l'équation 4.20 où le point de fonctionnement effectif sur les caractéristiques $i_{PV_i} - v_{PV_i}$ est considéré comme $v_{PV_i} = V_{MPP_i} \pm inC$, avec une perturbation qui déplace le point de fonctionnement loin de MPP.

4.3 Synchronisation avec le réseau électrique : Boucle à verrouillage de phase PLL

De nombreux procédés utilisant différentes techniques pour surveiller la tension de réseau sont présentés dans la littérature. Cependant, certaines de ces méthodes ne sont pas toujours bien classées, ce qui conduit à une confusion. Par conséquent, pour apporter de la clarté à cet égard, les techniques utilisées pour la surveillance de la tension du réseau peuvent être organisées en tant que présenté à la figure 4.9.

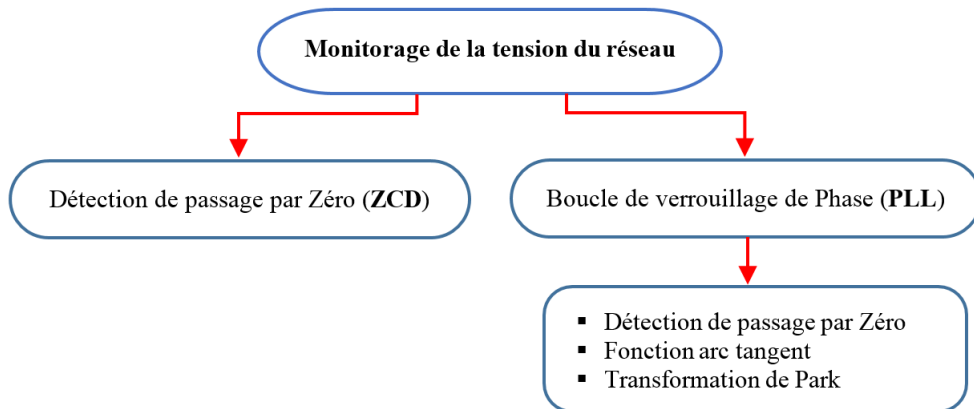


FIGURE 4.9 – Classification des techniques de surveillance de la tension du réseau

A titre d'exemple, La norme IEC61727 [IEC61727 2002] s'applique aux systèmes PV utilisant des onduleurs anti-îlotage interconnectés au réseau public. Les limites de fonctionnement par rapport à l'amplitude et la fréquence de la tension du réseau de cette norme sont montrées à la figure 4.10.

Pour un fonctionnement normal, l'intervalle de tolérance permise est de 0,85 à 1,10 p.u pour la tension et de $\pm 1Hz$ autour de la fréquence $50Hz$. Des conditions anormales de fonctionnement peuvent provenir du réseau électrique, qui nécessite une réponse rapide du système PV raccordé au réseau. Cette réponse sert à assurer la sécurité des personnes et des équipements connectés au réseau, y compris le système de PV.

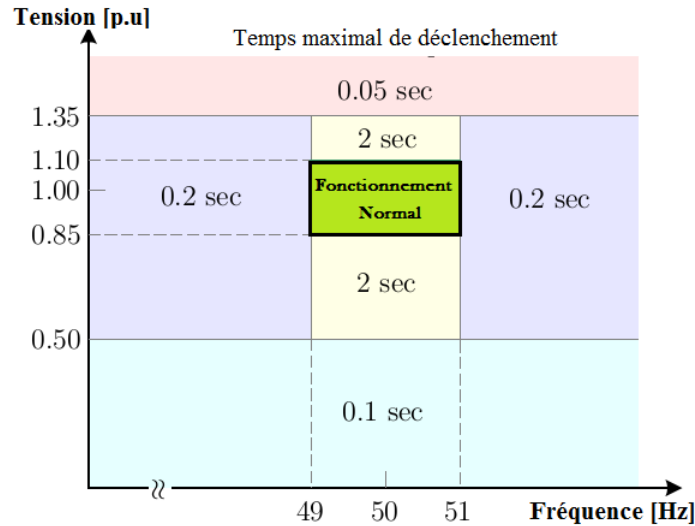


FIGURE 4.10 – Durées maximales supportées pour l’amplitude et la fréquence de la tension du réseau selon la norme IEC61727

Dans les conditions anormales d’utilisation , le système PV doit cesser d’alimenter la ligne dans l’intervalle du temps spécifié, une fois les variations de l’amplitude ou/et de la fréquence de tension sont à l’extérieures des limites prédéfinies dans la figure 4.10. L’exigence la plus restrictive est lorsque le temps de déclenchement maximal est de 0,05s pour une amplitude de tension de réseau au-dessus de 1,35p.u. Afin de répondre à ces exigences, un algorithme de surveillance de la tension de réseau précise et rapide est nécessaire.

Le principe de la surveillance de la tension du réseau $v_g(t)$, illustré dans la figure 4.11, consiste à obtenir les paramètres de cette tension au niveau de point commun de couplage (PCC). La tension de réseau, équation 4.23, est divisée en deux parties principales : le fondamental et les harmoniques.

$$v_g(t) = \underbrace{\hat{V}_g \cdot \sin(\omega_g \cdot t)}_{\text{Fondamental}} + \underbrace{\sum \hat{V}_h \cdot \sin(\omega_h \cdot t + \theta_h)}_{\text{Harmoniques}} \quad (4.23)$$

Les principales paramètres à détecter pour la tension $v_g(t)$ sont :

- L’angle de phase ($\theta_g = \omega_g \cdot t$) est principalement utilisé pour la synchronisation avec le réseau.
- La pulsation (ω_g) est utilisée pour exprimer les variations de la fréquence , mais également pour fournir des informations au système de commande.

- L'amplitude \hat{V}_g est nécessaire pour exprimer la variation de la tension du réseau et de fournir des informations au système de commande.
- D'autres informations comme le contenu d'harmonique de la tension $V_g(t)$ peut être nécessaire pour certains algorithmes (par exemple les filtres actifs [Asiminoaei 2007] [Lascau 2007]).

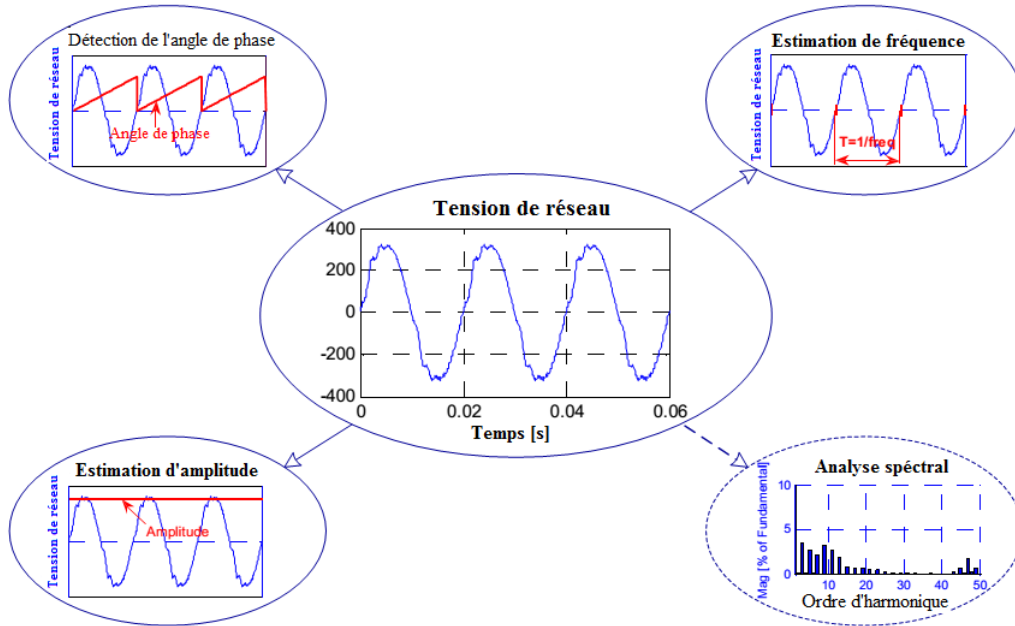


FIGURE 4.11 – Principe de synchronisation de la tension de réseau

4.3.1 Surveillance de la tension du réseau à base de PLL

La PLL dans un système connecté au réseau consiste à synchroniser l'angle de courant généré par l'onduleur, $\theta_{inv}(t) = \omega_{inv}.t$, avec celui de la tension du réseau, θ_g , afin d'obtenir un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité.

L'angle θ_{inv} sert pour calculer le courant de référence $\hat{I}_{g,ref}$ qui sera comparé au courant réel à la sortie de l'onduleur i_{inv} .

L'idée principale de la PLL est qu'elle change la fréquence (ω_{inv}) du courant de l'onduleur (i_{inv}), si le courant i_{inv} et la tension v_g sont déphasées. Afin d'être en mesure de synchroniser θ_{inv} avec θ_g , il est nécessaire d'une certaine manière de mesurer l'angle θ_g .

La PLL est un algorithme de détection de phase de tension du réseau. La tâche principale de l'algorithme de boucle PLL est de fournir l'angle de phase de la tension du réseau $v_g(t)$. Cet

angle est utilisé pour synchroniser le courant de sortie du convertisseur à la tension au niveau de PCC pour les cas où aucune puissance réactive n'est nécessaire. En outre, en utilisant l'algorithme de PLL les paramètres de la tension $v_g(t)$ tels que l'amplitude et la fréquence, peuvent être facilement surveillés.

4.3.2 PLL à base de la Transformation de Park

Tel qu'il est présenté dans la figure 4.12. La PLL largement utilisée est celle basée sur la transformation de Park dotée d'un générateur de signaux orthogonaux.

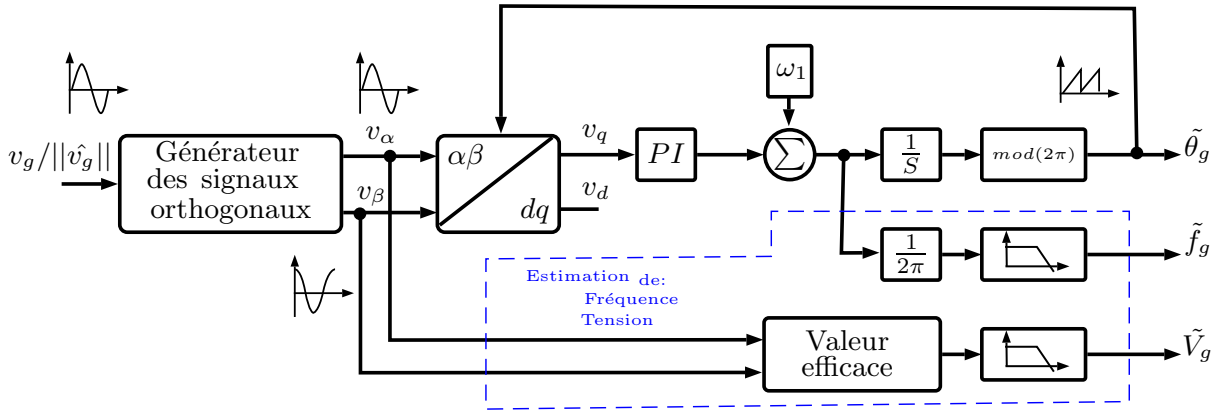


FIGURE 4.12 – Structure de PLL à base de la transformation de Park

Une structure plus détaillée de cette PLL est donnée dans la figure 4.13. Pour une meilleure compréhension du fonctionnement du comparateur de phase. Ce dernier est obtenu par l'utilisation de la technique suivante. L'entrée du régulateur PI, (ε_θ) , est définie par l'équation 4.24.

$$\varepsilon_\theta = v_q = \sin(\theta_g) \cdot \cos(\tilde{\theta}_g) - \cos(\theta_g) \cdot \sin(\tilde{\theta}_g) = \sin(\theta_g - \tilde{\theta}_g) \quad (4.24)$$

Comme la fonction sinus est non linéaire, pour des petites valeurs de $\sin(\theta_g - \tilde{\theta}_g)$ (lorsque θ_g et $\tilde{\theta}_g$ sont à peu près égaux), l'équation 4.24 peut être exprimée par 4.25. Ainsi, le comparateur de phase est obtenu par l'utilisation de la transformation de Park.

$$\varepsilon_{\theta_g} = v_q = \sin(\theta_g - \tilde{\theta}_g) \approx \theta_g - \tilde{\theta}_g \quad (4.25)$$

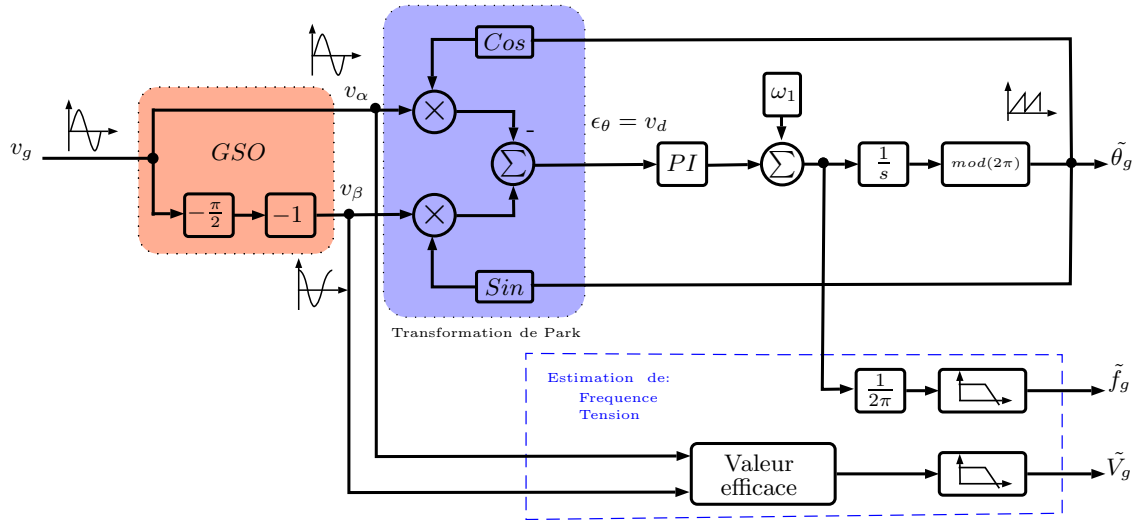


FIGURE 4.13 – Structure détaillée de PLL à base de la transformation de Park

Le système de tensions générées par le bloc de Park se présente comme suit :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\tilde{\theta}_g) & \cos(\tilde{\theta}_g) \\ -\cos(\tilde{\theta}_g) & \sin(\tilde{\theta}_g) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

$$\begin{cases} v_d = v_\alpha \cdot \sin(\tilde{\theta}_g) + v_\beta \cdot \cos(\tilde{\theta}_g) \\ v_q = -v_\alpha \cdot \cos(\tilde{\theta}_g) + v_\beta \cdot \sin(\tilde{\theta}_g) \end{cases} \quad (4.27)$$

4.3.2.1 Générateurs des signaux orthogonaux : GSO

Dans le système triphasé, la génération des tensions orthogonales est obtenue par la transformation de Clark. Toutefois, pour le monophasé, le système des tensions orthogonales doit être généré artificiellement. Le GSO fournit une tension quadrature (qv_g) d'un signal d'entrée (v_g), comme on peut le voir sur la figure 4.14.

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{v_g}{\tilde{V}_g} = \sin(\omega_g.t) \\ v_\beta = q \frac{v_g}{\tilde{V}_g} = \cos(\omega_g.t) \end{cases} \quad (4.28)$$

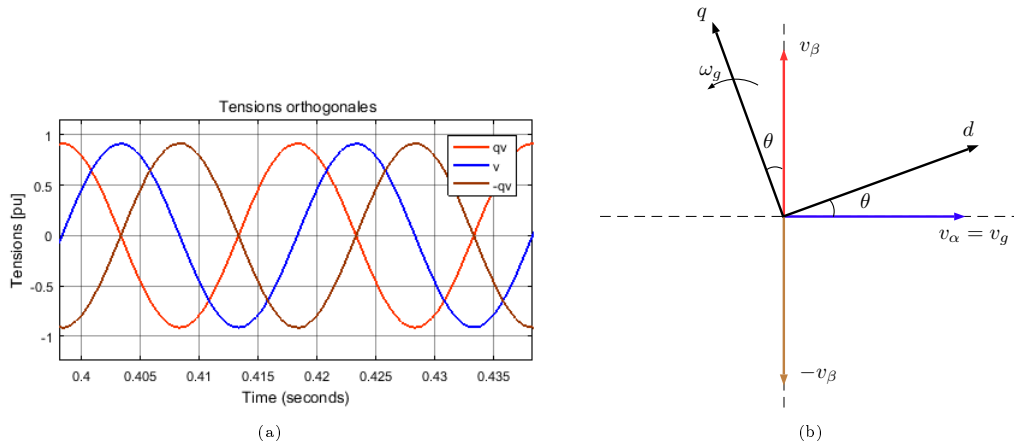


FIGURE 4.14 – (a) Présentation des tensions orthogonales; (b) Positionnement des tensions dans le référentiel stationnaire

4.3.2.2 Générateurs des tensions orthogonales à base d'un bloc de retard

La structure générale d'un GSO basée sur un bloc de retard est présentée dans la figure 4.15. Si la tension du réseau représente le signal v_α , un signal quadrature $-v_\beta$ est obtenu par le bloc de retard tel que présenté dans les figures 4.14.

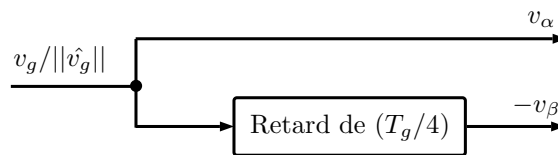


FIGURE 4.15 – Générateur de tensions orthogonales à base d'un bloc de retard

D'une manière générale, l'algorithme est simple à utiliser et le processus de réglage ne pose pas des difficultés particulières. Bien que cette technique a deux inconvénients majeurs :

1. Elle n'a pas une fréquence adaptative, ainsi des erreurs peuvent être se produites quand la fréquence du réseau subit des fluctuations, en raison de son retard fixe.
2. Elle crée un système de tensions orthogonales non filtrées.

Cependant, pour remédier à ces lacunes nous avons proposé une amélioration de cette méthode qui sera présentée dans la section suivante.

4.3.3 Amélioration de GSO à base d'un bloc de retard

Lorsque la fréquence de réseau varie, le bloc de retard n'est pas en mesure de modifier son retard ($\frac{\pi}{2}$) fixe, et le signal produit ne sera pas en quadrature avec le signal d'entrée v_g . Cette limite va générer des erreurs des paramètres mesurés ($\tilde{\theta}_g$, \tilde{V}_g , et \tilde{f}_g). Afin de remédier à cet inconvénient de la méthode de retard, un petit changement dans la transformation de Park est proposé dans la suite de cette section.

Le système de tensions orthogonales créé se présente comme suit :

$$\sin(\omega_g.t) \xrightarrow{\text{retard } \frac{T_g}{4}} \sin(\omega_g.t - \frac{\pi}{2}) = -\cos(\omega_g.t) \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} v_\alpha = \sin(\theta_g) \\ -v_\beta = \sin(\theta_g - \frac{\pi}{2}) = -\cos(\theta_g) \end{cases} \quad (4.30)$$

Par conséquent, le bloc de retard fournit un signal en quadrature égal $-v_\beta$ au lieu de v_β , qui devrait être pris en considération lors de l'exploitation de la transformation de Park.

En remplaçant v_α et $-v_\beta$ du système 5.18 nous trouvons :

$$\begin{cases} v_d = \sin(\theta_g).\sin(\tilde{\theta}_g) + \cos(\theta_g).\cos(\tilde{\theta}_g) \\ v_q = -\sin(\theta_g).\cos(\tilde{\theta}_g) + \cos(\theta_g).\sin(\tilde{\theta}_g) \end{cases} \quad (4.31)$$

Le second terme du système 4.31 (v_q) est utilisé comme entrée dans la boucle de régulation de la structure PLL, il devient comme suit :

$$v_q = \underbrace{\left[\cos(\theta_g).\sin(\tilde{\theta}_g) - \cos(\tilde{\theta}_g).\sin(\theta_g) \right]}_{=0, \text{ quand } \tilde{\theta}_g = \theta_g} \quad (4.32)$$

Lorsque la fréquence de réseau varie de valeur ω_g à ω_n , Le retard constant ($\frac{T_g}{4} \Leftrightarrow \frac{\pi}{2}$) va générer une erreur de décalage de phase (φ_{err}) dans le signal quadrature, tel que présenté dans 4.34 :

$$\sin(\theta_n) = \sin(\omega_n.t) \xrightarrow{\text{retard } \frac{T_g}{4}} \sin(\omega_n.t - \frac{\pi}{2} + \varphi_{err}) \quad (4.33)$$

$$\rightarrow v_\beta = -\sin(\omega_n.t - \frac{\pi}{2} + \varphi_{err}) = \cos(\omega_n.t + \varphi_{err}) = \cos(\theta_n + \varphi_{err}) \quad (4.34)$$

Alors l'équation 4.32 devient :

$$v_q = \underbrace{\left[\cos(\theta_n + \varphi_{err}).\sin(\tilde{\theta}_n) - \cos(\tilde{\theta}_n).\sin(\theta_n) \right]}_{\neq 0, \text{ quand } \tilde{\theta}_n = \theta_n} \quad (4.35)$$

Afin d'éliminer les erreurs introduites par φ_{err} , nous avons proposé un changement dans le bloc de la transformation de Park. Ce changement consiste à substituer le terme $\cos(\tilde{\theta}_n)$ de la transformation de Park présentée en 4.35 avec le signal quadrature de $\sin(\tilde{\theta}_n)$, en utilisant un bloc de retard identique que celui exploité pour la création de $-v_\beta$

A partir du terme estimé $\sin(\tilde{\theta}_n)$, en résultant que :

$$\sin(\tilde{\theta}_n) = \sin(\tilde{\omega}_n.t) \xrightarrow{\text{retard } \frac{\pi}{2}} \sin(\tilde{\omega}_n.t - \frac{\pi}{2} + \varphi_{err}) = -\cos(\tilde{\omega}_n.t + \varphi_{err}) = -\cos(\tilde{\theta}_n + \varphi_{err}) \quad (4.36)$$

La substitution présentée dans 4.37 va produire la même erreur de décalage de phase φ_{err} . En remplaçant 4.36 dans 4.35, nous trouvons l'expression suivante :

$$v_q = \underbrace{\left[\cos(\theta_n + \varphi_{err}).\sin(\tilde{\theta}_n) - \cos(\tilde{\theta}_n + \varphi_{err}).\sin(\theta_n) \right]}_{=0, \text{ quand } \tilde{\theta}_n = \theta_n} \quad (4.37)$$

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans sa première partie le principe de l'algorithme $P\&O$ et sa limite lors d'une variation rapide de l'éclairement : une tension de référence V_{ref_i} erronée, fausse le courant de référence $\hat{I}_{g,ref}$ de pilotage de l'onduleur d'une part, et cause une mauvaise exploitation des panneaux PVs d'autre part. L'algorithme que nous avons proposé est une optimisation de la méthode $dP - P\&O$, basée sur l'ajout d'une mesure de la puissance

entre deux périodes consécutives de MPPT. En exploitant la variation de la puissance $dP_{2,i}$ comme étant une image du changement de l'éclairement et en utilisant deux limites (L_{sup} et L_{inf}) pour la variation de la puissance dP_i , nous avons amélioré l'efficacité globale du système PV avec une erreur statique de MPPT presque nulle .

Dans la seconde partie de ce chapitre, une amélioration de la PLL à base de la transformation de Park à retard fixe est faite. En modifiant la transformée de Park par l'introduction de la même variation de la fréquence estimée du réseau que le retard du GSO.

les résultats de simulation vérifiant l'efficacité de notre démarche sont présentés dans le chapitre 6.

Commande d'onduleur PV H-pont N-niveaux raccordé au réseau électrique monophasé

5.1 Introduction

Dans le cas des onduleurs multiniveaux de tension connectés au réseau, le contrôle des puissances active/réactive revient à contrôler soit la tension au niveau du PCC (Contrôle en mode de tension), soit le courant à la sortie de l'onduleur (Contrôle en mode de courant). Dans l'approche de ce dernier mode, le courant i_{in} contrôlé à travers la tension v_{in} (figure 5.1). Par conséquent, les puissances sont contrôlées par l'angle de phase et l'amplitude du courant i_{in} par rapport à la tension v_g au PCC. Ainsi, en raison de la réglementation imposée sur l'injection du courant, l'onduleur est protégé contre les surcharges. De plus ce mode de contrôle a d'autres avantages telles que : la robustesse face aux variations de paramètres du système PV et du réseau, des performances dynamiques supérieures et une précision de contrôle plus élevée [Yazdani 2010] [Kjaer 2005a] .

Dans ce chapitre nous présentons une nouvelle stratégie de commande d'un onduleur H-pont en cascade multiniveaux pour les systèmes PV connectés au réseau. Il s'agit de la technique MCSPWM proportionnelle (figure 5.5). Contrairement à la technique classique de commande des onduleurs connectés au réseau, généralement utilisant un convertisseur DC/DC entre le PV et l'onduleur pour la poursuite du MPPT, cette commande propose pour chaque module PV , alimentant une cellule H-pont d'onduleur , son propre algorithme MPPT.

Les motivations du choix du filtre LCL par rapport au filtre L sont présentées dans la section 5.2. La résonance (de la capacité) du filtre d'interférence électromagnétique est amortie de façon passive à l'aide d'une résistance [Liu 2002].

Comme pour les systèmes triphasés, deux types de contrôleurs PI et PR respectivement dans les repères synchrone dq et stationnaire $\alpha\beta$ sont étudiés. L'élimination des harmoniques les plus importantes (d'ordre 3,5 et 7) grâce à la commande $PSCPWM$ est notre principal objectif afin d'améliorer la qualité du courant injecté au réseau.

A la fin, nous présentons le modulateur proportionnel proposé permettant de générer des rapports cycliques proportionnels ($d_i ; i = 1..C$) à la quantité de la puissance active produite par chaque module ($PV_i ; i = 1..C$).

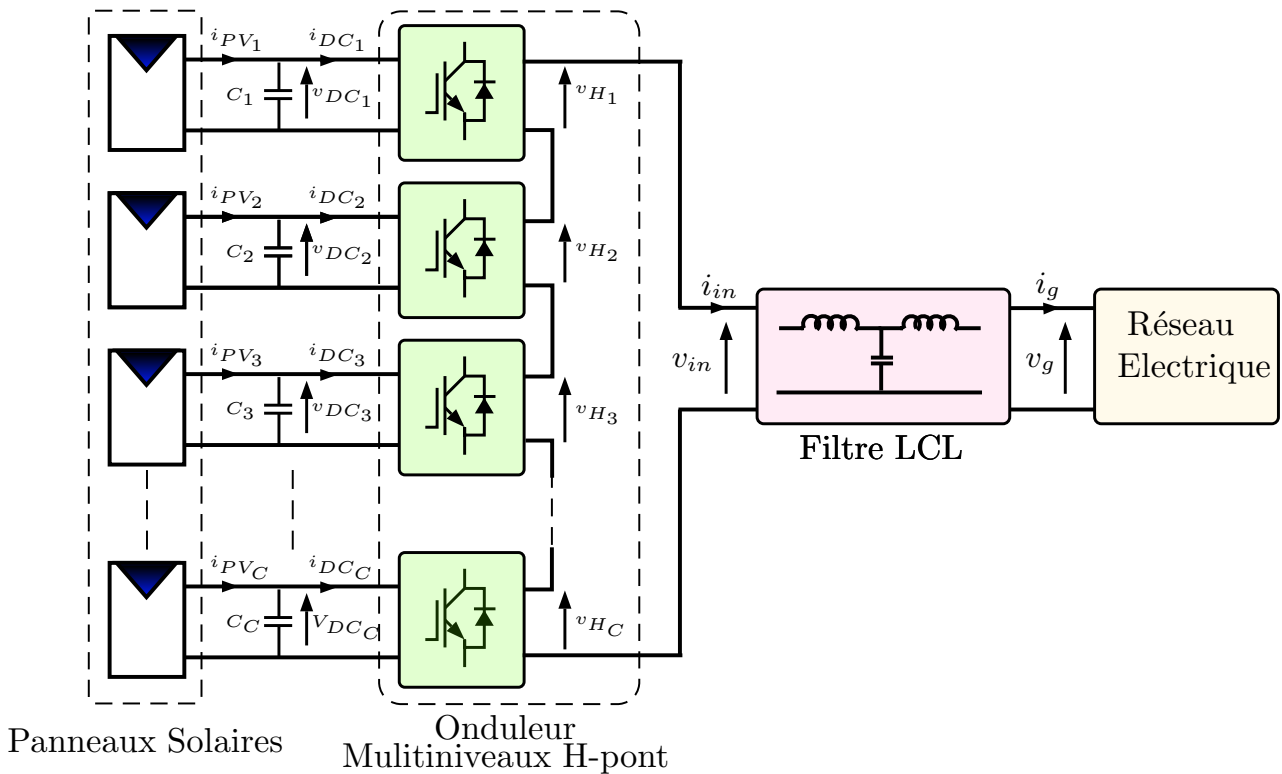


FIGURE 5.1 – Système PV à base d'un onduleur multiniveaux H-pont raccordé au réseau

5.2 Le filtre LCL

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Il est dimensionné afin de satisfaire deux critères :

- ★ Assurer la dynamique en courant, définie par :

$$\frac{\partial i_g(t)}{\partial t} = \frac{\partial i_{ref}(t)}{\partial t} \tag{5.1}$$

- ★ Empêcher la propagation sur le réseau électrique des harmoniques générés par les commutations.

Le filtre LCL peut facilement atténuer les harmoniques de commutation causés par l'utilisation de la commande (MCSPWM). Cependant, la réponse en fréquence du filtre présente un pic de résonance figure 5.4. La conception de ce filtre passif dépend de l'atténuation nécessaire pour réduire la composante en haute fréquence du courant de ligne $i_g(t)$.

Des normes, telles que la norme internationale CEI-1000-3-4 sur les émissions des harmoniques du courants dans le réseau électrique, doivent être utilisés pour évaluer cette atténuation. Cette norme (CEI-1000-3-4) stipule que les harmoniques de courant au-dessus du 33e doivent être inférieur à 0,6% du courant nominal.

5.2.1 Modèle et fonction de transfert

Certaines contraintes importantes doivent être prises en considération pendant la conception du filtre LCL, comme l'ondulation de courant, la taille du filtre, l'atténuation de l'ondulation due à la commutation, et la variation de puissance réactive vu par le réseau. Suite à la présence du condensateur C_f , un pic de 9.29dB à la fréquence de résonance pourrait conduire à un fonctionnement instable du système (figure 5.4) . Par conséquent, l'amortissement passif est proposé par l'ajout d'une résistance en série avec le condensateur.

Les figures 5.2 et 5.3 donnent respectivement le circuit électrique et le schéma bloc d'un filtre LCL.

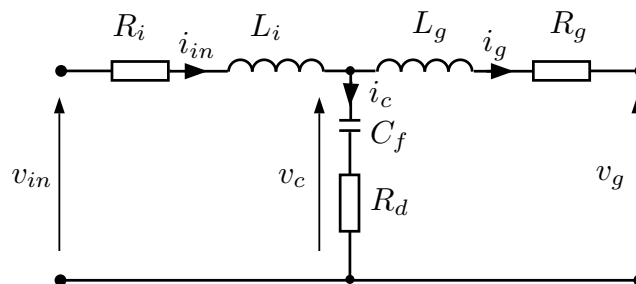


FIGURE 5.2 – Circuit électrique d'un filtre LCL

Nous utilisons les lois de Kirchoff, le modèle du filtre dans le plan- s peut s'écrire :

$$i_{in} - i_c - i_g = 0 \quad (5.2)$$

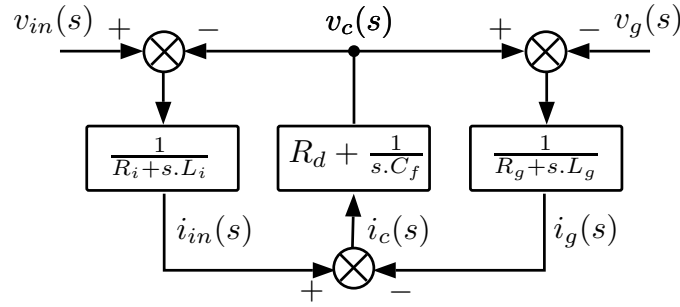


FIGURE 5.3 – Bloc diagramme d'un filtre LCL

$$v_{in} - v_c = i_{in}(s.L_i + R_i) \quad (5.3)$$

$$v_c - v_g = i_g(s.L_g + R_g) \quad (5.4)$$

$$v_c = i_c\left(\frac{1}{s.C_f} + R_d\right) \quad (5.5)$$

La fonction de transfert du filtre $H_{LCL}(s)$ est :

$$H_{LCL}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{in}(s)} \quad (5.6)$$

Afin de calculer $H_{LCL}(s)$, certains calculs mathématiques sont nécessaires. La tension du réseau est supposée idéale et qu'elle peut être court-circuitée pour les fréquences harmoniques. Ainsi pour l'analyse du filtre, elle est mise à zéro : $v_g = 0$. à partir des équations (5.4) et (5.5), on peut écrire :

$$i_g(s.L_g + R_g) = i_c\left(\frac{1}{s.C_f} + R_d\right) \quad \Rightarrow \quad i_c = i_g \frac{s.C_f.R_g + s^2.C_f.L_g}{1 + s.C_f.R_d} \quad (5.7)$$

Introduisant les équations 5.4 , 5.5 et 5.7 dans 5.3, la tension de sortie de l'onduleur peut s'écrire :

$$v_{in} = i_g(s.L_g + R_g) + (i_g + i_c)(s.L_i + R_i) = i_g(s.L_g + R_g) + (i_g + i_g \frac{s.C_f.R_g + s^2.C_f.L_g}{1 + s.C_f.R_d})(R_i + s.L_i) \quad (5.8)$$

$$\Rightarrow \quad v_{in} = i_g(R_i + R_g + s(L_i + L_g)) + \frac{(s.L_i + R_i)(s.C_f.R_g + s^2.C_f.L_g)}{1 + s.C_f.R_d} \quad (5.9)$$

Considérons l'équation (5.7), la fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$H_{LCL}(s) = \frac{sR_d C_f + 1}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 C_f (L_g (R_d + R_i) + L_i (R_d + R_g)) + s(L_i + L_g + C_f (R_d R_i + R_d R_g + R_i R_g)) + R_i + R_g} \quad (5.10)$$

Si nous négligeons les résistances des bobines alors $H_{LCL}(s)$ devient :

$$H'_{LCL}(s) = \frac{sR_d C_f + 1}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 C_f R_d (L_g + L_i) + s(L_i + L_g)} \quad (5.11)$$

Si nous négligeons que les résistances des bobines et la résistance d'amortissement R_d alors $H_{LCL}(s)$ devient :

$$H''_{LCL}(s) = \frac{\frac{1}{L_g C_f}}{s L_i (s^2 + \frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f})} = \frac{\frac{1}{L_g C_f}}{s L_i (s^2 + \omega_{res}^2)} \quad (5.12)$$

Avec : ω_{res} la pulsation de résonance.

$$\omega_{res}^2 = \frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f} \quad \Rightarrow \quad f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f}} \quad (5.13)$$

5.2.2 Comportement fréquentiel

La fonction de transfert fréquentielle du filtre , (équation 5.14), est obtenue en remplaçant s par $jn\omega$, dans l'équation $H''_{LCL}(s)$, avec n le rang d'harmonique. Cette fonction permet d'étudier le comportement du filtre par rapport aux harmoniques. Le module de la fonction de transfert d'admittance du filtre s'écrit :

$$|H''_{LCL}(jn\omega)| = \left| \frac{i_g(jn\omega)}{v_{in}(jn\omega)} \right| = \frac{\frac{1}{L_i L_g C_f}}{\left| n\omega \left(-(n\omega)^2 + \frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f} \right) \right|} \quad (5.14)$$

D'après l'observation du diagramme de Bode (figure 5.4), plus la résistance d'amortissement R_d augmente, moins l'amplitude de l'admittance est grande. Donc l'impédance du filtre augmente avec la valeur de la résistance d'amortissement. Un filtre bien amorti atténue d'une manière efficace les harmoniques de rang élevé en les empêchant d'entrer dans le réseau. Le courant de sortie du filtre peut être utilisé comme variable de rétroaction, dans la boucle de contrôle, à condition que le filtre LCL soit correctement amorti .

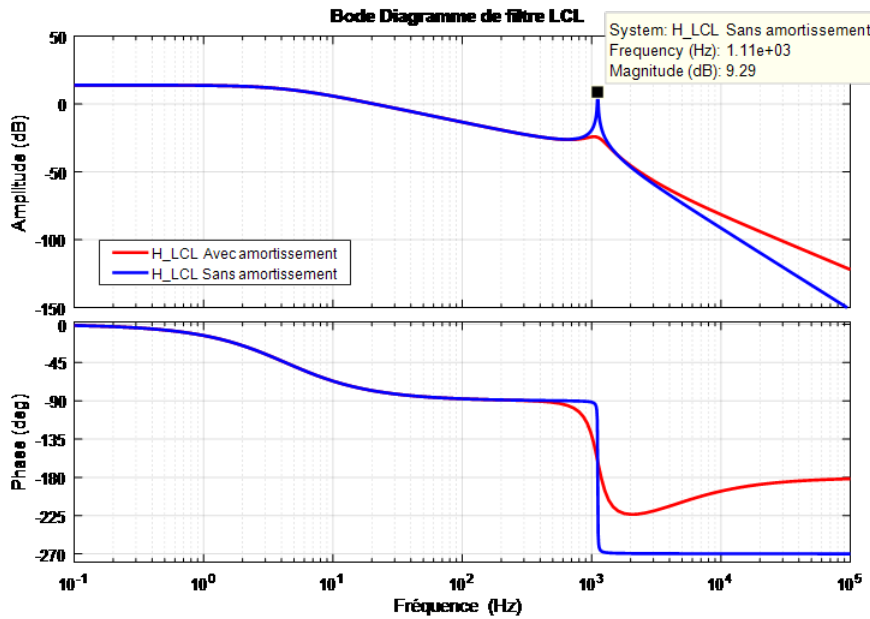


FIGURE 5.4 – Diagramme de Bode de filtre LCL avec et sans résistance d'amortissement

5.3 Contrôle/Commande de l'onduleur H-pont multiniveaux connecté au réseau

La figure 5.5 schématise la structure générale d'un PVRR proposé dans cette thèse. Elle représente fonctionnellement les différents blocs et boucles nécessaires au contrôle/commande d'un onduleur multiniveaux raccordé au réseau. Nous trouvons principalement :

- Des blocs suiveurs de $MPPT_i$;
- Un bloc de synchronisation avec le réseau et de calcul des grandeurs dq (observateur de réseau) ;
- Une boucle de régulation des tensions DC_i ;
- Une boucle de contrôle du courant i_g ;
- Un modulateur PSCPWM proportionnel.

A partir des mesures prélevées aux bornes des PV_i (v_{PV_i}, i_{PV_i}) , la puissance délivrée par chaque PV est calculée, et par conséquent la puissance totale P_T à injecter dans le réseau. Le rapport $\alpha_i = \frac{P_{PV_i}}{P_T}$ sera en fonction de l'indice de modulation M_i de la cellule H-pont_i correspondante. Les blocs des algorithmes $MPPT_i$ génèrent les tensions de références V_{ref_i} correspondant au point MPP_i à la boucle externe de contrôle de la puissance. Les blocs des

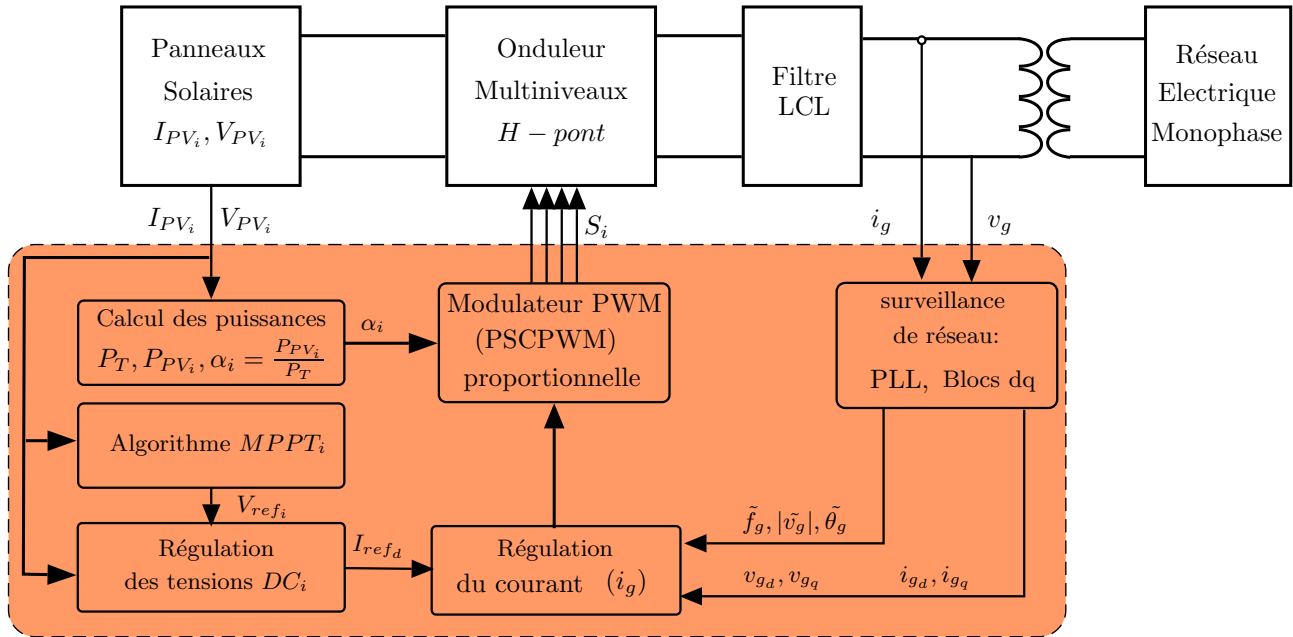


FIGURE 5.5 – Contrôle/commande général proposé pour le système PVRR

algorithmes $MPPT_i$ génèrent les tensions de références V_{ref_i} correspondantes au point MPP_i pour participer à l'élaboration du courant de référence \hat{I}_{ref_d} . Le bloc de régulation du courant permet de produire la loi de commande du courant injecté au réseau.

Cette nouvelle stratégie de contrôle de la puissance d'entrée du système PVRR sans convertisseur DC/DC est présentée dans (la figure 5.6). Au niveau des PVs , La correction en aval de la puissance est parmi les nouveaux éléments introduits dans cette proposition [FRI 2014a].

5.4 Contrôle de courant injecté au réseau

Dans cette section deux types de contrôleurs du courant seront détaillés. Un contrôleur PI dans le repère synchrone dq tournant à la vitesse ω_g et dont l'angle de rotation $\theta_g = \omega_g.t$, et un contrôleur proportionnel résonnant dans le repère stationnaire $\alpha\beta$. Notre contribution porte sur ce dernier en supprimant les harmoniques d'ordre 3^{eme}, 5^{eme} et 7^{eme} du courant injecté au réseau [FRI 2015c].

5.4.1 Modèle dynamique de contrôle du courant

Afin de réaliser le contrôleur du courant quelques simplifications doivent être faites. Par exemple, le comportement du filtre LCL peut être simplifié à celui d'une bobine ayant

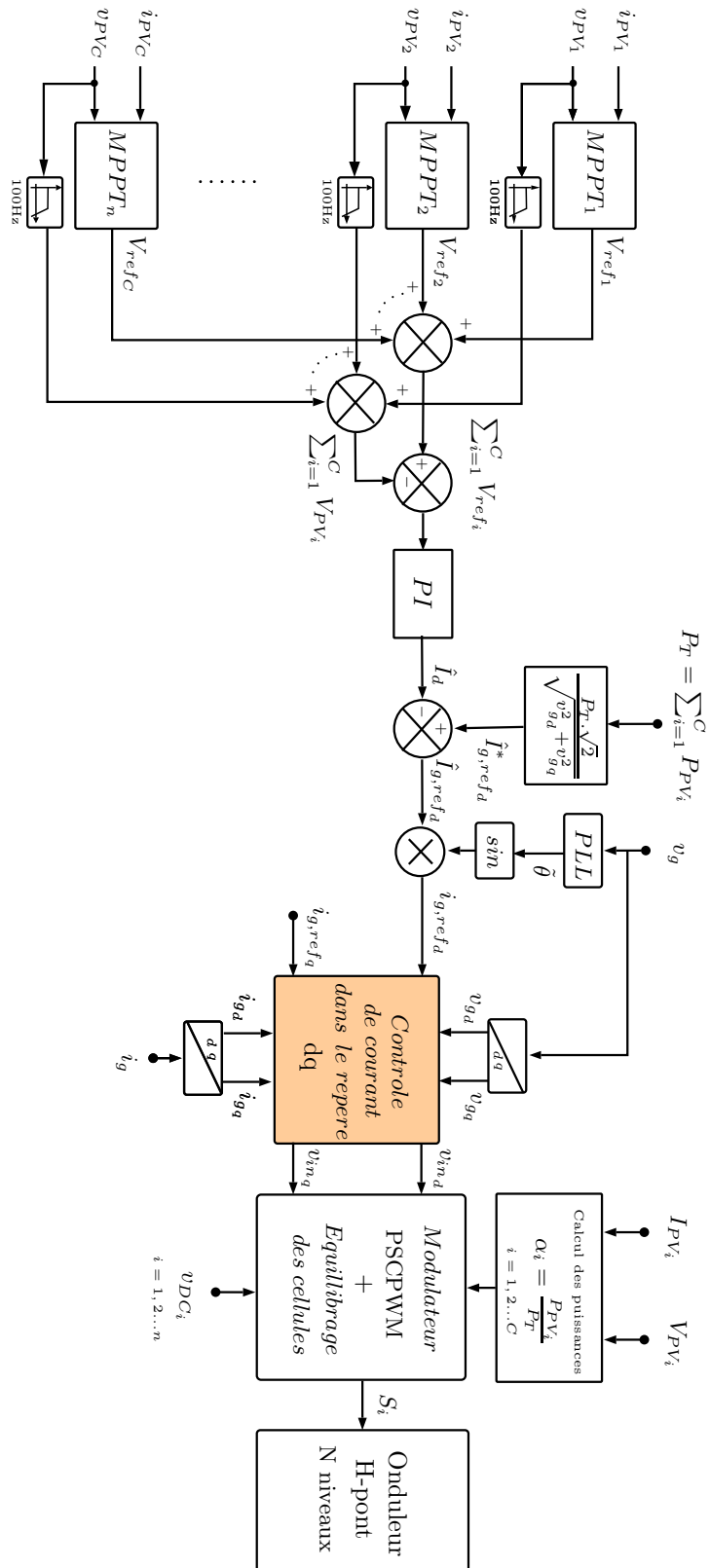


FIGURE 5.6 – Stratégie proposée de contrôle/commande d'un PVRR à base d'un onduleur H-pont N niveaux

$L = L_i + L_g$ et $R = R_i + R_g$. En négligeant la résistance et le condensateur d'amortissement, la tension à la sortie de l'onduleur est :

$$v_{in} = L \frac{\partial i_g}{\partial t} + R \cdot i_g + v_g \quad (5.15)$$

$$\Rightarrow \frac{\partial i_g}{\partial t} = \frac{1}{L} v_{in} - \frac{R}{L} i_g - \frac{1}{L} v_g \quad (5.16)$$

Une approche souvent adoptée pour l'analyse des systèmes électriques consiste à utiliser un repère tournant synchrone dq ou un repère stationnaire $\alpha\beta$, où les vecteurs spatiaux qui expriment les grandeurs électriques sont projetés sur l'axe d et l'axe q ou sur l'axe α et l'axe β [Teodorescu 2011].

Il convient de noter que la caractéristique particulière du repère dq est que les vecteurs spatiaux ont des grandeurs à amplitudes constantes qui tournent à la même vitesse du repère. Donc les termes $\omega_g i_{gd}$ et $\omega_g i_{gq}$ doivent être ajoutés aux dynamiques des courants i_{gd} et i_{gq} .

Le modèle mathématique dans le repère dq pour la pulsation ω_g est donné par :

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{gd}}{\partial t} = \frac{1}{L} [v_{in_d} - v_{gd} - R i_{gd}] + \omega_g i_{gq} \\ \frac{\partial i_{gq}}{\partial t} = \frac{1}{L} [v_{in_q} - v_{gq} - R i_{gq}] - \omega_g i_{gd} \end{cases} \quad (5.17)$$

La forme matricielle de la tension à la sortie de l'onduleur multiniveaux est donné par :

$$\begin{bmatrix} v_{in_d} \\ v_{in_q} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} + L \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} + L \omega_g \begin{bmatrix} -i_{gq} \\ i_{gd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

le schéma bloc du contrôleur PI d'un onduleur connecté au réseau dans le repère dq est donné par la figure 5.7

Le modèle mathématique dans le repère $\alpha\beta$ est :

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{g\alpha}}{\partial t} = \frac{1}{L} [v_{in_\alpha} - v_{g\alpha} - R i_{g\alpha}] \\ \frac{\partial i_{g\beta}}{\partial t} = \frac{1}{L} [v_{in_\beta} - v_{g\beta} - R i_{g\beta}] \end{cases} \quad (5.19)$$

Le schéma bloc du contrôleur $PR + HC$ d'un onduleur connecté au réseau dans le repère $\alpha\beta$ est donné par la figure 5.8

La matrice de passage de repère qd au repère $\alpha\beta$ est :

$$\begin{pmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) \\ \sin(\theta_g) & \cos(\theta_g) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

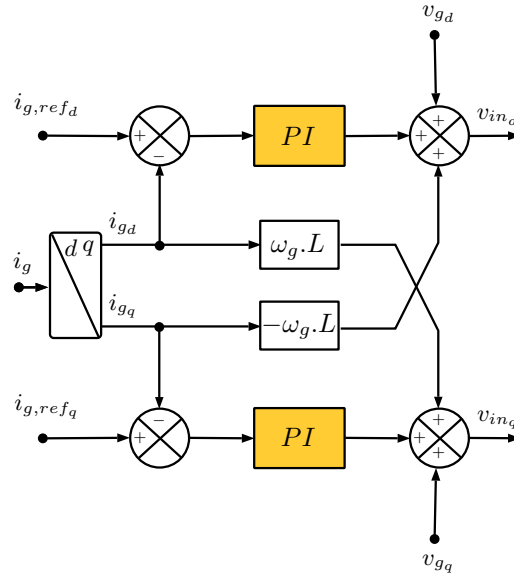


FIGURE 5.7 – Contrôle du courant dans le repère dq

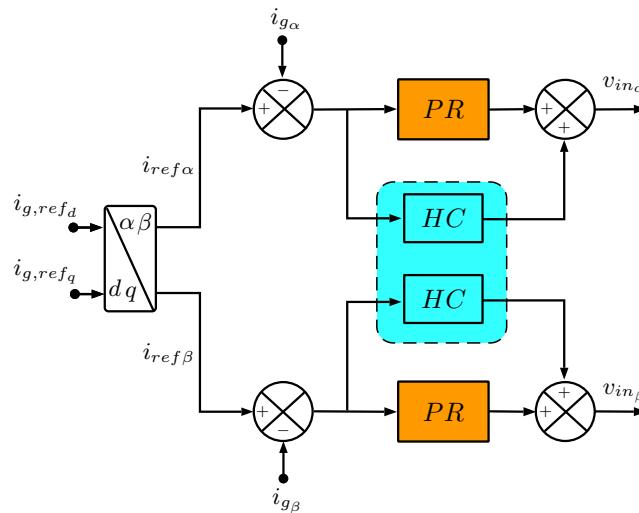


FIGURE 5.8 – Contrôle du courant dans le repère $\alpha\beta$

5.4.2 Elaboration du courant de référence

Le contrôle de la puissance d'entrée permet d'élaborer le courant direct maximal de référence \hat{I}_{g,ref_d} . En négligeant les pertes internes dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans les inductances du filtre LCL , la puissance instantanée totale fournie par les panneaux PV est la somme des puissance instantanées accumulées dans les condensateurs et celle envoyée au réseau 5.21.

$$P_T = \sum_{i=1}^C V_{PV_i} \times I_{PV_i} = \sum_{i=1}^C p_{C_i} + P_g \quad (5.21)$$

$$P_g = P_T - \sum_{i=1}^C p_{C_i} = \sqrt{2} \times V_g \times \hat{I}_{g,ref_d} \quad (5.22)$$

Nous supposons un facteur de puissance unitaire ($\cos(\varphi) = 1$) le courant de référence est calculé par :

$$\Rightarrow \hat{I}_{g,ref_d} = \frac{P_T}{\sqrt{2} \times V_g} - \hat{I}_d \quad (5.23)$$

Le deuxième terme de l'équation 5.23 reflète les variations de la puissance stockée dans les condensateurs C_i . Ces variations dues aux blocs $MPPT_i$ traduites par un courant direct \hat{I}_d . donc l'équation 5.23 devient :

$$\Rightarrow \hat{I}_{g,ref_d} = \hat{I}_{g,ref_d}^* - \hat{I}_d \quad (5.24)$$

En utilisant l'angle de synchronisation $\tilde{\theta}$ délivré par le bloc PLL, nous obtenons le courant de référence i_{g,ref_d} de l'onduleur (5.25).

$$i_{g,ref_d} = \hat{I}_{g,ref_d} \times \sin(\tilde{\theta}) \quad (5.25)$$

5.4.3 Contrôle direct du courant injecté au réseau

Le contrôle direct du courant, figure 5.9, nécessite le contrôle à la fois de l'amplitude et de la phase du courant injecté. Ce type de contrôle ne permet pas de commander la puissance réactive injectée du fait que le courant de référence $i_{g,ref}$ est utilisé comme étant une entité indécomposable [FRI 2015a].

5.4.4 Contrôle de courant dans le repère synchrone dq

Considérant la stratégie de commande donnée par la figure 5.7 où les courants de références i_{g,ref_d} et i_{g,ref_q} sont obtenus par la boucle de contrôle externe. Le courant i_{g,ref_q} est choisi égal à zéro pour annuler la puissance réactive injectée au réseau.

Dans le cas idéal où les générateurs PV_i délivre que la puissance active, les boucles de contrôle d et q ayant la même dynamique. Le réglage des coefficients K_i et K_p du correcteur

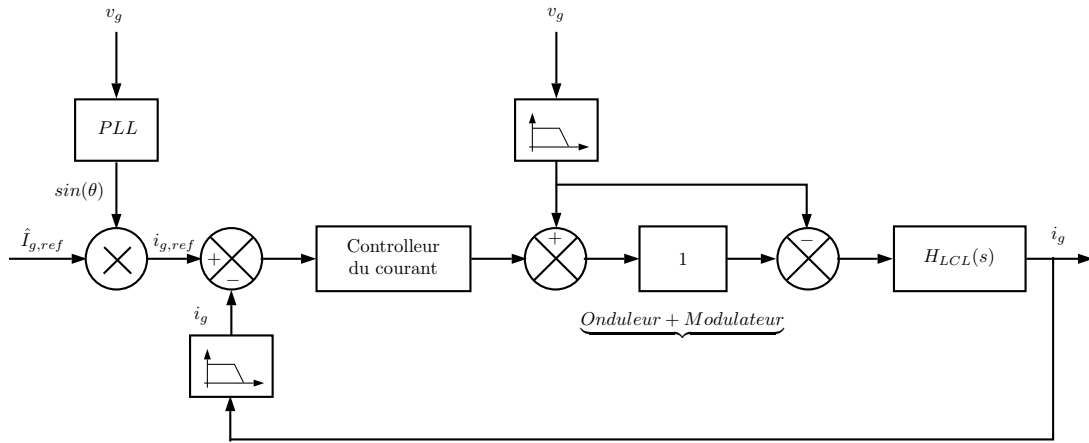


FIGURE 5.9 – Boucle de contrôle du courant

de courant se fait que pour l'axe d en supposant que ceux de l'axe q sont les mêmes. Alors la boucle de contrôle du courant dans le repère synchrone dq est donnée par la figure 5.10 :

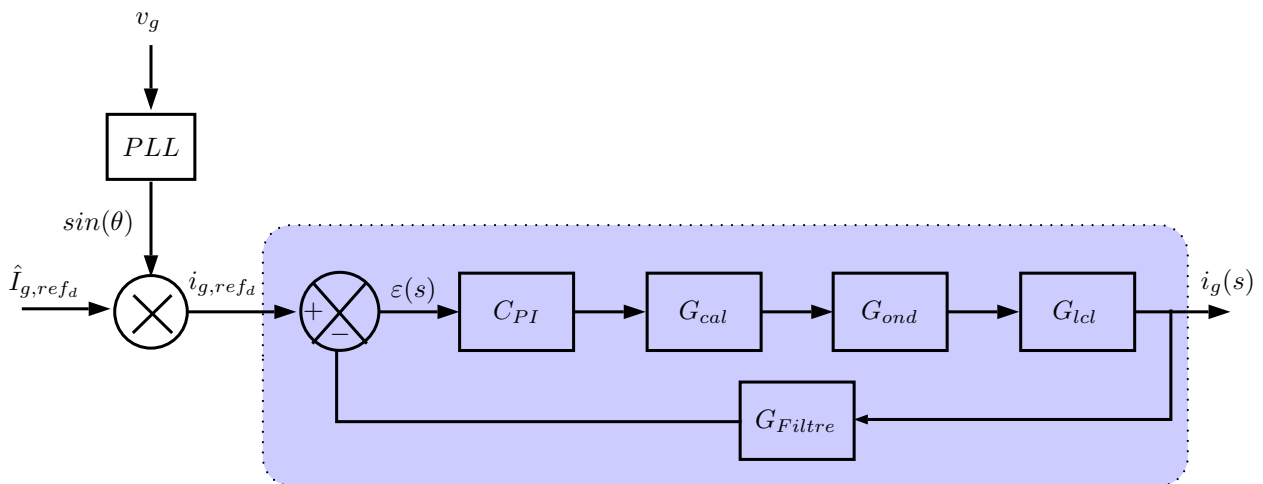


FIGURE 5.10 – Boucle de contrôle du courant direct par le correcteur PI

Dans le diagramme ci-dessus les fonctions de transfert sont :

- Fonction de transfert du correcteur PI :

$$C_{PI}(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (5.26)$$

- Fonction de transfert représentant le temps de calcul :

$$G_{cal}(s) = \frac{1}{1 + sT_s} \quad (5.27)$$

avec $T_s = \frac{1}{f_s}$ et $f_s = 2.5kHz$ est la fréquence de découpage.

- Fonction de transfert d'onduleur :

$$G_{ond}(s) = \frac{1}{1 + 0.5sT_{dec}} \quad (5.28)$$

avec $T_{dec} = \frac{1}{f_{dec}}$ et $f_{dec} = 2.5kHz$ est la fréquence de découpage.

- Le bloc de filtrage est modélisé par une fonction de transfert qui ne tient que des inductances et des résistances parasites :

$$G_{lcl}(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (5.29)$$

avec $G_{lcl}(s) \approx H_{LCL}(s)$, $L = L_i + L_g$ et $R = R_i + R_g$.

- le filtre passe bas a pour fonction de transfert :

$$G_{Filtre}(s) = \frac{1}{1 + 0.5sT_{dec}} \quad (5.30)$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BOC} = C_{PI} \cdot G_{cal} \cdot G_{ond} \cdot G_{lcl} \cdot G_{Filtre} \quad (5.31)$$

5.4.4.1 Calcul des coefficients du correcteur PI

Pour le réglage des coefficients du contrôleur PI , en utilisant les fonctions de transferts (5.26), (5.27), (5.28), (5.29) et (5.30) la fonction de transfert globale simplifiée de la boucle du courant G_{BOC} est donnée par :

$$G_{BOC}(s) = \frac{Ki + sKp}{s} \frac{1}{1 + sT_{\Sigma}} \frac{Ke}{1 + sT_e} \quad (5.32)$$

avec $Ke = 1/R$, $T_e = L/R$ et $T_{\Sigma} = T_s + 0.5T_{dec} + 0.5T_{dec}$

Si nous choisissons le coefficient $Ki = \frac{Kp}{T_e}$ la fonction de transfert en BO du courant devient :

$$G_{BOC}(s) = \frac{Kp}{sT_e} \frac{Ke}{1 + sT_{\Sigma}} \quad (5.33)$$

Et la fonction de transfert en BF du courant est :

$$G_{BF}(s) = \frac{Kp \cdot Ke}{Kp \cdot Ke + sT_e + s^2T_eT_{\Sigma}} \quad (5.34)$$

En utilisant la méthode d'optimisation de module "Modulus optimum criteria", décrite dans [Bajracharya 2008],

Alors $G_{BF}(s) = 1$ résultat de $|G_{BF}(j\omega)| = 1$

Calculons :

$$\begin{aligned} |G_{BF}(j\omega)|^2 &= \frac{(Kp \cdot Ke)^2}{(Kp \cdot Ke - \omega^2 T_e T_\Sigma)^2 + (\omega T_e)^2} \\ &= \frac{(Kp \cdot Ke)^2}{(Kp \cdot Ke)^2 + \omega^2 (T_e^2 - 2Kp \cdot Ke T_e T_\Sigma) - \omega^4 (T_e T_\Sigma)^2} \end{aligned}$$

Pour ω faible, le terme $\omega^4 (T_e T_\Sigma)^2 \approx 0$

$$\Rightarrow |G_{BF}(j\omega)|^2 = 1 \text{ pour } T_e^2 - 2Kp \cdot Ke T_e T_\Sigma = 0$$

Les coefficients du correcteur PI sont :

$$\begin{cases} Kp = \frac{T_e}{2KeT_\Sigma} = \frac{L}{2T_\Sigma} = 4.625 \\ Ki = \frac{Kp}{T_e} = 125 \end{cases} \quad (5.35)$$

Ces valeurs sont utilisées pour démarrer l'analyse en exploitant les outils de Matlab/Simulink, PID Tuner. Les exigences que nous avons imposées pour la conception du contrôleur sont :

- Une boucle de courant stable, avec une marge de gain supérieur à $6dB$ et une marge de phase supérieur à 45° .
- Une bande passante minimum de $500rad/s$.

Les figures 5.11 et 5.12 donnent respectivement la réponse à un échelon et le diagramme de Bode de la fonction $G_{BF}(j\omega)$.

Le réglage des coefficients du correcteur PI ($Kp = 4.158$ et $Ki = 39.681$) sont choisis pour : un coefficient d'amortissement $\xi = 0.7$; une bande passante de $545.3rad/s$; une marge de phase de 67.1° et une marge de gain de $15.3db$ (Figure 5.11).

5.4.5 Contrôle de courant dans le repère stationnaire $\alpha\beta$

Le régulateur résonnant proportionnel (PR) a été proposé pour le contrôle du courant dans le repère stationnaire $\alpha\beta$. La figure 5.13 donne le schéma bloc de la boucle de régulation du courant à base d'un correcteur PR avec compensation d'harmoniques.

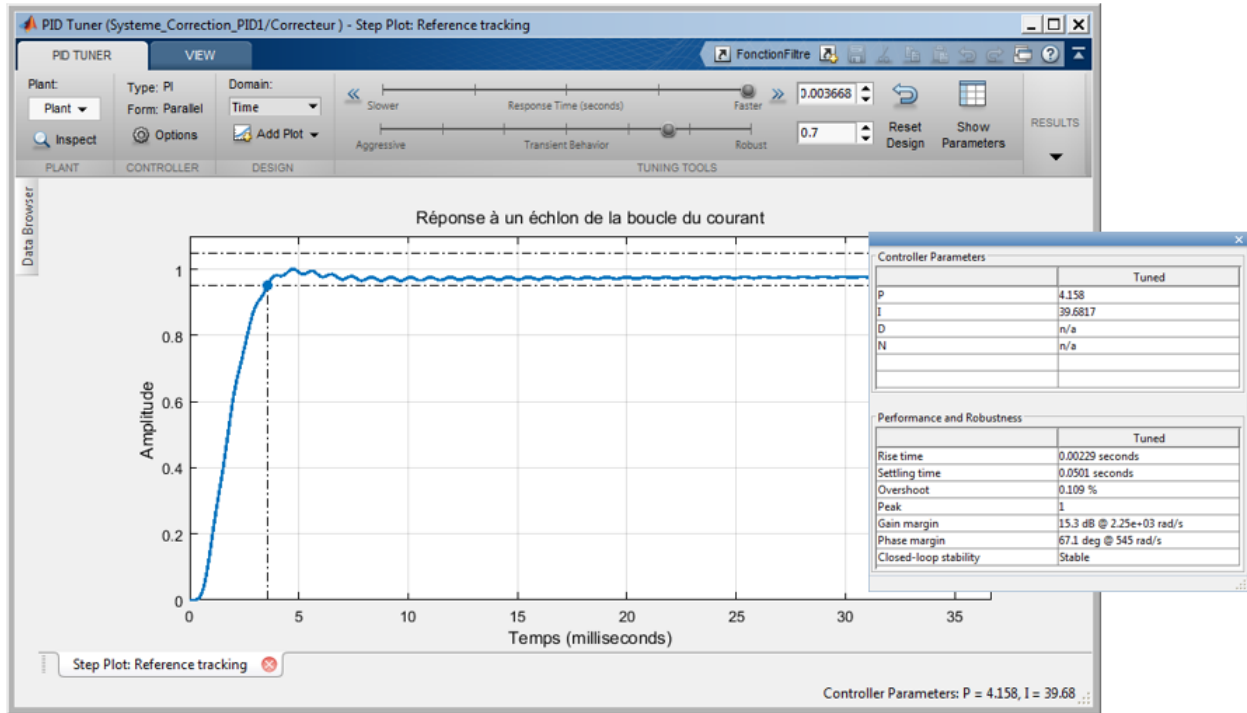


FIGURE 5.11 – Réponse à un échelon de la boucle du courant et coefficients du correcteur PI

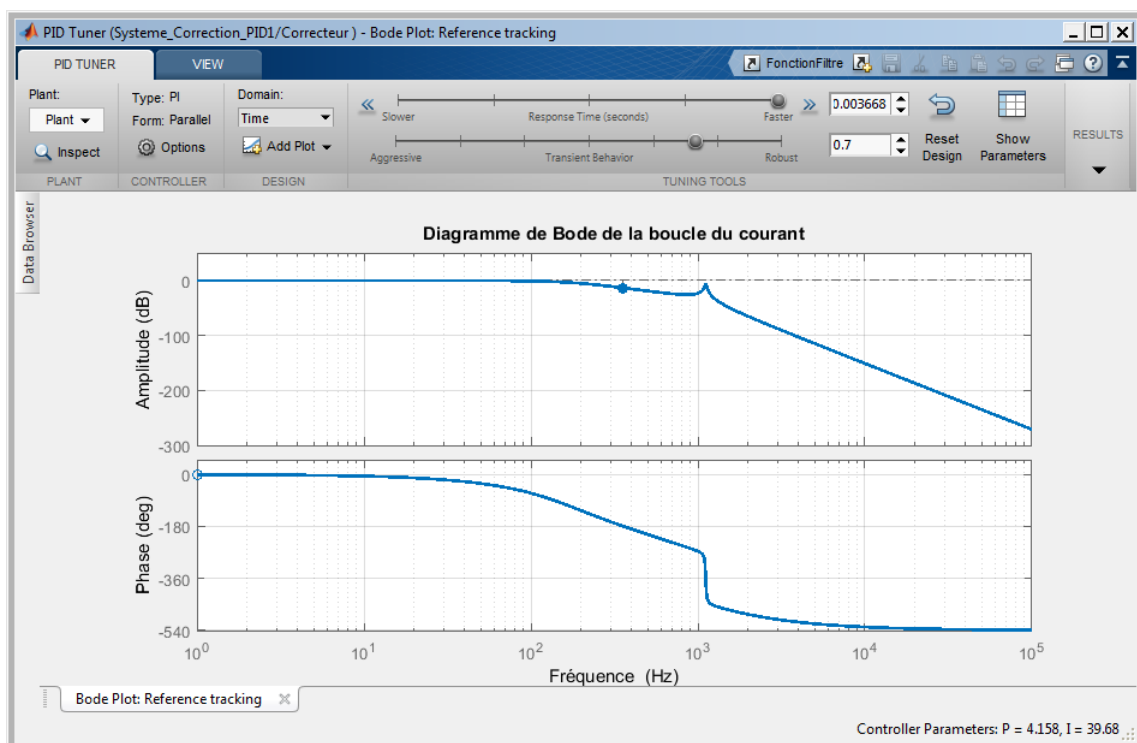


FIGURE 5.12 – Diagramme de Bode de la boucle du courant

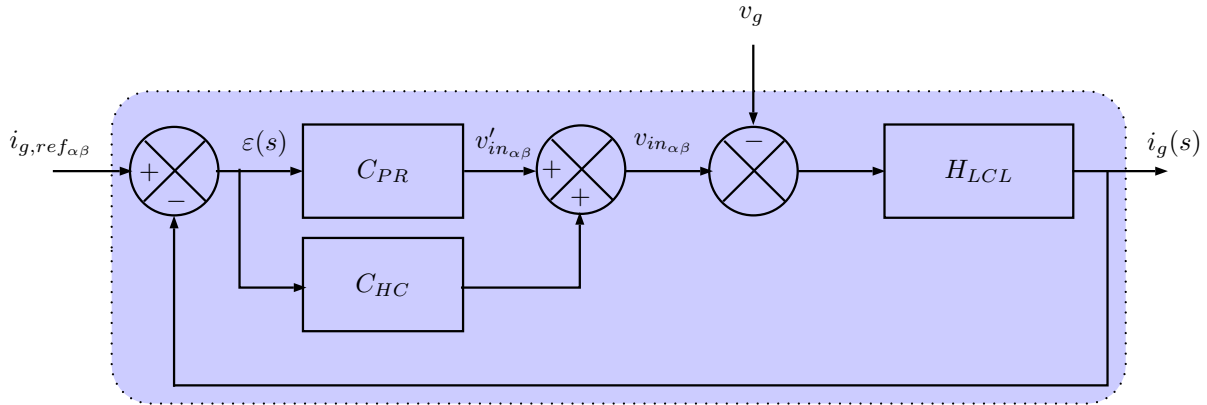


FIGURE 5.13 – Boucle de courant à base d'un correcteur PR avec compensateur d'harmoniques

5.4.5.1 Contrôleur proportionnel résonnant : PR

Le principal avantage des contrôleurs PR est le gain infini à la fréquence du réseau c'est-à-dire un gain unitaire en boucle fermée. Un gain unitaire en boucle fermée garantit une bonne poursuite de trajectoire d'une référence sinusoïdale .

La fonction de transfert du correcteur PR est donnée par :

$$C_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r \cdot s}{s^2 + \omega^2} \quad (5.36)$$

La figure 5.14 montre le diagramme Bode du contrôleur PR pour différents gains intégrés K_r pour une fréquence de résonance (ω_g) réglée à 50Hz .

Comme nous pouvons constater, le contrôleur PR obtient un gain très élevé dans une bande de fréquence plus étroite centrée autour de 50Hz. La largeur de cette bande de fréquence dépend de la constante de temps intégrale K_r . Un faible K_r conduit à une bande très étroite alors qu'une valeur élevée de K_r conduit à une bande plus large. Cependant, certains PVRR devraient fonctionner sur une déviation de fréquence du réseau de 48Hz à 52Hz.

5.4.5.2 Contrôleur proportionnel résonnant adaptatif

Dans le cas où la fréquence du réseau varie, la performance du contrôleur PR est considérablement réduite en raison du faible gain à cette fréquence. Par conséquent, le contrôleur PR utilisant une fréquence de résonance fixe ne pourra pas éliminer l'erreur stationnaire dans un tel cas de fonctionnement. De plus, la compensation d'harmoniques HC, associée au contrôleur PR basée sur la fréquence fondamentale, est plus sensible à une modification de la fréquence du

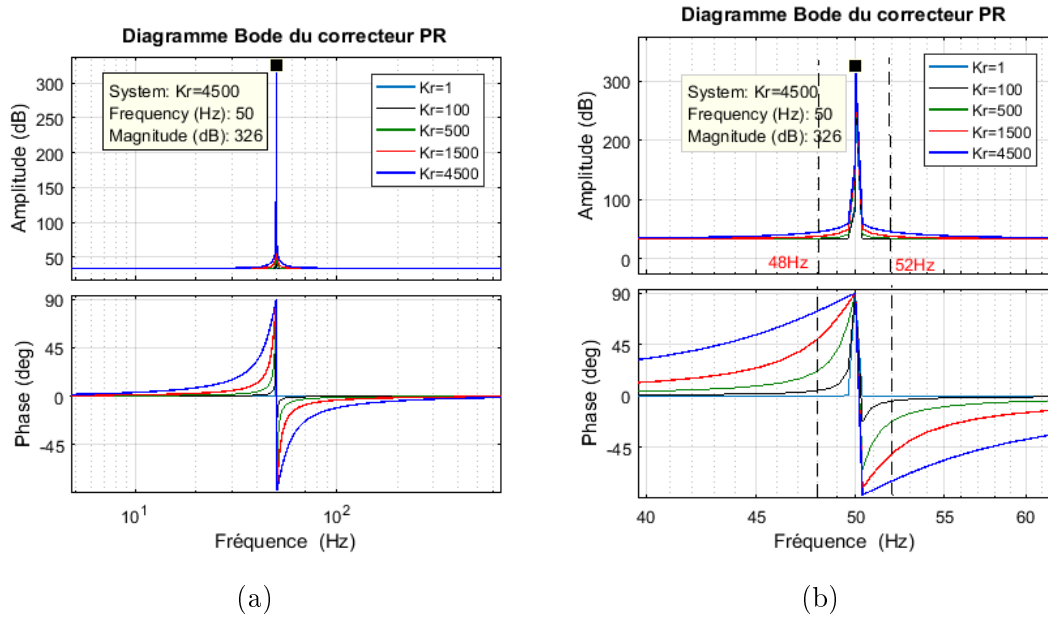


FIGURE 5.14 – Diagramme de Bode du correcteur PR (a) : Pour différentes valeurs du coefficient K_r (b) : Détail au voisinage des fréquences 48Hz et 52Hz

réseau. Habituellement, la pulsation nominale de réseau ω_g et de ses multiples pour le HC sont utilisées, mais dans le cas où la fréquence du réseau connaît des fluctuations, les performances de PR et de HC diminuent. Pour remédier à ce problème nous proposons une amélioration de ce contrôleur par l'utilisation de la pulsation fournie par le bloc PLL pour conserver les performances de PR et HC (figure 5.15).

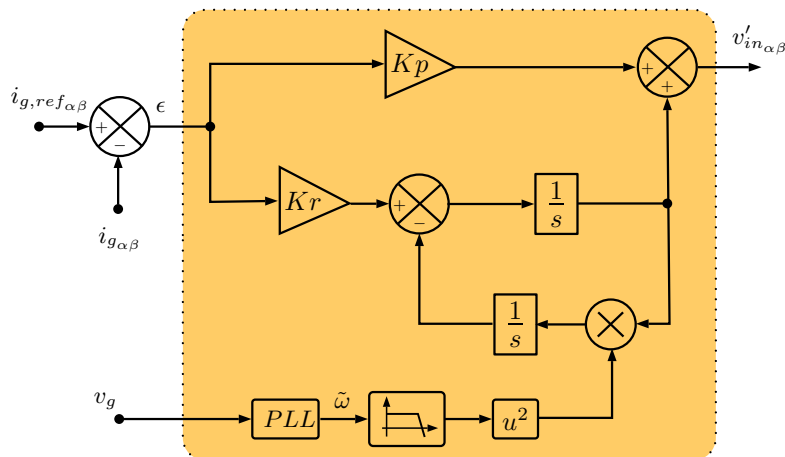


FIGURE 5.15 – Régulateur PR avec adaptation de la fréquence

5.4.6 Compensateur d'harmonique

La compensation des harmoniques HC est définie par :

$$C_{HC}(s) = \sum_{h=3,5,7,\dots} \frac{K_{ih} \cdot s}{s^2 + (\omega \cdot h)^2} \quad (5.37)$$

Les harmoniques les plus importants dans le spectre de courant sont les 3ème, 5ème et 7ème. Donc, le compensateur d'harmoniques est conçu pour les compenser. La figure 5.16 montre les gains du compensateur aux harmoniques à éliminer.

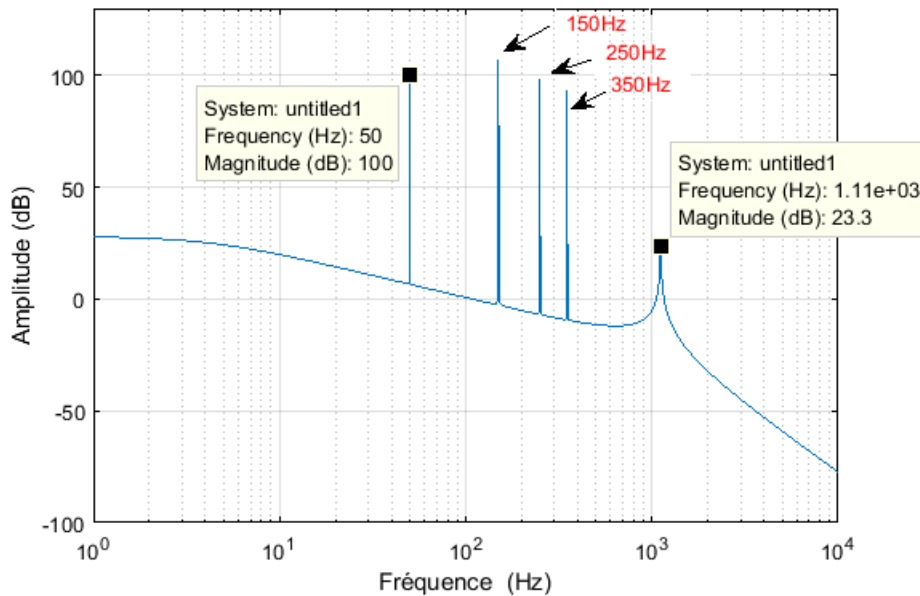


FIGURE 5.16 – Correcteur PR+HC avec compensateur d'harmonique

5.4.7 Performances du contrôleur PR

En utilisant la méthode de lieu des racines, les gains proportionnels Kp et résonnant Kr sont sélectionnés de sorte que les pôles dominants ayant un facteur d'amortissement de 0,7.

Comme nous pouvons le voir sur la figure 5.17, avec une valeur Kp de 3555, l'amortissement des pôles résonnants atteint la valeur de 0.719. Un gain intégral Kr de 884.5 a été choisi comme un compromis entre un bon rejet de bruit et une bonne dynamique. Le lieu de zéro-pôle et le diagramme de Bode du contrôle de courant en boucle ouverte représenté sur la figure 5.17.

La réponse à un échelon en boucle fermée du système à base de régulateur résonnant est donnée par la figure 5.18. Les performances choisies sont : Le temps de réponse $29ms$; la bande

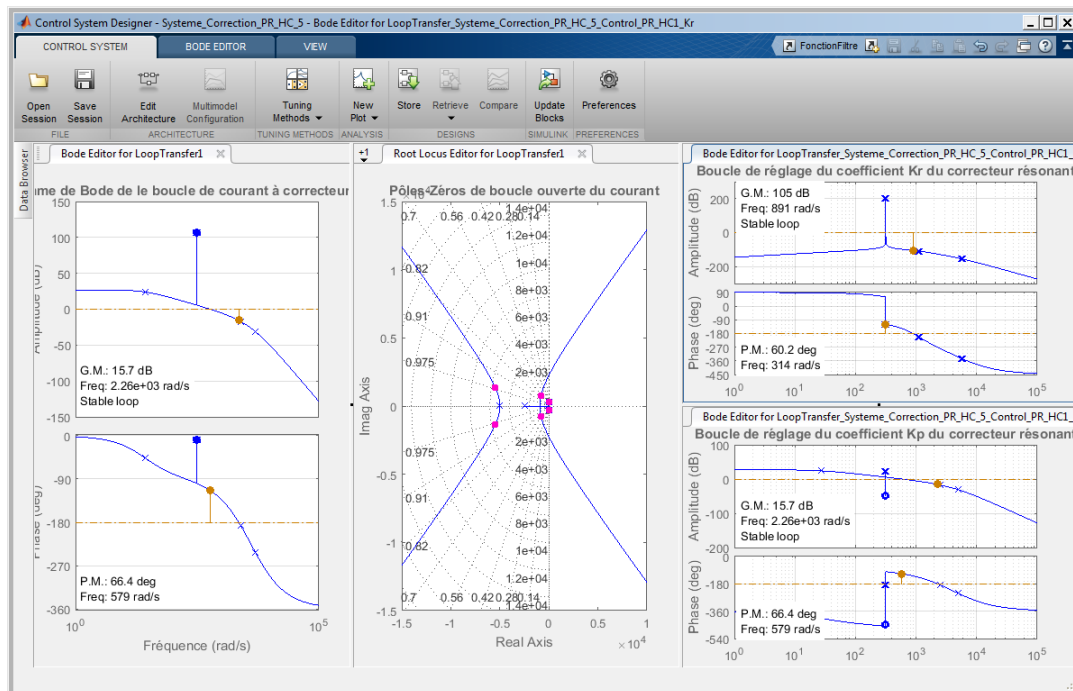


FIGURE 5.17 – Réglage des performances du système en boucle ouverte par le choix des coefficients K_p et K_r

passante 579 rad/s ; marge de phase de 66.4° ce qui implique une bonne stabilité du système; marge d'amplitude 15.7dB.

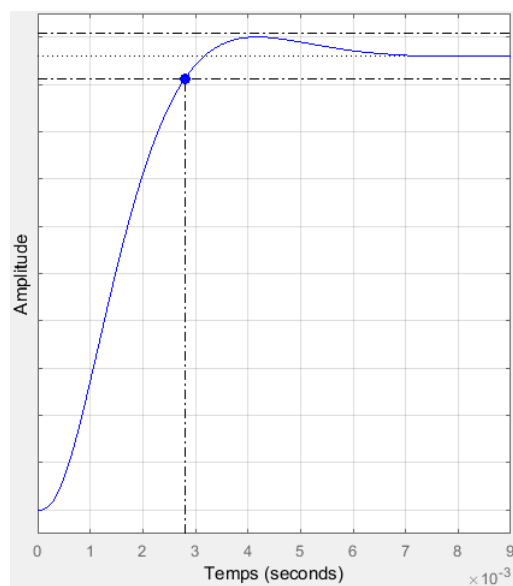


FIGURE 5.18 – Réponse à un échelon de la boucle de courant à base d'un régulateur résonnant

5.4.8 Discussion

Pour mettre en évidence le besoin d'un contrôleur PR dans le cas où des quantités AC sont commandées, considérons l'erreur d'état stationnaire pour une boucle de régulation de courant figure 5.19.

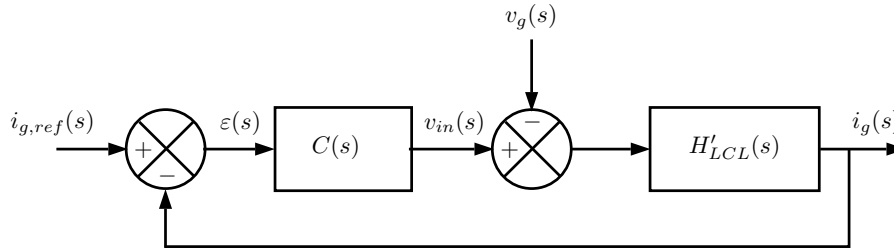


FIGURE 5.19 – Boucle de contrôle du courant

L'expression de la perturbation produite par v_g est :

$$\varepsilon(s) = \frac{H'_{LCL}(s)}{1 + C(s) \cdot H'_{LCL}(s)} \cdot v_g(s) \quad (5.38)$$

Nous remplaçons les fonctions de transferts $C(s)$ et $H'_{LCL}(s)$ respectivement par les équations 5.39 et 5.40 alors :

$$C(s) = \frac{K_c}{s^{r_c}} \cdot C^*(s) \quad (5.39)$$

$$H'_{LCL}(s) = \frac{K_p}{s^{r_{LCL}}} \cdot H^*_{LCL}(s) \quad (5.40)$$

Où $C^*(0) = 1$ et $H^*_{LCL}(0) = 1$, l'expression de l'erreur 5.38 devient :

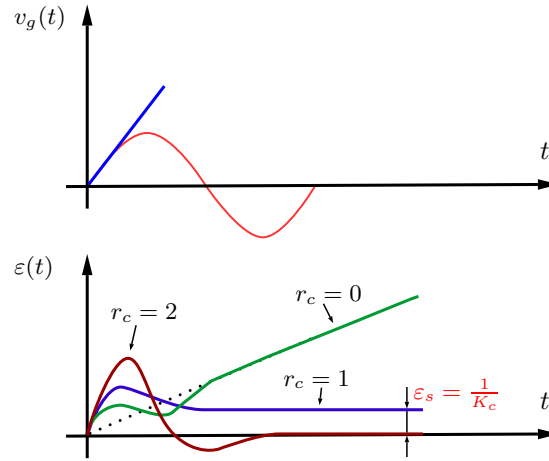
$$\varepsilon(s) = \frac{s^{r_c} \cdot K_p \cdot H^*_{LCL}(s)}{s^{(r_c+r_{LCL})} + K_c \cdot K_p \cdot C^*(s) \cdot H^*_{LCL}(s)} \cdot v_g(s) \quad (5.41)$$

Donc l'erreur statique $\varepsilon_s(\infty)$ est :

$$\varepsilon_s(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \varepsilon(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{s^{r_c} \cdot K_p \cdot H^*_{LCL}(s)}{s^{(r_c+r_{LCL})} + K_c \cdot K_p \cdot C^*(s) \cdot H^*_{LCL}(s)} \cdot v_g(s) \quad (5.42)$$

Sur un petit intervalle du temps (au voisinage de zéro), la perturbation de la tension de réseau $v_g(s)$ peut être approchée à un signal de rampe $v_g(s) = 1/s^2$ voir figure 5.20.

D'où l'erreur statique devient :

FIGURE 5.20 – Réponse de boucle de contrôle du courant pour différentes valeurs de r_c

$$\varepsilon_s(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \cdot \frac{s^{r_c} \cdot K_p \cdot H_{LCL}^*(s)}{s^{(r_c+r_{LCL})} + K_c \cdot K_p \cdot C^*(s) \cdot H_{LCL}^*(s)} \quad (5.43)$$

Selon les valeurs du coefficient r_c , le tableau ci-dessous récapitule les erreurs statiques correspondantes afin de déterminer le correcteur convenable.

r_c	Erreur statique ε_s	Type de correcteur
0	$\varepsilon_s \rightarrow \infty$	P
1	$\frac{1}{K_c}$	PI
2	0	PI^2 ou PR

Dans le cas d'un régulateur PI, ε_s devient inversement proportionnelle au gain proportionnel du régulateur K_c . Donc ce type de correcteurs sont inaptes à poursuivre des trajectoires sinusoïdales sans annulation de l'erreur statique figure 5.21.

5.5 Boucle de régulation de la tension V_{DC_i}

La tension du bus continu v_{DC_i} , de chaque cellule H-pont $_i$, est influencée par les variations du courant i_{PV_i} du panneau $_i$ correspondant, lequel dépend du $MPPT_i$ donc des caractéristiques extérieures (T° , éclairage...) chapitre 4. Cette tension peut aussi augmenter en cas de saturation du courant injecté au réseau (creux de tension). Dans cette étude, nous nous intéressons au fonctionnement normal où le courant de sortie i_g reste encore dans sa limite admissible.

Dans le cas d'un court-circuit du côté du réseau, v_g diminue rapidement, ce qui provoque une baisse de la puissance P_g . Or, les PV_i continuent à fournir la même puissance constante

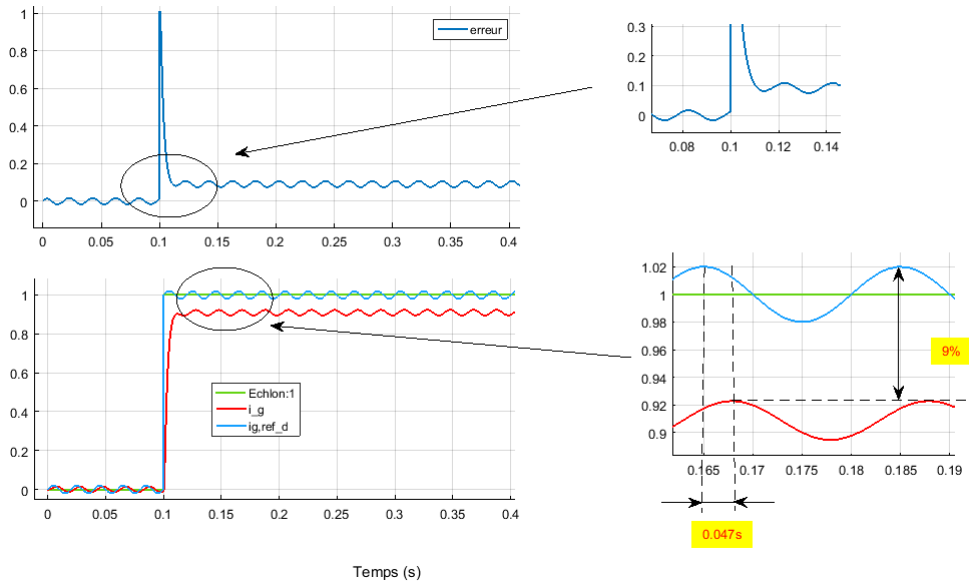


FIGURE 5.21 – Erreur statique produite par le correcteur PI

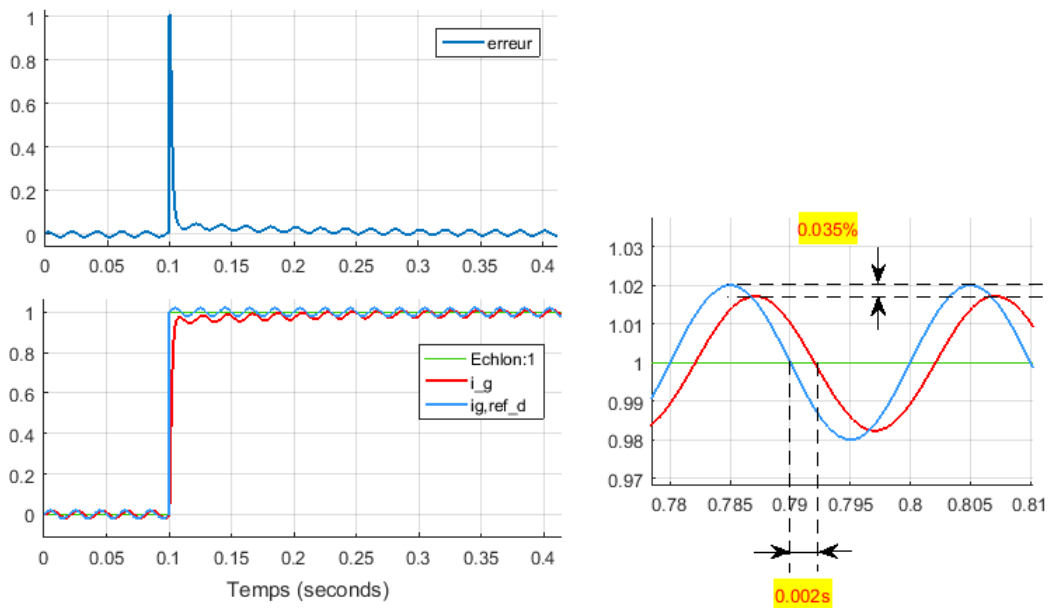


FIGURE 5.22 – Erreur statique produite par le correcteur PR

P_T . Le déséquilibre entre la puissance d'entrée et celle de sortie provoque une augmentation de l'énergie accumulée dans les condensateurs C_i . La raison pour laquelle les tensions v_{DC_i} augmentent jusqu'à parfois à dépasser les limites admissibles. Après l'élimination de défaut, les puissances s'équilibrent et les tensions v_{DC_i} se stabilisent, mais à des valeurs plus élevées. Il faut donc ajouter une boucle pour régler ces tensions. Le principe de contrôle des tensions v_{DC_i}

est de décharger l'énergie résiduelle pour diminuer v_{DC_i} est donné par la figure 5.23.

La régulation de ces tensions s'effectue en absorbant ou en fournissant la puissance active sur le réseau. La correction de ces tensions doit se faire par l'adjonction du courant fondamental actif dans le courant de référence.

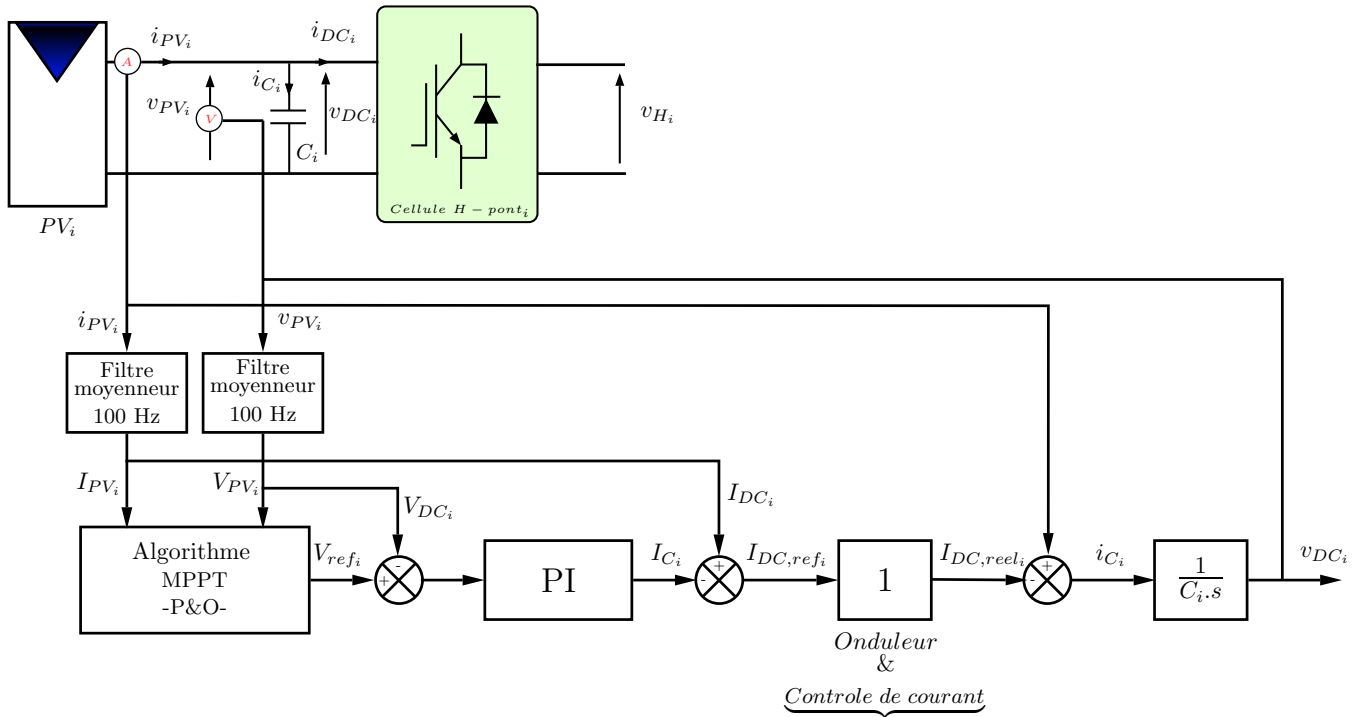


FIGURE 5.23 – Boucle de contrôle de la tension de chaque bus_i

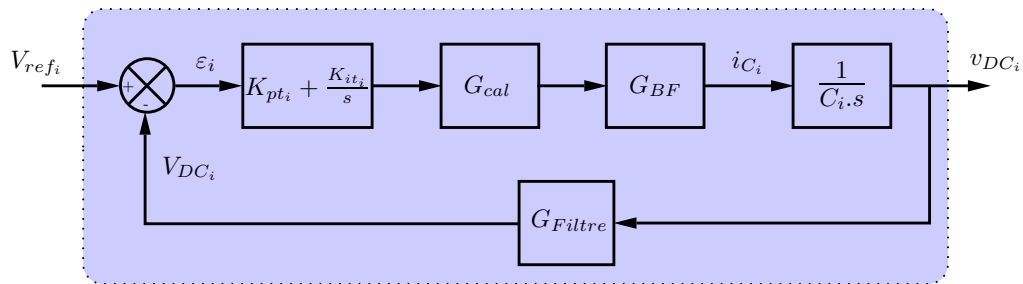


FIGURE 5.24 – Boucle simplifiée de régulation de la tension de chaque bus_i

Les fonctions de transferts du schéma bloc figure 5.24 sont :

- Le correcteur PI :

$$C(s) = K_{pt_i} + \frac{K_{it_i}}{s} \quad (5.44)$$

- G_{BF} boucle interne du courant est supposée égale à un ;

- Les boucles G_{cal} et G_{Filtre} sont identiques que celles de la boucle du courant ;
- La fonction $\frac{1}{C_i \cdot s}$ représente l'impédance du condensateur de la bus i ;
- La fonction de transfert en boucle ouverte de la tension donnée par :

$$G_{BO_T}(s) = C(s) \cdot G_{cal} \cdot G_{BF} \cdot \frac{1}{C_i \cdot s} \cdot G_{Filtre} \quad (5.45)$$

En utilisant l'outil "Control System Designer" de Matlab/Simulink (figure 5.25), le lieu pôles-zéros en boucle ouverte de la boucle de tension permet de régler les coefficients du correcteur PI ($K_{pt_i} = 78.58e^{-03}$ et $K_{it_i} = 4.64e^{-03}$) pour les performances suivantes : un temps de réponse de 0.744s ; une passe bande de 11.46Hz ; pour garantir une bonne stabilité une marge d'amplitude égale 6.23dB ; une marge phase égale 88.4° ;

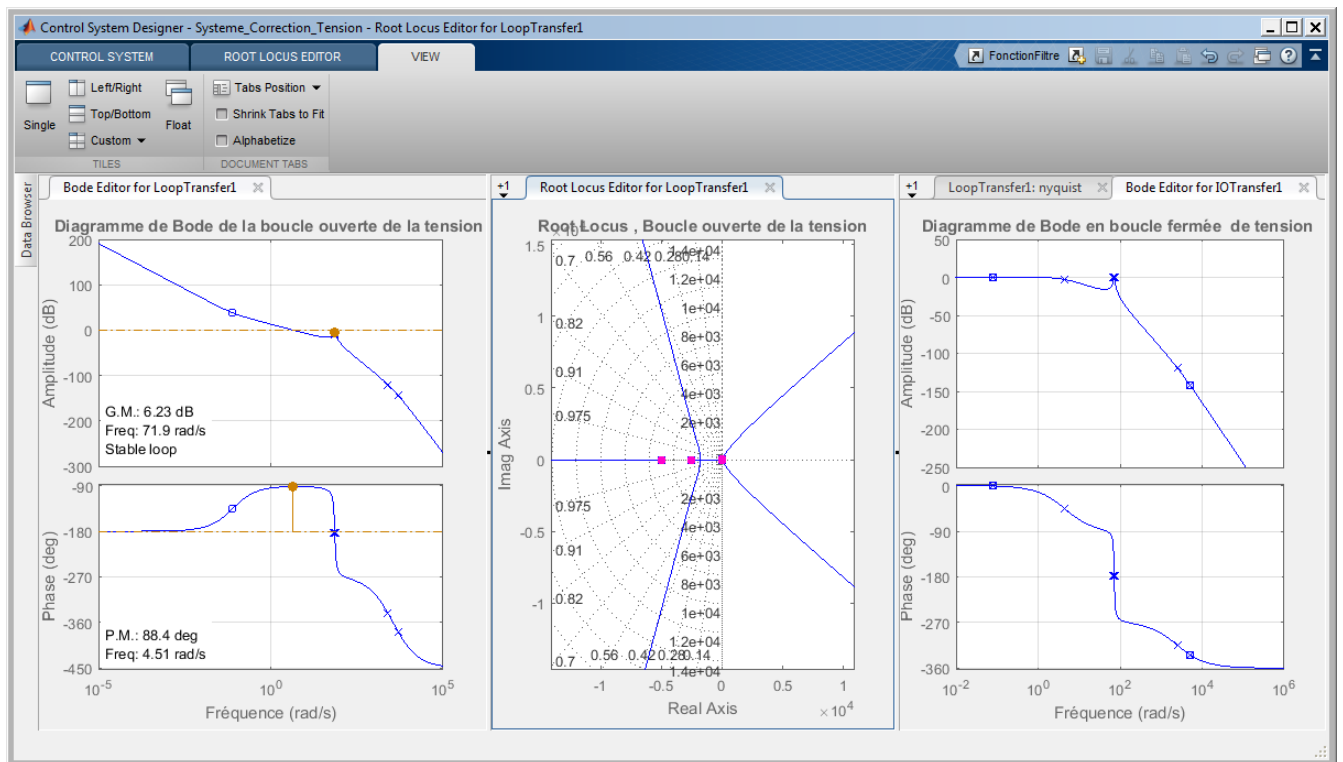
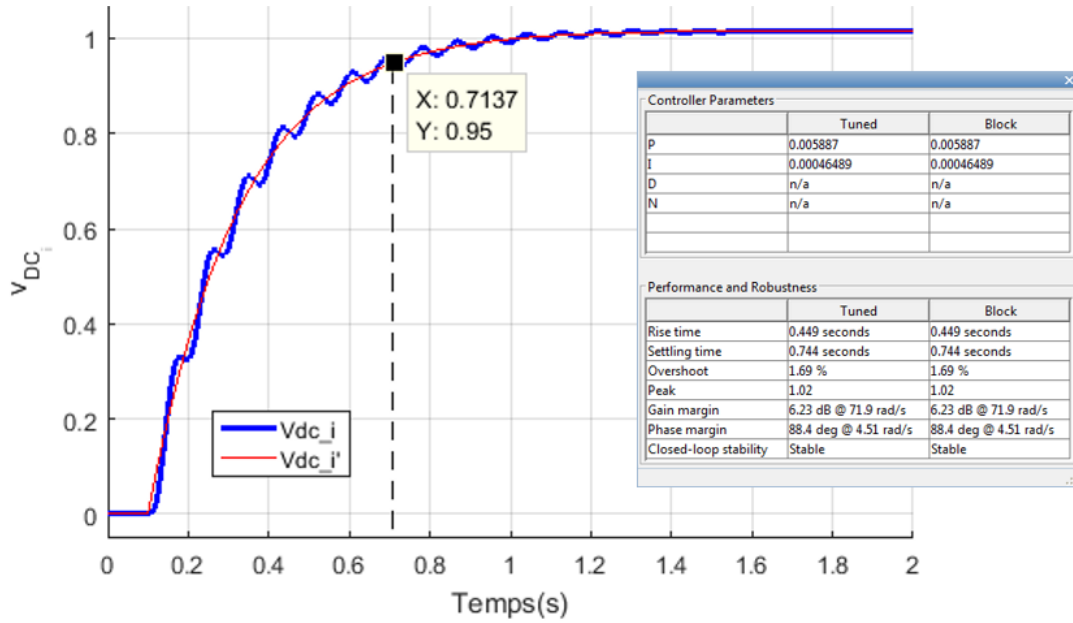


FIGURE 5.25 – Réglage des coefficients du contrôleur PI

La réponse à un échelon de la boucle fermée de la tension est donnée par la figure 5.26.

FIGURE 5.26 – Réponse à un échelon de la boucle de tension DC_i

5.6 Modulateur PSCPWM proportionnel

La tâche principale du modulateur est de synthétiser la tension de sortie de l'onduleur multiniveaux. En raison de la connexion en série des cellules, il est vérifié que :

$$v_{in} = \sum_{i=1}^C v_{H_i} \quad (5.46)$$

Nous définissons les facteurs de proportionnalité comme étant le rapport entre la tension individuelle v_{H_i} et totale v_{in} :

$$\alpha_i = \frac{v_{H_i}}{v_{in}} \quad (i = 1, 2, \dots, C) \quad (5.47)$$

Dans cet onduleur, chaque cellule $_i$ est parcourue par le même courant i_{in} . Par conséquent, la tension à sa sortie est proportionnelle à sa puissance, vérifiant ainsi la relation suivante :

$$i_{in} = \frac{P_{PV_i}}{v_{H_i}} \quad \Rightarrow \quad \frac{P_{PV_i}}{v_{H_i}} = \frac{P_{PV_1}}{v_{H_1}} = \frac{P_{PV_2}}{v_{H_2}} = \dots = \frac{P_{PV_n}}{v_{H_n}} \quad (5.48)$$

$$\Rightarrow \frac{P_{PV_i}}{P_T} = \frac{v_{H_i}}{v_{in}} = \alpha_i \quad (i = 1, 2, \dots, C) \quad (5.49)$$

En exploitant les résultats du chapitre 3, un modulateur PSCPWM, de $(N - 1)$ porteuses d'un seul signal modulant A_m et d'un indice de modulation M commun entre toutes les cellules,

est adopté pour la génération des impulsions de commande. Notre proposition consiste à réaliser un modulateur PSCPWM proportionnel, selon la contribution en puissance du module PV_i le rapport cyclique d_i , et par conséquent l'indice de modulation M_i , de la cellule_i correspondante est proportionnel aux rapports $\frac{P_{PV_i}}{P_T}$ et $\frac{v_{H_i}}{v_{in}}$ (figure 5.1).

Etant donné que le modulateur PSCPWM est considéré linéaire pour un indice de modulation inférieur à l'unité (chapitre 3, figure 3.38). Le rapport cyclique de chaque cellule peut être calculé comme suit :

$$d_i = \frac{v_{H_i}}{v_{DC_i}} \quad \Rightarrow \quad d_i = \frac{v_{in}}{v_{DC_i}} \times \alpha_i \quad (i = 1, 2, \dots, C) \quad (5.50)$$

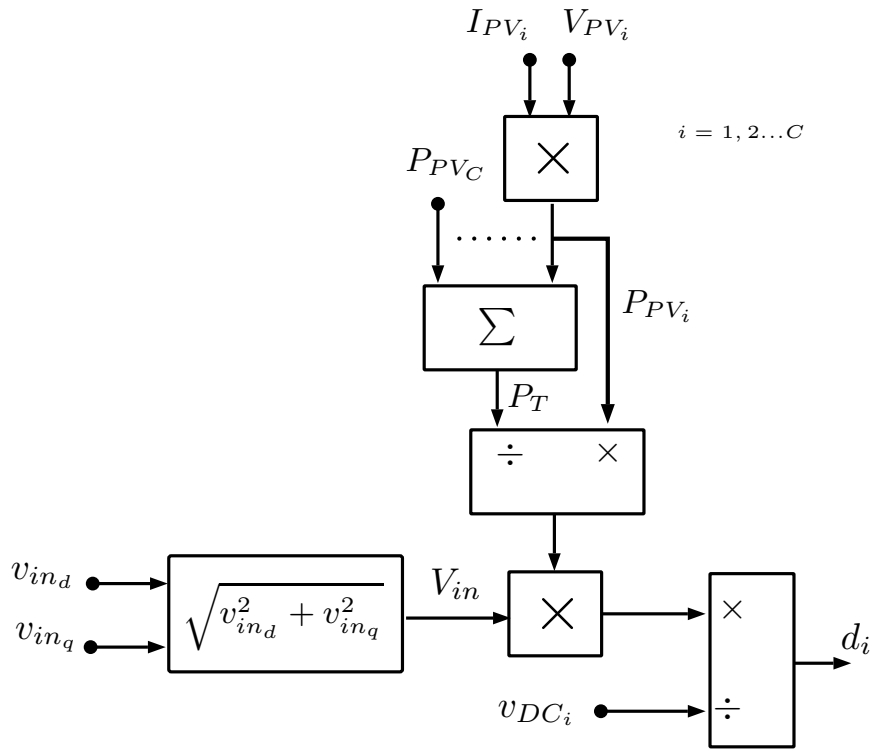


FIGURE 5.27 – Modulateur proposé pour PSCPWM proportionnelle

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé une stratégie de contrôle/commande d'un onduleur multiniveaux de topologie H-pont.

L'interconnexion de l'onduleur au réseau est faite via un filtre LCL vue l'atténuation des harmoniques ($-60dB/dec$) qu'il présente. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi ce

type de filtre par rapport à un simple filtre L. Pour remédier au phénomène de la résonance suite à la présence d'éléments inductifs et capacitifs, un amortissement passif est utilisé par une résistance en série avec la capacité.

Par le contrôle des puissances (active/réactive) en mode courant, nous avons démontré que les régulateurs PI sont inaptes à poursuivre des trajectoires sinusoïdales sans annulation de l'erreur statique dans le repère synchrone dq . Ainsi nous avons mis en évidence le besoin d'un contrôleur PR dans le cas où des quantités AC sont commandées. Dans le repère stationnaire $\alpha\beta$ où le contrôleur PR montre son efficacité (erreur statique presque nulle pour des signaux de consignes sinusoïdaux). Une amélioration de la qualité du courant injecté au réseau, par l'élimination des harmoniques impairs les plus dominants 3,5,7 et 9, est faite par le compensateur *HC*.

Le modulateur proportionnel proposé, génère les impulsions de commande selon le rapport de proportionnalité d_i , traduisant le taux de production de la puissance active de chaque module PV_i par rapport à l'ensemble.

Simulation et Aspects expérimentaux

6.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation de nos résultats des simulations effectuées par Matlab/Simulink. Afin de valider nos théories exposées dans les chapitres précédents, un système PV de 6kW à base d'un onduleur 5N de topologie H-pont raccordé au réseau via un filtre LCL sera utilisé.

Le schéma global, pour la simulation du système PV (circuit de puissance et circuit de commande) que nous avons adopté, est donné par la figure suivante 6.1.

Au début, la simulation du GPV ainsi que les effets de la température et de l'éclairement sur les caractéristiques $I_{PV}(V)$ et $P_{PV}(V)$ seront considérés. Par la suite les résultats des améliorations que nous avons proposées du MPPT selon la variation de l'éclairement et de la PLL seront présentés.

Enfin, selon un scénario de la variation normale de l'éclairement, (augmentation en début de la journée et diminution à sa fin), les puissances et les tensions produites par les différents PVs, les tensions à la sortie de l'onduleur ainsi que la qualité du courant i_g injecté au réseau seront simulés et interprétés. Pour les deux contrôleurs du courant PI et PR+HC, une analyse harmonique de l'onde injectée sera discutée selon la norme internationale (CEI-61727) qui spécifie les limites de THD% de courants injecté par les systèmes PVRR, et les taux des harmoniques générés à ne pas dépasser.

6.2 Modules PV

La figure 6.2 représente le schéma de simulation, sous Simulink/SimPowerSystems, d'un module PV. Ce schéma sera exploité pour assurer l'alimentation de l'onduleur raccordé au réseau. Les paramètres (I_{ph} , I_{sat} , V_t , R_s , et R_{sh}), extraits de la fiche technique du panneau

Système PV de 6KW connecté au réseau monophasé, 220V/50Hz

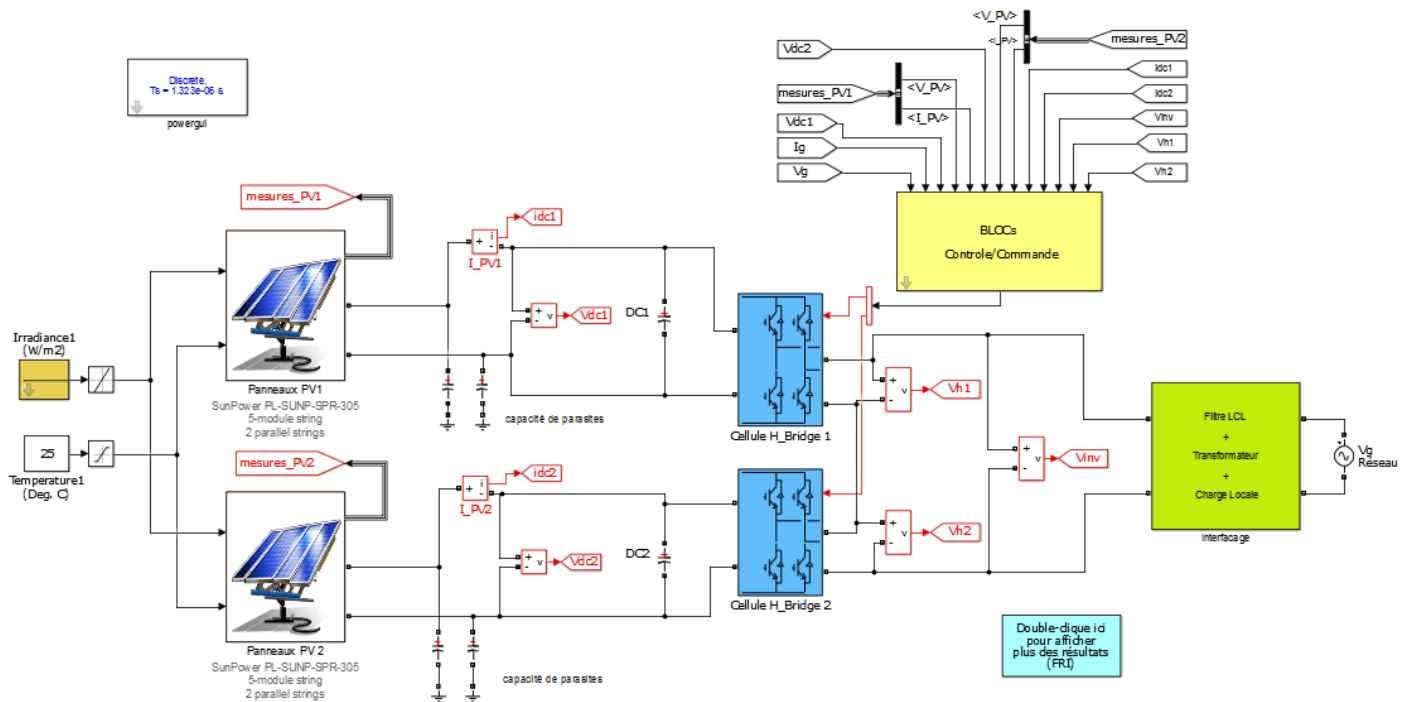


FIGURE 6.1 – Schéma global de simulation de système PV raccordé au réseau à base d’un onduleur H-pont 5N

SunPower PL-SUNP-SPR-305, sont introduits pour le traçage des caractéristiques $I_{PV}(V)$ et $P_{PV}(V)$.

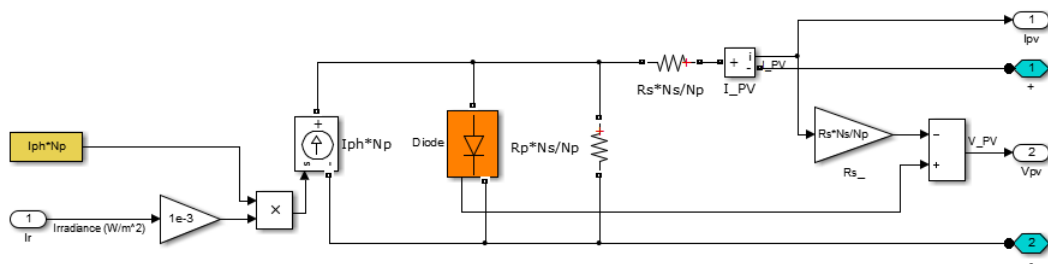


FIGURE 6.2 – Schéma de simulation de module PV

6.2.1 Caractéristiques du panneau PV

En se basant sur la fiche technique du panneau "SunPower PL-SUNP-SPR-305", et en considérant une température de $25^\circ C$ l’effet de l’éclairement sur les caractéristiques $I_{PV} = f(V_{PV})$

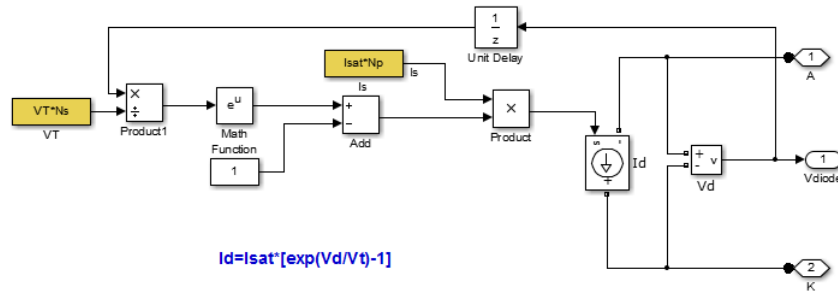


FIGURE 6.3 – Schéma de la diode

et $P_{PV} = f(V_{PV})$ du panneau sont données par la figure (6.4).

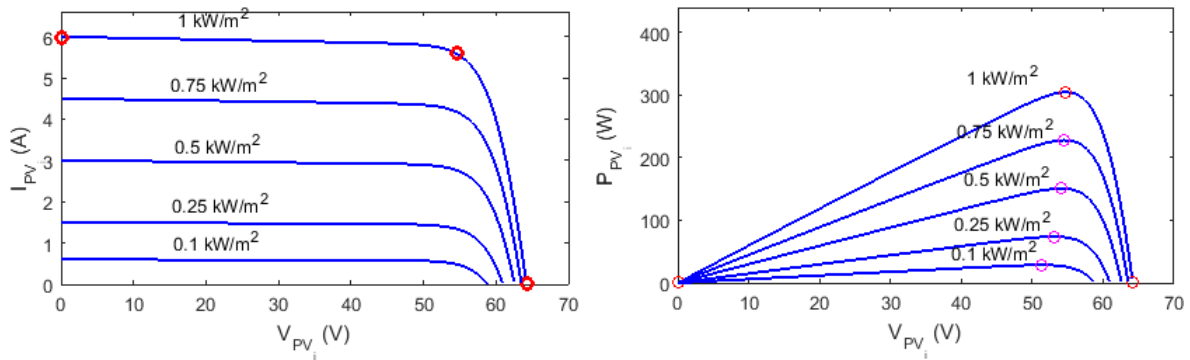


FIGURE 6.4 – Effctet de l'éclairement sur les caractéristiques $I_{PV_i} = f(V_{PV_i})$ et $P_{PV_i} = f(V_{PV_i})$ du panneau PV

Dans les conditions standards de test (CST) ($E = 1000W/m^2$ et $t = 25^\circ C$), les trois points remarquables des caractéristiques $I_{PV_i} = f(V_{PV_i})$ sont : le point de courant de court-circuit I_{sc} (0,5.98A), le point de MPP (54.7V,5.58A), et le point de la tension de circuit ouvert V_{oc} (64.2V,0). Pour les caractéristiques $P_{PV_i} = f(V_{PV_i})$ le point MPP est (54.7V, 305.2W).

6.2.2 Caractéristiques du module PV

Le module PV, alimentant une cellule H-pont d'onduleur, est constitué de 10 panneaux PVs montés en deux rangées de 5 panneaux. L'effet de la variations de l'éclairement et de la température sur les caractéristiques du GPV sont montrés dans les figures (6.5)

Dans les CST, la puissance maximale délivrée par le module est de $P_{mpp} = 3045W$ et la tension de $V_{mpp} = 273.5V$.

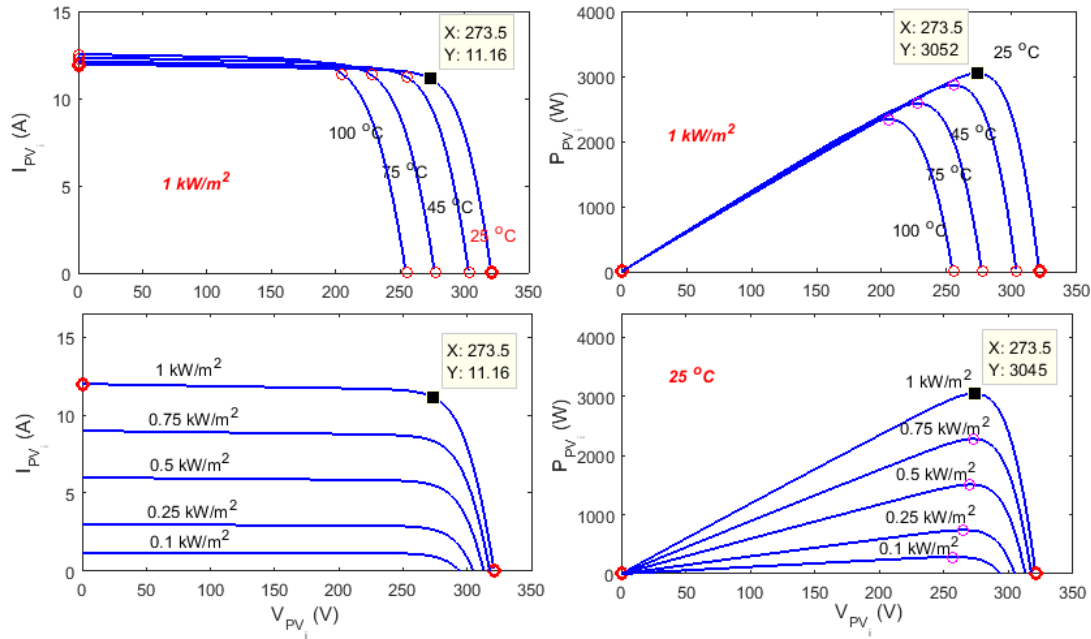


FIGURE 6.5 – Effctet de l'éclairement sur les caractéristiques $I_{PV_i} = f(V_{PV_i})$ et $P_{PV_i} = f(V_{PV_i})$ du module PV

6.2.3 Tensions et puissances délivrées par le GPV

Selon les variations journalières de l'éclairement, Les tensions v_{H_1} et v_{H_2} ainsi que les puissances P_{PV_1} et P_{PV_2} , délivrées respectivement par les modules PV_1 et PV_2 et assurant l'alimentation des cellules d'onduleur H-pont 5N, sont données par la figure 6.6 .

Dans le cas des CST, la puissance active totale engendrée par le GPV est d'environ 6.1kW et les ondulations des tenions V_{PV_1} et V_{PV_2} est de $\approx 5.6V$ (Figure 6.7)

6.2.4 Tensions à la sortie d'onduleur

Les tensions à la sortie de l'onduleur 5N sont données par la figure 6.8.

6.3 Fonctionnement du GPV au point MPP

Afin de vérifier le comportement des algorithmes $P\&O$, $dP - P\&O$ et $dP - P\&O$ optimisée, traités dans le chapitre 4, suite à une variation rapide de l'éclairement, deux scénarios de ce dernier sont utilisés. Dans le premier scénario (figures 6.9 (a)) le changement de l'éclairement, sous forme d'un échelon, commence à partir de $250W/m^2$ et s'arrête à $1000W/m^2$. Pour le

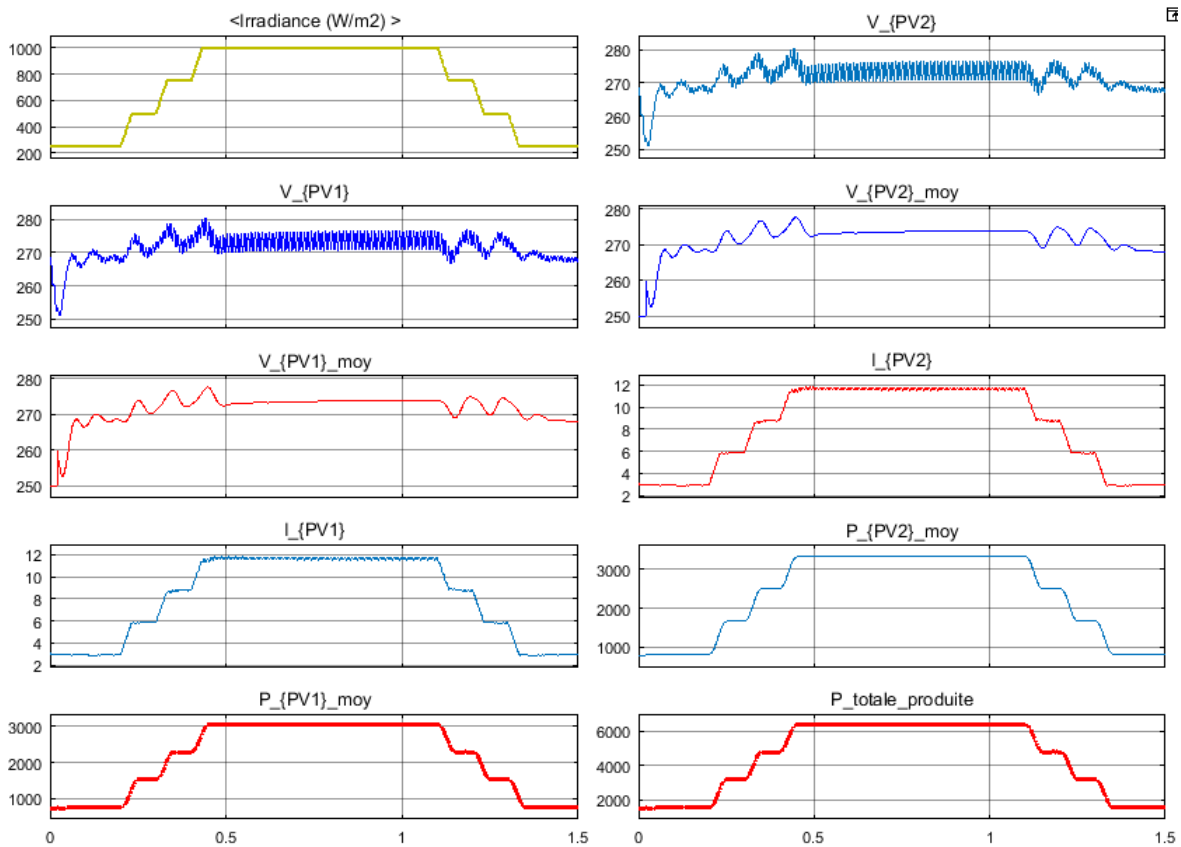


FIGURE 6.6 – Tensions et puissances délivrées par le GPV

seconde, sous formes d'escalier (figures 6.9 (b)), débutant par : 250, 400, 600, 800 et 1000W/m².

6.3.1 Cas de l'algorithme $P\&O$ classique

Pour les deux scénarios de l'irradiance, les figures (6.10 (a) et (b)) montrent les résultats de simulation de la méthode $P\&O$ classique.

6.3.2 Cas de l'algorithme $dP - P\&O$

les figures (6.11 (a) et (b)) montrent les résultats de simulation de la méthode $dP - P\&O$.

6.3.3 Cas de l'algorithme $dP - P\&O$ optimisée

Les résultats de simulation de la méthode $dP - P\&O$ optimisée sont donnés par les figures 6.12 (a) et (b).

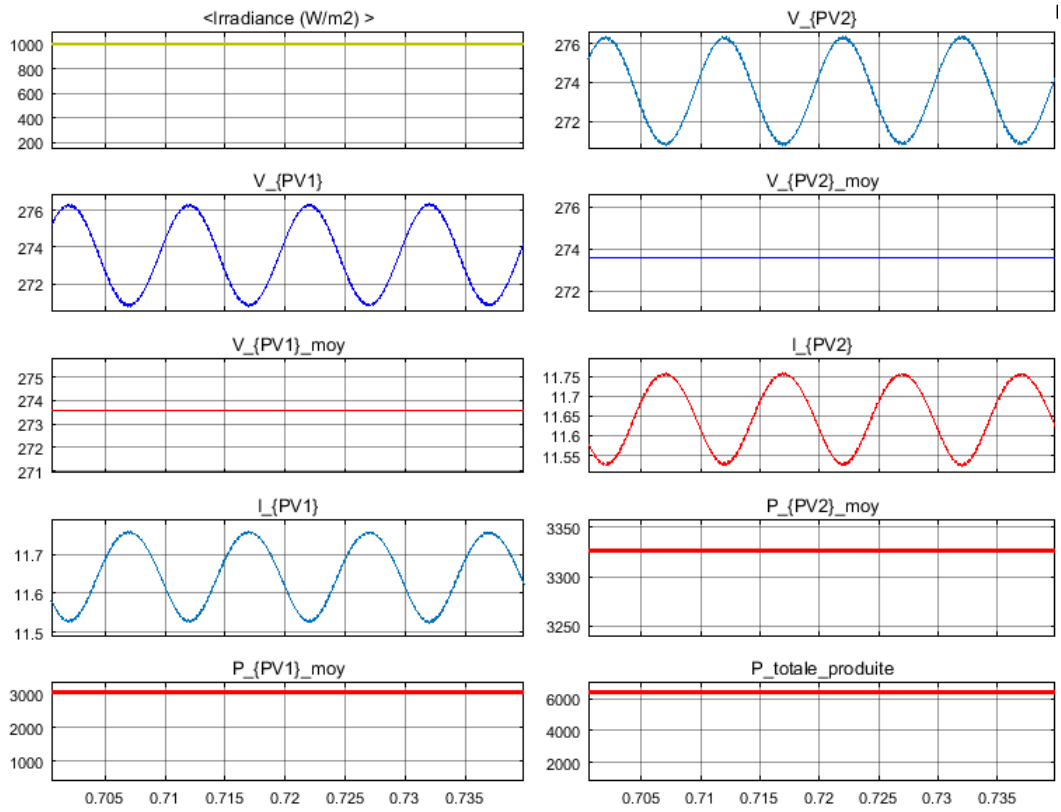


FIGURE 6.7 – Figures détaillées des tensions et des puissances délivrées par le GPV

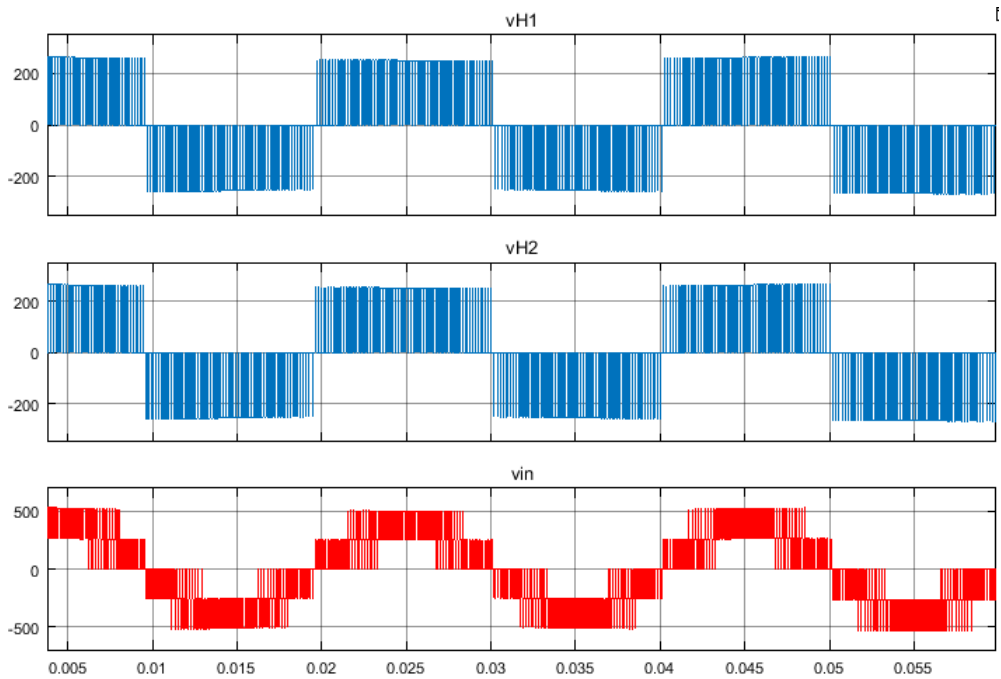


FIGURE 6.8 – Tensions à la sortie de l'onduleur 5N dans le cas des CST

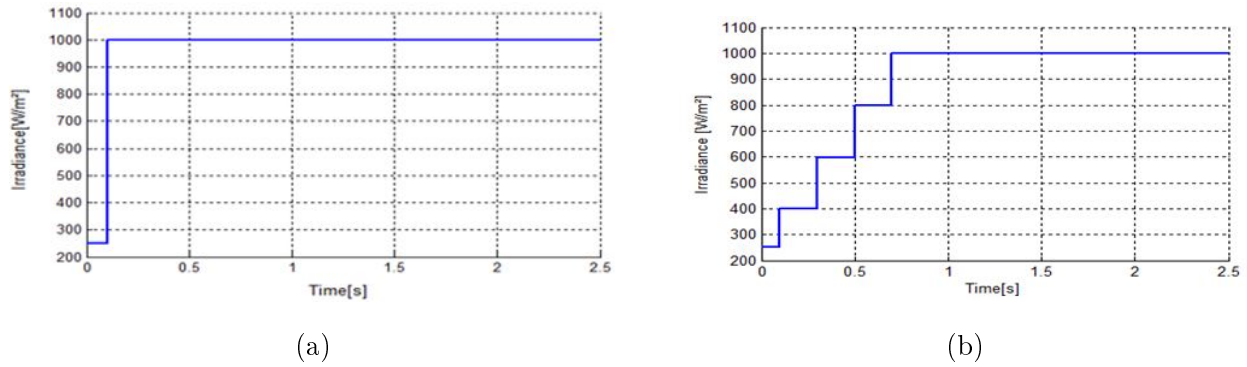
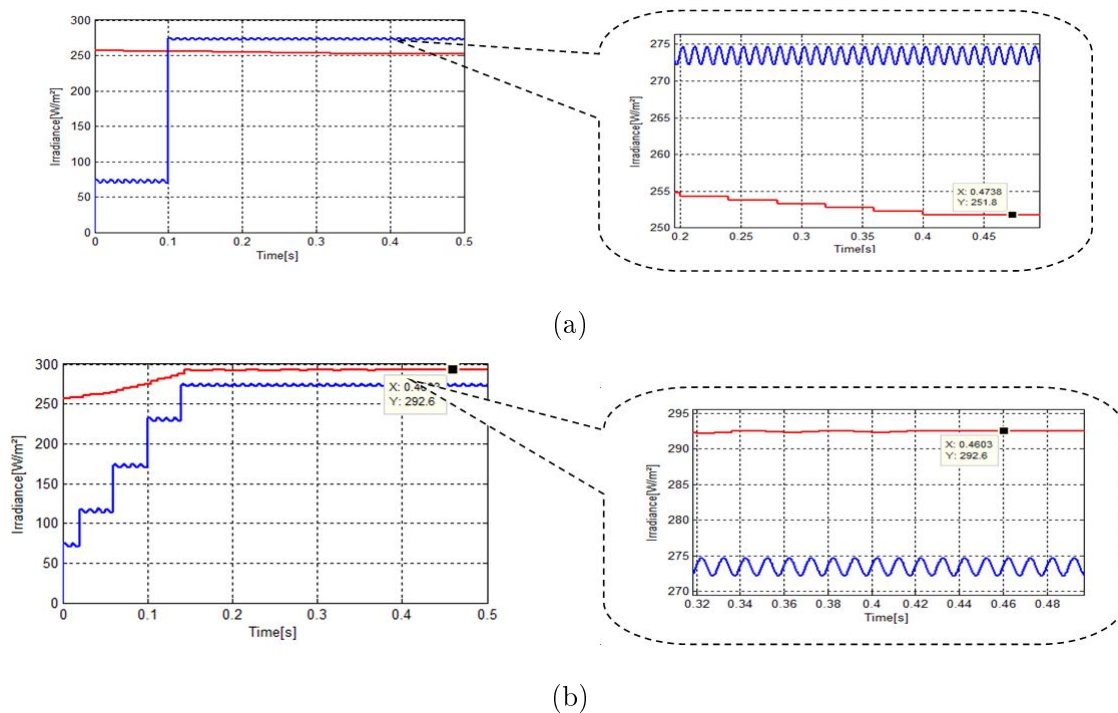
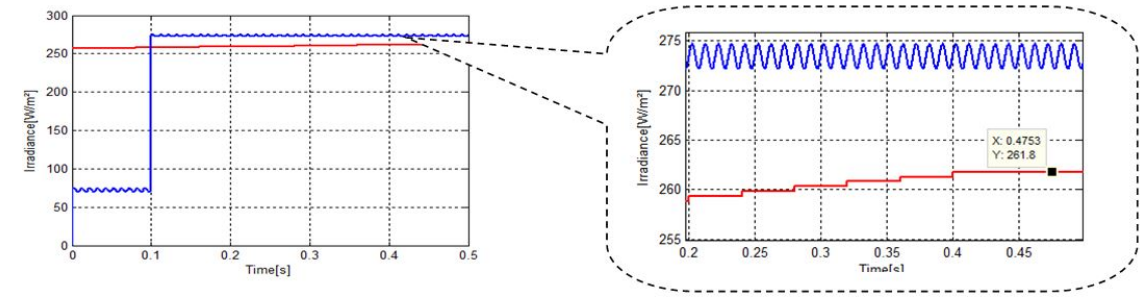


FIGURE 6.9 – Scénarios de l'éclairage

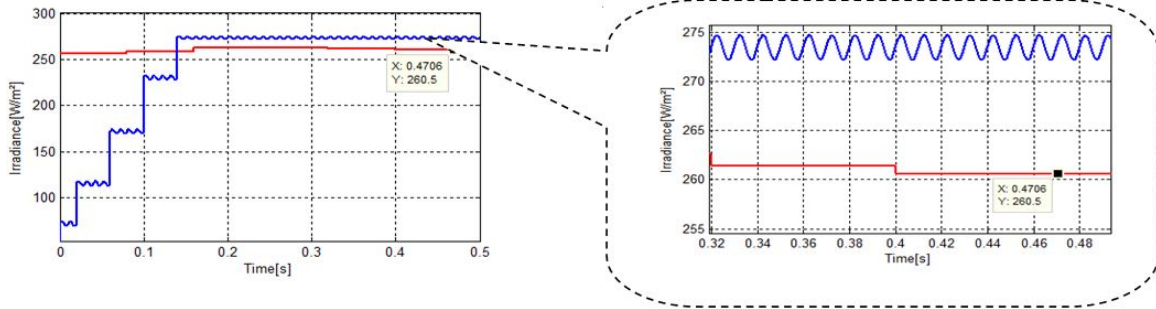
FIGURE 6.10 – Résultats de simulation de la méthode $P\&O$ classique

6.3.4 Interprétation des résultats

Le tableau 6.1 donne la tension de référence et l'erreur relative des différents algorithmes de $P\&O$ selon deux types de changement d'éclairage, nous constatons que la méthode $dP - P\&O$ est une amélioration significative de la méthode $P\&O$ classique. Cependant, la méthode $dP - P\&O$ optimisée que nous avons proposé offre des résultats presque parfaits, avec une erreur relative de la tension V_{ref} d'environ nulle.

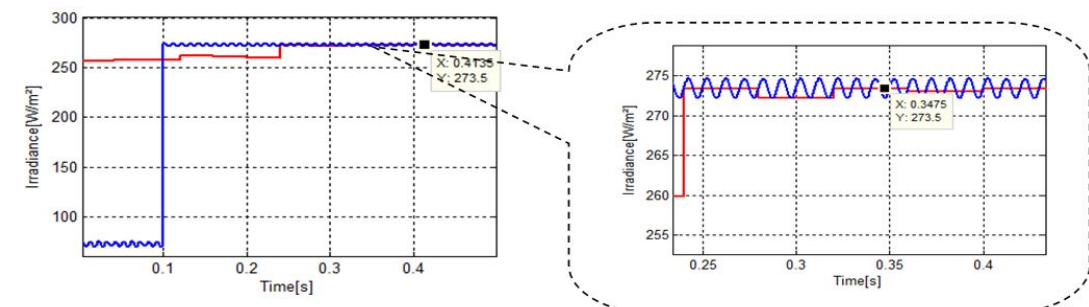


(a)

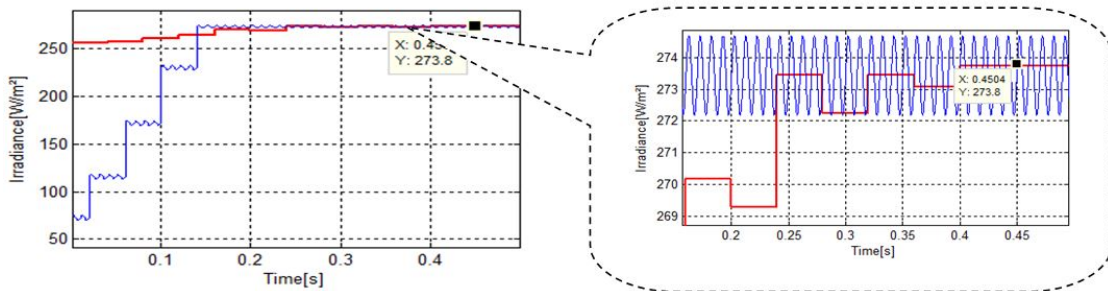


(b)

FIGURE 6.11 – Résultats de simulation de la méthode $dP - P\&O$



(a)



(b)

FIGURE 6.12 – Résultats de simulation de la méthode $dP - P\&O$ optimisée

Algorithmes		Scénario 1	Scénario 2
P&O	$V_{ref}(V)$	251.8	292.6
	Erreur %	7.93%	6.98%
dP – P&O	$V_{ref}(V)$	261.8	260.5
	Erreur %	4.27 %	4.75%
dP – P&O	$V_{ref}(V)$	273.5	273.8
optimisée	Erreur %	0 %	0.1%

Tableau 6.1 – Erreurs produites pour les différents algorithmes P&O

6.4 Synchronisation avec le réseau : Amélioration de PLL

6.4.1 Modèle Simulink de PLL

Le modèle de PLL proposée est donné par la figure 6.13.

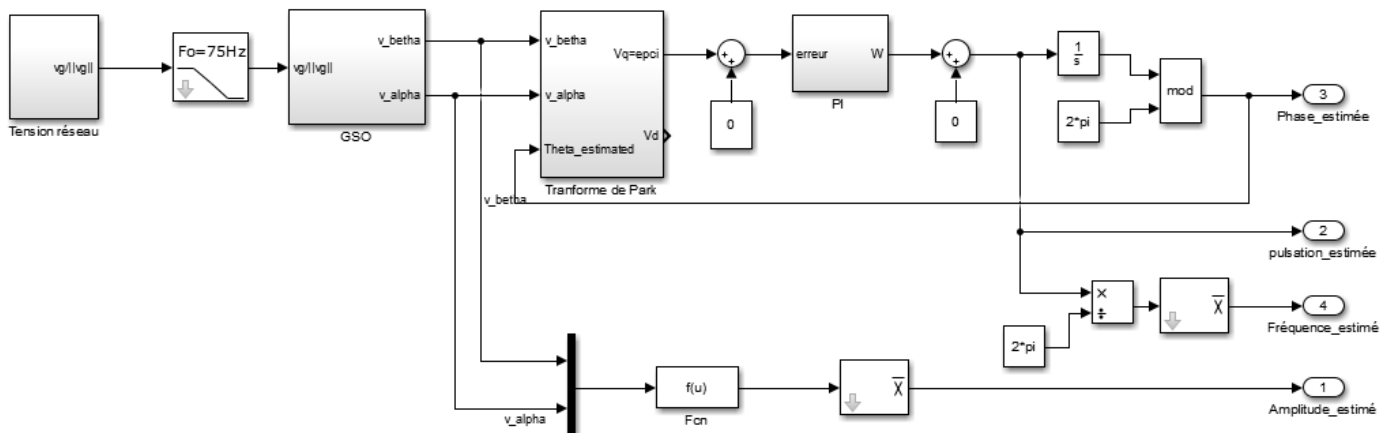


FIGURE 6.13 – Modèle de PLL proposée

6.4.1.1 Le GSO

Les tensions délivrées par le GSO ainsi que la tension du réseau sont données par la figure 6.14. Nous avons modélisé le réseau par une source de tension normalisée et polluée.

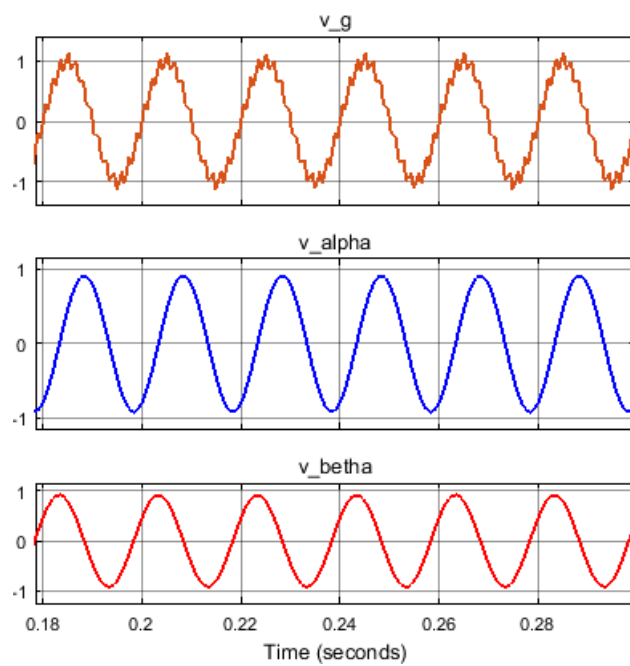


FIGURE 6.14 – Les tensions orthogonales délivrées par le GSO

6.4.2 Cas de variation des fréquences

Afin de valider notre démarche pour l'amélioration de la méthode de retard classique, nous avons proposé deux scénarios des variations de la fréquence (références). Le premier scénario (Figure 6.15.a) sous forme de deux rampes respectivement positive de l'instant 1.3s au 1.5s, négative de l'instant 2s au 2.2s. Le second scénario (Figure 6.15.b) sous forme des échelons positif à l'instant 1.5s et négatif à l'instant 2s [FRI 2015b].

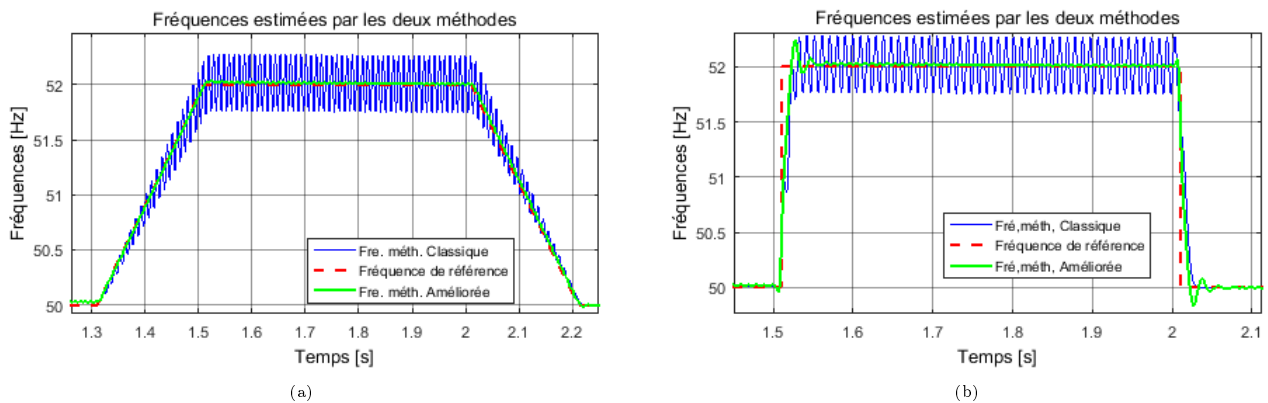


FIGURE 6.15 – Comportement des deux méthode suite à une variation de la fréquence du réseau

• Interprétation des résultats

La figure 6.16 donne les paramètres du réseau. De point de vue qualitatif, la méthode

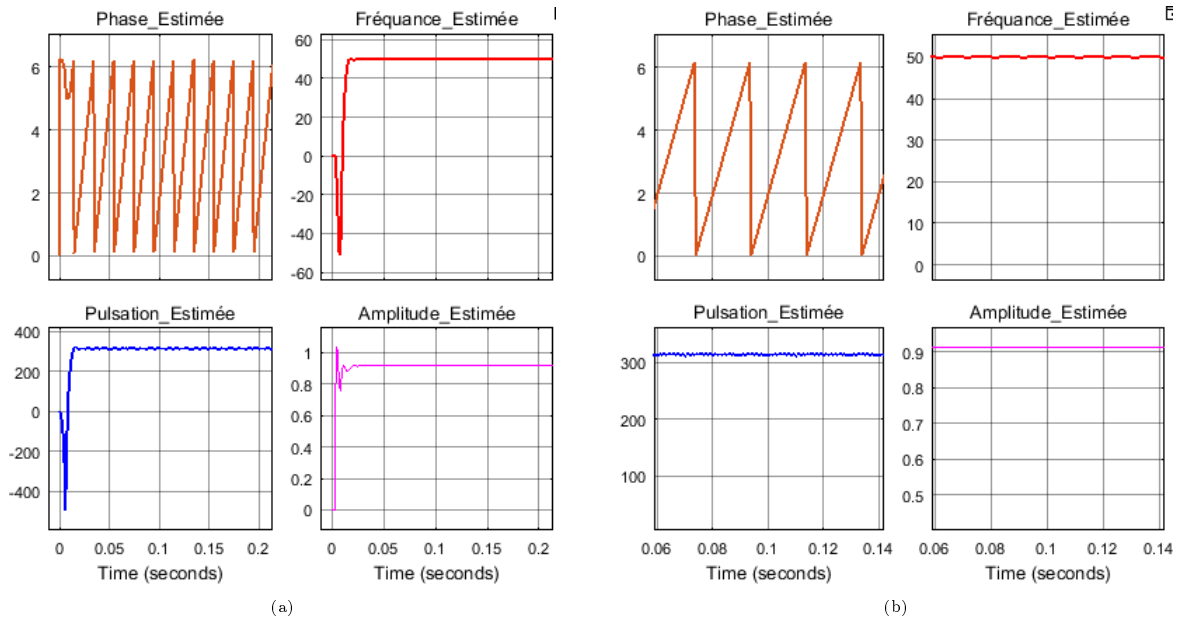


FIGURE 6.16 – *Paramètres de la tension du réseau (a) Régime transitoire; (b) Régime permanent*

proposée semble nettement meilleure aussi bien au niveau de la précision qu’au niveau du temps de réponse par rapport à la méthode de retard classique.

De point de vue quantitatif, l’erreur introduite par la méthode classique est environ 25% c-à-d $0.5Hz$ comme erreur pour une variation de la fréquence de $2Hz$, contre une erreur de 1.9% de la méthode proposée. Le retard introduit par les deux méthodes $\Delta t_r = 0.0088s \approx 2T_g/4$ est le même. L’explication du retard $\Delta t_r \approx 2T_g/4$ est due à l’utilisation du filtre BP en amont du GSO.

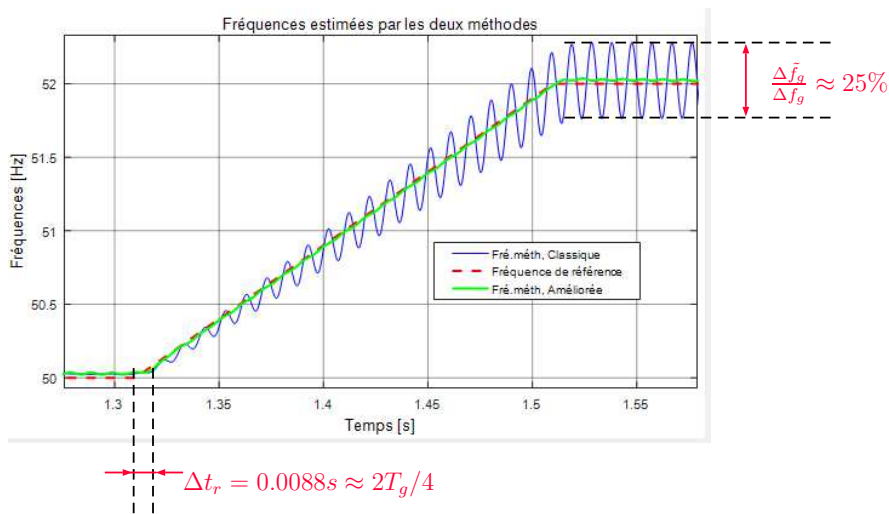


FIGURE 6.17 – *Avantage de la méthode proposée par rapport à la méthode de retard classique*

6.5 Qualité du courant injecté au réseau

Dans cette section nous allons traiter la qualité du courant injecté au réseau en respectant la norme internationale (CEI-61727) ainsi que les tensions et les puissances actives et réactives délivrées en utilisant les deux correcteurs.

6.5.1 Contrôleur PI

6.5.1.1 Analyse d'harmoniques du courant injecté

L'analyse spectrale du courant i_g contrôlé par le correcteur PI est donné par les figures 6.18 et 6.19. Ce type de contrôleur donne : un courant efficace de $I_{g_{eff}}=23.12\text{A}$, une composante continue de 0.25A , un THD % de 8.39% , et les harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9 sont respectivement de 7.59% , 6.34% , 4.29% et 3.02% par rapport au fondamental de courant.

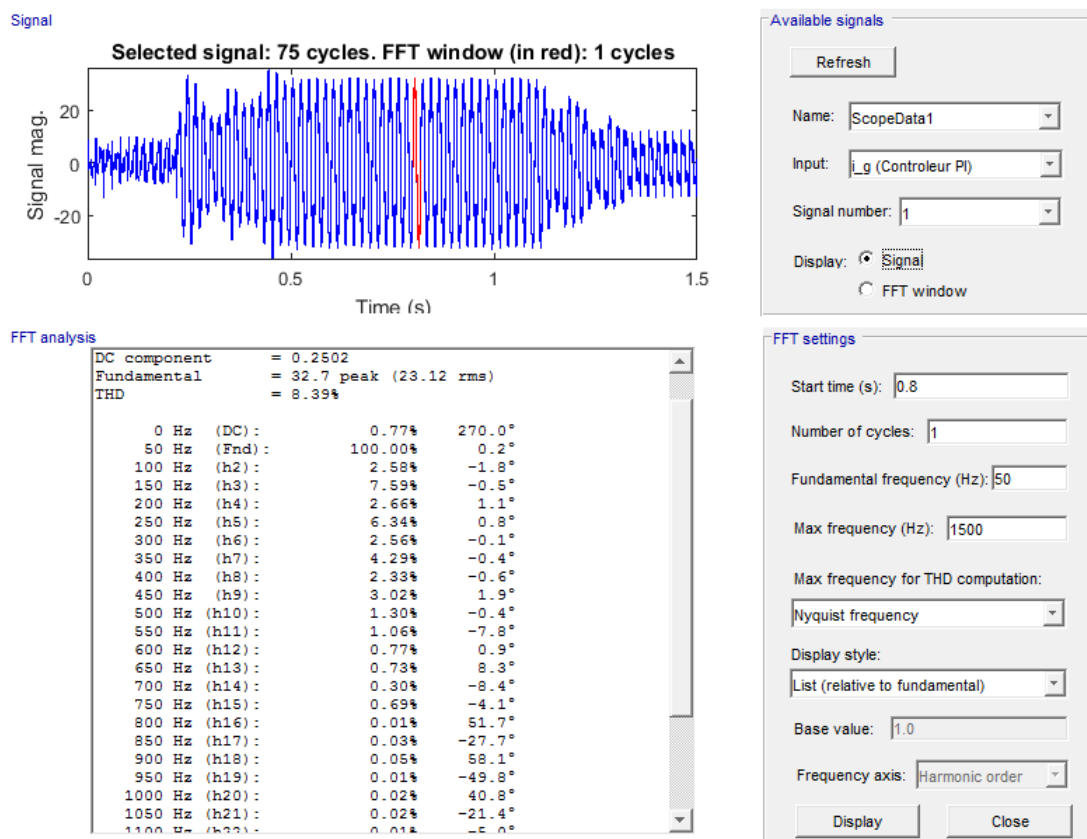


FIGURE 6.18 – FFT du courant i_g commandé par le contrôleur PI

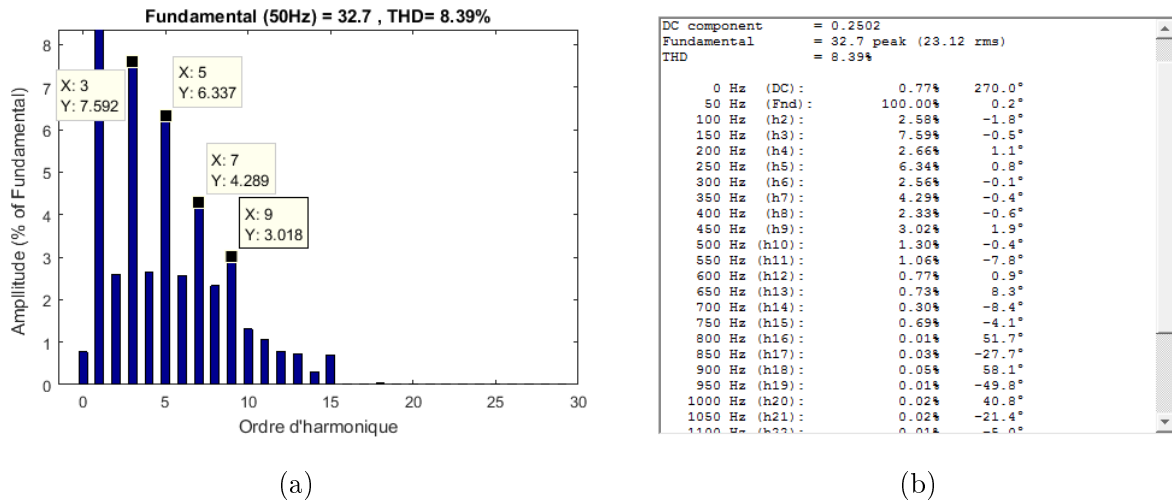


FIGURE 6.19 – Analyse spectrale du courant i_g commandé par le contrôleur PI

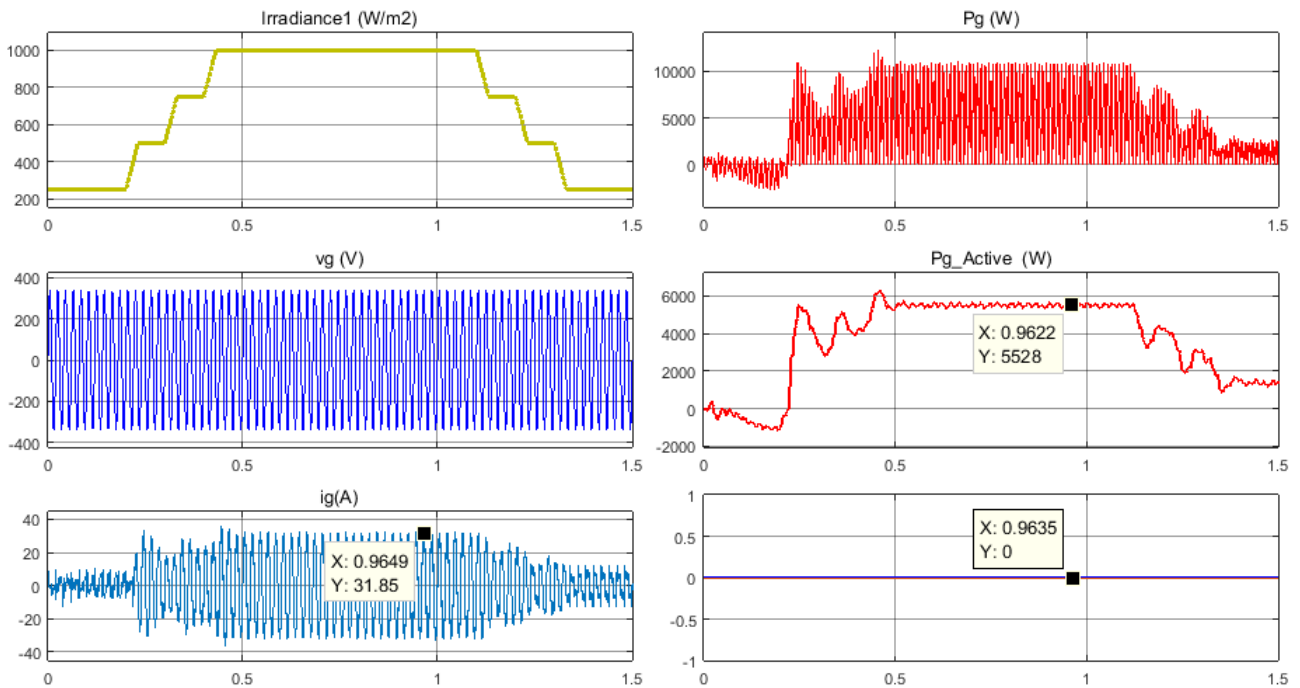


FIGURE 6.20 – Puissances active et réactive injectées au réseau (Correcteur PI)

6.5.1.2 Puissances active et réactive injectées

Dans les cas des CST les puissances active et réactive ainsi que le courant injectés au réseau sont donnés par la figure 6.21. La puissance active moyenne délivrée au réseau est de l'ordre de $\langle P_g \rangle \approx 5528W$, la puissance réactive est presque nulle et le courant efficace injectée est de $I_{g,eff} \approx 23.12A$.

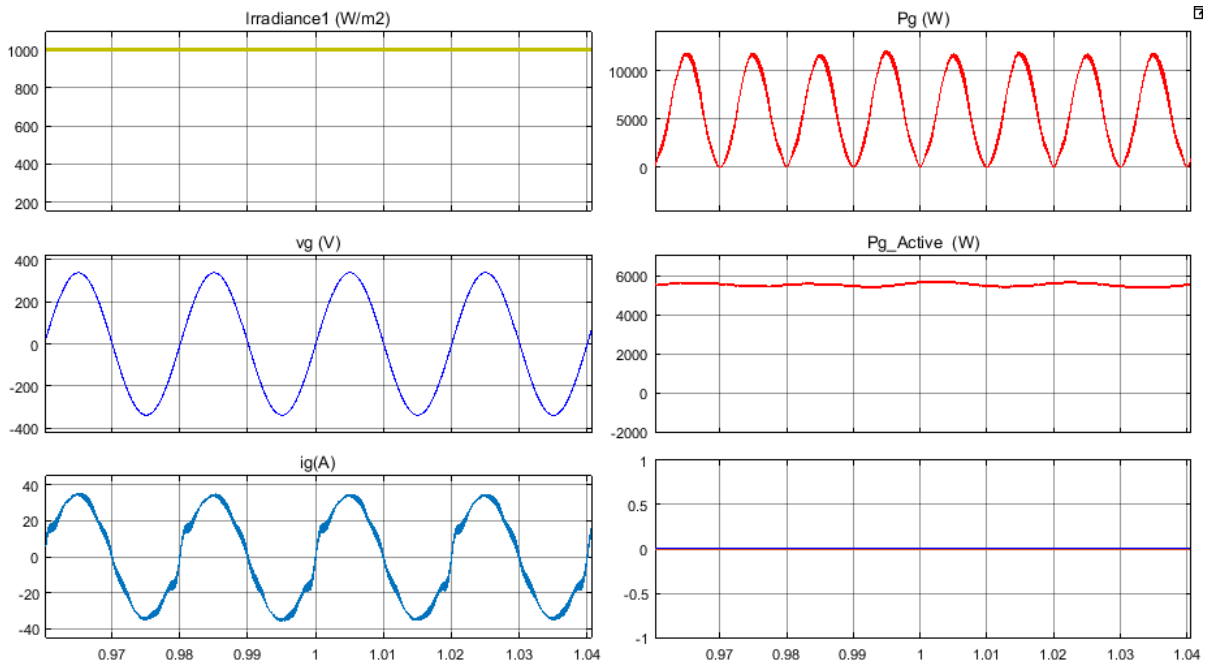


FIGURE 6.21 – Puissance active et réactive injectées au réseau dans le cas de CST (Correcteur PI)

6.5.2 Contrôleur PR+HC

La figure 6.22 montre la FFT du courant i_g commandé par le contrôleur PR adaptatif. Ce type de correcteur donne : un courant efficace de $I_{g_{eff}}=24.77$ A, une composante continue de 0.268A , un THD % de 6.93% , et les harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9 sont respectivement de 2.73%, 3.91%, 4.29% et 3.02% par rapport au fondamental de courant.

6.5.2.1 Analyse d'harmoniques du courant injecté

Les figures 6.23 et 6.24 donnent respectivement l'analyse spectrale du courant injecté au réseau avant et après compensation des harmoniques les plus importants. La techniques de compensation de i_g permet de diminuer le THD de 4.94%, ainsi que les harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9 sont respectivement amortis de 98.22%, 98.86%, 99.35%, et 99.57%.

6.5.2.2 Puissances active et réactive injectées

La figure 6.25 montre la réponse parfaite de notre système aux variations de l'éclairage.

Dans le cas CST, la puissance active moyenne injectée au réseau d'environ de 5966W, et la puissance réactive nulle figure 6.25.

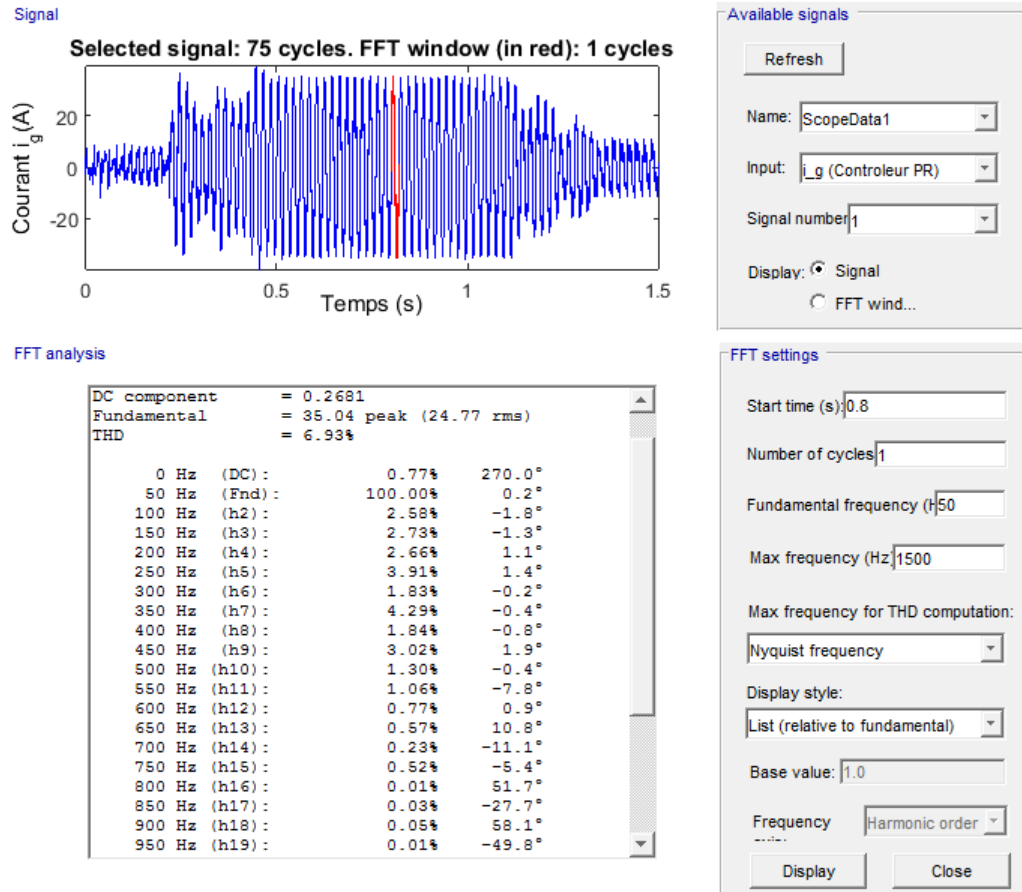
FIGURE 6.22 – FFT du courant i_g commandé par le contrôleur PR adaptatif

Tableau 6.2 – My caption

Harmonique	3	5	7	9
Atténuation	98,22%	98,86%	99,35%	995,7%

6.5.3 Discussion

L'utilisation du correcteur PR adaptatif avec compensation des harmoniques nous a permis d'améliorer la qualité du courant i_g de 17.4% et son fondamental de $\approx 8\%$ par rapport au correcteur PI classique (figure 6.27). Même si ces avantages, les deux correcteurs PI et PR injectent un courant de THD dépasse les limites imposés par la norme CEI-61727 (5% pour le THD). De même les harmoniques d'ordres 3, 5 et 7 sont également ne respecter pas la limite fixé à 4% du fondamental du courant (Annexe C).

La méthode de compensation d'harmoniques améliore la qualité du courant i_g de 71.28% par rapport à un correcteur PR seul, et amortie fortement les harmoniques d'ordre 3, 5, 7 et 9

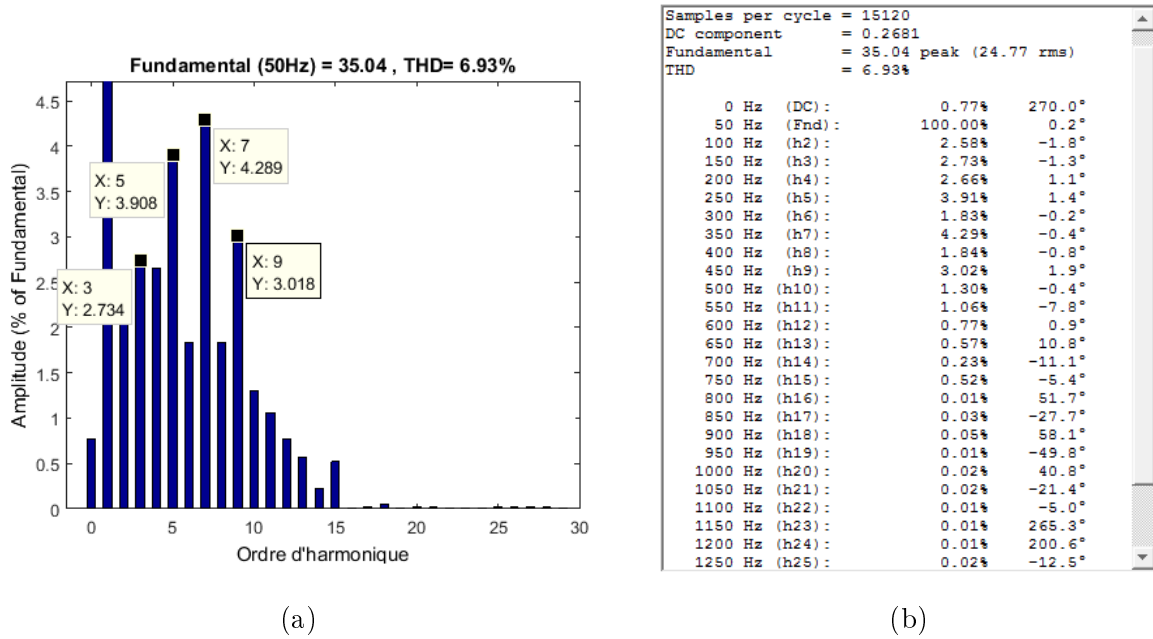


FIGURE 6.23 – Analyse spectrale du courant i_g sans compensation des harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9.

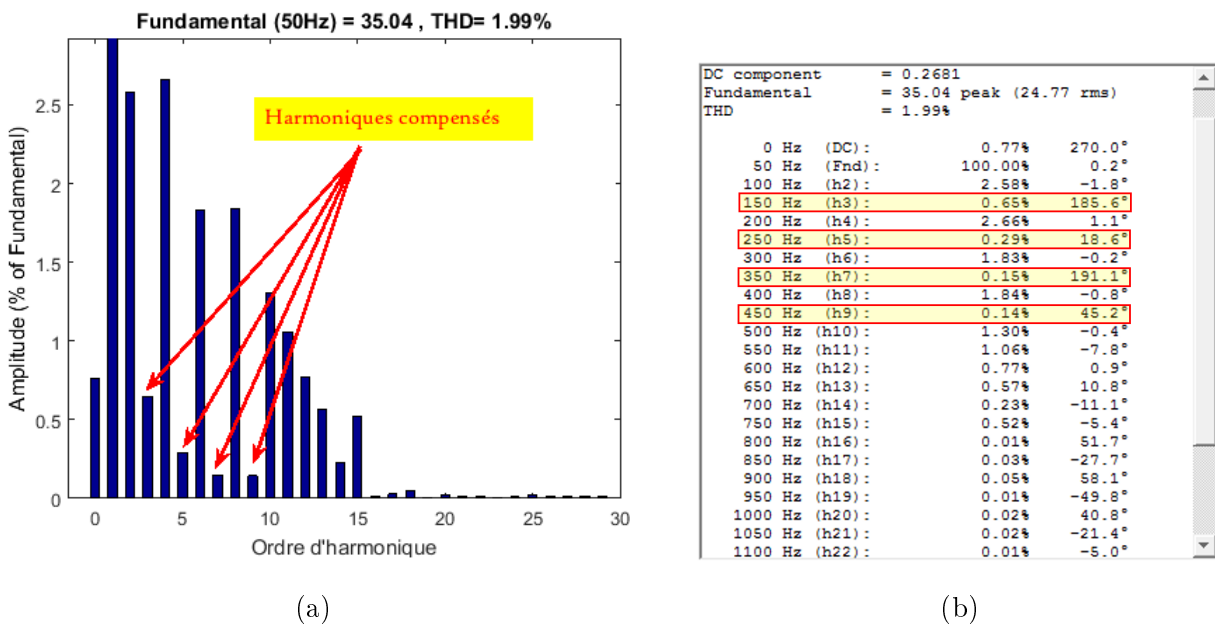


FIGURE 6.24 – Analyse spectrale du courant i_g avec compensation des harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9.

toute en respectant les limites de la norme CEI-61727.

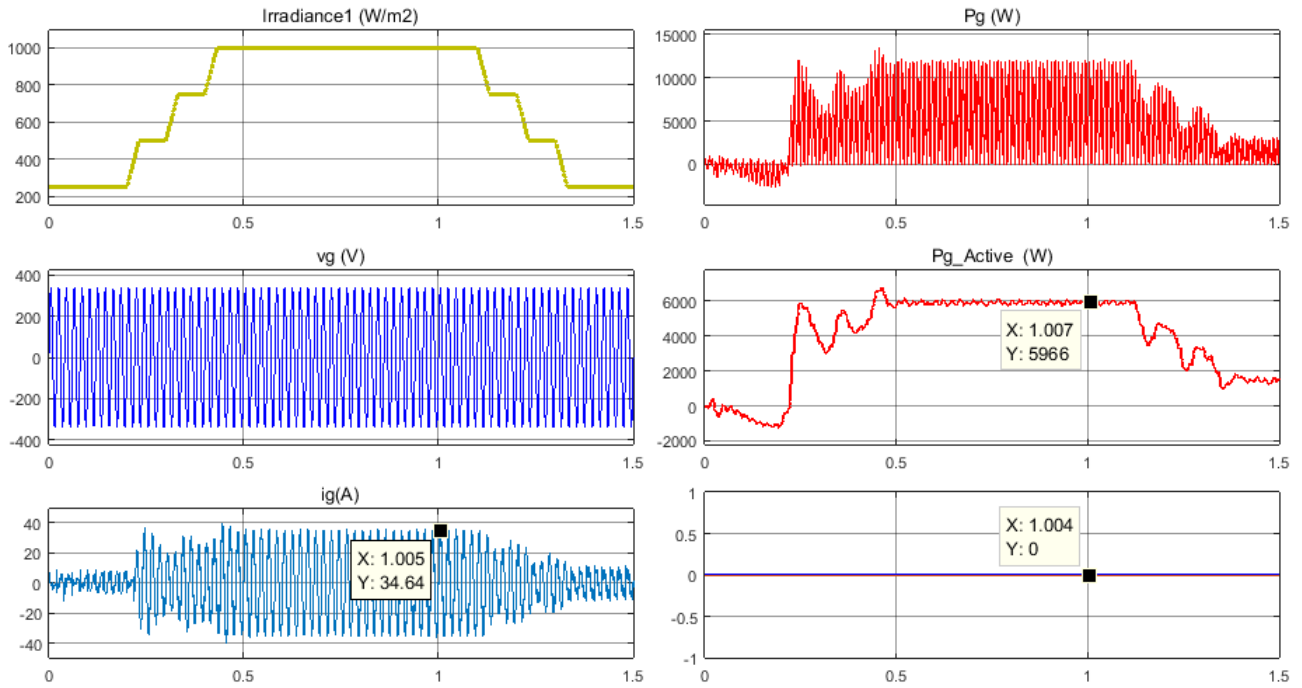


FIGURE 6.25 – Puissances active et réactive injectées au réseau (Correcteur PR+HC)

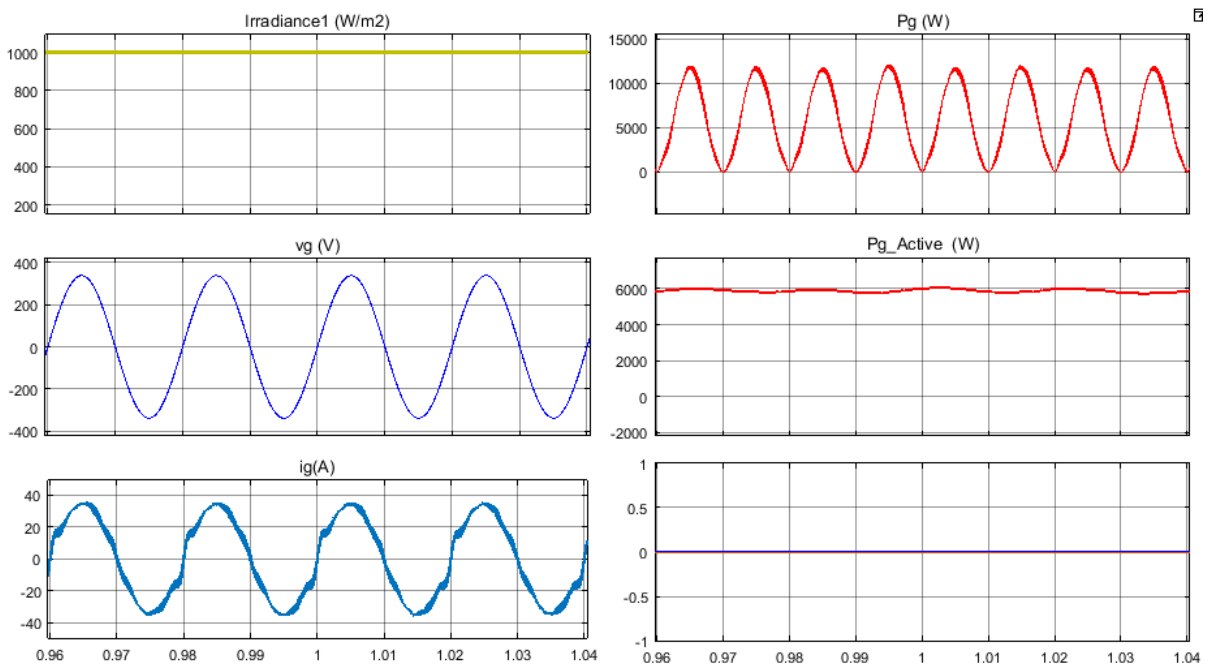


FIGURE 6.26 – Puissance active et réactive injectées au réseau dans le cas de CST (Correcteur PR+HC)

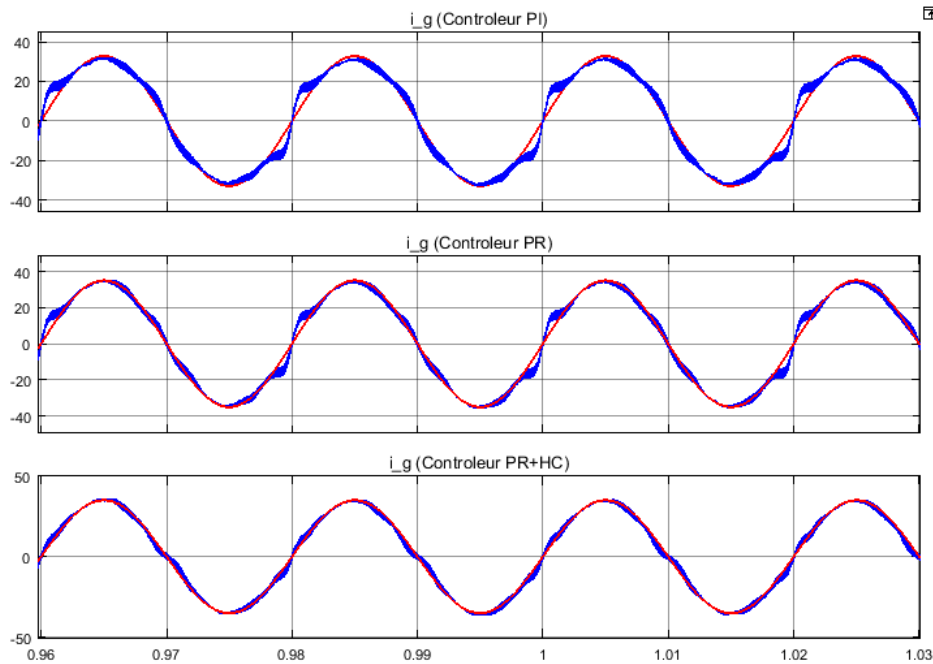


FIGURE 6.27 – Effets des correcteurs sur le courant i_g injecté au réseau dans le cas de CST

Tableau 6.3 – Résultats des différents correcteurs

Correcteur	\hat{i}_g (A)	THD%	Rendement
PI	31,38	8,38	90,77%
PR	34,73	6,36	95,99%
PR+HC	35,44	1,99	97,96%

6.6 Co-Simulation

6.6.1 Présentation de la carte STM32F4-Discovery

- **Structure :**

La carte STM32F4-Discovery permet de développer facilement des applications par le microcontrôleur STM32F407VG, avec le noyau ARM Cortex-M4 32 bits, de fréquence allant jusqu'à 168 MHz (Annexe D).

- **Microcontrôleur STM32F407VGT6 :**

Le STM32F407VGT6 de la carte STM32F4-Discovery est basé sur le noyau RISC ARM Cortex-M4 à 32 bits haute performance. Le noyau Cortex-M4 dispose d'une simple précision de l'unité à point flottant (FPU) qui prend en charge toutes les instructions de traitement de données et les types de données ARM. Il implémente également un ensemble complet d'instruc-



FIGURE 6.28 – *Microcontrôleur STM32F407VGT6*

tions DSP et une unité de protection mémoire (MPU) qui améliore la sécurité de l'application. Le STM32F407VGT6 intègre des mémoires (mémoire flash peut aller jusqu'à 1 Mo, et SRAM jusqu'à 192 ko), une vaste gamme d'E/S, des périphériques connectés à deux bus APB, trois bus AHB et une matrice de bus multi-AHB 32 bits.

6.6.2 Co-simulation PIL

La co-simulation de Processor-In-the-Loop (PIL) est une étape cruciale, du cycle de conception d'un système embarqué, pour s'assurer que le comportement du code de déploiement correspond à la conception. Cette technique est applicable dans des applications telles que l'automobiles, aérospatiales et d'automatisation industrielle. Dans une simulation PIL, le code généré s'exécute sur un émulateur. Les résultats de la simulation PIL sont transférés à Simulink pour vérifier l'équivalence numérique de la simulation et les résultats de génération du code.

La co-simulation PIL peut être faite en trois façons pour la vérification du code généré :

1. du bloc PIL ;
2. de la simulation PIL pour les blocs modèles ;
3. de la simulation PIL pour les principaux modèles.

6.6.3 Résultats de co-simulation

La figure 6.29 donne le schéma de simulation/co-simulation de notre système. Le bloc de code "Contrôle – Commande" généré par co-simulation à partir des blocs "Contrôle/Commande" s'exécute dans la carte STM32F04-Discovery via le liaison ST-LINK (figure 6.30).

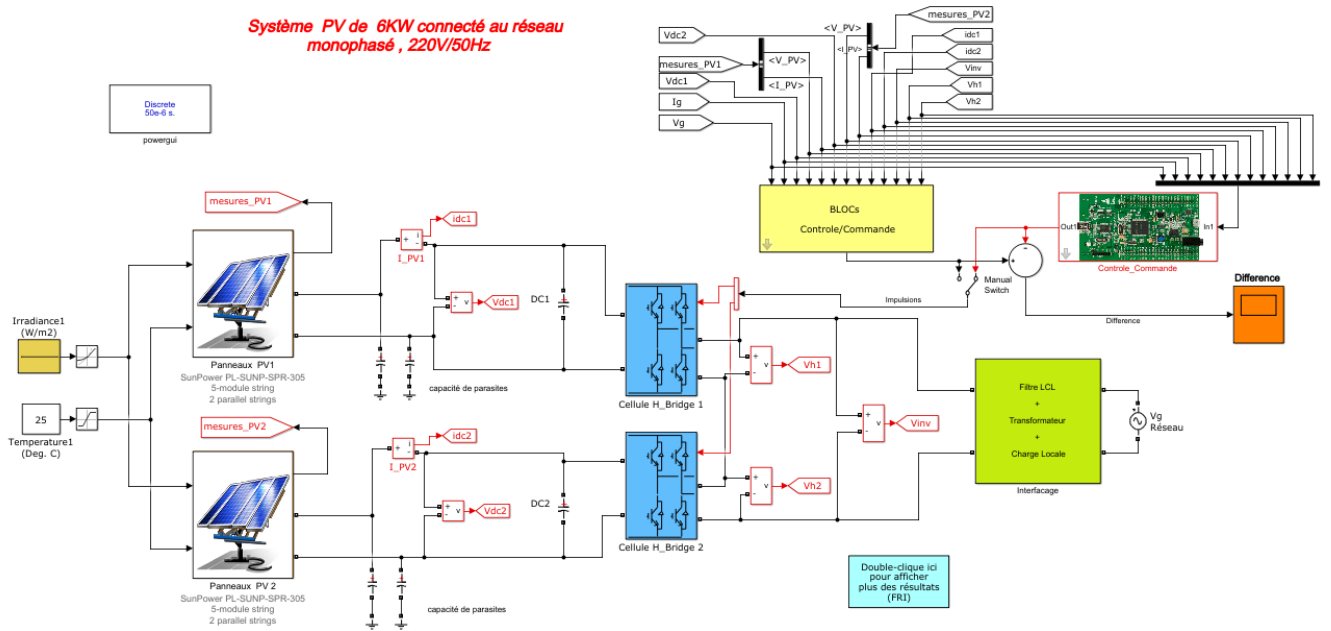


FIGURE 6.29 – Schéma global de simulation/co-simulation de système PV raccordé au réseau à base d'un onduleur H-pont 5N

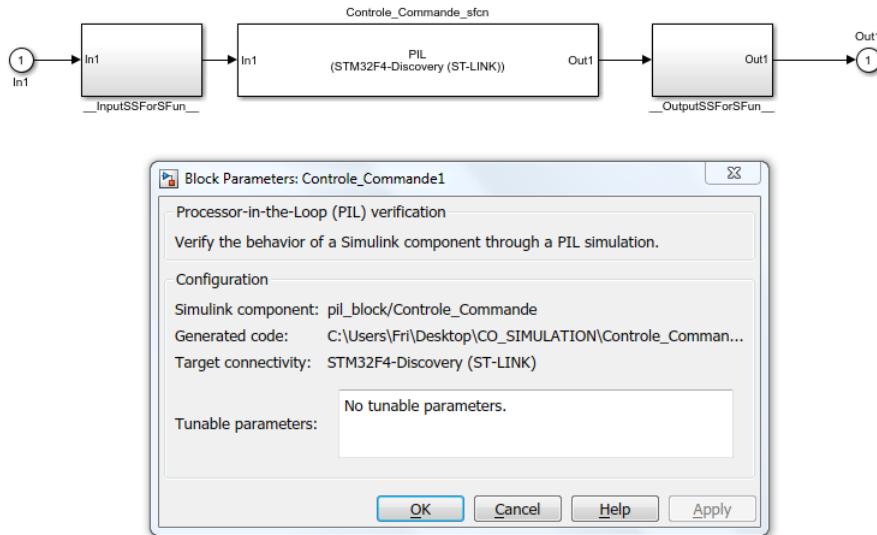


FIGURE 6.30 – Bloc de code généré par co-simulation

6.6.4 Conclusion

Nous constatons qu'il y a aucune différence entre les résultats de simulation et co-simulation figure 6.31. Donc le code généré pour nos modèles de contrôle/commande et nos algorithmes

est numériquement implémentable dans une carte de traitement à microcontrôleur.

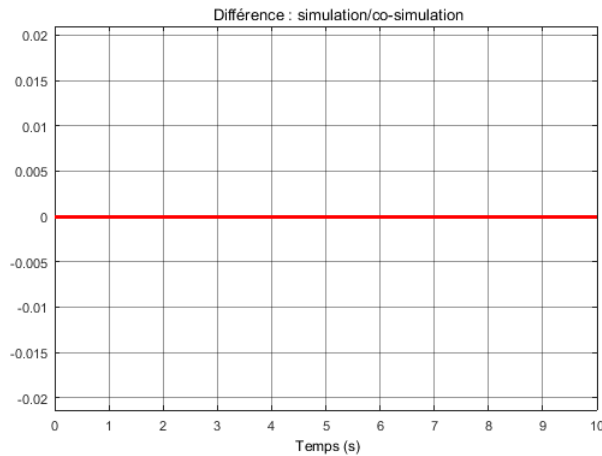


FIGURE 6.31 – *Différence numérique entre la simulation et la co-simulation*

6.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté nos différents résultats de simulation obtenus avec Matlab/Simulink. Un système PV de 6kW , à base d'un onduleur H-pont de 5 niveaux, raccordé au réseau électrique monophasé (220V-50Hz) via un filtre LCL est examiné pour montrer nos contributions.

Le modèle PV que nous avons utilisé simule parfaitement le comportement du générateur PV et ses caractéristiques $I_{PV} = f(V_{PV})$ et $P_{PV} = f(V_{PV})$ ainsi que les effets de la température et de l'éclairement sur ces caractéristiques.

Nous avons montré les résultats d'optimisation de l'algorithme $dP - P\&O$, dans le cas d'une variation rapide de l'éclairement, par une erreur produite pour la génération de la tension de référence presque nulle contre 7.45% pour l'algorithme $P\&O$ classique.

L'amélioration de GSO du bloc PLL nous a permis de synchroniser les signaux de référence avec le réseau avec une précision de 1.9% de la variation de la fréquence du réseau contre 25% de la méthode de retard.

Si nous acceptons que les pertes, dans les interrupteurs de puissance et dans le filtre LCL, sont les mêmes dans les deux cas du contrôleur le rendement du système PV est de 97.96% pour le contrôleur PR contre 90.77% pour celui du contrôleur PI. L'utilisation du correcteur PR adaptatif avec compensation des harmoniques nous a permis d'améliorer la qualité du courant

i_g de 17.4% et son fondamental de $\approx 8\%$ par rapport au correcteur PI classique.

La méthode de compensation d'harmoniques améliore la qualité du courant i_g de 71.28% par rapport à un correcteur PR seul.

La vérification de code généré par la co-simulation de nos modèles de contrôle/commande simulink nous a permis de s'assurer que nos propositions sont numériquement implémentables dans des cartes intelligentes à microcontrôleur.

Conclusion et Perspectives

6.8 Conclusion

D'une manière générale, l'intégration de l'énergies solaire photovoltaïque au réseau de distribution électrique est un champ de recherche relativement largement exploré. Cependant, il reste toujours des défis à relever notamment avec l'utilisation des convertisseurs à structure multiniveaux; l'élimination des harmoniques injectés au réseau en est un.

Dans ce travail de recherche rentrant dans le domaine des énergies renouvelables, relevant du génie électrique, nous avons traité la problématique concernant la qualité de la tension délivrée au réseau par un système PV. Plus spécifiquement, le problème des harmoniques engendrés par l'onduleur.

Nous avons commencé par le choix et l'étude de la structure du système PV raccordé au réseau (PVRR), puis la proposition de contrôle/commande du PVRR, dans le cadre d'un projet où nous avons introduit nos contributions.

À travers l'étude et la comparaison de topologies des onduleurs multiniveaux : NPCMLI, FCMLI et H-bridge ML, en tenant compte de la qualité de la tension délivrée, à savoir : l'amplitudes, la symétrie, le déphasage, la fréquence et le THD%, nous avons conclu que la topologie la plus adaptée pour les PVRR est celle d'un onduleur H-bridge MLI pour les raisons suivantes :

- C'est une structure évolutive que ne contient ni condensateur ni diodes de serrage ;
- Elle nécessite des sources d'alimentation de faible tension DC indépendantes pour chaque cellule (H-pont) ce qu'est très convenable aux panneaux PVs ;
- Le THD% de la tension est faible (69,83% pour 3N, 32.04% pour 5N, 10.35% pour 15N) par rapport à un onduleur classique (156.1%).

Un filtre LCL à double fonction, bien dimensionné, a été introduit entre l'onduleur et le réseau, pour injecter l'énergie au réseau sous forme d'un courant d'une part et d'atténuer les harmoniques ($-18db/oct$) d'autre part.

Nous avons choisi un système PV mono-étage, à base d'un onduleur H-pont multiniveaux symétrique raccordé au réseau via le filtre LCL, comme une structure du PVRR de notre projet, où nous avons appliqué nos contributions d'amélioration/optimisation des blocs de

contrôle/commande.

Nous avons traité trois blocs essentiels de la stratégie du contrôle proposé dans cette thèse :

- **Le modulateur MCSPWM** : Pour choisir la meilleure MCSPWM à appliquer à notre système, nous avons mené une étude comparative entre six types de commandes MCSPWM selon la dispositions des porteuses, à savoir PDPWM, PODPWM, APODPWM, COPWM, PSCPWM et VFPWM. L'effet de la variation de l'indice de modulation M de ces stratégies sur un onduleur H-pont 5N a montré que la commande PSCPWM est plus avantageuse par rapport aux autres techniques ; soit au niveau de la qualité de la tension soit au niveau de linéarité de contrôle en fonction de M . En outre, cette commande offre un autre degré de liberté pour le contrôle en introduisant un déphasage réglable entre les porteuses. L'indice M_i d'une cellule H-pont d'un onduleur de C niveaux associé au rapport de la puissance active produite par cette cellule sur la puissance totale produite $\frac{P_{PV_i}}{P_T}$ nous a permis de proposer un modulateur PSCPWM proportionnel.
- **L'algorithme MPPT** : Nous avons dédié pour chacune des cellules H-pont de l'onduleur multiniveaux un bloc $P\&O$ approprié pour la génération de la tension de référence V_{ref_i} , dans le cas de la variation rapide de l'éclairement. Nous avons optimisé les travaux de [Sera 2006] en diminuant l'erreur statique (de 4.27% à 0.1%) de V_{ref_i} .
- **Surveillance du réseau PLL** : Afin de répondre aux spécifications en termes de qualité d'énergie et de sécurité, les systèmes PVRR exigent une détection de l'état du réseau (amplitude, fréquence, phase...). Dans ce contexte nous avons proposé une amélioration de la PLL à base de la transformation de Park à retard fixe : Lorsque la fréquence de la tension de réseau subit une variation de 2Hz (marge maximale autorisée par la norme IEC-61727), l'erreur introduite par une PLL à base de la transformation de Park à retard fixe est évalué à environ 25% c-à-d 0.5Hz, contre une erreur de 1.9% de la méthode proposée.

L'amélioration de la qualité du courant injecté au réseau est développée au chapitre de contrôle/commande d'un onduleur H-pont de N-niveaux. Dans la boucle interne de contrôle du courant, deux correcteurs PI et PR sont étudiés respectivement dans les repères synchrone dq et stationnaire $\alpha\beta$. Le contrôleur PR a montré son efficacité par rapport au PI au niveau de l'erreur statique produite quand la consigne est une onde sinusoïdale de 50Hz. Le correcteur PI se révèle très limité et cause une erreur statique d'environ 9% contre une erreur presque

nulle du contrôleur PR. L'analyse spectrale du courant injecté au réseau contrôlé par ces deux régulateurs montre que nos résultats sont meilleurs par rapport à ceux obtenus dans le travail [Zammit 2014] grâce à l'utilisation des structures multiniveaux, mais il reste des harmoniques à atténuer pour répondre aux exigences de la norme CEI61727 qui fixe un taux maximal des harmoniques impairs entre 3 et 9 à 4% du fondamental. C'est la raison pour laquelle nous avons associé au correcteur PR un compensateur d'harmoniques d'ordre 3,5,7 et 9. Ces harmoniques sont atténués respectivement de 98.22%, 98.86%, 99.35%, et 99.57%.

Nos travaux sont appliqués à un modèle d'un PVRR de 6 kW pour valider nos démarches et propositions par simulation dans l'environnement Simulink/Matlab et par co-simulation. Le code du bloc contrôle/commande généré par la simulation PIL est implémenté avec succès dans la carte de prototypage STM32F4-Discovery. Nous avons transféré les résultats de la co-simulation, après ajustement et optimisation, à Simulink pour vérifier l'équivalence numérique de la simulation et les résultats de génération du code.

6.9 Perspectives :

Nous pensons que notre système proposé est authentique et évolutif; il pourrait donc être complété et amélioré pour gagner plus en terme d'efficacité et de robustesse. La réalisation pratique et la mesure de la qualité de l'onde injectée au réseau sont les buts que nous espérons comme complément de ce travail. Sans vouloir être exhaustif, nous résumons les mesures que nous pourrions prendre pour atteindre ces objectifs dans ce qui suit :

.

- Choix d'autres types de configuration du PVRR, par exemple d'utilisation d'autres topologies de l'onduleur à structure multiniveaux ou hybride ;
- Application de nos propositions sur un PVRR asymétrique triphasé ;
- Augmentation de l'efficacité du système PV ;
- Traitement de défaillance et de défiance pour prendre les bonnes décisions pour connexion/déconnexion du réseau (îlotage) ;
- Choix d'autres types de commandes robustes telles que : modes glissants, logique floue, réseaux de neurones...

Bibliographie

- [Araujo 2007] S. V. Araujo, B. Sahan, A. Engler, V. U. Kassel, F. Luiz et M. Antunes. *LCL Filter Design For Grid-Connected NPC Inverters In Offshore Wind Turbines*,. In IEEE Proc., editeur, in The 7th International Conference on Power Electronics,, volume 153, 2007. (Cité en pages 175 et 178.)
- [Asiminoaei 2007] L. Asiminoaei, S. Hansen et F. Blaabjerg. *Detection is Key - Harmonic Detection Methods For Active Power Filter Applications*. Industry Applications Magazine, IEEE,, vol. 13, pages 22–33, 2007. (Cité en page 105.)
- [Bajracharya 2008] C. Bajracharya, J. A. Suul, M. Molinas et T. M. Undeland. *Understanding Of Tuning Techniques Of Converter Controllers For VSC-HVDC*. On Power And Ind.Electronics, June NORPIE/2008. (Cité en page 126.)
- [Bernard 2004] Jacques Bernard. Energie solaire - calcul et optimisation. Edition Ellipses, Publication IEEE, 4 édition, 2004. (Cité en page 24.)
- [Bollen 2000] M. H. J. Bollen. *Understanding Power Quality Problems : Voltage Sags and Interruptions*. IEEE Press Series on Power Engineering, 2000. (Cité en page 36.)
- [B.S.Jin 2004] B.S.Jin, T.J.Kim, W.K.Lee, D.W.Kang et D.S.Hyun. *A Study On The Multi-carrier Pwm Methods For Voltage Balancing Of Flying Capacitor In The Flying Capacitor Multilevel Inverter*,. In Electron.Conf., editeur, in proc.IEEE Ind., 2004. (Cité en pages 34, 39, 61 et 62.)
- [Busquets-Monge 2008] S. Busquets-Monge, P. Rodríguez, J. Rocabert, S. Alepuz et J. Bordonau. *Multilevel Diode-Clamped Converter for Photovoltaic Generators With Independent Voltage Control of Each Solar Array*. IEEE Trans. On Ind. Electronics, vol. 55, no. 7, pages 2713–2723, JULY 2008. (Cité en page 43.)
- [Engel 2006] Bernd Engel et Mike Meinhardt. *State of the Art and Future Trends of PV-SystemTechnology*. European Center for Power Electronics, Février 2006. (Cité en page 33.)
- [Femia 2009] N. Femia et all. *A Technique for Improving P and O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems*. IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 56, no. 11, pages 4473 – 4481, November 2009. (Cité en pages 91 et 100.)

- [FRI 2012] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Prévision Du Gain En Émission De CO₂ Par Les Énergies Renouvelables Au Maroc*. In Maroc ECGP'10 Fès, editeur, Xth International Symposium on Environment, Catalysis and Process Engineering, 24-25 April, 2012. (Cité en page 24.)
- [FRI 2013a] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *A Comparative Study Of Three Topologies Of Three-Phase (5L) Inverter For A Pv System*. In Fez Morocco Energy Procedia Seb'13, editeur, International Conference, Mediterranean Green Energy Forum (MGEF-13), 16-20 Juin, 2013. (Cité en page 54.)
- [FRI 2013b] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Basic Topologies Of A Three-Phase Inverter (5L) For A Photovoltaic System Controlled By Multi-Carrier SPWM*. Journal of Theoretical and Applied Information Technology, vol. 55, no. 1, pages 160–166, 10 Septembre 2013. (Cité en page 54.)
- [FRI 2013c] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Cascaded H-Bridge Three-Phase Multilevel Inverters Controlled By Multi-Carrier SPWM Dedicated To PV*. Journal of Theoretical and Applied Information Technology, vol. 58, no. 2, pages 243–249, 20 Decembre 2013. (Cité en page 59.)
- [FRI 2013d] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Identification Des Paramètres D'Un Panneau Photovoltaïque*. In Maroc Taza, editeur, 1er Workshop sur l'Imagerie, Systèmes et Applications - ISA'2013, 23-24 Mai, 2013. (Cité en page 31.)
- [FRI 2013e] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *A Comparative Study Of Various Multicarrier PWM Strategies Single Phase Cascaded Inverter Symmetric 5L For PV Systems*. In The fifth workshop on information technologies and communication, Fez, Morocco,, 26-27 December 2013. (Cité en page 89.)
- [FRI 2013f] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Comparative Study Of H-Bridge Multilevel Inverters Dedicated To PV*. In Maroc Ouarzazat, editeur, International Renewable and Sustainable Energy Conference, Proc. IEEE, (IRSEC'13), 7-9 Mars, 2013. (Cité en page 55.)
- [FRI 2014a] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Modélisation Et Contrôle d'un Onduleur H-Pont Multiniveaux Alimenté Par Des Panneaux PV Et Raccorde Au Réseau Monophasé*. In Maroc Tetouan, editeur, 1^{re} Journée Doctorale, JDP'14, 10 Mai, 2014. (Cité en page 119.)

- [FRI 2014b] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri, A. El Ghzizal et A. Nouaman. *A Three Phase Symmetrical Cascaded Multilevel (5l) For PV Systems Controller By Various Multicarrier PWM Strategies*. In Cardiff Wales UK Energy Procedia Seb'14, editeur, International Conference, on sustainability in energy and buildings,, 25-27 Juin, 2014. (Cité en page 89.)
- [FRI 2015a] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Amélioration De Commande D'Un Onduleur Pv A Pont Complet Raccorde Au Réseau Electrique Par Le Contrôle De La Puissance Active*. In Maroc Tetouan, editeur, 2^{eme} Journée Doctorale, JDP'15, 16 Mai, 2015. (Cité en page 123.)
- [FRI 2015b] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Amélioration De PLL Pour Le Contrôle D'Un Onduleur Pv H-Pont Raccorde Au Réseau Électrique*. In Maroc Tetouan, editeur, 2^{eme} Journée Doctorale, JDP'15, 16 Mai, 2015. (Cité en page 150.)
- [FRI 2015c] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Contrôle MPPT d'un Onduleur PV De Topologie H-Pont Avec Régulation De Courant Injecte Dans Le Réseau Electrique*. In Maroc ENSA Oujda, editeur, Workshop International sur les Systèmes Avancés en Génie Electrique et Energie Renouvelable, SAGEER'15, 21-23 Mars, 2015. (Cité en page 119.)
- [FRI 2016a] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Improved MPPT Algorithm for Controlling A PV System Grid Connected For Rapid Changes Of Irradiance*. International Review of Automatic Control (I.RE.A.CO.), vol. 9, no. 1, pages 300–319, 2016. (Cité en page 99.)
- [FRI 2016b] Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. *Fabrication Des Panneaux Photovoltaïques Au Silicium Cristallin Et Leurs Impacts Sur L'Environnement*. In Maroc EST Fès, editeur, Congrès International de Génie Industriel et Management des Systèmes, CIGIMS'16, 21-23 Mai, 2016. (Cité en page 31.)
- [Green 2006] M. A. Green. *Recent Developments And Future Prospects For Third Generation And Other Advanced Cells*. IEEE Photovoltaic Energy Conversion, vol. 1, pages 15 – 19, May 2006. (Cité en page 24.)
- [IEC61727 2002] IEC61727. *Characteristics Of The Utility Interface For Photovoltaic (PV) Systems*. 2002. (Cité en page 103.)

- [IEEE1547 2003] IEEE1547. *IEEE Standard For Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems*. Std 1547, pages 1–16, 2003. (Cité en page 91.)
- [Kang 2005] F. S. Kang, S. E. Cho, T. Ise, S. J. Park et C. U. Kim. *Multilevel PWM Inverters Suitable For The Use Of Stand-Alone Photovoltaic Power Systems*. IEEE Trans. Energy Convers, vol. 20, no. 4, pages 906 – 91, December 2005. (Cité en page 39.)
- [Kjaer 2005a] S. B. Kjaer. *Design And Control Of An Inverter For Photovoltaic Applications*. Ph.D. dissertation, Inst. Energy Technol., Aalborg University, Aalborg East, Denmark,, vol. Thèse, pages 1–237, 2005. (Cité en pages 91, 92 et 113.)
- [Kjaer 2005b] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen et Frede Blaabjerg. *A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules*. IEEE Trans. On Ind. Applications, vol. 41, no. 5, pages 1292 – 1306, Septembre 2005. (Cité en page 33.)
- [Lai 1996] J. S. Lai et F. Zheng Peng. *Multilevel Converters - A New Bread Of Power Converters*. IEEE Trans. On Ind, vol. 32, no. 3, pages 509–517, Appl 1996. (Cité en page 43.)
- [Lascu 2007] C. Lascu, I. Boldea, L. Asiminoaei et F. Blaabjerg. *High Performance Current Controller For Selective Harmonic Compensation In Active Power Filters*. Power Electronics, IEEE Transactions, vol. 22, pages 1826–1835, 2007. (Cité en page 105.)
- [Liserre 2005] M. Liserre, S. Hansen et F. Blaabjerg. *Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pages 1281–1291, sep 2005. (Cité en page 177.)
- [Liu 2002] Shengyi Liu et R.A.Dougal. *Dynamic Multiphysics Model For Solar Array*. IEEE Trans. On Energy Conversion, vol. 1, 2002. (Cité en page 113.)
- [Mcgrath 2006] B. P. Mcgrath, T. Meynard et D. G. Holmes. *Reduced PWM Harmonic Distortion For Multilevel Inverters Operating Over A Wide Modulation Range*. IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 4, pages 941 – 949, Jul 2006. (Cité en pages 34 et 39.)
- [Meinhardt 2000] M. Meinhardt. *Past, Present and Future of grid connected Photovoltaic and Hybrid Power Systems*. Power Engineering Society, vol. 2, no. 5, July 2000. (Cité en page 33.)
- [Meinhardt 2001] M. Meinhardt. Multi-string converter : The next step in evolution of string converter technology. Proceedings of Evolution of the European Power Electronics Conference, 2001. (Cité en page 33.)

- [Meynard 1993] T. Meynard et H. Foch. *Imbricated Cells Multi-Level Voltage-Source Inverter for High Voltage Applications*. EPE Journal, vol. 3, june 1993. (Cité en page 44.)
- [Myrzik 2009] J.M.A. Myrzik et M. Calais. *String And Module Integrated For Single-Phase Photovoltaic Systems*. In IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, February 2009. (Cité en page 33.)
- [Nabae 1980] A. Nabae, H. Akagi et I. Takahashi. *A new Neutral Clamped PWM Inverter*. Proc IEEE, Ind. Appl. Soc. Conf., pages 9761–766, 1980. (Cité en page 40.)
- [Ouariachi 2009] M. El Ouariachi et all. *Regulation of the Electric Power Provided by the Panels of the Photovoltaic System*. International Journal of Physical Sciences, vol. 4, no. 5, pages 294 – 309, 2009. (Cité en page 26.)
- [Panagis 2008] P. Panagis et al. *Comparison Of State Of The Art Multilevel Inverters*. in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., vol. 2, pages 4244– 4255, 2008. (Cité en page 39.)
- [Patsios 2009] C. Patsios, M. Rotas, A. Chaniotis et A. G. Kladas. *A Comparison Of Maximum Power Point Tracking Control Techniques For Low Power Variable Speed Wind Generators*. In Advanced Electromechanical Motion Systems and Electric Drives Joint Symposium, pages 1–6, Electromotion IEEE, 2009. (Cité en page 91.)
- [Prasad 1997] V. H. Prasad. Average current mode control of a voltage source inverter connected to the grid : Application to different filter cells. Master's Thesis, Dept. Electrical Engineering., Virginia Tech, Blacksburg, Virginia, 1997. (Cité en page 177.)
- [Protin 2010] Ludovic Protin et Stéphan Astier. *Convertisseur photovoltaïques*. Technique de l'ingénieur, Traité Génie électrique,D3-360, 2010. (Cité en page 26.)
- [Rodriguez 2002] J. Rodriguez et F. Zheng Peng. *Multilevel Inverters : A Survey of Topologies, Controls, and Applications*. IEEE Trans. On Ind. Electronics, vol. 49, no. 4, pages 724–738, August 2002. (Cité en page 47.)
- [Roman 2006] Eduardo Roman, Ricardo Alonso et Pedro Ibanez. *Intelligent PV Module for Grid-Connected PV Systems*. IEEE, Trans on Ind. Electronics, vol. 53, no. 4, pages 1066–1073, 2006. (Cité en page 33.)
- [Ryan 2007] Ryan et C. Campbell. *A Circuit-based Photovoltaic Array Model for Power System Studies*. IEEE, Power Symposium,NAPS '07. 39th North American, 30 Sept.-2 Oct. 2007. (Cité en page 26.)

- [Sera 2006] D. Sera, R. Teodorescu, T. Kerekes et F. Billaer. *Improved MPPT Method For Rapidly Changing Environmental Conditions*. IEEE International Symposium in Ind. Electronic, pages 1420–1425, 2006. (Cité en pages 92, 97 et 164.)
- [Silva 2014] F. A. Silva. Multilevel converters for industrial applications, volume 6, pages 71 – 71 of *IEEE Journals and Magazines*. 2014. (Cité en page 46.)
- [Teodorescu 2011] R. Teodorescu, P. Rodriguez et M. Liserre. Grid converters for photovoltaic and wind power systems, volume Book, pages 1-416. Wiley-IEEE Press, January, 2011. (Cité en page 121.)
- [Tolbert 2002] L. M. Tolbert, F. Zheng Peng, O. Ridge et T. G. Habetler. *Multilevel Converters For Large Electric Drive*. IEEE Trans. on Ind. Applications, vol. 35, no. 1, pages 36 – 44, Aout 2002. (Cité en pages 43 et 46.)
- [Vasca 2012] F. Vasca et L. Iannelli. Dynamics and control of switched electronic systems advanced perspectives for modeling simulation and control of power. London Dordrecht Heidelberg New York, 2012. (Cité en page 62.)
- [Veenstra 2003] M. Veenstra. *Multi-Level Inverter For Medium-Voltage Applications*. PhD thesis, EPF-Lausanne, 2003. (Cité en page 47.)
- [Yazdani 2010] A. Yazdani et R. Iravani. Voltage-sourced converters in power systems : Modeling, control, and applications. Wiley-IEEE Press, March 2010. (Cité en page 113.)
- [Youssef 2010] E. B. Youssef, E. Bruno, P. Stephane et A. Corinne. *New P and O MPPT Algorithm For FPGA Implementation In Proc*. In Ind. Electronics IEEE 36th Annu IECON'10, editeur, Electric Power Applications, pages 2868 – 2873, Nov 2010. (Cité en page 91.)
- [Yuan 2000] X. Yuan et I. Barbi. *Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter*. IEEE Trans. On Pow. Electronics, vol. 15, no. 4, pages 9761–766, july 2000. (Cité en page 43.)
- [Zammit 2014] D. Zammit, M. Apap C. et Spiteri Staines. *Comparison Between Pi And Pr Current Controllers In Grid Connected PV Inverters*. International Journal of Electrical, Electronic Science and Engineering, vol. 8, no. 2, pages 221–226, 2014. (Cité en page 165.)

6.10 Dimensionnement du condensateur de bus DC

Afin de limiter les effets négatifs des ondulations de la tension , le condensateur de liaison à courant DC est dimensionné en fonction des équations suivantes :

En supposant que la tension et le courant de réseau sont les suivants :

$$v_g(t) = \hat{V}_g \sin(\omega_g t) \quad (6.1)$$

$$i_g(t) = \hat{I}_g \sin(\omega_g t + \phi) \quad (6.2)$$

Ensuite, la puissance de sortie instantanée peut être facilement obtenu en tant que :

$$p_g(t) = v_g(t) \times i_g(t) = \hat{V}_g \times \hat{I}_g \sin(\omega_g t) \cdot \sin(\omega_g t + \phi) \quad (6.3)$$

Cela peut être réécrite par :

$$p_g(t) = S \cos(\phi) + S \cos(2\omega_g t + \phi) \quad (6.4)$$

Avec S la puissance apparente en VA.

En supposant que :

- Les cellules de l'onduleur sont alimentées de la même manière, et par conséquent elles participent à la formulation de la puissance d'onduleur d'une manière identique ;
- Les puissances instantanées d'entrée et de sortie de l'onduleur sont égales ;
- Les capacités de bus DC sont largement suffisantes pour éliminer les composantes de commutation dans le courant $i_{DC_i}^{no}$;
- Le bus DC à une tension nominale de $V_{DC_i}^{no}(t)$.

$$\sum_{i=1}^C V_{DC_i}^{no} \times i_{DC_i}(t) = S \cos(\phi) + S \cos(2\omega_g t + \phi) \quad (6.5)$$

Avec :

C : le nombre des cellule H-pont de l'onduleur.

$i_{DC_i}(t)$: le courant instantané, dans le bus continu de la cellule i , peut être séparer en une composante continue I_{DC_i} et une autre alternative $i_{DC_i,ond}(t)$.

Ensuite, une composante de courant $i_{DC_i,ond}(t)$ à une fréquence double de celle de réseau peut être extraite de telle sorte que :

$$i_{DC_i}(t) = \frac{S}{C * V_{DC_i}^{no}} . \cos(\omega_g t + \phi) \quad (6.6)$$

La réorganisation de l'équation ci-dessus donne :

$$i_{DC_i,ond}(t) = \frac{S}{C * V_{DC_i}^{no}} . \cos(2\omega_g t - \phi) = I_{DC_i,ond} \hat{\cdot} . \cos(2\omega_g t - \phi) \quad (6.7)$$

Ensuite, la capacité du condensateur de bus DC_i peut être facilement obtenu étant donné l'amplitude de la tension d'ondulation maximale autorisée, $V_{DC_i,ond} \hat{\cdot}$.

$$C_{DC_i} = \frac{I_{DC_i,ond} \hat{\cdot}}{2\omega_g V_{DC_i,ond}^{max}} = \frac{S}{2\omega_g V_{DC_i}^{no} V_{DC_i,ond}^{max}} \quad (6.8)$$

Enfin, en substituant, ces paramètres spécifications de l'onduleur dans le cas d'un onduleur cinq niveau la capacité peut être calculer par :

$$C_{DC_i} = \frac{6500}{2 \times 2\pi \times 50 \times 273.5 \times 27.3} \cong 1386 \mu F \quad (6.9)$$

6.11 Dimensionnement du filtre LCL

Le filtre L a une fonction de transfert du premier ordre et présente donc une atténuation de 20dB/décade sur toute la gamme de fréquence. Par conséquent, pour que l'atténuation des harmoniques générées par la commutation de l'onduleur soit suffisante, la fréquence de commutation de l'onduleur doit être élevée. Ce qui peut avoir pour effet d'augmenter les pertes internes de l'onduleur.

Nous avons démontré dans le chapitre 3 section 3.4 que l'amplitude de la fondamentale varie linéairement avec l'indice de modulation de la tension aux bornes d'une cellule H-pont. Nous rappelons de cette zone de l'indice de modulation inférieur à un est la zone linéaire de commande de l'amplitude de V_{H_i} par M .

$$V_{H_i} = \frac{M}{2} V_{DC_i} \quad (6.10)$$

C'est cette équation qui a servi de base au dimensionnement des autres éléments du système PV . L'indice de modulation M a été fixé à 0.8 dans la phase de conception. Connaissant la tension de réseau, la tension de bus DC permet de trouver la configuration du champ de modules PV nécessaires.

6.11.1 Procédure de dimensionnement du filtre LCL

La procédure étape par étape de dimensionnement du filtre LCL s'inspire de [Araujo 2007]. Les limites sur les éléments du filtre sont données par :

- 1 La valeur de la capacité du filtre est limitée par la chute de facteur de puissance admissible est de 0.05pu ;
- 2 La somme des deux inductances du filtre LCL doit être inférieure à 0.1pu pour limiter la chute de tension pendant le fonctionnement du système d'interfaçage ;
- 3 La fréquence de résonance du filtre doit être comprise entre dix fois la fréquence de réseau (500Hz) et la moitié de la fréquence de commutation ($f_{dec}/2$) afin de ne pas créer de la résonance dans les plus basses et hautes fréquences du spectre harmonique ;

- 4 La résistance d'amortissement de la résonance en série avec la capacité du filtre doit être ni trop basse pour éviter des oscillations, ni trop grande pour éviter des pertes et réduire le rendement du filtre.

6.11.2 Calcul des éléments du filtre LCL

Les paramètres du système pris en compte, pour le calcul des éléments du filtre, sont présentés dans le tableau (6.4).

Tension efficace de réseau V_g	220V 50Hz
Puissance à la sortie d'onduleur S_n	6.5KVA
Fréquence nominale du réseau f_g	50Hz
Fréquence de découpage f_{dec}	2.5KHz
Tension DC nominale V_{DC}	570V
Percentage d'ondulation de V_{DC} admise	10%

Tableau 6.4 – *Caractéristiques du système PV*

Pour le développement ultérieur, les valeurs de base sont calculées comme les valeurs de filtre sont rapportés en pourcentage de ceux-ci.

le calcul de l'impédance de base Z_b , l'inductance de base L_b et de la capacité de base C_b est donné respectivement par les équations (6.11), (6.12) et (6.13). les valeurs des autres éléments du filtre sont référencées en % des valeurs de bases.

$$Z_b = \frac{(v_g^n)^2}{P_n} \approx \frac{(v_g^n)^2}{S_n} = \frac{220^2}{6500} \approx 7.44\Omega \quad (6.11)$$

dans le cas où $\cos(\phi) \approx 1$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_g} \approx \frac{7.44}{2 \times \pi \times 50} \approx 23.7mH \quad (6.12)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} = \frac{1}{7.44 \times 2 \times \pi \times 50} \approx 428\mu F \quad (6.13)$$

avec :

$(v_g^n)^2$ la tension nominale de réseau dans la cas d'une connexions sans transformateur ou la tension nominale au primaire du transformateur $(v_p^n)^2$.

$\omega_n = \omega_g$ la pulsation nominale du réseau.

La première étape consiste à concevoir l'inductance de côté onduleur, qui est déterminé par [Liserre 2005]

En considérant que la variation maximale du facteur de puissance vu par le réseau est de 5%, la capacité C_f du filtre LCL est donnée par l'équation suivante (6.14) :

$$C_f = 0.05 \times C_b \quad (6.14)$$

L'ondulation de courant maximal à la sortie de l'onduleur est donnée par (6.15) [Prasad 1997] :

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{DC}}{3L_{in}}(1 - M)M.T_{dec} \quad (6.15)$$

Nous pouvons observer que l'ondulation maximale du courant crête à crête se produit à $M = 0,5$, alors l'équation (6.15) devient :

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{DC}}{6f_{dec}L_i} \quad (6.16)$$

Nous avons considéré une ondulation de 10% du courant nominal pour les paramètres de conception alors :

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1I_{max} \quad (6.17)$$

Avec

$$I_{max} = \sqrt{2} \frac{P_n}{V_g^n} \quad (6.18)$$

$$L_i = \frac{V_{DC}}{6f_{dec}\Delta I_{lmax}} \quad (6.19)$$

Nous rappelons qu l'objectif principal de la conception du filtre LCL est en fait de réduire la limite d'ondulation de courant prévu de 10% à 20% de sa valeur propre, ce qui entraîne une valeur d'ondulation de 2% du courant de sortie [Liserre 2005].

Afin de calculer la réduction d'ondulation, le circuit équivalent du filtre LCL est tout d'abord analysé compte tenu de l'onduleur, comme une source de courant pour chaque fréquence harmonique.

L'équations (6.20) donne la relation entre le courant harmonique générée par l'onduleur et celui injecté dans le réseau :

$$\frac{i_g(jn\omega)}{i_i(jn\omega)} = \frac{1}{|1 + \gamma [1 - L_i C_b \omega_{dec}^2 \sigma]|} = k_{att} \quad (6.20)$$

Avec k_{att} est l'atténuation désirée.

$$L_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_{att}^2} + 1}}{C_f \omega_{dec}^2} \quad (6.21)$$

La constante γ est définie comme étant le rapport entre l'inductance du côté de l'onduleur et celle de côté du réseau :

$$L_g = \gamma L_i \quad (6.22)$$

Il est nécessaire de vérifier la fréquence de résonance pour satisfaire l'équation (6.23), voir le point 3 de la procédure de dimensionnement de filtre LCL section (6.11.1). Si la condition n'est pas satisfait, les paramètres doivent être rechoisis.

$$10 \times f_g \leq f_{res} \leq f_{dec}/2 \quad (6.23)$$

La résistance R_d en série avec le condensateur C_f à pour fonction d'éviter la résonance. Ainsi que participe à l'atténuation une partie de l'ondulation à la fréquence de commutation.

La valeur de cette résistance doit être d'un tiers de l'impédance du condensateur de filtrage à la fréquence de résonance [Araujo 2007] et la résistance en série avec la capacitance de filtre est donnée par l'équation (6.24).

$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (6.24)$$

1. En autorisant l'utilisation de 10% d'ondulation du courant l'équation (6.19) donne l'inductance $L_i = 10mH$.
2. La valeur maximale du condensateur est $16.4\mu F$ soit une limite de 5% de la valeur de base. Après le choix dans le tableau des valeurs normalisées, la plus proche valeur possible est $C_f = 20\mu F$.
3. En choisissant une atténuation de $K_{att} = 20\%$ et en utilisant un rapport de 0.573 l'équation. L'inductance de côté réseau est $L_g \approx 5.73mH$

4. L'équation (5.13) donne la fréquence de résonance $f_{res} = 1113.4Hz$ qui répond bien à la condition de l'équation (6.23).

5. L'équation (6.24) donne la valeur de la résistance d'atténuation $R_d = 2.22\Omega$.

la fonction de transfert du filtre avec resistance d'atténuation est :

$$H_{LCL}(s) = \frac{4,7e^{-5}s + 1}{12,26e^{-10}s^3 + 7,4e^{-7}s^2 + 15,73e^{-3}s + 0.2} \quad (6.25)$$

Normes appliquées aux systèmes PVRR

SUMMARY OF THE MOST INTERESTING STANDARDS DEALING WITH INTERCONNECTIONS OF PV SYSTEMS TO THE GRID

ISSUE	IEC61727 [3]	IEEE1547 [5]	EN61000-3-2 [4]
Nominal power	10 kW	30 kW	16 A × 230 V = 3.7 kW
Harmonic currents (Order – h) Limits	(3-9) 4.0% (11-15) 2.0% (17-21) 1.5% (23-33) 0.6%	(2-10) 4.0% (11-16) 2.0% (17-22) 1.5% (23-34) 0.6% (> 35) 0.3%	(3) 2.30 A (5) 1.14 A (7) 0.77 A (9) 0.40 A (11) 0.33 A (13) 0.21 A (15-39) 2.25/h
	Even harmonics in these ranges shall be less than 25% of the odd harmonic limits listed.		Approximately 30% of the odd harmonics -see standard.
Maximum current THD	5.0%		-
Power factor at 50% of rated power	0.90	-	
DC current injection	Less than 1.0% of rated output current.	Less than 0.5% of rated output current.	< 0.22 A -corresponds to a 50 W half-wave rectifier.
Voltage range for normal operation	85% - 110% (196 V – 253 V)	88% - 110% (97 V – 121 V)	-
Frequency range for normal operation	50 ± 1 Hz	59.3 Hz to 60.5 Hz	-

Structure de la carte STM32F04-Discovery

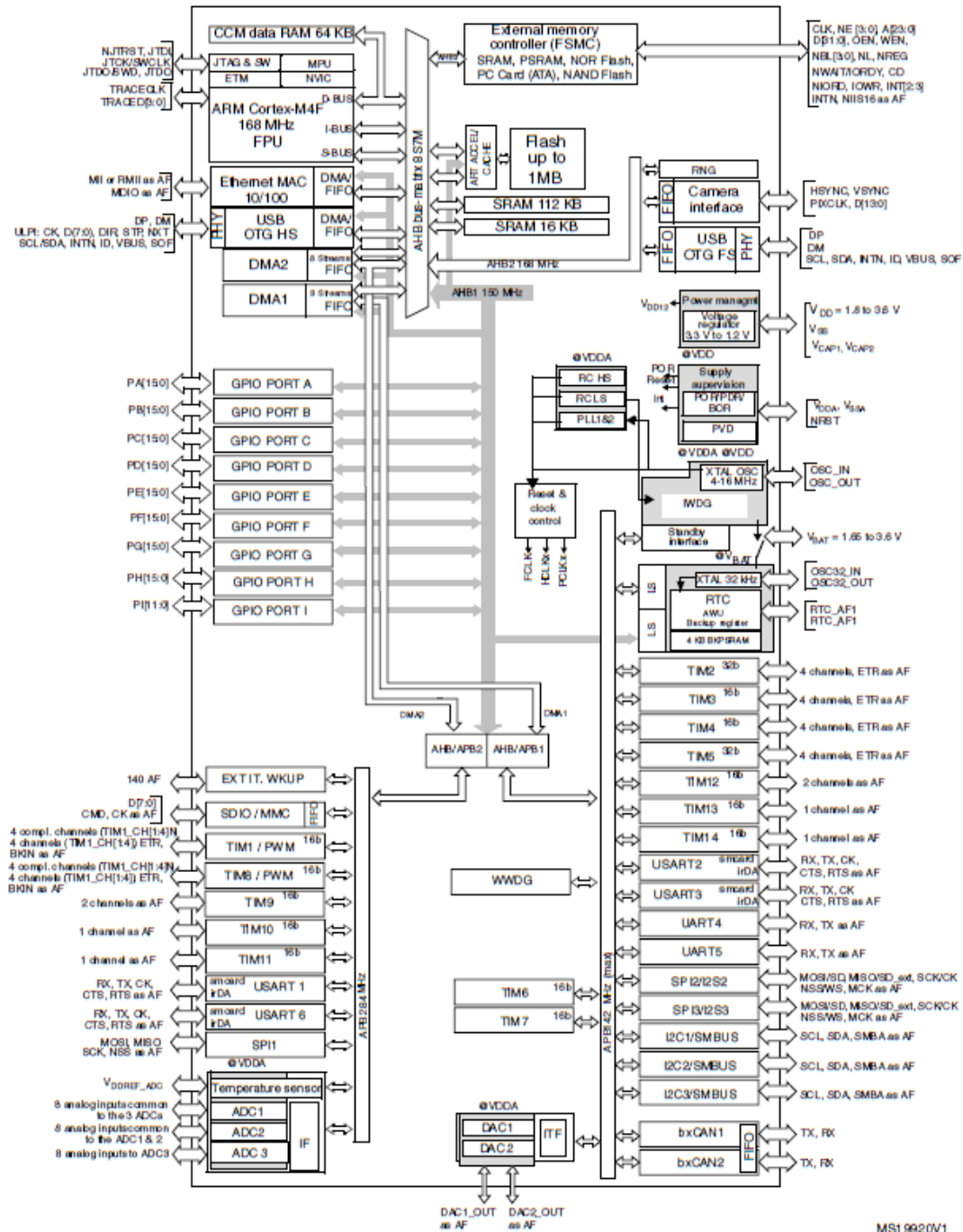


FIGURE 6.32 – Structure générale de la carte STM32F04-Discovery

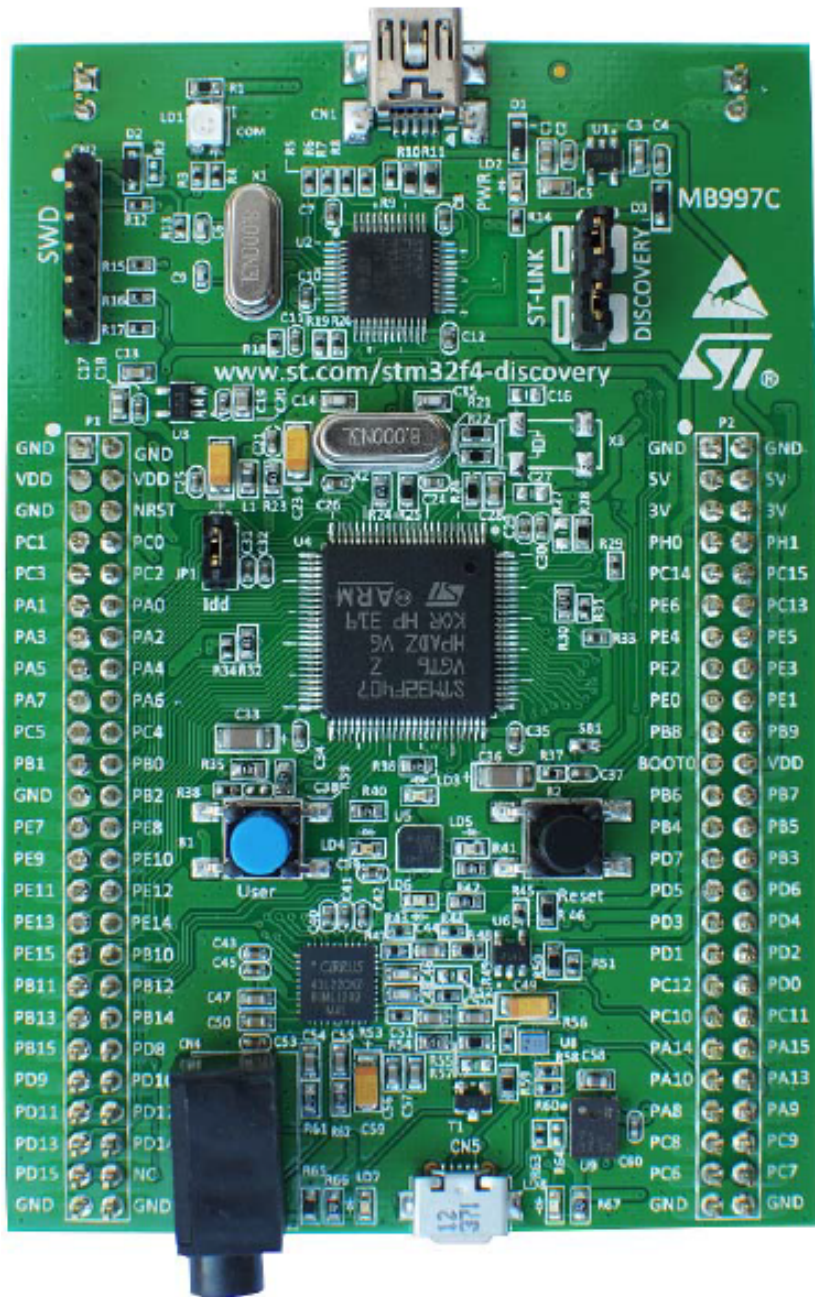


FIGURE 6.33 – Le kit STM32F4-Discovery