

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Université Mohammed Seddik Benyahia -Jijel-
Faculté Des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique
Laboratoire des Energies Renouvelables (LER)



Thèse

présentée en vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat LMD en : Electronique

Option : *Electronique et Analyse des Systèmes*

Par : Badis LEKOUAGHET

Elaboration de nouvelles Approches pour
la communication à base des systèmes
électriques intelligents.

Devant le jury :

Président	MELLIT Adel	prof.	Univ. MSB Jijel
Rapporteur	BOUKABOU Abdelkrim	prof.	Univ. MSB Jijel
Co-rapporteur	HIMEUR Yassine	MRA	CDTA. Alger
Examineurs	SOUKKOU Ammar	MCA	Univ. MSB Jijel
	OULEFKI Adel	MRA	CDTA. Alger

Remerciements

La Louange est à Allâh, le Seigneur des mondes. Et que la prière et le salut soient sur celui qu'Allâh a envoyé en miséricorde pour l'univers, ainsi que sur sa famille, ses compagnons et ses frères jusqu'au Jour de la Rétribution.

Je voudrais remercier tout d'abord Allâh, le tout puissant qui m'a donné la force, la volonté et le courage pour accomplir ce modeste travail.

J'adresse mes plus vifs remerciements à mon directeur de thèse, professeur **Abdelkrim Boukabou**, pour son aide, ses encouragements et pour la qualité de ses conseils tout au long de cette thèse et surtout pour le sujet intéressant qu'il m'a proposé. Je le remercie également pour son suivi constant durant ces années de recherche. Ses connaissances scientifiques et pédagogiques ont permis de mener à bien ce travail.

J'exprime également ma reconnaissance à l'égard de mon co-directeur de thèse, Dr. **Yassine Himeur** pour sa sympathie, sa confiance et pour avoir dirigé cette thèse avec des qualités techniques et humaines excellentes.

Je remercie très sincèrement Monsieur **Adel Mellit**, professeur à l'Université de Jijel, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être le président du jury de cette thèse.

Je tiens à remercier Monsieur **Ammar Soukkou**, Maitre de Conférences A à l'Université de Jijel, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en acceptant la tâche d'examiner ce travail de thèse.

Je tiens à remercier aussi Monsieur **Adel Oulefki**, Maitre de Recherche A au Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA), Alger, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en acceptant la tâche d'examiner ce travail de thèse.

Je voudrais exprimer un remerciement spécial à Monsieur **Chaabane Boubakir** et Monsieur **Nabil Lourci**

Ma reconnaissance revient à mes parents pour leur dévouement inconditionnel, qui m'ont toujours soutenue et poussée à donner le meilleur de moi-même.

Ainsi, mes vifs remerciements à mes collègue et mes amis.

Badis Lekouaghet

Dedicaces

À

Mes très chers parents

Toute ma famille

Tous ceux qui me sont chers

Badis Lekouaghet

Résumé

De nos jours, l'apport des technologies informatiques devrait permettre d'économiser l'énergie en lissant les pointes de consommation et en diminuant les capacités de production en pointe qui sont les plus coûteuses, de sécuriser le réseau et d'en réduire le coût. Le réseau électrique intelligent utilise des technologies informatiques, pour optimiser la production, la distribution, la consommation et le stockage de l'énergie afin de mieux coordonner l'ensemble des mailles du réseau de producteurs au consommateur final. Récemment l'intégration des systèmes de production d'énergie décentralisée, à base des ressources renouvelables tel que le photovoltaïque dans le réseau intelligent a suscité un grand intérêt. De plus, l'utilisation des lignes électriques donne une solution attrayante pour avoir communiqué entre les différents éléments de réseau.

Dans cette thèse, une stratégie de commande et de supervision à base de la commande prédictive est appliquée sur un système photovoltaïque connecté au réseau associé à un onduleur triphasé à deux et à trois niveaux dont l'objectif d'améliorer la qualité d'énergie sous différentes conditions de fonctionnement. D'autre part cette thèse vise à améliorer les performances pour la transmission de données large bande sur les réseaux à Courant Porteur en Ligne (CPL) domestiques. Nous proposons un nouveau schéma hybride basé sur la fusion des techniques de réduction de PAPR (Peak-to-average power ratio) et un nouvel compensateur itératif du bruit impulsif.

les simulations numériques sur l'environnement Matlab montrent l'efficacité de schéma proposé en termes de BER, du MSE, d'amélioration CCDF et de temps d'exécution par rapport aux autres algorithmes de la littérature.

Mots-clés : Réseau électrique intelligent ; Photovoltaïque ; commande prédictive ; courant porteur en ligne (CPL) ; bruit impulsif ; PAPR.

Abstract

Nowadays, the contribution of computer technologies should help to conserve energy by smoothing consumption peaks, reducing the costliest peak production capacity, securing the grid and reducing the cost. The smart grid uses computer technologies to optimize the production, the distribution, and the consumption, in order to improve the energy efficiency of all components of the network. Recently, the integration of decentralized energy generation systems, based on renewable resources such as photovoltaics in the smart grid has received a great interest. In addition, the use of power lines provides an attractive solution for communicating between the various network elements.

In this thesis, a command strategy based on the predictive control is applied on a photovoltaic system connected to the grid associated with a three-phase inverter in order to enhance the power quality under different operation conditions. On the other hand, this thesis aims to improve the performance for broadband data transmission in Power line communication (PLC) channel. We propose a new hybrid scheme based on the combination of a PAPR reduction techniques and a novel clipping function

Simulation results show the significant reduction of the BER, the MSE and the PAPR effect when using the proposed scheme in comparison to other well-known algorithms in the literature.

Keywords : Smart grid ; Photovoltaic ; predictive control ; Power Line Communication (PLC) ; impulsive noise ; PAPR.

Table des matières

Résumé	i
Table des matières	iv
Table des figures	ix
Liste des tableaux	x
Glossaire	xi
Introduction générale	1
1 Généralité sur les systèmes photovoltaïques pour les smart grids	5
1.1 Introduction	5
1.2 Définition de smart grid	6
1.3 Technologies du Smart grid	8
1.4 Intégration des énergies renouvelables dans les smart grids :	12
1.5 Système photovoltaïque	13
1.5.1 Effet photovoltaïque	13
1.5.2 Cellule photovoltaïque	13
1.5.2.1 Principe de fonctionnement	13
1.5.2.2 Différents types de cellules solaires	14
1.5.3 Modélisation électrique d'une cellule photovoltaïque	15
1.5.3.1 Modèle à une diode	15
1.5.3.2 Modèle à deux diodes	17
1.5.4 Crèation d'un champ photovoltaïque	17
1.5.5 Simulation du générateur photovoltaïque	18
1.5.6 Poursuite de point de puissance maximale	19
1.6 Configuration des systèmes photovoltaïque	21
1.6.1 Convertisseur DC-DC	22
1.6.1.1 Convertisseur élévateur (Boost)	23
1.6.1.2 Convertisseur abaisseur (Buck)	23
1.6.1.3 Convertisseur élévateurs-abaisseurs (Buck-Boost)	24

1.6.2	Convertisseur DC-AC	25
1.6.2.1	L'onduleur à deux niveaux	25
1.6.2.2	L'onduleur à trois niveaux	27
1.7	Qualité d'énergie électrique	29
1.7.1	Perturbations harmoniques	30
1.7.2	La distorsion harmonique totale (THD)	30
1.8	Conclusion	32
2	Commande prédictive des onduleurs photovoltaïques connectés au réseau	33
2.1	Introduction	33
2.2	La commande prédictive à base de modèle (MPC)	34
2.3	Commande prédictive de l'onduleur à deux niveaux	35
2.3.1	Modèle de convertisseur	36
2.3.2	Modèle de la charge	39
2.3.3	Implémentation de la commande	39
2.3.4	Résultats de simulation	41
2.3.4.1	Premier mode de fonctionnement	41
2.3.4.2	Deuxième mode de fonctionnement	43
2.3.4.3	Utilisation de deux étapes de prédiction	45
2.4	Commande prédictive de l'onduleur à trois niveaux	46
2.5	Résultats de simulation	48
2.6	Analyse de performance	50
2.7	Conclusion	54
3	Communication par courant porteur en ligne (CPL)	55
3.1	Introduction	55
3.2	Technologie CPL	56
3.2.1	CPL Outdoor	56
3.2.2	CPL Indoor	56
3.3	Principe du courant porteur en ligne	57
3.4	Applications du CPL dans le réseau électrique intelligent	58
3.5	Modélisation du canal CPL	58
3.5.1	Modèle Top-Down	59
3.5.1.1	Modèle de Zimmermann	59
3.5.1.2	Modèle de Tonello	62
3.5.2	Modèle Bottom-Up	64
3.5.2.1	Modèle de Cañete	64
3.6	Modélisation du bruit additif (Types de bruit)	67
3.6.1	Bruit de fond coloré	67
3.6.2	Bruit à bande étroite	67
3.6.3	Bruit impulsif périodique synchrone	67
3.6.4	Bruit impulsif périodique asynchrone	68
3.6.5	Bruit impulsif apériodique asynchrone	68
3.7	Modulation multiporteuse	70
3.7.1	Principe général de l'OFDM	70
3.7.2	Signal OFDM	72

3.7.3	Définition du facteur de crête pour l'OFDM	73
3.7.4	Fonction de répartition du PAPR pour le signal OFDM	74
3.8	Conclusion	76
4	Réduction du facteur de crête des signaux OFDM	77
4.1	Introduction	77
4.2	Techniques de codage	78
4.2.1	Les codes en blocs	79
4.2.2	Les codes de Reed-Muller	79
4.2.3	Les turbo codes	80
4.3	Techniques de distorsion du signal	80
4.3.1	Ecrêtage et filtrage	81
4.3.2	Utilisation d'une fonction de pondération	81
4.3.3	Techniques de Companding	82
4.3.3.1	μ -law companding	82
4.4	Techniques probabilistes et d'ajout de signal	83
4.4.1	La technique "Selective mapping" (SLM)	83
4.4.1.1	La technique SLM avec la matrice de Riemann	84
4.4.2	La technique PTS	87
4.4.3	Entrelaceur OFDM	89
4.5	Système proposé	90
4.5.1	Compensateur du bruit impulsif (NCF)	90
4.6	Résultats de la simulation	94
4.6.1	Combinaison d'une technique de distorsion du signal Avec le NCF	94
4.6.2	Combinaison des techniques probabilistes Avec le NCF	95
4.6.2.1	Performance en termes de CCDF	96
4.6.2.2	Performance en termes du BER	96
4.6.2.3	Performance en termes du MSE	98
4.6.2.4	Performance en termes du temps d'exécution	101
4.7	Conclusion	102
	Conclusion générale	103
	Références bibliographiques	106

Table des figures

1.1	Architecture d'un smart grid	9
1.2	Principe de fonctionnement d'une cellule PV.	14
1.3	Exemples des différents types de cellules solaires : a) monocristallin, b) polycristallin, c) amorphe, et d) organique.	15
1.4	Schéma équivalent d'une cellule PV (Modèle à une diode).	16
1.5	Schéma équivalent d'une cellule PV (Modèle à deux diodes).	17
1.6	Evolution de la caractéristique I-V. (a) en fonction de l'irradiation. (b) en fonction de la température. (c) et (d) la caractéristique P-V correspondant.	19
1.7	Organigramme de l'algorithme conductance incrémentale modifié	20
1.8	Couplage directe	21
1.9	Différentes configurations du système PV	22
1.10	Schéma de base d'un convertisseur boost.	23
1.11	Schéma de base d'un convertisseur buck.	24
1.12	Schéma de base d'un convertisseur buck-Boost.	24
1.13	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	25
1.14	Onduleur de tension triphasé à trois niveaux.	28
1.15	Exemple de Distorsion harmonique.	31
2.1	Principe de la commande MPC.	35
2.2	Schéma fonctionnel du système PV connecté au réseau avec un onduleur à deux niveaux	36
2.3	Les circuits équivalents pour les exemples (V_0 , V_1 , V_2 et V_7)	38
2.4	Evolution de la tension V_{PV} , le courant I_{PV} , et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction d'une variation de l'irradiation solaire.	42
2.5	Comportement des composants i_d et i_q du courant de ligne du réseau en fonction de variation de l'irradiation solaire.	42
2.6	Variation du courant triphasé injecté au réseau.	43
2.7	La tension et le courant de la phase (a) du réseau sous différents niveaux d'irradiation solaire.	44
2.8	Evolution de la tension V_{PV} , le courant I_{PV} et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction d'une variation de la température.	44
2.9	Comportement des composants i_d et i_q du courant de ligne du réseau en fonction d'une variation de la température.	45
2.10	Evolution de la tension de bus continu utilisant une prévision en deux étapes.	45
2.11	Etats de l'onduleur à trois niveaux.	46

2.12	Les circuits équivalents pour le vecteur V_0 généré par trois états différents.	47
2.13	Organigramme de la commande prédictive.	48
2.14	Evolution de la tension V_{PV} , le courant I_{PV} , et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction d'une variation de l'irradiation solaire dans le cas de 3L-VSI.	49
2.15	La tension V_{PV} , le courant I_{PV} , et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction de la variation de la température dans le cas de 3L-VSI.	49
2.16	Comportement des composants i_d et i_q du courant de ligne du réseau dans les cas de 3L-VSI.	50
2.17	La tension et le courant de la phase (a) du réseau sous différents niveaux d'irradiation solaire dans les cas de 3L-VSI.	50
2.18	THD du courant du réseau en configuration 2L-VSI : (a) une étape de prédiction, (b) deux étapes de prédiction.	52
2.19	THD du courant du réseau en configuration 3L-VSI : (a) une étape de prédiction, (b) deux étapes de prédiction.	53
3.1	Exemple d'une installation CPL Indoor	57
3.2	Principe de la transmission par courant porteur en ligne	58
3.3	Topologie typique du réseau pour un modèle CPL.	59
3.4	Propagation multi-trajets : câble avec une seule dérivation	60
3.5	Réponse fréquentielle du canal CPL générée par le modèle de Zimmermann	62
3.6	Exemple d'une topologie d'un réseau CPL généré aléatoirement.	63
3.7	Réponse impulsionnelle du modèle de canal de Tonello.	64
3.8	Structure simplifiée du réseau CPL utilisé par le modèle de Canete.	65
3.9	Réponse fréquentielle du canal CPL générée par le modèle de Cañete.	66
3.10	Exemple de bruit impulsif asynchrone : a) $p = 5\%$ et b) $p = 20\%$	70
3.11	Efficacité spectrale de l'OFDM par rapport au FDM classique.	71
3.12	Spectres de fréquences de sous-porteuses individuelles dans un symbole OFDM.	72
3.13	Exemple des pics élevés du signal OFDM générés par la somme de plusieurs sinusoïdes	74
4.1	Taxonomie des techniques de réduction des PAPR	78
4.2	Principe de base des techniques de codage	79
4.3	Schéma d'un modulateur "Selective Mapping"	84
4.4	Schéma d'un modulateur "Partial transmit sequence"	88
4.5	Schéma de principe d'un entrelaceur OFDM	90
4.6	Schéma de la structure de la chaîne de communication OFDM.	91
4.7	Diagramme du compensateur adaptatif du bruit impulsif au domaine fréquentiel	91
4.8	Comparaison des performances : a) les résultats en termes de CCDF et b) les résultats en termes de BER.	95

4.9	Comparaison des performances en CCDF dans le cas d'un nombre différent de sous-porteuses : a) $N = 128$, b) $N = 256$ et c) $N = 512$ pour différentes probabilités d'apparition d'impulsions, (i) $p=1\%$, (ii) $p=10\%$ et (iii) $p=20\%$	97
4.10	Comparaison des performances en BER dans le cas d'un nombre différent de sous-porteuses : a) $N = 128$, b) $N = 256$ et c) $N = 512$ pour différentes probabilités d'apparition d'impulsions, (i) $p=1\%$, (ii) $p=10\%$ et (iii) $p=20\%$	99
4.11	Comparaison des performances en MSE dans le cas d'un nombre différent de sous-porteuses : a) $N = 128$, b) $N = 256$ et c) $N = 512$ pour différentes probabilités d'apparition d'impulsions, (i) $p=1\%$, (ii) $p=10\%$ et (iii) $p=20\%$	100

Liste des tableaux

1.1	Comparaison entre les réseaux actuels et les smart grids	8
1.2	Limites de distorsion harmonique	32
2.1	Les états de commutation et les vecteurs de tension de sortie	38
2.2	Paramètres du module photovoltaïque MSX60-60W	41
3.1	Paramètres g_i et d_i du canal CPL pour chaque chemin.	62
3.2	Paramètres utilisés dans le modèle de Cañete du canal CPL.	66
3.3	Caractéristiques des câbles utilisés pour le modèle de Cañete.	67
4.1	Comparaison du temps d'exécution des différentes techniques consi- dérées.	101

Glossaire

2L-VSI	2 Level Voltage Source Inverter.
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line.
BER	Bit Error Rate.
BT	Basse Tension.
CA	Courant Alternative.
CC	Courant Continu.
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function.
CCS-MPC	Continuous Control Set Model Predictive Control.
CL	Clipping Level.
CPL	Courant Porteur en Ligne.
DA	Distribution Automation.
DFT	Discrete Fourier Transform.
DSP	Densité Spectrale de Puissance.
DVB	Digital Video Broadcasting.
ETP	European Technology Platform.
FACTSs	Flexible AC Transmission Systems.
FCS-MPC	Finite Control Set Model Predictive Control.
FDM	Frequency Division Multiplexing.
FFT	Fast Fourier Transform.
GPV	Générateur Photovoltaïque.
HF	Haute Fréquence.
HT	Haut Tension.
HTSs	High Temperature Superconductors.
HVDC	High Voltage DC.
ICI	Inter Carrier Interference.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor.
ISI	Inter Symbol Interference.
LAST	Linear ASymmetrical Transform.
LTS	Linear Symmetrical Transform.

MPC	Model Predictive Control.
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
MSE	Mean Square Error.
MT	Moyenne Tension.
NCF	New Clipping Function.
NLAST	NonLinear ASymmetrical Transform.
NLST	NonLinear Symmetrical Transform.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio.
PDF	Probability Density Function.
PSK	Phase Shift Keying.
PV	photovoltaïque.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
RESs	Renewable Energy Sources.
SG	Smart Grid.
SI	Side Information.
SINR	Signal-to-Impulsive Noise Ratio.
SLM	Selective Mapping.
THD	Total Harmonics Distortion.

Introduction générale

Depuis que l'Homme a réussi à appréhender l'électricité, les moyens de production et de distribution de celle-ci ont constamment évolué. Au cours des dernières décennies, la variété des ressources énergétiques et l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de leurs consommations ont motivé l'introduction d'un autre type de réseaux électriques appelés : Réseau électrique intelligent (Smart grids ou SG). Un réseau intelligent intègre les technologies de l'information et de la communication (TIC) sur le réseau de distribution de l'électricité pour permettre une amélioration de son fonctionnement : économiser l'énergie, réduire les coûts et améliorer sa fiabilité et sa disponibilité.

L'arrivée des énergies renouvelables (EnR), telles que l'hydroélectricité, la biomasse, l'énergie éolienne et l'énergie solaire, définies comme de nouvelles sources de production dite non centralisées, et installées un peu partout sur le réseau électrique intelligent, a eu pour conséquence de transformer le réseau électrique unidirectionnel en un réseau avec une circulation de l'énergie électrique de façon bidirectionnelle. L'énergie solaire photovoltaïque prend une grande importance par rapport aux autres énergies renouvelables, en plus qu'elle n'intègre pas de pièces mécaniques mobiles, et du fait, elle ne nécessite pas un entretien particulier et reste fiable longtemps, elle s'intègre parfaitement aux constructions (façades, toitures). C'est la raison pour laquelle elle est devenue une référence dans les applications smart grid. Elle est en train de s'imposer comme une valeur sûre dans les applications à petite et moyenne consommation d'énergie, surtout depuis que les panneaux solaires sont devenus moins chers avec des rendements meilleurs.

Un panneau PV, fabriqué à base de matériau semi-conducteur, convertit l'énergie des photons d'irradiation solaire en une énergie électrique à l'aide de l'effet photovoltaïque. Cependant, la caractéristique puissance tension $P(V)$ de la source PV est non linéaire et dépend fortement des conditions climatiques externes (la température et l'ensoleillement). En conséquence, le point de puissance

maximale change sa position de façon continue, ce qui mène à une production irrégulière de l'énergie électrique. Donc il a été incontournable d'associer à chaque générateur PV (GPV), un organe de commande qui se charge de la suivi de point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking : MPPT), afin de le forcer de fonctionner constamment au point de puissance optimal pour différentes conditions météorologiques. De plus les systèmes photovoltaïques peuvent être généralement divisés en deux catégories : les systèmes autonomes et les systèmes connectés au réseau où l'association des GPV connectées au réseau électrique se fait à l'aide d'un convertisseur Courant Continu/Courant Alternatif (CC/CA). Récemment, différentes techniques de commande sont proposées dans la littérature pour le contrôle des systèmes PV connectés au réseau à travers un onduleur qui ont comme objectives de stabiliser la tension de bus continu à l'entrée de l'onduleur, la supervision du flux des puissances active et réactive ou d'une manière générale permet d'améliorer la qualité d'énergie fournie au réseau.

Afin de bien contrôlé et implémenté les différents organes de smart grid inclus les sources d'énergies renouvelables, un ensemble hétérogène de supports physiques de transmission est nécessaire. Il existe plusieurs technologies de communication sans fil et filaires complémentaires et parfois concurrentes qui pourront être utilisées dans le déploiement des liens de communication dans les SG depuis le réseau cœur jusqu'au réseau d'accès. Une des solutions les plus prometteuses pour transporter les données au sein du réseau électrique intelligent est une solution filaire : le Courant Porteur en Ligne (CPL). L'avantage indiscutable des CPL étant la possibilité de fournir une infrastructure qui est beaucoup plus vaste et plus omniprésente que toute autre solution filaire ou même sans fil. Cependant, le canal CPL présente des caractéristiques très défavorables (atténuation et évanouissement par trajets multiples, environnement bruité, etc.) à la transmission de données en raison du fait que cette technologie transmet les signaux de communication à travers un milieu qui n'a jamais été conçu pour les fonctions de télécommunication.

L'OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplexing est la méthode choisie pour les systèmes CPL. En raison de la longue durée de symboles OFDM, l'interférence entre les symboles provoquée par la propagation par trajets multiples est réduite au minimum et peut être entièrement éliminée par un garde de temps cyclique. L'OFDM se comporte efficacement avec le bruit impulsif en divisant les impulsions du bruit parmi toutes les sous-porteuses en raison de la

transformation de Fourier discrète au niveau du récepteur. Néanmoins, l'OFDM subit quelques sérieuses limitations. En effet, le signal OFDM résulte de l'addition de plusieurs signaux, chacun modulé par une porteuse différente, cette addition peut être cohérente sur certains intervalles et engendre alors de grandes amplitudes ou pics de puissances. Ces fluctuations mesurées par le facteur de crête (plus connu sous le nom de PAPR pour Peak-to-Average Power Ratio) causent des distorsions non linéaires quand on introduit le signal OFDM dans un équipement non linéaire comme l'amplificateur de puissance. Un PAPR élevé se traduit alors par une grande consommation d'énergie. Réduire le PAPR, et donc améliorer le rendement de l'amplificateur, contribue à réduire la consommation énergétique.

Depuis l'avènement des modulations multiporteuses et la mise en place des premiers standards, la réduction du PAPR est devenue un sujet de recherche populaire. Plusieurs méthodes pour réduire le PAPR sont présentes dans la littérature. Dans [1], une classification générale des méthodes de réduction du PAPR a été proposée où ces techniques ont été regroupées en trois grandes familles que sont : les techniques de distorsion du signal (Signal distortion), les techniques probabilistes et d'ajout de signal (multiple signaling and probabilistic) et les techniques de codage (coding techniques).

Comme le système PV est un organe important pour la génération de l'électricité dans les SG, le premier objectif des travaux de recherche présentés dans cette thèse est de proposer et de définir une technique de contrôle à la fois efficace, robuste et précise afin de gérer d'une façon optimale les flux énergétiques et d'optimiser les performances du système PV connecté au réseau. Dans un second temps, cette thèse vise à améliorer les performances des systèmes CPL haut débit à base d'OFDM. Ce second objectif est atteint en se focalisant sur les techniques de réduction du PAPR, dites d'ajout de signal, tout en proposant une nouvelle technique hybride pour atténuer l'effet du bruit impulsif et réduire le problème de PAPR. Notre intérêt pour les techniques d'ajout de signal est dicté par le fait qu'elles ont l'avantage d'être à compatibilité descendante, d'être en général sans dégradation du BER, et d'offrir un bon compromis entre réduction du PAPR et complexité numérique.

Afin d'arriver aux objectifs soulignés, cette thèse est composée de quatre chapitres et une conclusion :

Dans le premier chapitre, des généralités sur les systèmes photovoltaïques utilisés comme source d'énergie renouvelable dans les smart grids sont introduites. Le principe de fonctionnement de la cellule PV est exposé. En outre, les différentes configurations des système PV et la qualité d'énergie électrique sont recensées.

Dans le second chapitre, on va exposer quelques généralités sur la commande prédictive, afin d'appliquer cette commande sur le système photovoltaïque connecté au réseau à travers un onduleur triphasé à deux niveaux et à trois niveaux. Cette application nous a permis d'obtenir des puissances actives et réactives qui suivent toujours ses puissances de référence en assurant la poursuite du point de puissance maximale et le réglage de la tension continue à l'entrée de l'onduleur. Les résultats de simulation nous ont montré l'efficacité de la commande appliquée. À travers ces résultats, on a montré qu'on peut imposer une puissance réactive nulle dans le réseau électrique d'où un facteur de puissance pratiquement unitaire.

Le troisième chapitre présente les techniques CPL, ainsi qu'une étude bibliographique sur les méthodes de modélisation de la fonction de transfert d'un canal CPL. Ensuite, une description des techniques utilisées pour la modélisation du bruit impulsif est présentée, ce dernier est l'une des principales causes de dégradation sur un réseau CPL.

Le quatrième chapitre sera consacré à une bref état de l'art sur des techniques de réduction du PAPR. Cette étude de l'état de l'art s'articulera autour des trois familles de types de méthodes de réduction du PAPR. Pour les techniques de codage et les techniques probabilistes nous nous contenterons de présenter brièvement les méthodes les plus connues de ces familles. Concernant les techniques dites d'ajout de signal, l'état de l'art sera plus détaillée du fait que l'approche développée dans cette thèse s'inscrit dans cette thématique. Un intérêt particulier sera accordé aux techniques de Selective mapping (SLM) et de Partial transmit sequence (PTS) du fait de leur simplicité. Ce chapitre sera terminé par les résultats de simulation obtenus de modèle hybride proposé pour atténuer l'effet du bruit impulsif et réduire le problème de PAPR.

Enfin, une conclusion générale résumera les résultats et les interprétations des travaux effectués dans cette thèse, suivie par des perspectives pour des travaux futurs.

Chapitre 1

Généralité sur les systèmes photovoltaïques pour les smart grids

1.1 Introduction

Le soleil est une source énergétique quasiment illimitée, il pourrait couvrir plusieurs milliers de fois notre consommation globale d'énergie. C'est pourquoi, l'homme cherche depuis longtemps à mettre à profit cette énergie importante et diffusée sur l'ensemble de la planète, il est arrivé à réaliser ce but par le moyen dit cellule photovoltaïque. Un système photovoltaïque est un système d'alimentation électrique, constitué principalement d'un générateur photovoltaïque composé d'un seul ou de plusieurs modules solaires, d'un ensemble de batteries pour le stockage d'énergie électrique, d'un ou de plusieurs convertisseurs continu-continu pour fournir les tensions d'alimentation adéquates pour les batteries et les charges continues et un convertisseur continu-alternatif pour l'alimentation des appareils à courant alternatif ou pour la connexion au réseau.

D'autre part, l'évolution scientifique dans le domaine des communications et de l'automatisme, parallèlement avec l'exploitation des ressources renouvelables ont permis aux spécialistes de créer une nouvelle vision des réseaux électriques dit intelligents ou « smart » qui utilisent les technologies de l'information et de la communication (TIC) pour permettre un meilleur ajustement entre production et consommation d'électricité ainsi une bonne intégration des énergies renouvelables (en particulier les systèmes photovoltaïques).

Le chapitre 1 donne une brève description du smart grid, ensuite, on décrit les concepts de base du système photovoltaïque et de la production d'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Les principaux éléments du système photovoltaïque sont étudiés, allant du panneau photovoltaïque passant par les modules et les cellules, et terminant par les différentes configurations des systèmes photovoltaïques.

1.2 Définition de smart grid

D'une manière générale, il est difficile de donner une définition précise de ce que sont et seront les smart grids. Les définitions employées pour désigner la technologie 'smart grid' sont variées en fonction des politiques et des industries, mais elles se rejoignent sur l'utilisation élargie de technologies digitales, moyens de communication et systèmes de contrôle à distance appliqués tant aux réseaux électriques basse tension qu'auprès des sites de consommation avec équipements de comptage intelligent. Deux grandes approches des smart grids peuvent être identifiées pour définir cette technologie.

L'approche américaine s'intéresse davantage sur le développement des smart grids pour renforcer la sécurité de fourniture et l'efficacité des réseaux. De plus, en 2007, l'indépendance énergétique et la loi sur la sécurité (the Energy Independence and Security Act) du 110ème Congrès américain donne une définition très détaillée qui concentre sur les techniques et les caractéristiques du réseau intelligent du point de vue américain comme suit [2, 3] :

Les États-Unis ont pour politique d'appuyer la modernisation du système de transport et de distribution d'électricité du pays afin de maintenir une infrastructure électrique fiable et sécurisée, capable de répondre à la croissance de la demande, et de réaliser chacun des objectifs suivants, qui constituent le réseau intelligent :

- L'utilisation accrue des techniques de l'information numérique et les techniques de contrôle pour améliorer la fiabilité, la sécurité et l'efficacité du réseau électrique.
- L'optimisation dynamique des opérations et des ressources du réseau, avec un cyber sécuritaire complet.
- Le déploiement et l'intégration des ressources distribuées et de la production, y compris des ressources renouvelables.
- Le développement et l'intégration de la réponse à la demande, des ressources du côté de la demande et des ressources d'efficacité énergétique.

- Le déploiement de technologies « intelligentes » (en temps réel, automatisées, technologies interactives qui permettent d’optimiser le fonctionnement physique des appareils et des dispositifs de consommation) pour le comptage, les communications concernant les opérations et l’état du réseau et l’automatisation de la distribution.
- L’intégration des dispositifs et des appareils de consommateur « intelligents ».
- Le développement et l’intégration de technologies avancées de stockage d’électricité et d’élimination des pics, y compris les véhicules électriques rechargeables, et la climatisation à accumulation thermique.
- La fourniture des informations et des options de contrôle en temps convenable aux consommateurs.
- L’élaboration des normes pour la communication et l’interopérabilité des appareils et des équipements connectés au réseau électrique
- L’identification et la réduction des obstacles pratiques et services déraisonnables ou inutiles à l’adoption de technologies de réseaux intelligents.

L’approche européenne diffère substantiellement de l’approche américaine pour la raison principale que les réseaux y sont en meilleur état, davantage maillés et les opérateurs sont aussi en moins nombreux et donc ils sont plus facile à contrôler. En Europe, les exigences de régulation et les volontés politiques des états membres en matière d’écologie favorisent l’intégration des énergies renouvelables et la participation active des consommateurs. Les smart grids européens sont donc synonymes de producteurs d’énergies renouvelables et de compteurs intelligents. La plate-forme technologique européenne (ETP : European Technology Platform Smart Grids) pour les réseaux électriques du futur fournit une définition qui met l’accent sur les objectifs du réseau intelligent et montre que celui-ci a un impact sur l’ensemble du secteur de l’énergie, comme suite [4, 5] :

Les smart grids sont des réseaux électriques qui intègrent de manière intelligente les comportements et les actions de tous les acteurs connectés, les producteurs, les consommateurs et ceux qui consomment et produisent en même temps pour garantir une fourniture d’électricité efficiente, durable, économique et sûre. Un smart grid utilise des produits et des services innovants ainsi que des techniques intelligentes de surveillance, de contrôle, de communication et d’autoguérison.

Ainsi, il est certain que les réseaux de distribution du futur seront des réseaux plus complexes et seront différents des réseaux actuels par leur aspect, leur fonctionnement, leurs missions et leur déploiement [6]. Le tableau 1.1 illustre ces différences.

Réseau actuel	Smart grid
Electromécanique	Numérique
Unidirectionnel	Multi-Unidirectionnel
Génération centralisée	Génération décentralisée
Hierarchique	Maillé
Peu instrumenté	complètement instrumenté
Restauration manuelle	Auto-cicatrisant
Peu de contrôle	Flexible
Usagers	Clients
Un seul acteur économique	Choix du fournisseur

TABLE 1.1 – Comparaison entre les réseaux actuels et les smart grids [7].

1.3 Technologies du Smart grid

Une vision globale d'une infrastructure d'un smart grid est illustrée sur la figure 1.1 où la réalisation de ce réseau est reposé sur le développement et la maturation de nombreuses technologies essentielles incluses [8] :

Technologies de surveillance et de contrôle étendues : *Wide-area monitoring and control* : Des unités de mesure sont nécessaires pour la surveillance et l'affichage en temps réel des composants et des performances du système d'alimentation, sur toutes les interconnexions et sur des grandes zones géographiques, aident les opérateurs à comprendre et à optimiser le comportement et les performances du système. Des systèmes de surveillance à grande distance (WAMS : wide-area monitoring systems) et d'autres technologies avancées sont indispensables pour éviter les pannes et faciliter l'intégration des ressources en énergies renouvelables (RESs : renewable energy sources)

Intégration des technologies de l'information et de la communication : Ces technologies sont nécessaires pour permettre aux infrastructures de communication et d'informatiques de s'adapter aux caractéristiques du réseau intelligent. S'ils utilisent des réseaux de services privés ou publics, tels qu'internet, les données doivent être transmises de manière fiable et efficace dans l'ensemble du système.

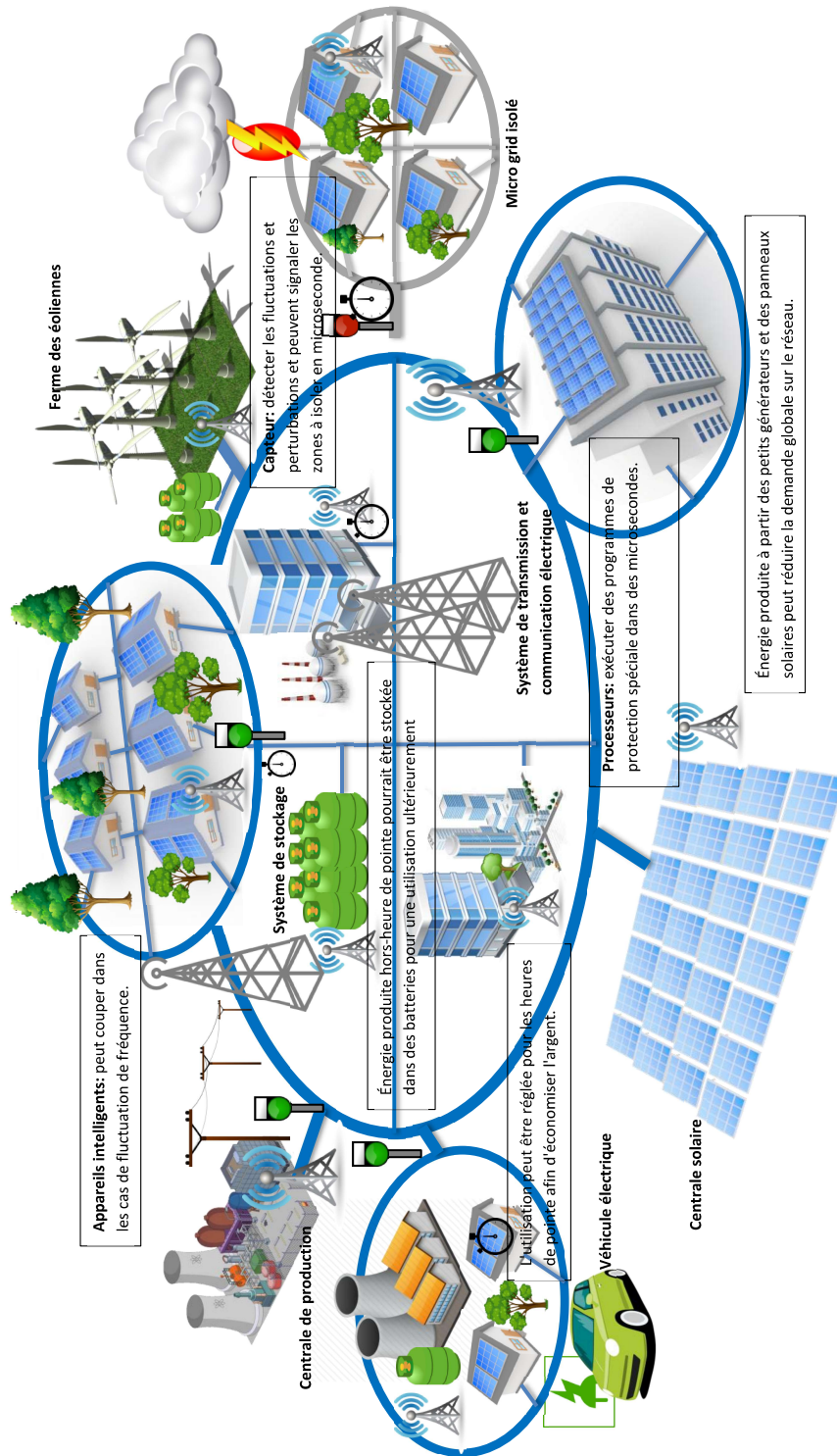


FIGURE 1.1 – Architecture d'un smart grid [9].

Une telle transmission doit se produire en temps réel pour certaines applications, telle que la surveillance et le contrôle, ou peut être retardée pour d'autres, comme

pour l'enregistrement de facturation et d'événements. De même, les capacités informatiques matérielles ou logicielles, doivent être mises à niveau pour faciliter l'échange d'informations dans les deux sens entre les parties prenantes et permettent une utilisation et une gestion plus efficaces du réseau.

Technologies d'intégration et de distribution des énergies renouvelables : L'intégration des ressources renouvelables de grande échelle (niveau du transport) à petite échelle (niveau résidentiel) peut présenter des difficultés pour la distribution et le contrôle de ces ressources ainsi que pour le fonctionnement du système électrique en raison de leur production intermittente, qui ne correspond pas aux schémas de la demande. Les systèmes de stockage d'énergie, peuvent résoudre ou peuvent même aider à atténuer ces problèmes en découplant la production et la livraison d'énergie. Par exemple, le stockage peut se décharger et fournir de l'énergie dans le soir, lorsque la demande est forte et l'énergie solaire se diminue, et par conséquent, il se rechargera la nuit lorsque le vent sera plus rapide. Donc, les réseaux intelligents peuvent aider à automatiser le contrôle, la production, la distribution et d'autres formes de réponse à la demande pour assurer un équilibre entre l'offre et la demande.

Technologies d'amélioration de la transmission : Il existe un certain nombre de technologies et d'applications pour les systèmes de transmission, tels que : les systèmes de transmission flexibles en courant alternatif (FACTS : flexible AC transmission systems), le courant continu à haute tension (HVDC : high voltage DC) et les supraconducteurs à haute température (HTSs : high temperature superconductors). Ces outils sont utiles pour permettre un transfert d'énergie électrique plus flexible et plus efficace. FACTS améliore la capacité de contrôle et de transfert des flux d'énergie, tandis que les lignes HVDC permettent le transfert de grandes quantités d'énergie provenant par exemple de grandes exploitations de RESs. Les HTSs utilisent les propriétés des matériaux supraconducteurs pour réduire considérablement les pertes de transmission.

Technologies de gestion du réseau de distribution : Grâce à l'automatisation et à la détection avancée des stations de distribution, ces techniques sont utilisées pour améliorer la fiabilité des systèmes de distribution et réduire les temps d'arrêt et de réparation et maintenir le niveau de tension. L'automatisation de la distribution (DA : Distribution automation) vise à traiter des données en temps réel pour des applications telles que la localisation des défauts, la reconfiguration automatique des départs, le contrôle de la puissance réactive et de la tension.

Les techniques de capteurs peuvent permettre une maintenance conditionnelle des composants du réseau et ainsi, une utilisation efficace des ressources et des puissances actives.

Infrastructure de comptage avancée : (*AMI : Advanced metering infrastructure*) : L'AMI implique le déploiement d'un certain nombre de technologies, comme les compteurs intelligents qui permettent un flux d'informations bidirectionnel, fournissant aux clients et aux services publics des données sur le prix et la consommation d'électricité, notamment le temps et la quantité d'électricité consommée. L'AMI ne signifie pas seulement le déploiement physique des compteurs intelligents, mais, il s'agit également d'un réseau de communication complexe et d'une infrastructure informatique, y compris de nombreux systèmes, tels qu'un système de gestion de données de compteurs, qui traite une quantité énorme de données et gère les données brutes pour créer des informations et des messages utiles pour les clients, et les aidant à utiliser l'énergie de manière intelligente.

Infrastructure de recharge de véhicules électriques : Ces infrastructures sont essentielles réservées pour permettre le développement des véhicules électriques hybrides rechargeables et des véhicules électriques à batterie. Ils gèrent la facturation, la planification et d'autres fonctionnalités intelligentes pour une recharge intelligente, tout en tenant compte de la demande et du contexte du marché en temps réel. À long terme, il est envisagé de développer des services plus avancés qui fournissent des services auxiliaires au système d'alimentation, tels que la technologie V2G (vehicle-to-grid).

Les systèmes côté client : sont utilisés pour aider à gérer la consommation d'électricité aux niveaux industriels, et résidentiels, comprennent les systèmes de gestion de l'énergie, les dispositifs de stockage, les appareils intelligents et la production décentralisée. Ces fonctionnalités peuvent être obtenues via des tableaux de bord énergétiques à domicile et des applications en ligne et sur des smartphones dédiées, capables de communiquer avec des périphériques intelligents et de les contrôler de manière adéquate.

1.4 Intégration des énergies renouvelables dans les smart grids :

L'augmentation de la pénétration et de la production de l'électricité à partir des sources d'énergies renouvelables, en particulier les éolien et les systèmes photovoltaïques ont reçu une croissance rapide dans les réseaux intelligents, et tient également au fait que ces sources sont propres et durables. La production d'énergie électrique à partir de ces sources d'énergies renouvelables peut être très élevée (supérieure à la demande) ou très faible (inférieure à la demande) en fonction des sources d'énergie disponibles, à savoir la vitesse du vent et le rayonnement solaire. Cependant, cette pénétration pose de nombreux défis, tels que l'efficacité des prévisions, la gestion du stockage d'énergie, les systèmes de gestion de la demande, le contrôle de la tension et la stabilité du système d'alimentation [10].

De plus, selon [11], l'insertion massive d'énergies renouvelables sur les réseaux électriques pose des problèmes techniques, en particulier pour les opérateurs de réseaux :

La première préoccupation concerne l'emplacement des installations de production. En effet, l'intégration de la production décentralisée conduit à l'opération bidirectionnelle, tandis que le réseau traditionnellement conçu pour transporter de l'énergie dans un seul sens.

La seconde, concerne la gestion des moyens de production intermittents dans le système électrique. Pour les faibles taux de pénétration, l'impact de la production intermittente est limité et peut-être géré par le système électrique. D'autre part, lorsque le taux de pénétration augmente, les déséquilibres peuvent se produire. Trois facteurs principaux influencent l'apparition des déséquilibres [11] :

- L'impact sur le réseau est plus fort lorsque la production n'est pas corrélée (correspond) à la consommation.
- Le besoin d'investissement est plus élevé lorsque le développement s'effectue dans des zones moins peuplées où les réseaux de transport et de distribution sont conçus avec plus de précision.
- La magnitude des adaptations de réseau nécessaires à l'insertion des petites installations à basse tension dépend très fortement de leur niveau de concentration.

1.5 Système photovoltaïque

1.5.1 Effet photovoltaïque

A.C. Becquerel fut le premier à découvrir en 1839, l'effet photoélectrique. Il a trouvé que certains matériaux pouvaient produire une petite quantité de courant sous l'effet de la lumière. Par la suite, Albert Einstein à découvert, en travaillant sur l'effet photoélectrique, que la lumière n'avait pas qu'un caractère ondulatoire, mais que son énergie était portée par des particules (les photons). L'énergie d'un photon est donnée par la relation suivante :

$$E_{Photon} = \frac{hC}{\lambda} \quad (1.1)$$

Où : h est la constante de Planck, C la vitesse de la lumière, et λ sa longueur d'onde. Ainsi, plus la longueur d'onde est courte, plus l'énergie du photon est grande. On peut dire que l'effet photovoltaïque est la conversion directe de l'énergie des photons constituant la lumière en énergie électrique. Cette conversion particulière de la lumière repose sur l'utilisation des propriétés électriques et optiques des matériaux semi-conducteurs sans avoir besoin d'utiliser d'autres dispositifs ou sources d'énergies extérieures d'où le nom conversion directe [12].

1.5.2 Cellule photovoltaïque

1.5.2.1 Principe de fonctionnement

La conversion photovoltaïque peut être simplement définie comme la transformation de l'énergie des photons en énergie électrique grâce au processus d'absorption de la lumière par la matière. Lorsqu'un photon interagit avec le matériau, il cède une partie de son énergie (ou toute) suite à la collision. Cette énergie permet d'arracher un électron à la matière, créant un déséquilibre électrique au sein du milieu. Généralement, toute l'énergie des photons, n'arrivant pas à se transformer en électricité, est absorbée par le matériau sous forme thermique. Même si le phénomène électrique est secondaire devant le phénomène thermique, récupérer tout, ou une partie de l'énergie électrique est le premier objectif des capteurs photovoltaïques. Cette récupération est possible par l'utilisation de cellules solaires confectionnées en associant un matériau semi-conducteur dopé N à un autre semi-conducteur dopé P comme le montre la figure 1.2 [13].

L'énergie produite par l'absorption d'un photon dans un matériau se traduit du point de vue électrique par la création d'une paire électron-trou. Cette réac-

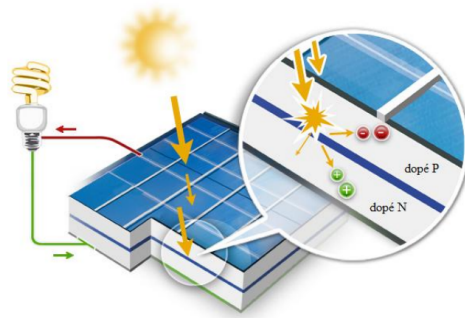


FIGURE 1.2 – Principe de fonctionnement d'une cellule PV.

tion entraîne une différence de répartition des charges générant une différence de potentiel électrique, c'est l'effet photovoltaïque. Le fait d'avoir associé deux types de matériaux pour créer une jonction permet de pouvoir récupérer les charges avant qu'elles ne se soient recombinées dans le matériau redevenu alors neutre. La présence de la jonction PN permet ainsi de maintenir une circulation de courant jusqu'à ses bornes.

La plupart des cellules photovoltaïques utilisent des semi-conducteurs pour récolter les paires électron-trou créées par la collision des photons dans le matériau. Chaque matériau possède son propre gap énergétique (bande d'énergie interdite entre la bande de valence et la bande de conduction). Tout photon possédant une énergie inférieure à ce gap et arrivant à la surface du matériau n'aura pas assez d'énergie pour arracher un électron au matériau même s'il entre en collision avec l'un d'entre eux. Le courant produit par un capteur PV est donc beaucoup plus faible que la quantité de photons arrivant sur le matériau car plusieurs conditions doivent être réunies pour que l'énergie d'un photon puisse réellement se traduire en courant. Si le gap du matériau est grand, peu de photons auront assez d'énergie pour créer du courant, mais aux bornes de la cellule, la tension en circuit ouvert sera grande et facilitera d'autant plus l'exploitation de l'énergie électrique. À l'inverse, un matériau avec un faible gap absorbe plus de photons mais présente une tension plus faible à ses bornes.

1.5.2.2 Différents types de cellules solaires

Les panneaux solaires ne sont pas constitués de la même manière. En effet, il existe un grand nombre de techniques mettant en oeuvre l'effet photovoltaïque. Parmi les approches de cellules PV existantes, deux grandes filières sont à distinguer en fonction du procédé de fabrication utilisé. la première concerne les cellules photovoltaïques classiques à base de semi-conducteurs telles que les cellules mo-

nocristallines et les cellules poly-cristallines et les deuxième représente les cellules photovoltaïques de nouvelle génération telles que les techniques à base de couches minces et les cellules organiques. La figure 1.3 illustre un exemple des différents types de cellules solaires.

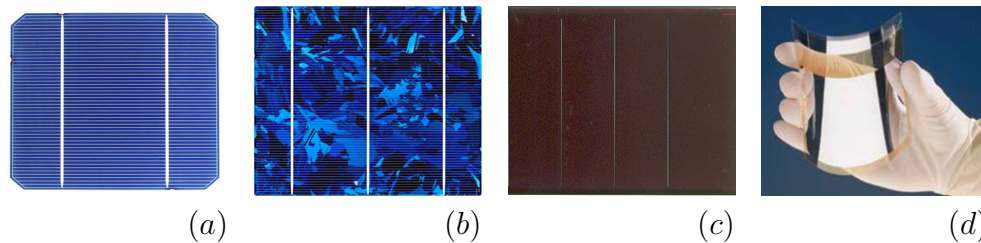


FIGURE 1.3 – Exemples des différents types de cellules solaires : a) monocristallin, b) polycristallin, c) amorphe, et d) organique.

1.5.3 Modélisation électrique d'une cellule photovoltaïque

Généralement, une simulation efficace du comportement des systèmes PV nécessite une modélisation parfaite de la cellule solaire. Afin de mieux utiliser l'irradiation disponible, il est essentiel de générer des caractéristiques I-V précises pour des modules PV. Pour cet objectif, plusieurs modèles pour déterminer le comportement d'une cellule solaire et par conséquent celui du module PV, la chaîne et le GPV ont été présentés dans la littérature. Bien qu'il existe d'autres modèles pour estimer la production d'un module photovoltaïque classique [14] comme le modèle à triples diodes, les deux modèles les plus répandus sont le modèle à une seule diode et celui à doubles diodes. Cette section présente ces deux principaux modèles.

1.5.3.1 Modèle à une diode

Le modèle à une diode a été largement utilisé grâce à sa simplicité et sa précision convenable pour la plupart des applications telles que l'analyse des performances d'une installation photovoltaïque, le dimensionnement d'un système photovoltaïque, l'étude de performance de l'algorithme de MPPT, l'étude de stabilité du raccordement au réseau. Le schéma équivalent d'un tel modèle est montré dans la figure 1.4. Ce modèle contient une source de courant qui représente l'irradiation reçue par la cellule et une diode pour modéliser la jonction P-N de la cellule. La résistance série représente la résistivité du matériau avec lequel sont fabriquées la cellule, la résistance de contact entre métal et semi-conducteur et la

résistance d'interconnexion entre cellules. La résistance parallèle représente tous les chemins traversés par le courant de fuite, que ce soit en parallèle de la cellule ou au bord d'elle-même. Il résulte généralement des dommages dans le cristal ou d'impuretés dans ou à côté de la jonction [15].

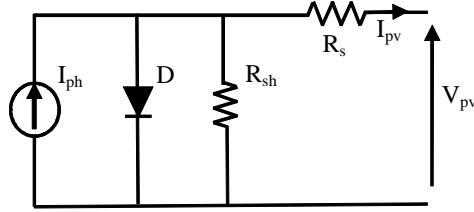


FIGURE 1.4 – Schéma équivalent d'une cellule PV (Modèle à une diode).

À partir de la figure 1.4 et la loi de Kirchhoff, on a la relation suivante :

$$i = I_{ph} - I_s \left[\exp \left(\frac{v + iR_s}{AV_t} \right) - 1 \right] - \frac{v + iR_s}{R_{sh}} \quad (1.2)$$

Avec :

I_{ph} : Courant généré par la lumière (A),

I_s : Courant de saturation de la diode (A),

R_s : Résistance série (Ω),

R_{sh} : Résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction (Ω),

$V_t = KT/q$: représente la tension thermique du semi-conducteur (V),

T : Température de fonctionnement de la cellule (Kelvin),

K : Constante de Boltzmann

A : Facteur d'idéalité de la diode,

i, v : Courant et tension de la cellule PV.

Les courants I_{ph} et I_s sont donnés par :

$$I_{ph} = S [I_{sc} + K_i (T - T_{ref})] \quad (1.3)$$

$$I_s = I_{rs} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{KA} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (1.4)$$

Avec :

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp \left(\frac{qV_{oc}}{AKT} \right) - 1} \quad (1.5)$$

Où : I_{sc} , V_{oc} : sont le courant de court-circuit et la tension de circuit-ouvert, respectivement.

1.5.3.2 Modèle à deux diodes

Le circuit équivalent du modèle à deux diodes est similaire à celui du modèle à une diode, la seule différence est l'utilisation d'une deuxième diode placée en parallèle avec la première afin de rendre le modèle du circuit équivalent plus représentatif (Figure 1.5). La diode supplémentaire modélise la génération/recombinaison des porteurs de charges dans la zone de charge.

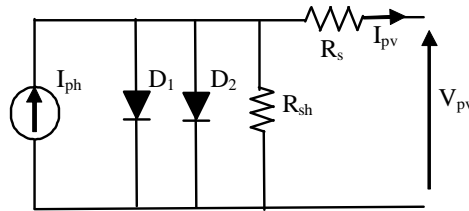


FIGURE 1.5 – Schéma équivalent d'une cellule PV (Modèle à deux diodes).

À partir de la figure, on a :

$$i = I_{ph} - I_{s1} \left[\exp \left(\frac{v + iR_s}{A_1 V_{t1}} \right) - 1 \right] - I_{s2} \left[\exp \left(\frac{v + iR_s}{A_2 V_{t2}} \right) - 1 \right] - \frac{v + iR_s}{R_{sh}} \quad (1.6)$$

Où : I_{s1} , I_{s2} : sont les courants de saturation de la première et de la deuxième diode, respectivement .

V_{t1} , V_{t2} : sont, respectivement, les tensions thermiques de la première et de la deuxième diode.

Ce modèle nécessite plus de paramètres, cela rend son utilisation plus compliquée que celle du modèle à une diode, mais sa précision est meilleure. Dans cette thèse, le modèle à une seule diode est adopté pour l'émulation du comportement de GPV qui assure un compromis entre simplicité et précision.

1.5.4 Création d'un champ photovoltaïque

Les puissances demandées par les charges couramment utilisées nécessitent conjointement des tensions supérieures à ceux que peuvent fournir les cellules, il faut donc envisager des groupements. Pour cela les cellules sont assemblées pour former un module. Donc, le module photovoltaïque est par définition un ensemble de cellules assemblées pour générer une puissance électrique exploitable lors de son exposition à la lumière. Les connections en série de plusieurs cellules augmentent la tension pour un même courant, tandis que la mise en parallèle accroît le courant en conservant la même tension.

Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle afin d'augmenter la tension et l'intensité du courant d'utilisation. Toutefois, il est important de prendre quelques précautions car l'existence de cellules moins efficaces ou l'occlusion d'une ou plusieurs cellules (due à de l'ombrage, de la poussière, etc.) peuvent endommager les cellules de façon permanente. L'association des modules entre eux forme des panneaux (ou champ) photovoltaïques. Dans cette thèse, le terme générateur photovoltaïque (GPV) est utilisé pour désigner, selon l'application considérée, un module ou un panneau PV. Pour garantir une durée de vie importante d'une installation photovoltaïque destinée à produire de l'énergie électrique sur des années, des protections électriques doivent être ajoutées aux modules commerciaux afin d'éviter des pannes destructrices liées à l'association des cellules en série et des panneaux en parallèle. Pour cela, deux types de protections classiques sont utilisés dans les installations actuelles : par une diode anti-retour ou par une diode by-pass [16]. La diode anti-retour empêche un courant négatif dans les GPV. Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle, ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple, une batterie durant la nuit. Les diodes by-pass peuvent isoler un sous-réseau de cellules lorsque l'éclairement n'est pas homogène évitant ainsi l'apparition des points chauds et la destruction des cellules mal éclairées.

1.5.5 Simulation du générateur photovoltaïque

Un module PV est généralement caractérisé par deux courbes caractéristiques qui représentent le courant en fonction de la tension de la sortie $I_{PV}(V_{PV})$, et la puissance en fonction de la tension $P_{PV}(V_{PV})$. Dans cette thèse, un panneau constitué de 30 modules (chaque module est constitué de 36 cellules) connectés en série, de type BP MSX60, est choisi pour l'étude et la simulation.

La figure 1.6 illustre les résultats de simulation des caractéristiques du panneau implémenté sur le logiciel Matlab/Simulink sous différents niveaux d'irradiation à la température ambiante et d'autre part, le panneau est simulé sous diverses valeurs de température à un éclairement constant $G = 1000W/m^2$. Nous pouvons constater que la puissance de sortie du panneau est directement proportionnelle à l'éclairement. Alors que dans le cas de la variation de la température, la puissance générée est inversement proportionnelle à la température.

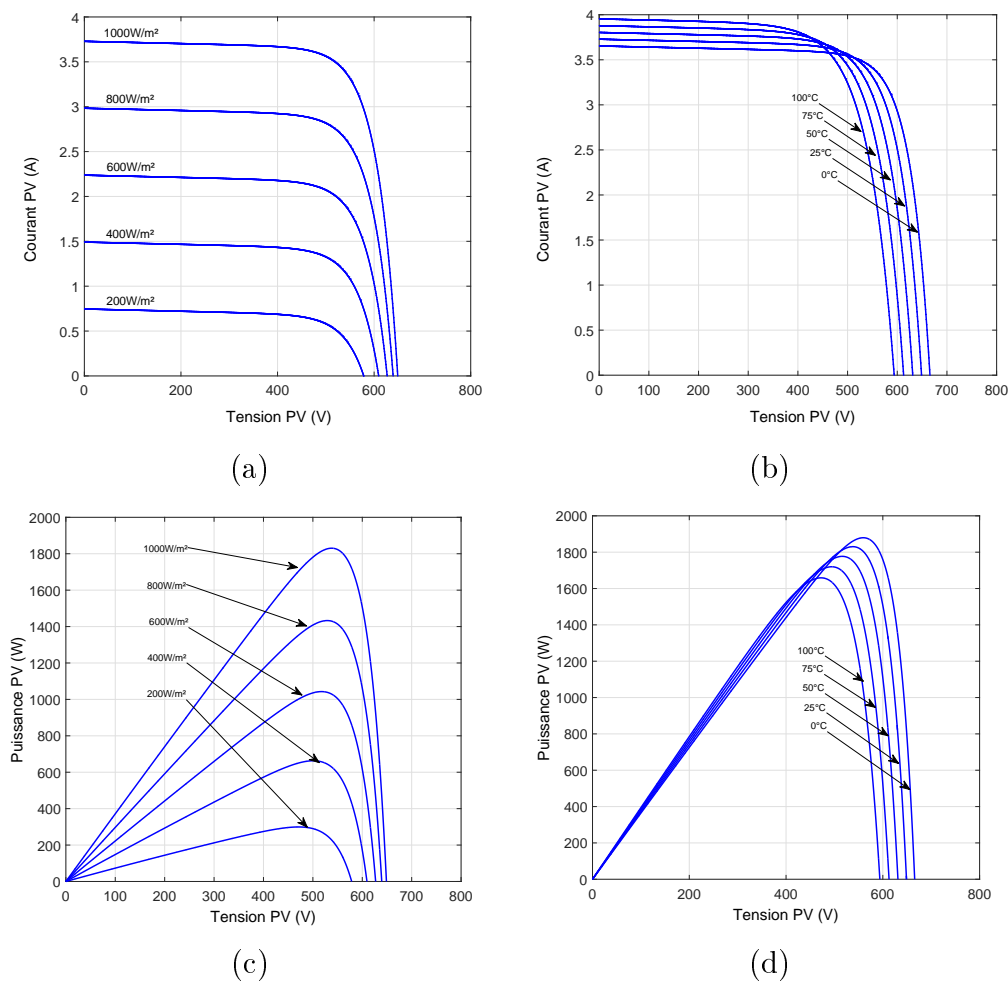


FIGURE 1.6 – Evolution de la caractéristique I-V. (a) en fonction de l'irradiation. (b) en fonction de la température. (c) et (d) la caractéristique P-V correspondant.

1.5.6 Poursuite de point de puissance maximale

En effet, les systèmes photovoltaïques doivent fournir une énergie maximale même dans des conditions environnementales variables. Pour obtenir la puissance maximale du panneau solaire, des techniques d'une commande appelée suivie du point de puissance maximale (MPPT : Maximum Power Point Tracking) sont développés dans la littérature. Le principe de cette commande est d'effectuer une recherche du point de puissance maximale (PPM) tout en assurant une parfaite adaptation entre le générateur et sa charge de façon à transférer le maximum de puissance. Au cours des dernières années, des études approfondies ont été consacrées au développement des contrôleurs MPPT. Les méthodes développées jusqu'à présent peuvent être classées en deux catégories : les méthodes d'intelligence artificielle et les méthodes conventionnelles [18].

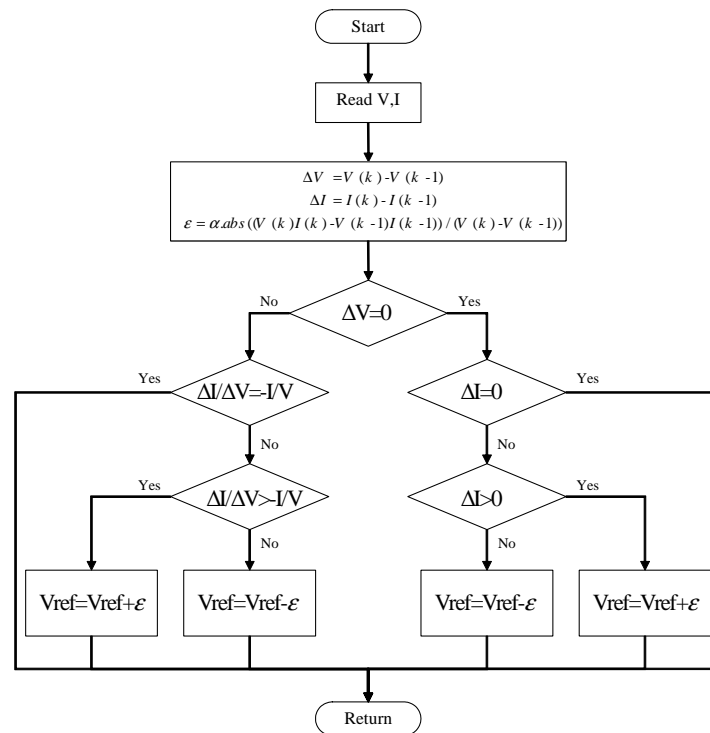


FIGURE 1.7 – Organigramme de l’algorithme conductance incrémentale modifié [17].

Parmi les techniques MPPT existant dans la littérature qui montrent leur efficacité du suivi, on trouve le PPM, qui est l’algorithme de conductance incrémentale (Cond Inc) [19] lorsque le champ PV est exposé à des variations rapides des conditions climatiques. Typiquement, le principe de cet algorithme est basé sur la dérivée de la puissance de sortie du panneau avec sa tension comme le montre l’équation suivante :

$$\frac{DP}{DV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (1.7)$$

En se référant à l’équation 1.7, le point de puissance maximum est atteint si $\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}$ et on peut dire que le point de fonctionnement est à gauche de PPM si $\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}$ et il est à droite du PPM si $\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}$. Il faut aussi noter que l’algorithme de Cond Inc est généralement implémenté en utilisant un pas fixe. Dans cette thèse, nous utilisons la méthode de Cond Inc basée sur un pas variable [17, 20]. Dans ce cas, la taille du pas est automatiquement ajustée en fonction du point de fonctionnement. Si le point de fonctionnement est éloigné de PPM, l’algorithme augmente la taille du pas, ce qui permet une capacité de suivi rapide. Par contre, si le point de fonctionnement est proche du PPM, la taille du pas

devient automatiquement très petite, ce qui réduit les oscillations. La taille du pas variable adoptée pour cet algorithme est donnée par :

$$\varepsilon = \eta \left| \frac{v_{pv}(k)i_{pv}(k) - v_{pv}(k-1)i_{pv}(k-1)}{v_{pv}(k) - v_{pv}(k-1)} \right| \quad (1.8)$$

avec : $v_{pv}(k)$ et $i_{pv}(k)$ sont la tension et le courant de sortie du générateur PV au temps d'échantillonnage k , respectivement. η est un facteur pour ajuster la taille du pas. La figure 1.7 donne l'organigramme de l'algorithme MPPT à conductance incrémentale avec un pas variable utilisé dans cette thèse.

1.6 Configuration des systèmes photovoltaïque

L'électricité photovoltaïque a dans un premier temps été développé pour des applications autonomes sans connexion à un réseau électrique. Donc, les systèmes PV sont classés en général en deux groupes : les systèmes PV autonomes (hors réseau) et les systèmes connectés au réseau. La configuration la plus simple et la moins chère des systèmes PV, consiste à alimenter directement, sans étage d'adaptation des charges à courant continu (CC) via une diode anti-retour comme illustre la figure 1.8. Bien sûr, il faut s'assurer auparavant que la charge accepte bien la connexion directe au générateur de puissance continue qu'est le panneau solaire. Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette connexion est sa dépendance directe entre la puissance fournie par le GPV et la charge CC, où dans ce cas, le point de fonctionnement du GPV résulte de l'intersection entre la courbe $I(V)$ de la charge CC et la caractéristique $I_{PV}(V_{PV})$ du GPV [12]. Ceci mène fréquemment à une exploitation non-optimale de la source PV. Pour résoudre ce problème, et afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, un étage d'adaptation est utilisé.

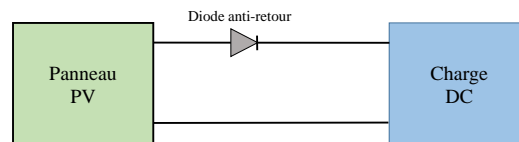


FIGURE 1.8 – Couplage directe

On peut trouver deux types d'étages d'adaptation électronique distincts. Le premier type permet de connecter le GPV à une charge continue, se sont les

convertisseurs DC-DC (hacheurs). Par contre, le second type permet d'effectuer une conversion continue-alternative (DC-AC) pour connecter le GPV à des charges ayant besoin des tensions alternatives, c'est le cas d'utilisation des onduleurs. Dans la pratique, l'utilisation de ces types d'étages d'adaptation a plusieurs configurations selon les besoins : un couplage d'un GPV avec une charge CC via un hacheur, un couplage d'un GPV avec une charge CA via un seul onduleur ou le couplage avec deux étages de conversion DC-DC et DC-AC. De plus, l'utilisation d'un onduleur permet d'injecter toute ou une partie de l'énergie photovoltaïque produite dans un réseau de distribution. La figure 1.9 résume les différentes configurations du système PV où la tâche de la commande MPPT est affectée soit au hacheur soit à l'onduleur. Dans ce qui suit, on décrit brièvement les deux principaux éléments d'adaptation (hacheurs et onduleurs) dans les systèmes PV.

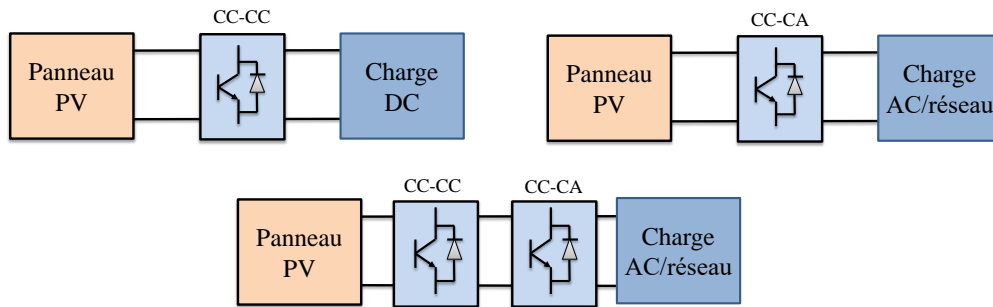


FIGURE 1.9 – Différentes configurations du système PV

1.6.1 Convertisseur DC-DC

Comme il est décrit précédemment, pour que le GPV fonctionne à sa puissance maximale, un étage d'adaptation doit être inséré entre la source et la charge. Le premier type permet d'assurer le bon fonctionnement, ce sont les convertisseurs DC-DC. Ils sont des montages électriques constitués de condensateurs, de bobines et de commutateurs, dont le rôle est de transformer une puissance d'entrée du type continu en une puissance de sortie continue. Ce type de montage permet à travers une commande pertinente d'un interrupteur à semi-conducteur de régler le transfert d'énergie entre une source et un récepteur. Dans le cas des systèmes PV, il va nous permettre de faire l'adaptation entre le GPV et une charge DC, et de poursuivre le point de puissance maximale PPM quelles que soient les conditions de fonctionnement (ensoleillement, température, variation de charge, etc.). Les types de convertisseurs DC-DC généralement utilisés sont : le convertisseur

élévateur de tension (hacheur parallèle ou boost), abaisseur de tension (hacheur série ou buck) et élévateur-abaisseur de tension (hacheur série-parallèle ou buck-boost).

1.6.1.1 Convertisseur élévateur (Boost)

Un convertisseur boost, est une alimentation qui a pour rôle principal de convertir une tension d'entrée continue (aux bornes du panneau PV) en une autre tension de sortie (à la borne de la charge) de valeur plus forte. Son circuit de base est donné par la figure 1.10. Le principe de fonctionnement d'un convertisseur boost est divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur :

- Lorsque l'interrupteur est fermé (état passant), le courant dans l'inductance va augmenter, et une énergie sous forme d'énergie magnétique est stockée. La diode est donc bloquée, et la charge sera déconnectée.
- Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance est alors en série avec le générateur et sa tension va s'ajouter à celle du générateur : c'est l'effet survolteur. L'énergie cumulée dans l'inductance sera donc transférée vers la capacité.

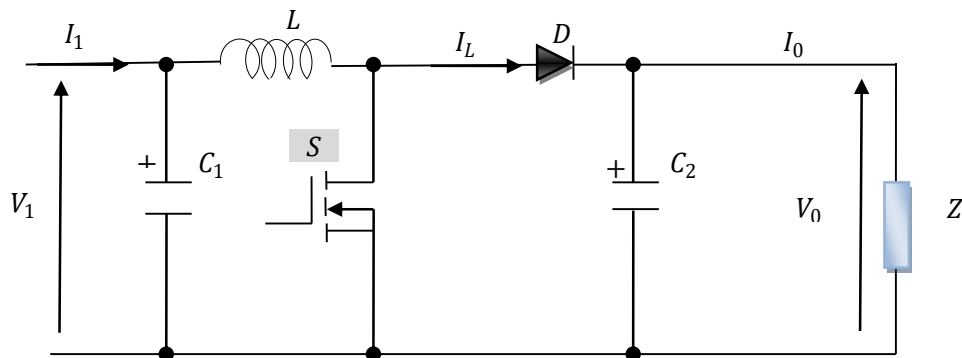


FIGURE 1.10 – Schéma de base d'un convertisseur boost.

1.6.1.2 Convertisseur abaisseur (Buck)

Un convertisseur buck, est une alimentation qui convertit une tension d'entrée continue en une tension de sortie continue de valeur plus faible. La figure 1.11 présente son circuit idéal.

Le principe de base du fonctionnement de ce type de convertisseur est le suivant :

- Lorsque l'interrupteur est fermé, la diode se bloque et un courant circulera dans la charge à travers l'inductance.
- Lorsque l'interrupteur sera ouvert, la diode sera saturée, la source et la charge ne seront plus en contact et l'inductance maintiendra le courant dans la charge.

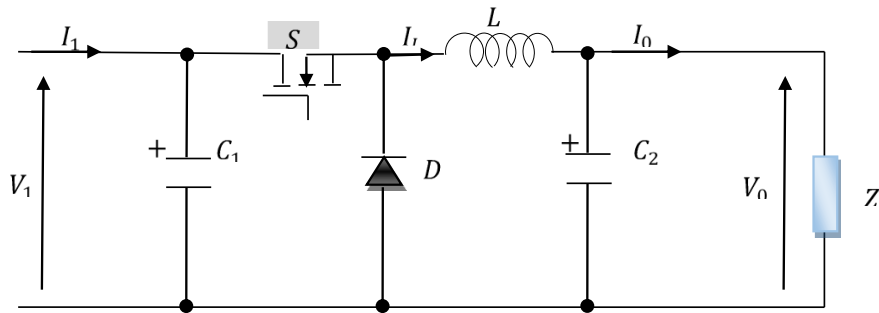


FIGURE 1.11 – Schéma de base d'un convertisseur buck.

1.6.1.3 Convertisseur éleveurs-abaisseurs (Buck-Boost)

Il est possible de concevoir des convertisseurs de types éleveurs-abaisseurs qui combinent les propriétés des deux Hacheurs Buck et Boost. Ils peuvent être employés pour transformer idéalement n'importe quelle tension continue d'entrée en n'importe quelle tension continue de sortie plus faible ou plus grande. Le schéma de principe d'un convertisseur buck-boost est représenté par la figure 1.12

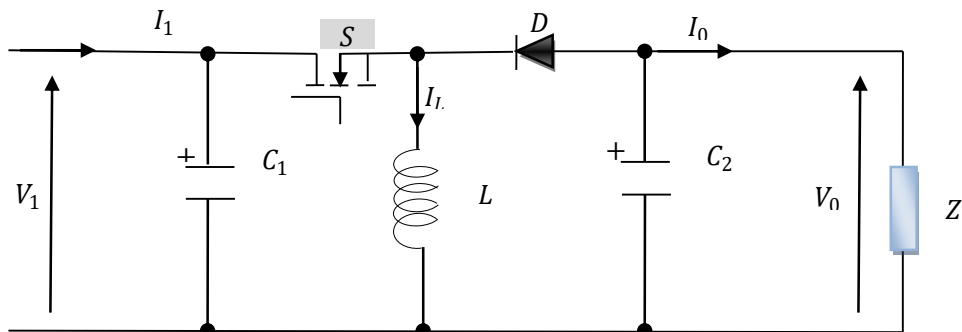


FIGURE 1.12 – Schéma de base d'un convertisseur buck-Boost.

1.6.2 Convertisseur DC-AC

Le second type d'étages d'adaptation sont les convertisseurs DC-AC (onduleurs). Ils permettent d'assurer le bon fonctionnement des systèmes PV et d'alimenter une charge à courant alternatif. Par suite, un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance qui permet de délivrer une tension alternative à partir d'une source à courant continu. La structure d'un onduleur est généralement constituée d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor), les transistors de puissance ou les thyristors.

1.6.2.1 L'onduleur à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation, où chaque bras est composé de deux interrupteurs bidirectionnels, qui fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur. L'interrupteur bidirectionnel peut être réalisé par une diode et un IGBT montés en tête bêche comme montre la figure 1.13.

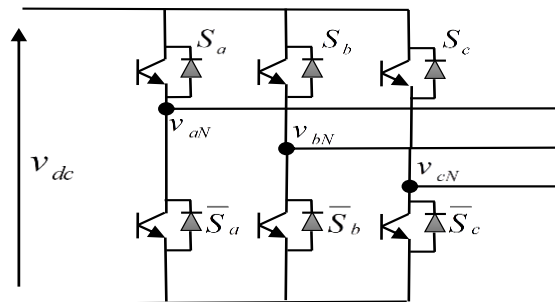


FIGURE 1.13 – Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Fonctions de commutation [21] : Pour chaque interrupteur $S_{i,j}$ ($i = 1, 2, j = 1, 2, 3$), on définit une fonction de commutation $F_{i,j}$:

$$F_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{i,j} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{i,j} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (1.9)$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante :

$$F_{2,j} = 1 - F_{1,j}, \quad j = 1 - 3 \quad (1.10)$$

Etats d'un bras et états de l'onduleur : Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles :

Etat P : L'interrupteur du haut est fermé, tandis que l'interrupteur du bas est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre de la source est donc égale à V_{dc}

Etat N : L'interrupteur du haut est ouvert, tandis que l'interrupteur du bas est fermé. La tension de sortie par rapport au neutre de la source est donc égale à $0V$.

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états : PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P, le deuxième est à l'état N et le troisième est à l'état N.

Tensions de sortie de l'onduleur [21] : Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue (o) peuvent être exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (1.11)$$

V_{dc} étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (1.12)$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + 2F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (1.13)$$

A partir des équations 1.11, 1.12 et 1.13, on déduit que :

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source v_{1o} , v_{2o} et v_{3o} peuvent prendre deux valeurs : V_{dc} et 0 , ce qui est à l'origine de l'appellation : *onduleur à deux niveaux*.

- Les tensions composées v_{12} , v_{23} et v_{31} peuvent prendre trois valeurs : $-V_{dc}$, V_{dc} et 0.
- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge v_1 , v_2 et v_3 peuvent prendre cinq valeurs : $-\frac{2}{3}V_{dc}$, $-\frac{1}{3}V_{dc}$, 0, $\frac{1}{3}V_{dc}$ et $\frac{2}{3}V_{dc}$.

1.6.2.2 L'onduleur à trois niveaux

Le besoin d'améliorer la forme de la tension de sortie des onduleurs conduit à introduire d'autres types des onduleurs dits multi niveaux, proposés pour la première fois par [22], notamment depuis que ce genre de topologie de convertisseur a été préféré dans de nombreuses applications à haute tension et à haute puissance. Plusieurs topologies des onduleurs multiniveaux sont proposées dans la littérature, qui peuvent être divisées généralement en trois catégories [23] : les onduleurs à diodes flottantes, les onduleurs à capacités flottantes et les onduleurs en cascade. Parmi ces topologies, l'onduleur à diodes flottantes est celui qui attire le plus d'attention, vu sa structure la plus simple. À la suite de cette thèse, on se limite pour les onduleurs multiniveaux à l'étude de cas de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.

L'onduleur de tension à trois niveaux (figure. 1.14), est constitué de douze interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en tête bêche d'un transistor et une diode. Ces interrupteurs sont divisés sur trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs. On associe à chaque bras des diodes appelées diodes flottantes, qui servent à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue. Dans ce cas, on suppose que la tension V_{dc} est divisée en égalité entre les deux capacités.

Fonctions de commutation : Pour chaque interrupteur $S_{i,j}$ ($i = 1, 2, 3, 4$ $j = 1, 2, 3$), on définit une fonction de commutation $F_{i,j}$:

$$F_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{i,j} \text{ est fermée} \\ 0 & \text{si } S_{i,j} \text{ est ouverte} \end{cases} \quad (1.14)$$

La complémentarité deux à deux des interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante :

$$F_{i,j} = 1 - F_{(i-2)j}, \quad i = 3, 4 \quad j = 1, 2, 3 \quad (1.15)$$

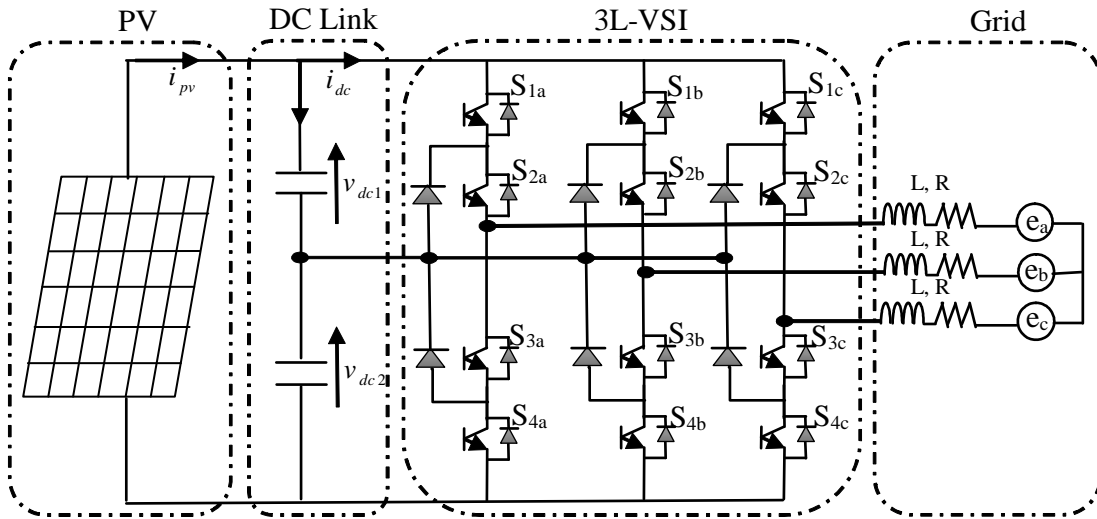


FIGURE 1.14 – Onduleur de tension triphasé à trois niveaux.

Etats d'un bras et états de l'onduleur : En mode commandable, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles.

Etat P : Les deux interrupteurs du haut sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $\frac{V_{dc}}{2}$.

Etat O : Les deux interrupteurs du milieu sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $0V$.

Etat N : Les deux interrupteurs du bas sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $-\frac{V_{dc}}{2}$.

On définit pour chaque bras, trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras :

$$\begin{cases} F_{c,1,j} = F_{1,j}F_{2,j} \\ F_{c,2,j} = F_{2,j}F_{3,j} \\ F_{c,3,j} = F_{3,j}F_{4,j} \end{cases} \quad j = 1, 2, 3 \quad (1.16)$$

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a $3^3 = 27$ états possibles. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état PON indique que le premier bras est à l'état P, le deuxième est à l'état O, et le troisième est à l'état N.

Tensions de sortie de l'onduleur : Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (o) sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (1.17)$$

À un instant donné, une seule des trois fonctions de connexions des bras prend la valeur 1. Les autres fonctions sont à zéro. Ainsi, on peut avoir trois niveaux de tension pour chacune des tensions v_{1o} , v_{2o} et v_{3o} , ce qui est à l'origine de l'appellation : *onduleur à trois niveaux*.

Les tensions composées entre les phases de la charge sont :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (1.18)$$

Dans le cas d'une charge équilibrée, les tensions de sortie par rapport au neutre de la charge sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} \\ 2F_{c12} - F_{c11} - F_{c13} & 2F_{c22} - F_{c21} - F_{c23} & 2F_{c32} - F_{c31} - F_{c33} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (1.19)$$

1.7 Qualité d'énergie électrique

Au cours des dernières années, la qualité d'énergie est devenue une question plus importante dans le secteur de l'électricité. La qualité de l'énergie électrique peut être perturbée, en raison des appareils électriques (charge) qu'ils l'affectent tels que les convertisseurs de l'électronique de puissance, les moteurs, les divers appareils électroménagers, etc., ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs sensibles raccordés au réseau. Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs caractéristiques (la fréquence, l'amplitude et la forme d'onde qui doit être sinusoïdale, la symétrie du système triphasé) de l'énergie électrique

qui est délivrée sous forme d'un système triphasé de tension sinusoïdale peut-être considérée comme perturbation.

En effet, on peut observer plusieurs phénomènes qui peuvent affecter les différents caractéristiques, et par conséquent, affecter aussi le bon fonctionnement de réseau électrique tels que : les creux de tension et les coupures, les surtensions temporaires ou transitoires, les fluctuations lentes de la tension (flicker), les variations de la fréquence, les déséquilibres du système triphasé, les harmoniques et inter-harmoniques, les tensions continues dans les réseaux alternatifs [24]. Dans ce qui suit, nous nous limiterons à la présentation des perturbations provoquées par les harmoniques.

1.7.1 Perturbations harmoniques

Les harmoniques peuvent être définies comme des composantes sinusoïdales dont la fréquence est un multiple entier de la fondamentale (50 Hz), qui provoque une distorsion de l'onde sinusoïdale résultante de la somme de ces harmoniques et le signal fondamental. elles sont principalement dues à des installations non linéaires telles que les convertisseurs ou les gradateurs électroniques..., etc.

En général, les harmoniques se divisent à partir de leur ordre en deux groupes :

- Des harmoniques d'ordre pair (2, 4, 6, ...) très fréquemment négligeables, elles s'annulent en raison de la symétrie du signal.
- Des harmoniques d'ordre impair (3, 5, 7, ...) qui sont souvent plus rencontrées sur un réseau électrique.

De plus, si les fréquences des composantes sinusoïdales sont inférieures ou ne sont pas des multiples de celle du fondamentale on appelle ici à d'autres types des harmoniques dites : Intra-harmoniques et Inter-harmoniques, respectivement. La figure 1.15 illustre un exemple d'une onde déformée résultante de l'addition d'un signal fondamental de fréquence 50 Hz avec des harmoniques d'ordre impair de degré 3, 5, et 7.

1.7.2 La distorsion harmonique totale (THD)

Le taux total de distorsion harmonique (THD : Total Harmonics Distortion) qui lui tient compte de l'ensemble des harmoniques du signal analysé est un indice important, largement utilisé et généralement employé pour avoir une représentation globale de la déformation d'un signal périodique distordu. Ce taux de distorsion harmonique est égal au rapport de la valeur efficace de l'ensemble des signaux (tension ou courant) harmoniques par rapport à la valeur efficace du

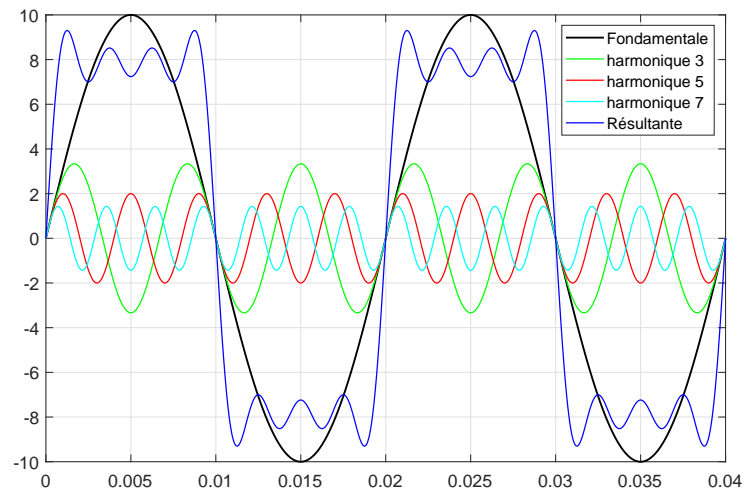


FIGURE 1.15 – Exemple de Distorsion harmonique.

signal fondamental. Le THD est défini pour les signaux de tension et de courant, respectivement, comme suit :

$$THD_v(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_f} \times 100 \quad (1.20)$$

$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_f} \times 100 \quad (1.21)$$

où V_f et I_f sont les valeurs efficaces du signal analysé de tension et du courant, respectivement.

V_h et I_h sont leurs harmoniques de rang h respectivement.

Selon les normes d'interconnexion au réseau, le courant électrique injecté au réseau doit avoir un taux de distorsion inférieur à 5%. Le tableau 1.2 illustre les limites de distorsion, imposées par les normes pour les composantes harmoniques [25, 26].

Ordre d'harmonique	Limite de distorsion
$< 11^{eme}$	$< 4.0\%$
$11^{eme} - < 17^{eme}$	$< 2.0\%$
$17^{eme} - < 23^{eme}$	$< 1.5\%$
$23^{eme} - < 35^{eme}$	$< 0.6\%$
$> 35^{eme}$	$< 0.3\%$
Total harmonic distortion (THD)	$< 5.0\%$

TABLE 1.2 – Limites de distorsion harmonique

1.8 Conclusion

À travers ce premier chapitre on a présenté l'énergie solaire PV pour les smart grids, ce type d'énergie renouvelable est le plus connu dans le monde actuel. Pour cela, nous avons commencé par définir le smart grid et le principe de la conversion de l'énergie solaire en électricité. Cela conduit à définir l'élément de base de cette conversion. La modélisation de la cellule PV et ses caractéristiques électriques ont été abordé. Ensuite, nous avons présenté les éléments d'une chaine de conversion PV avec un aperçu sur quelques techniques MPPT. Pour terminer, les configurations des systèmes PV ont été présenté.

Chapitre 2

Commande prédictive des onduleurs photovoltaïques connectés au réseau

2.1 Introduction

Au cours des dernières années, la commande prédictive présente plusieurs avantages qui la rendent appropriée pour le contrôle des convertisseurs de puissance à savoir ; les concepts sont intuitifs et faciles à comprendre, elle peut être appliquée à une variété de systèmes, les contraintes et les non-linéarités peuvent être facilement incluses, le cas des systèmes multivariables peut être considéré, et le contrôleur résultant est facile à implémenter. Par ailleurs, la commande prédictive nécessite un grand nombre de calculs par rapport à un système de contrôle classique. Cependant, les microprocesseurs disponibles aujourd'hui rendent possible la mise en œuvre de cette commande.

Le principe de fonctionnement de cette commande est basé sur l'utilisation du modèle du système pour la prédiction du comportement futur des variables contrôlés. Cette information est utilisée par le contrôleur afin d'obtenir la commande optimale, selon un critère d'optimisation prédéfini, la famille de commande prédictive peut-être divisée en quatre catégories comme proposé dans [27] : la commande deadbeat, la commande basée sur l'hystérésis, la commande basée sur la trajectoire, et la commande prédictive à base de modèle (deadbeat control, hysteresis based control, trajectory based control and model predictive control (MPC)). Le critère d'optimisation de la commande prédictive à base d'hystérésis doit garder la variable contrôlée à l'intérieur des limites d'une zone d'hystérésis, tandis que dans le contrôle de trajectoire, les variables sont forcés de suivre une trajectoire prédéfinie. Dans le contrôle de deadbeat, la commande optimale est celle qui fait l'erreur égale à zéro dans le prochain instant d'échantillonnage. Un

critère plus souple est utilisé dans le cas de la commande prédictive à base de modèle, qui exprimée comme une fonction de coût à minimiser. Dans cette thèse la commande MPC est choisie pour être appliquée sur l'onduleur PV à deux et à trois niveaux.

2.2 La commande prédictive à base de modèle (MPC)

Bien que les idées de MPC aient été développées dans les années 1960 comme une application de la théorie du contrôle optimal, l'intérêt industriel pour ces idées a commencé à la fin des années 1970 [28]. Depuis lors, MPC a été appliqué avec succès dans l'industrie des procédés chimiques, où les constantes de temps sont assez longues pour effectuer tous les calculs requis. Les premières applications des idées de MPC dans l'électronique de puissance peuvent être trouvées à partir des années 1980. Cependant, elle est limitée sur les systèmes à haute puissance avec une fréquence de commutation faible [29]. L'utilisation des fréquences de commutation plus élevées n'était pas possible à cette période en raison du temps de calcul important requis pour l'algorithme de commande. Cependant, avec le développement des microprocesseurs rapides et puissants, l'intérêt pour l'application du MPC dans l'électronique de puissance a considérablement augmenté au cours de la dernière décennie [27, 29].

Les méthodes MPC utilisées dans l'électronique de puissance sont classées en deux classes principales : Continuous Control Set MPC (CCS-MPC) et Finite Control Set MPC (FCS-MPC). De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante :

- L'utilisation d'un modèle permettant de prédire le comportement futur des variables jusqu'à un horizon.
- L'utilisation d'une fonction de coût qui représente le comportement souhaité du système.
- La commande optimale est obtenue en minimisant la fonction de coût.

La figure 2.1 résume le principe de fonctionnement de MPC. Les valeurs futures des états du système sont prévues jusqu'à un horizon de temps prédéfini $k + N$ en utilisant le modèle du système et les informations disponibles (mesurées) dans l'instant précédent (temps k). La séquence optimale des actions est calculée en minimisant la fonction du coût et le premier élément de cette séquence est appliqué. Ensuite, ce processus est répété à nouveau pour chaque instant d'échantillonnage, compte tenu des nouvelles données disponibles (ou mesurées).

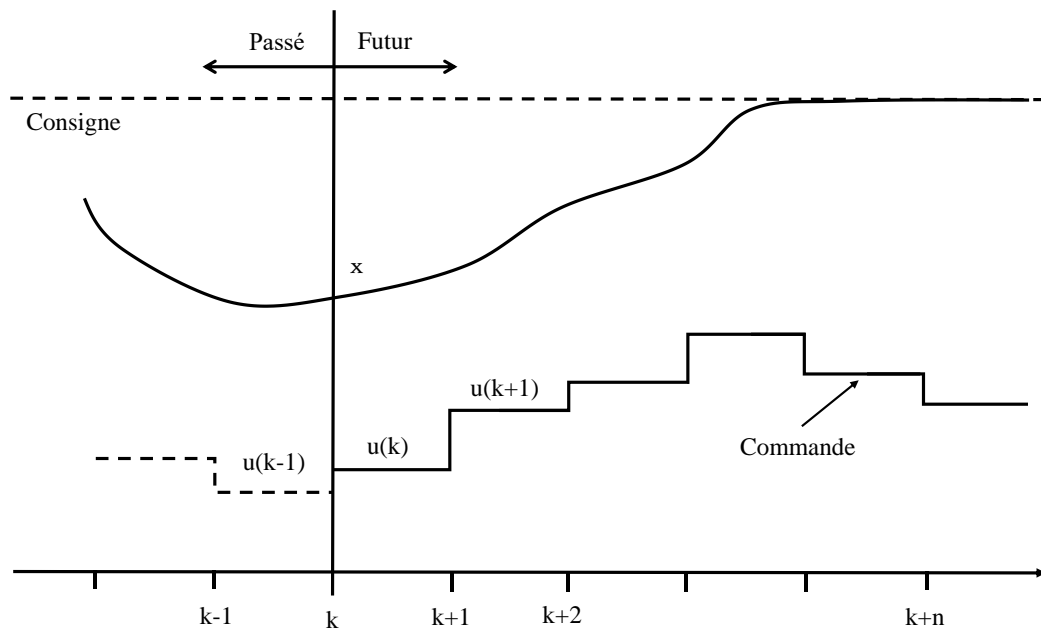


FIGURE 2.1 – Principe de la commande MPC.

2.3 Commande prédictive de l'onduleur à deux niveaux

Dans le cas des convertisseurs de puissance, la stratégie de la commande est basée sur le fait que seul un nombre fini d'états de commutation possibles peut être généré par le convertisseur et que les modèles du système peuvent être utilisés pour prédire le comportement des variables pour chaque état de commutation. Par conséquent, pour la sélection de l'état de commutation approprié à appliquer, une fonction de coût qui sera évaluée pour les valeurs prévues des variables à contrôler doit être définie. La prédiction de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible, puis l'état qui minimise la fonction de coût est utilisé. De plus, un modèle discret de la charge est nécessaire pour prédire le comportement des variables évalués par la fonction de coût. Cette stratégie de contrôle peut être résumée dans les étapes suivantes :

- Définir une fonction de coût J .
- Construire un modèle du convertisseur et ses états de commutation possibles.
- Construire un modèle de la charge pour la prédiction.

2.3.1 Modèle de convertisseur

Le schéma de principe du système PV connecté au réseau avec un onduleur à deux niveaux, qu'on le note dans cette thèse par 2L-VSI (2 Level Voltage Source Inverter), soumis à une commande MPC est représenté à la figure 2.2.

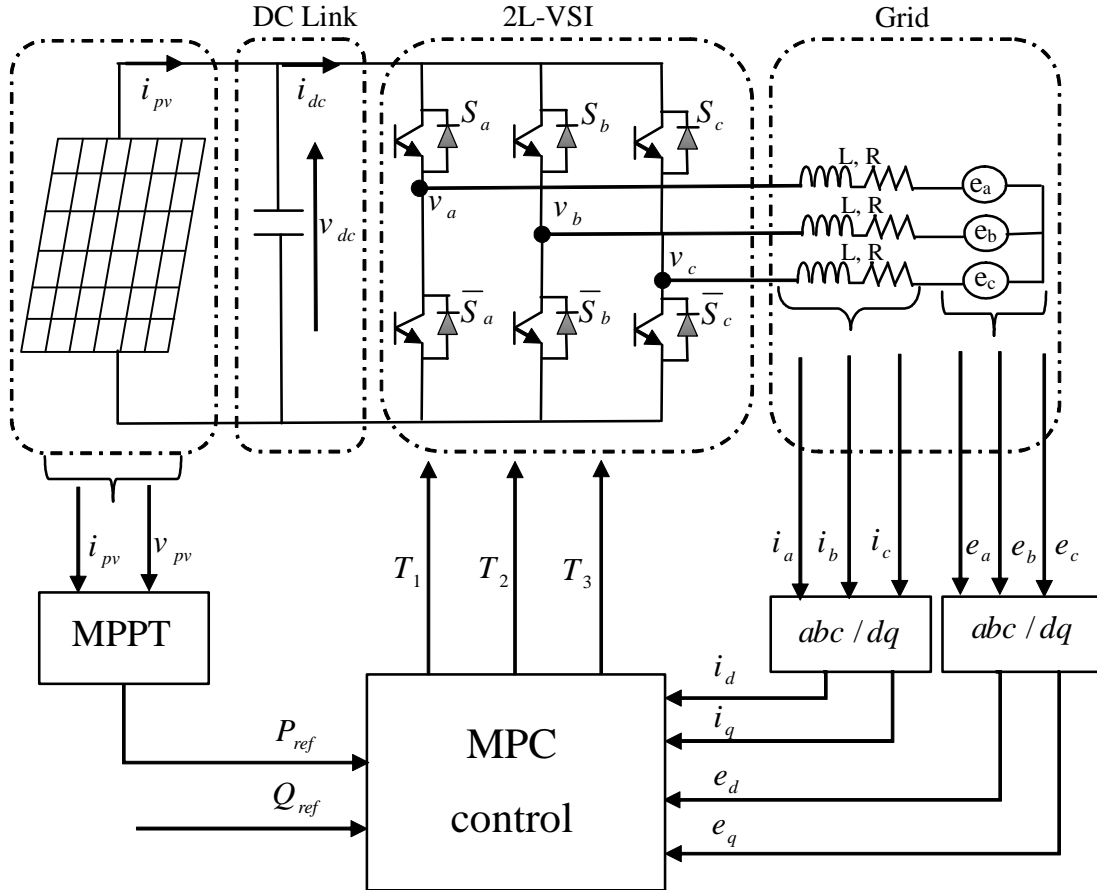


FIGURE 2.2 – Schéma fonctionnel du système PV connecté au réseau avec un onduleur à deux niveaux [30].

Comme il est décrit dans le chapitre précédent, les interrupteurs de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur. Pour cette raison, l'état de commutation des interrupteurs peut être représentée par les signaux de commutation S_a , S_b et S_c comme suit :

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ on et } S_4 \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_1 \text{ off et } S_4 \text{ on} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } S_2 \text{ on et } S_5 \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_2 \text{ on et } S_5 \text{ off} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 \text{ on et } S_6 \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_3 \text{ on et } S_6 \text{ off} \end{cases} \quad (2.3)$$

Ces signaux de commutation définissent la valeur des tensions de sortie [29] :

$$v_{aN} = S_a V_{dc} \quad (2.4)$$

$$v_{bN} = S_b V_{dc} \quad (2.5)$$

$$v_{cN} = S_c V_{dc} \quad (2.6)$$

où : V_{dc} est la tension du source PV.

Considérant un vecteur unitaire $a = \exp(j2\pi/3) = -\frac{1}{2} + j\sqrt{3}/2$ qui représente le déphasage entre les phases. Ensuite, le vecteur de tension de sortie peut être défini comme [29] :

$$V = \frac{2}{3} (v_{aN} + \mathbf{a}v_{bN} + \mathbf{a}^2v_{cN}). \quad (2.7)$$

Avec : v_{aN} , v_{bN} et v_{cN} sont les tensions de phase à neutre (N) de l'onduleur.

De cette manière, l'état de commutation $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ génère un vecteur de tension V_0 défini comme suit :

$$V_0 = \frac{2}{3} (0 + \mathbf{a}0 + \mathbf{a}^20) = 0 \quad (2.8)$$

L'état de commutation $(S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 0)$ génère un vecteur de tension V_1 défini comme suit :

$$V_1 = \frac{2}{3} (V_{dc} + \mathbf{a}0 + \mathbf{a}^20) = \frac{2}{3}V_{dc} \quad (2.9)$$

Le vecteur de tension V_2 est généré par l'état de commutation $(1, 1, 0)$:

$$V_2 = \frac{2}{3} (V_{dc} + \mathbf{a}V_{dc} + \mathbf{a}^20) = \frac{2}{3}V_{dc} \quad (2.10)$$

les autres vecteurs sont généré de la même manière jusqu'au vecteur V_7 qui égale à :

$$V_7 = \frac{2}{3} (V_{dc} + \mathbf{a}V_{dc} + \mathbf{a}^2V_{dc}) = \frac{2}{3}V_{dc} (1 + \mathbf{a} + \mathbf{a}^2) = 0 \quad (2.11)$$

La figure 2.3 illustre les circuits équivalents pour les exemples précédents (V_0 , V_1 , V_2 et V_7). Le tableau 2.1 résume tous les états de commutation avec les vecteurs de tension qui leur correspondent.

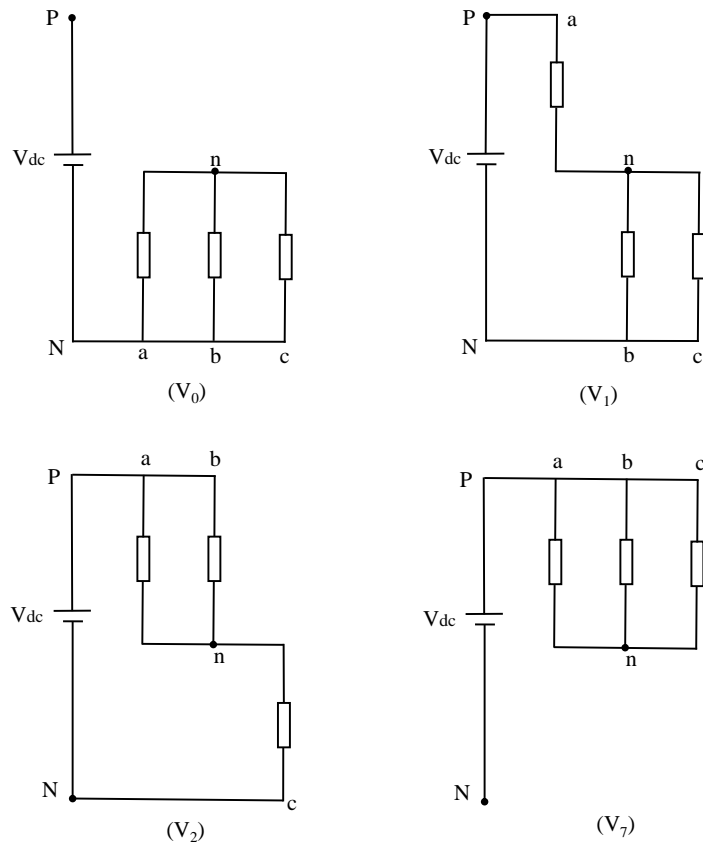


FIGURE 2.3 – Les circuits équivalents pour les exemples (V_0 , V_1 , V_2 et V_7)

S_a	S_b	S_c	vecteurs de tension V
0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$V_7 = 0$

TABLE 2.1 – Les états de commutation et les vecteurs de tension de sortie

2.3.2 Modèle de la charge

En référence à la figure 2.2, le côté AC de l'onduleur est caractérisé par les équations différentielle suivantes :

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{L}v_{aN} - \frac{1}{L}e_{aN}, \quad (2.12)$$

$$\frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{L}v_{bN} - \frac{1}{L}e_{bN}, \quad (2.13)$$

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L}i_c + \frac{1}{L}v_{cN} - \frac{1}{L}e_{cN}. \quad (2.14)$$

D'autre part, le côté AC de l'onduleur est caractérisé par les équations suivantes :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{pv} - i_{dc} = i_{pv} - \frac{e_d i_d + e_q i_q}{v_{dc}} \quad (2.15)$$

Où e_d, e_q et i_d, i_q sont les composants des tensions et des courants de réseau dans le plan $d-q$, respectivement.

2.3.3 Implémentation de la commande

Le modèle discret sera utilisé pour prédire la valeur future ($K+1$) du courant de charge à partir des tensions et des courants mesurés à l'instant K . Pour cela, on utilise l'approximation d'Euler pour un temps d'échantillonnage T_s :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{1}{T_s} (i_l(k+1) - i_l(k)), l = a, b, c \quad (2.16)$$

Alors, les courants du réseau peuvent être exprimés comme suit :

$$i_l(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_l(k) + \frac{T_s}{L} (v_l - e_l), \quad l = a, b, c. \quad (2.17)$$

Ainsi, la prédiction des courants dans le plan $d-q$ est écrite par l'équation suivante :

$$i_l(k+1) = i_{ld}(k+1) + j i_{lq}(k+1), \quad l = a, b, c. \quad (2.18)$$

Par conséquent,

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_d(k) + \frac{T_s}{L} (v_d - e_d), \quad (2.19)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_q(k) + \frac{T_s}{L} (v_q - e_q). \quad (2.20)$$

D'autre part, les expressions des puissances dans le plan $(d - q)$ sont données par :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d & e_q \\ e_q & -e_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Par suite, la puissance prédite pour chaque vecteur d'état est :

$$P(k+1) = e_d i_d(k+1) + e_q i_q(k+1), \quad (2.22)$$

$$Q(k+1) = e_q i_d(k+1) - e_d i_q(k+1). \quad (2.23)$$

La détermination de la fonction de coût joue un rôle important dans le comportement du MPC, dans notre cas la fonction de coût J à optimiser, en utilisant la puissance active et réactive sur l'horizon de prédiction est donnée par :

$$J = |P_{ref}(k+1) - P(k+1)| + |Q_{ref}(k+1) - Q(k+1)|, \quad (2.24)$$

Où :

P_{ref} and Q_{ref} sont les valeurs de référence correspondantes aux puissances actives et réactives, respectivement.

En outre, puisque la technique MPC fournit la capacité de prédire le comportement du système pour une période future de n instants d'échantillonnage en obtenant les actions de contrôle nécessaires à l'instant actuel, nous utilisons deux étapes de prédiction future[30] :

$$i_d(k+2) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_d(k+1) + \frac{T_s}{L}(v_d - e_d) \quad (2.25)$$

$$i_q(k+2) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_q(k+1) + \frac{T_s}{L}(v_q - e_q) \quad (2.26)$$

Dans ce cas, les puissances actives et réactives sont prédites par :

$$P(k+2) = e_d i_d(k+2) + e_q i_q(k+2) \quad (2.27)$$

$$Q(k+2) = e_q i_d(k+2) - e_d i_q(k+2) \quad (2.28)$$

Et la fonction de coût est donnée par :

$$g = |P_{ref}(k+2) - P(k+2)| + |Q_{ref}(k+2) - Q(k+2)| + J \quad (2.29)$$

Avec :

J est la fonction de coût à l'instant $(k+1)$ défini par Eq. (2.24).

Cette proposition de la prévision est prévue pour améliorer l'efficacité du système PV connecté au réseau soumis à des variations des conditions climatiques telles que le niveau d'irradiation solaire et la valeur de la température du module PV.

2.3.4 Résultats de simulation

La simulation du système global est effectuée à l'aide de l'outil Matlab/Simulink sous différentes conditions de fonctionnement, où les paramètres et les données fournies par le module PV Solarex MSX60-60W utilisé dans ces simulations sont données dans le tableau 2.2. Afin de valider l'efficacité du schéma de commande adopté, la présente étude est divisée en deux modes de fonctionnement : Le premier mode pour un niveau d'irradiation variable à la température ambiante et le deuxième mode sous une valeur variable de la température et un niveau d'irradiation constant [30].

Parameter	Value
Typical peak power	60W
Voltage at peak power	17.1V
Current at peak power	3.5A
Short circuit current	3.8A
Open circuit voltage	21.1V
Temperature coefficient of I_{sc}	3mA/°C
Nominal operating cell temperature (T_{ref})	49°C
Factor of PV technology	1.5
Series resistance	0.21
ns	36
np	1

TABLE 2.2 – Paramètres du module photovoltaïque MSX60-60W [17].

2.3.4.1 Premier mode de fonctionnement

Dans cette partie, les simulations sont exprimées en termes de changement de l'irradiation solaire qui diminue à partir de $1KW/m^2$ à $0.4KW/m^2$ au temps $t = 0.4$ sec et augmente de $0.4KW/m^2$ à $1KW/m^2$ au temps $t = 0.6$ sec [30].

La figure 2.4 montre l'évolution de la tension, le courant, et les puissances active et réactive du bus continu dans le régime statique. Il est clair de la figure 2.4 que la commande a parfaitement stabilisée la tension du bus continu et elle

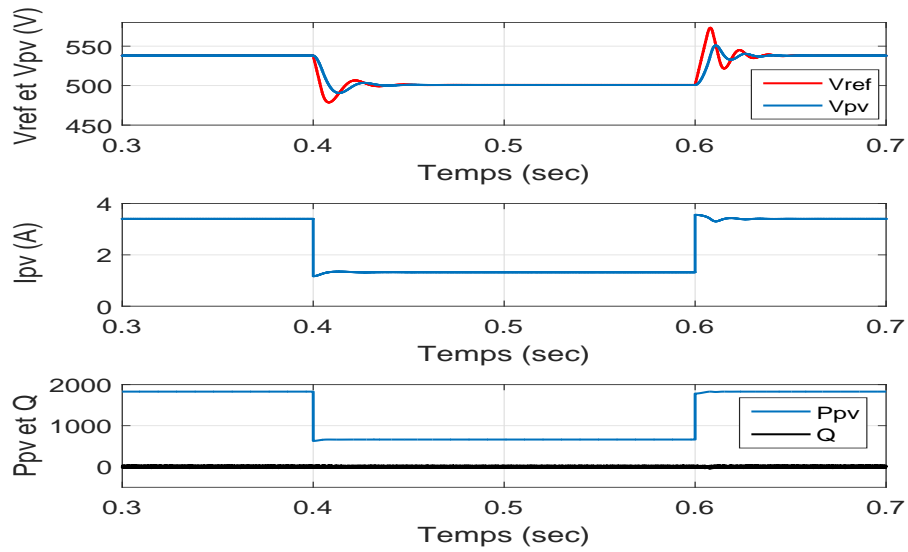


FIGURE 2.4 – Evolution de la tension V_{PV} , le courant I_{PV} , et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction d’une variation de l’irradiation solaire.

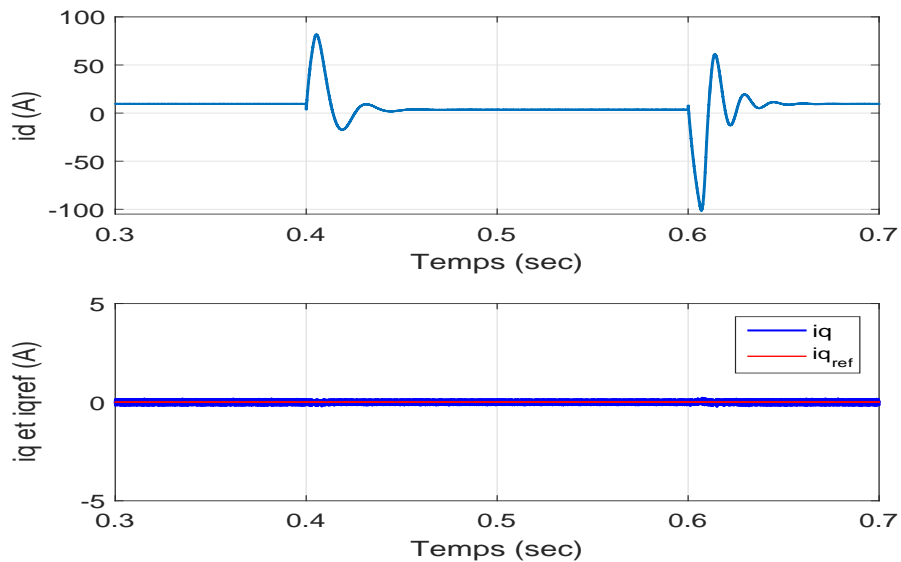


FIGURE 2.5 – Comportement des composants i_d et i_q du courant de ligne du réseau en fonction de variation de l’irradiation solaire.

a assurée une erreur minimale. De plus, on remarque qu'en régime permanent, la puissance réactive est quasi-nulle tout le temps alors que la puissance active suit sa référence. Par conséquent, la puissance active générée par le GPV est totalement injectée au réseau électrique en assurant ainsi un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

La figure 2.5 illustre les résultats obtenus pour les composants d et q du courant du réseau. on constate qu'après un régime transitoire, la composante directe i_d du courant dans le réseau prend une valeur constante dépendante du niveau de puissance du champ photovoltaïque. La composante i_q est pratiquement nulle. En outre, on peut constater que les composantes d et q du courant du réseau ne sont pas affectées par les changements rapides des conditions atmosphériques et par conséquent, le facteur de puissance n'est pas affecté.

Enfin, la figure 2.6 présente la forme d'onde du courant du côté réseau. En effectuant un zoom, nous pouvons remarquer que le courant du réseau est parfaitement sinusoïdal. De plus, le procédé de commande proposé a démontré son efficacité en maintenant le courant et la tension du réseau en phase à différents niveaux de l'irradiation solaire, comme indiqué sur la figure 2.7.

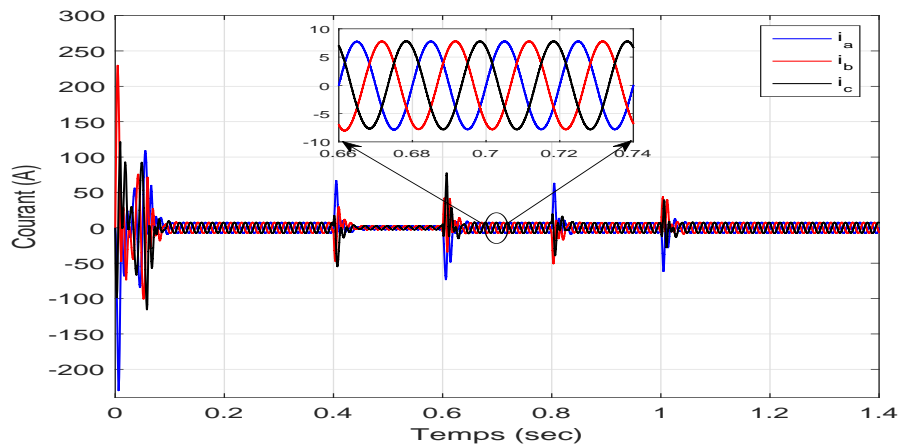


FIGURE 2.6 – Variation du courant triphasé injecté au réseau.

2.3.4.2 Deuxième mode de fonctionnement

En fait, dans ce cas un test de variation de la température est conduit afin d'évaluer la performance de la commande proposée dans laquelle la température varie à l'instant $t = 0.8\text{sec}$ de 25°C à 50°C , et de 50°C à 25°C , au temps $t = 1\text{sec}$.

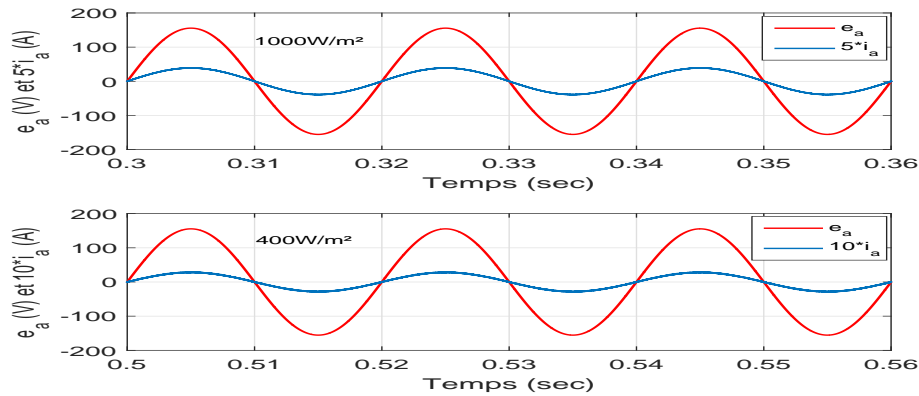


FIGURE 2.7 – La tension et le courant de la phase (a) du réseau sous différents niveaux d’irradiation solaire.

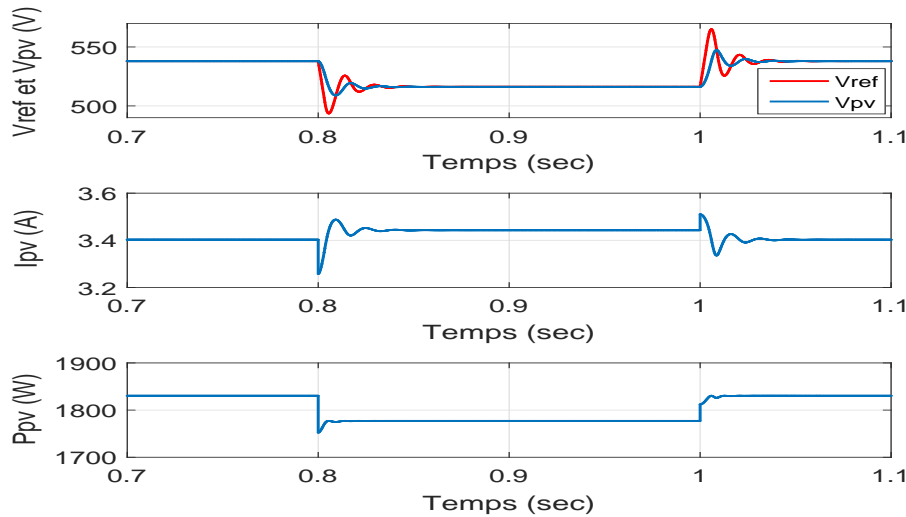


FIGURE 2.8 – Evolution de la tension V_{PV} , le courant I_{PV} et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction d’une variation de la température.

Après chaque changement de la température, les nouvelles valeurs du courant et de tension sont rapidement atteints, par conséquent, le PPM est parfaitement suivi (figure 2.8). D’autre Part, la figure 2.9 indique que la composante directe du courant i_d prend une nouvelle valeur correspondante à la nouvelle valeur de la puissance fournie par le champ photovoltaïque. Contrairement à la composante du courant i_q du réseau, qu’est restée nulle. Par suite, le facteur de puissance n’est pas affecté par le changement de la température [30].

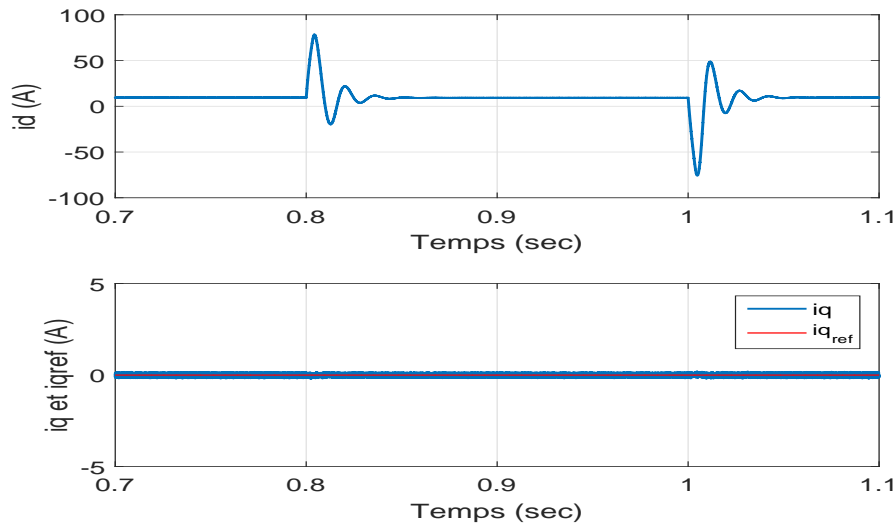


FIGURE 2.9 – Comportement des composants i_d et i_q du courant de ligne du réseau en fonction d'une variation de la température.

2.3.4.3 Utilisation de deux étapes de prédiction

L'utilisation de la prédiction future en deux étapes donne les mêmes performances en termes d'efficacité pendant le suivi de PPM, comme le montre la figure 2.10. Évidemment, les résultats obtenus confirment l'efficacité de la méthode de contrôle proposée pour le MPPPT tout en garantissant une réduction des fluctuations autour des PPM aussi minime que possible pour le régime transitoire et l'état de stabilité [30].

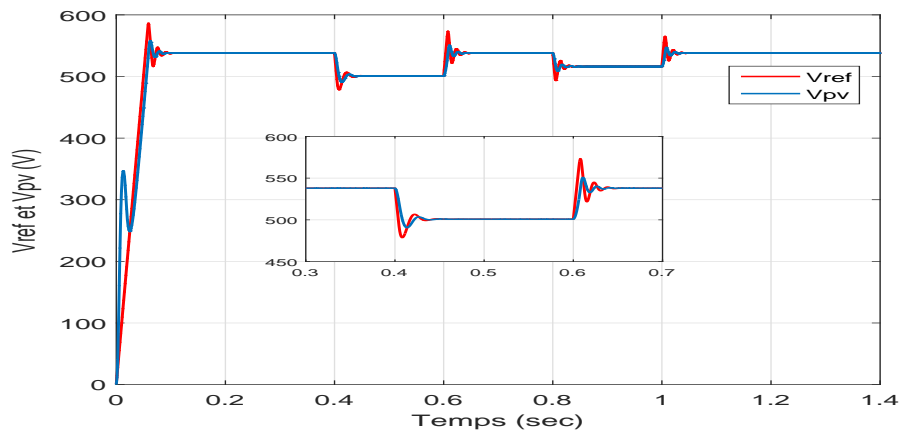


FIGURE 2.10 – Evolution de la tension de bus continu utilisant une prévision en deux étapes.

2.4 Commande prédictive de l'onduleur à trois niveaux

Fondamentalement, le modèle 3L-VSI présente de nombreux avantages par rapport au modèle traditionnel 2L-VSI, tels que le fonctionnement avec des tensions supérieures à celles des dispositifs de commutation, des tensions en mode commun réduites et des variations de tension plus faibles (dv/dt) [31].

La stratégie de la commande présentée dans la section 2.3 pour les onduleurs à deux niveaux est utilisée dans le cas des onduleurs à trois niveaux, c.-à-d., on construit un modèle du convertisseur et ses états de commutation possibles et un modèle pour la charge, ensuite, l'état qui minimise une fonction de coût donnée est utilisée.

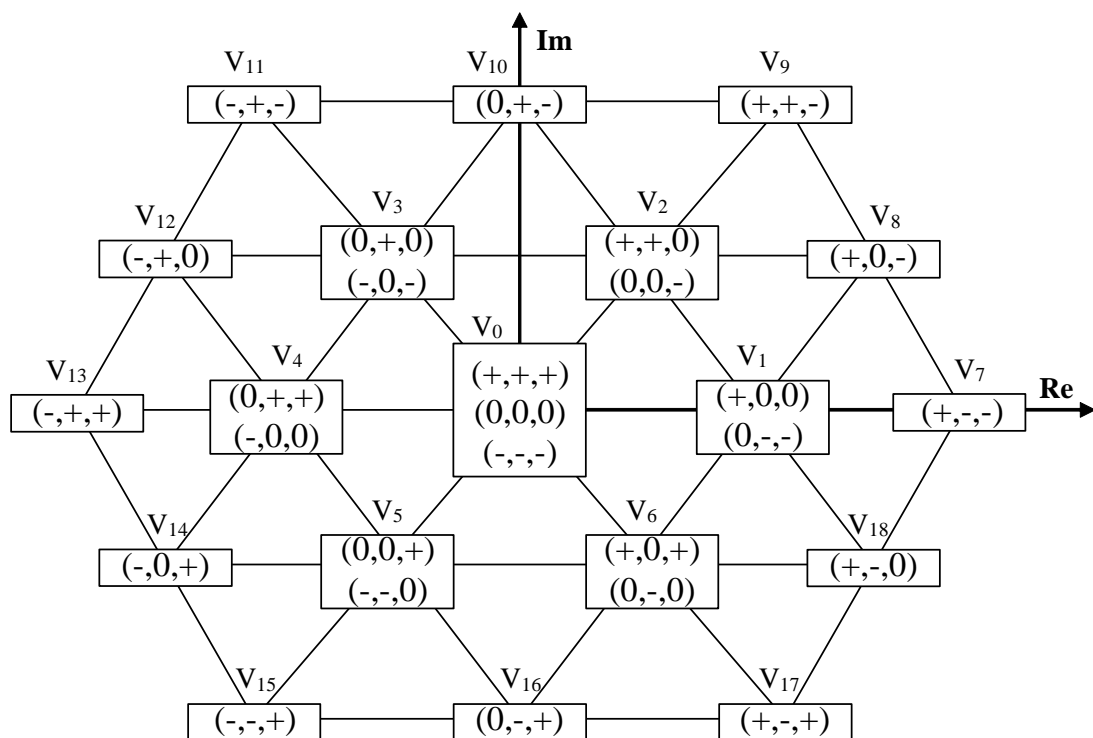


FIGURE 2.11 – États de l'onduleur à trois niveaux.

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a $3^3 = 27$ états possibles. Notez que certains états de commutation sont redondants et génèrent le même vecteur de tension, donc, on a seulement 19 vecteurs de tension différents (Fig.2.11). Par exemple, le vecteur V_0 peut être généré par trois états de commutation différents : $(+, +, +)$, $(0, 0, 0)$ et $(-, -, -)$ qui génèrent les circuits équivalents illustrés sur la figure 2.12.

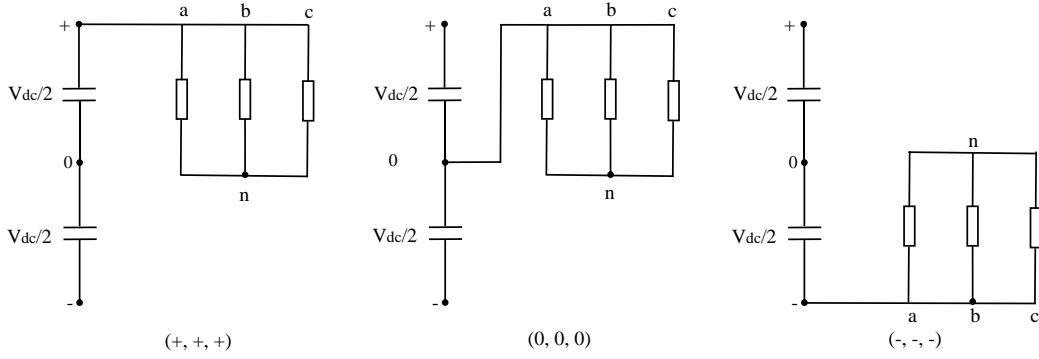


FIGURE 2.12 – Les circuits équivalents pour le vecteur V_0 généré par trois états différents.

Considérant le même vecteur de tension de sortie pour le cas des onduleurs à deux niveaux, défini par Eq. 2.7, ces trois états de commutation génèrent les vecteurs de tension suivants :

$$V_0 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{dc}}{2} + \mathbf{a} \frac{V_{dc}}{2} + \mathbf{a}^2 \frac{V_{dc}}{2} \right), \quad (2.30)$$

$$V_0 = \frac{2}{3} (0 + \mathbf{a}0 + \mathbf{a}^2 0), \quad (2.31)$$

$$V_0 = \frac{2}{3} \left(-\frac{V_{dc}}{2} - \mathbf{a} \frac{V_{dc}}{2} - \mathbf{a}^2 \frac{V_{dc}}{2} \right). \quad (2.32)$$

A partir de la figure 2.11, on remarque que les vecteurs externes ne présentent aucune redondance, tel que le vecteur de tension V_8 , qu'il est généré par l'état de commutation $(+, 0, -)$ et qui est calculé par :

$$V_8 = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{dc}}{2} + \mathbf{a}0 - \mathbf{a}^2 \frac{V_{dc}}{2} \right) = \frac{V_{dc}}{3} (1 - \mathbf{a}^2) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \exp(j\pi/6) \quad (2.33)$$

Les autres vecteurs sont générés de la même manière.

L'organigramme de la commande prédictive dans le cas de l'onduleur à trois niveaux est mentionné sur la figure 2.13, supposant le même modèle de la charge caractérisée par les équations différentielles 2.12, 2.13 et 2.14, et la même fonction du coût donnée par l'Eq. 2.24.

Le meilleur état de commutation qui correspond au vecteur de tension optimale et qui permet de minimiser la fonction de coût est donc appliqué.

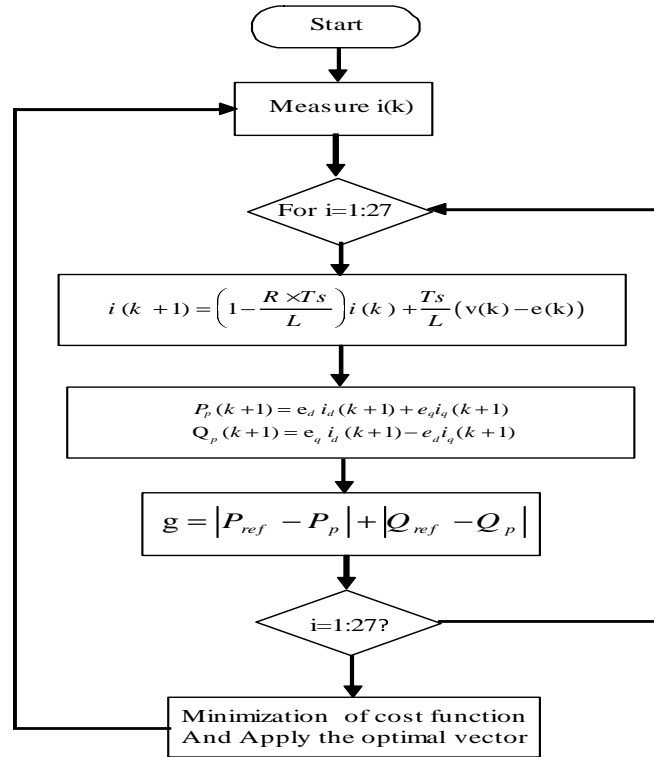


FIGURE 2.13 – Organigramme de la commande prédictive.

2.5 Résultats de simulation

Comme dans le cas d'un onduleur à deux niveaux traité dans le paragraphe 2.3.4, nous avons effectué un test de robustesse de la commande sous différentes conditions climatiques.

Les figures 2.14 et 2.15 décrivent, respectivement, les résultats obtenus en termes de changement de l'irradiation solaire (diminue à partir de $1KW/m^2$ à $0.4KW/m^2$ au temps $t = 0.4$ sec et augmente de $0.4KW/m^2$ à $1KW/m^2$ au temps $t = 0.6$ sec) et en termes de variation de la température ($t = 0.8sec$ de $25^{\circ}C$ à $50^{\circ}C$, et de $50^{\circ}C$ à $25^{\circ}C$, au temps $t = 1sec$).

Il est clair que le PPM est mieux suivi par rapport au cas du système photovoltaïque connecté au réseau par un onduleur à deux niveaux (2L-VSI).

D'autre part, la figure 2.16 montre que la composante q du courant fourni par le réseau n'est pas affectée par les changements d'irradiation solaire et que le composant d a tendance à une valeur constante plus rapide avec de faibles oscillations par rapport au cas de 2L-VSI. Par conséquent, le courant et la tension de réseau sont maintenus en phase, comme illustré à la figure 2.17

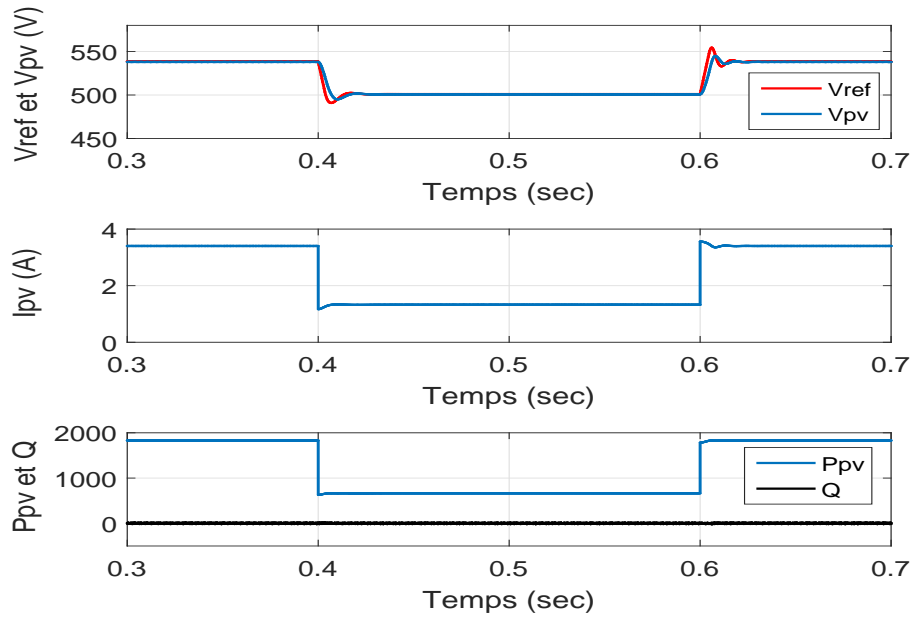


FIGURE 2.14 – Evolution de la tension V_{PV} , le courant I_{PV} , et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction d'une variation de l'irradiation solaire dans le cas de 3L-VSI.

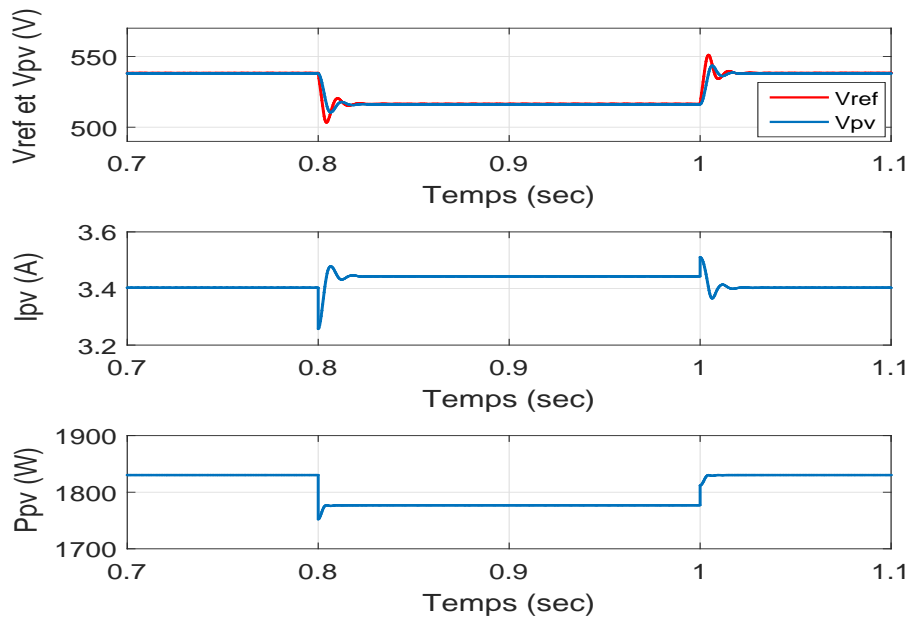


FIGURE 2.15 – La tension V_{PV} , le courant I_{PV} , et la puissance P_{PV} du bus continu en fonction de la variation de la température dans le cas de 3L-VSI.

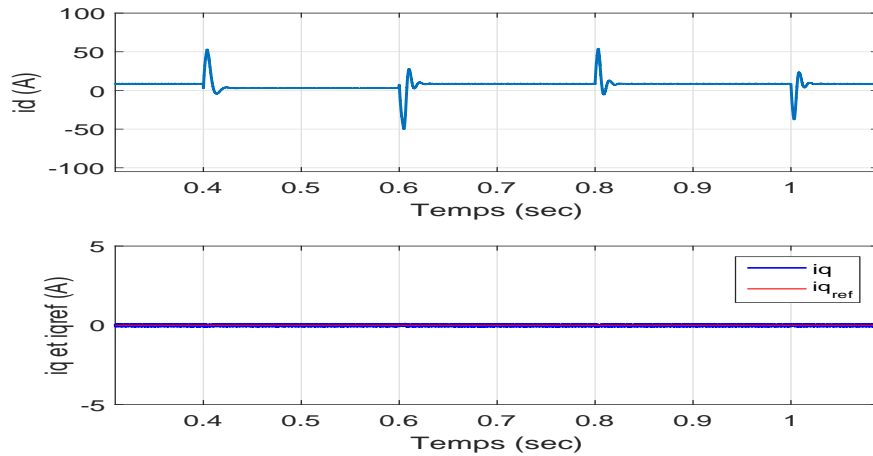


FIGURE 2.16 – Comportement des composants i_d et i_q du courant de ligne du réseau dans les cas de 3L-VSI.

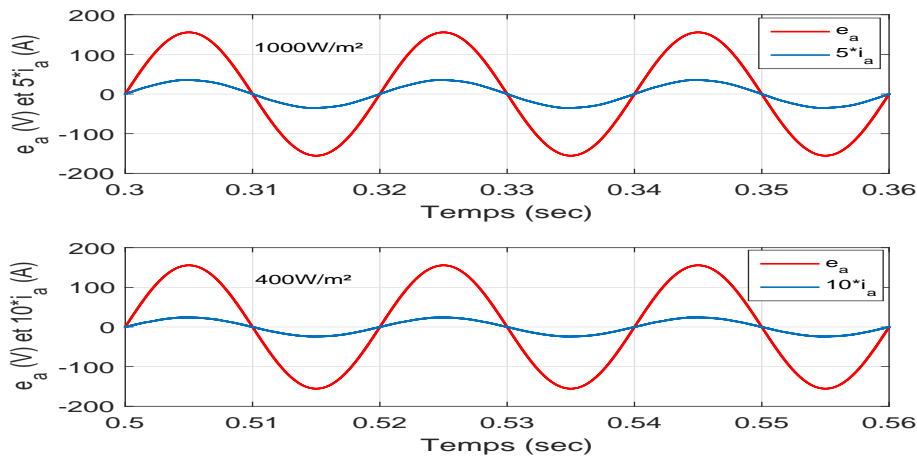


FIGURE 2.17 – La tension et le courant de la phase (a) du réseau sous différents niveaux d'irradiation solaire dans les cas de 3L-VSI.

2.6 Analyse de performance

Dans cette section nous présentons et discutons l'analyse de performance du système PV connecté au réseau avec les deux topologies 2L-VSI et 3L-VSI. Il est nécessaire comme une validation de performance avant l'application sur un scénario réaliste. Dans ce contexte, les performances du système sont examinées en surveillant le THD pour les deux cas de topologie des onduleurs. Les harmoniques sont des signaux répétés, telles que les composantes sinusoïdales d'une onde périodique, dont la fréquence est multipliée par la fréquence fondamentale. Notez que les harmoniques dans les systèmes connectés au réseau sont principa-

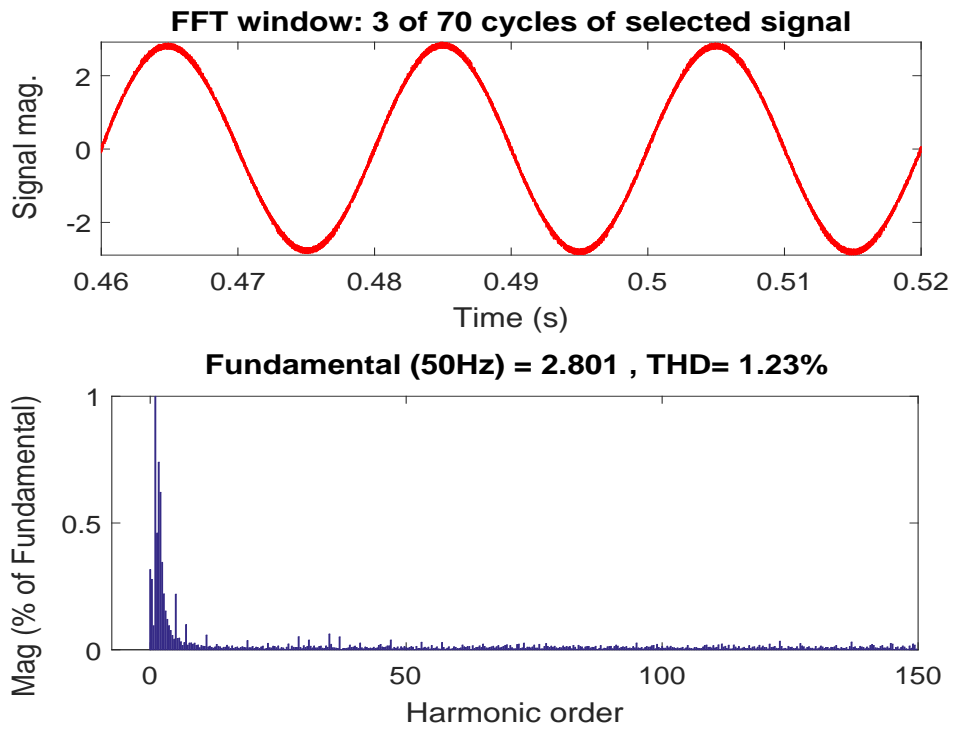
lement générés par les onduleurs car ils utilisent des commutateurs de puissance, fournissant des signaux pas parfaitement sinusoïdaux. Il faut noter également que des facteurs non idéaux dans le système, tels que le courant magnétisant distordu induit par la saturation du transformateur et le temps mort de l'onduleur, etc., contribuent à une quantité significative d'harmoniques d'ordre inférieur dans le courant du réseau. De plus, la connexion du module PV au réseau de distribution ajoutera une contrainte à la qualité de l'énergie du réseau car il est déjà injecté avec des harmoniques par les charges non linéaires connectées au réseau. Par conséquent, la sortie du générateur photovoltaïque devrait avoir des niveaux de distorsion de courant faibles afin de garantir qu'aucun effet défavorable ne soit causé à d'autres équipements connectés au système de réseau de distribution.

Afin de calculer le THD, la transformée de Fourier rapide a été utilisée pour déterminer la magnitude harmonique du courant de ligne dans chaque phase (a , b et c) en fonction du temps. La magnitude harmonique résultante est ensuite utilisée pour mesurer la distorsion harmonique totale et individuelle en pourcentage (%).

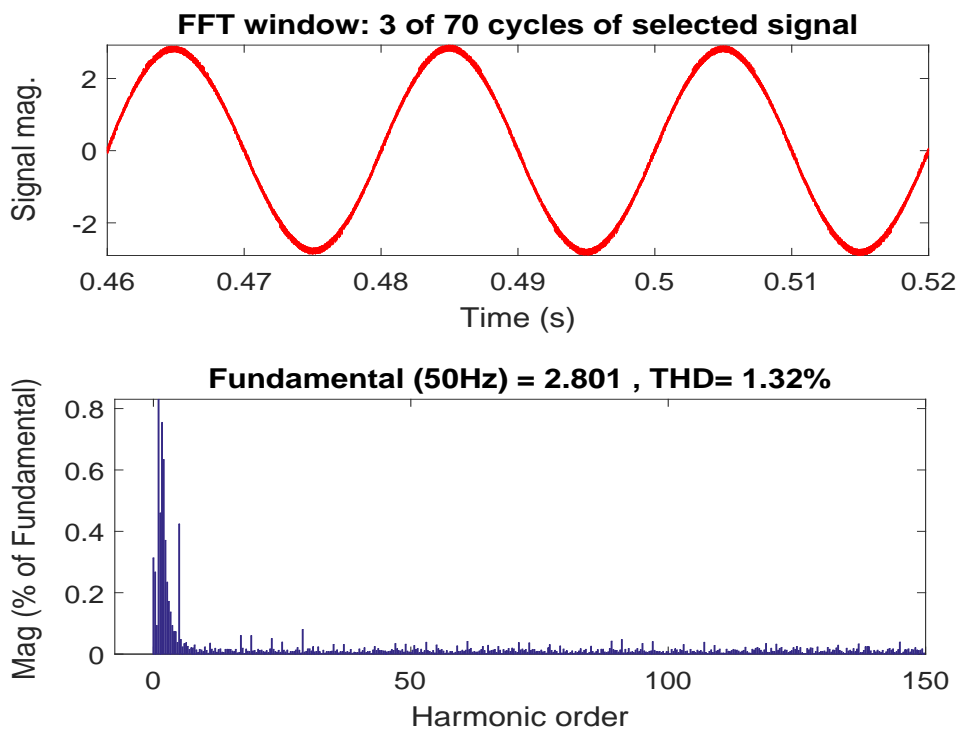
Les figures 2.18 (a) et (b) décrivent les résultats de THD du système PV connecté au réseau avec un modèle 2L-VSI utilisant des prédictions à une et à deux étapes, respectivement. Il est clair que le THD est d'environ 1,23 % pour une prédiction en une étape et de 1,32 % pour une prédiction en deux étapes. Donc ces deux indicateurs de THD respectent bien la norme IEEE1547 [12] selon laquelle le THD du courant doit être inférieur ou égal à 5 %. De plus, les figures 2.19 (a) et (b) montrent le THD obtenu dans le cas du système de configuration 3L-VSI pour les deux cas de prédiction, pour lequel le THD est d'environ 0,75 % pour une prédiction en une étape et de 1,26 % pour deux pas de prédiction.

Une analyse comparative entre les résultats des deux types d'onduleurs montre que le système de configuration 3L-VSI suit non seulement le PPM mieux souhaité que le système de configuration 2L-VSI, mais offre également des performances plus élevées, tout en réduisant le THD aussi minimum que possible.

Afin de montrer l'intérêt de notre méthode proposée, nous comparons les résultats obtenus en termes de THD avec ceux obtenus par certains travaux de la littérature. Par conséquent, la méthode proposée atteint les THD les plus bas par rapport aux résultats attendus fournis dans Barra et Rahem [31] et Lalili et al. [32] pour lequel, le THD vaut environ 1,78 % et 2,38 %, respectivement. En fin, les résultats obtenus montrent que les caractéristiques de notre méthode ont d'excellentes performances, avec un THD inférieur (0,75 %).

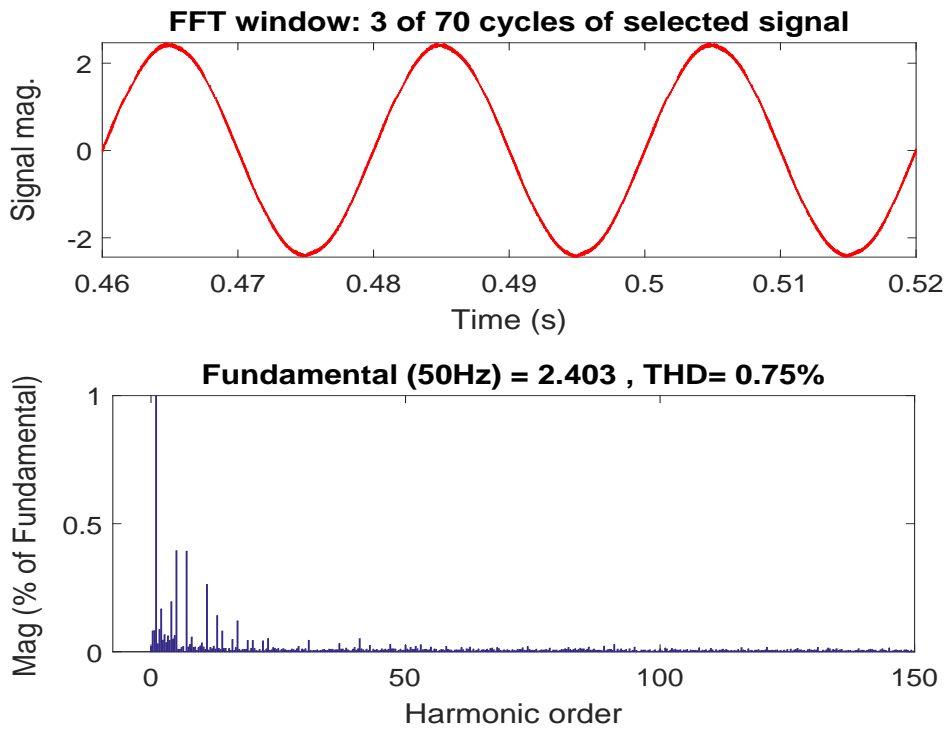


(a)

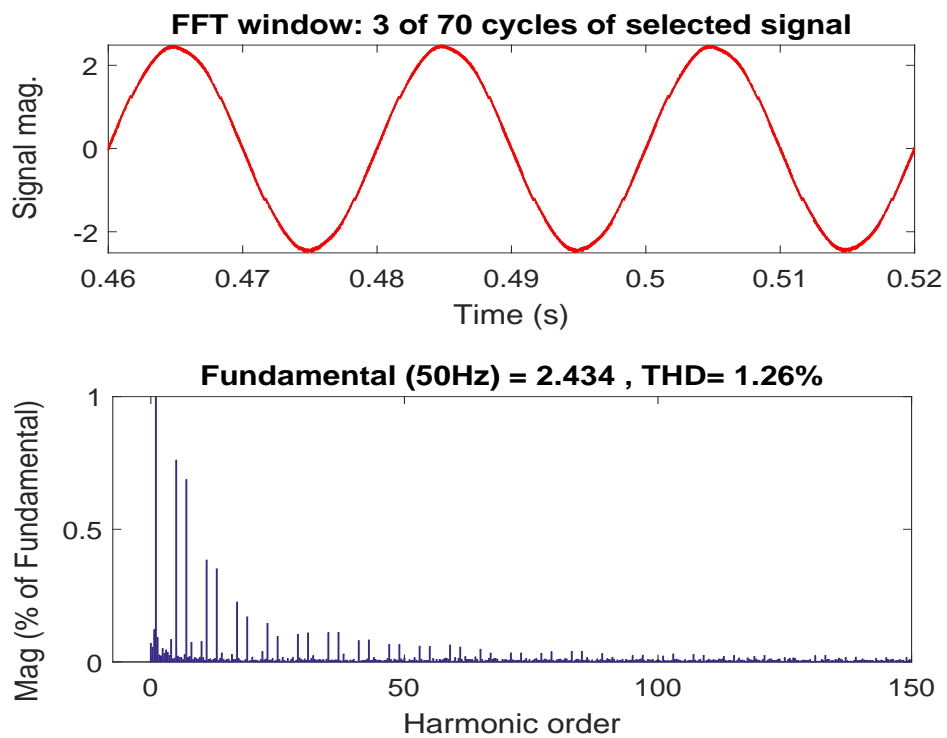


(b)

FIGURE 2.18 – THD du courant du réseau en configuration 2L-VSI : (a) une étape de prédiction, (b) deux étapes de prédiction.



(a)



(b)

FIGURE 2.19 – THD du courant du réseau en configuration 3L-VSI : (a) une étape de prédiction, (b) deux étapes de prédiction.

2.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude d'une chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau électrique associée à un onduleur triphasé à deux ou à trois niveaux dont l'objectif est d'améliorer les performances du système global, en améliorant d'une part la qualité d'énergie par l'élimination des harmoniques et la compensation d'énergie réactive par l'application de la commande MPC combiné avec la commande MPPT. Pour évaluer les performances des techniques appliquées, les simulations sont effectuées sous différentes conditions climatiques. Les résultats de simulation prouvent l'efficacité et la robustesse des techniques de contrôle proposées en termes de rapidité et de rendement.

Chapitre 3

Communication par courant porteur en ligne (CPL)

3.1 Introduction

Le Courant Porteur en Ligne (CPL) ou en anglais : Power Line Communication (PLC) est une technologie qui permet d'utiliser le réseau d'énergie comme support de communication. Ces dernières années, la demande de services sur le réseau CPL est en forte croissance du fait, entre autres, de sa potentialité améliorée, des hauts débits supportés, de la facilité de connexion entre les équipements et de leur faible coût de déploiement en comparaison avec les technologies sans fils comme le Wi-Fi. De plus, des millions de modems CPL étant vendus chaque année dans le cadre des applications domotiques et Smart Grid. On distingue en général les transmissions outdoor qui utilisent le réseau d'accès de distribution électrique moyenne à basse tension et les transmissions indoor qui utilisent le câblage électrique existant dans l'espace privatif ou collectif. On s'intéresse ici à ce dernier type de transmission.

Une enquête de la littérature entourant les CPL est fournie dans ce chapitre. Les détails concernant les techniques de modulation et les méthodes de modélisation du canal et de bruits sont aussi fournis où un intérêt particulier sera accordé au bruit impulsif. Ce chapitre sert de base de connaissances heuristiques qui sera utilisée dans le chapitre suivant de la thèse pour investiguer les techniques existantes et développer des nouvelles approches pour servir le but d'améliorer les performances de systèmes CPL.

3.2 Technologie CPL

Le réseau électrique global est divisé en plusieurs sous-réseaux que l'on identifie classiquement selon le niveau de la tension transmise : Le réseau à haute tension (HT), à moyenne tension (MT) et le réseau à basse tension (BT).

Du point de vue CPL, le réseau électrique est décomposé en deux parties. La première partie, appelée « Outdoor », elle est localisée entre le point de concentration et les compteurs électriques, la deuxième nommée « Indoor », elle correspond au réseau électrique domestique.

3.2.1 CPL Outdoor

La partie du réseau composé des lignes extérieures à l'habitat est appelée réseau d'accès extérieur «outdoor». La transmission de données vers les utilisateurs finaux est réalisée par l'intermédiaire des équipements spécifiques (coupleur ou station de base) placés au pied du transformateur MT/BT (ou HT/BT) et au niveau de l'utilisateur final. Par conséquent, tous les utilisateurs desservis par ce transformateur peuvent bénéficier de cet accès (haut débit) via le réseau électrique.

3.2.2 CPL Indoor

Le CPL Indoor couvre la partie qui va depuis le compteur de l'utilisateur jusqu'à toutes les prises de courant placées à l'intérieur des bâtiments (ou des entreprises) et permet de circuler les flux des données vers toutes ces prises. cela à travers la création d'un réseau local entre appareils communicants. Cette opération est réalisée à partir d'un accès internet via ADSL ou autre moyen. Les applications domestiques les plus courantes sont l'allumage des lampes, le réglage des systèmes de chauffage ou encore la surveillance de locaux. Donc, les technologies CPL « Indoor » bénéficient d'un large spectre de déploiement.

Dans notre étude, nous traiterons uniquement les installations CPL domestiques Indoor (figure 3.1) du point de vue communication haut débit, afin de concevoir de nouvelles techniques de communication et d'améliorer leurs performances en présence de plusieurs types d'interférences.

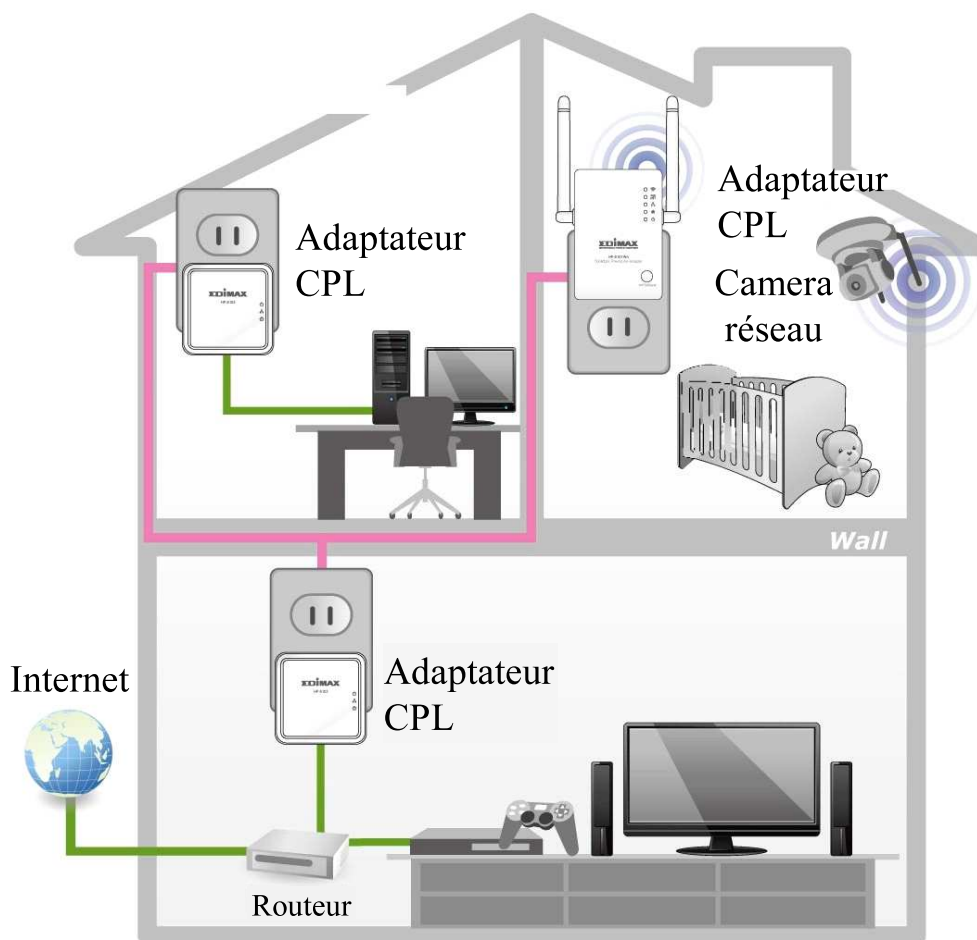


FIGURE 3.1 – Exemple d’une installation CPL Indoor [33].

3.3 Principe du courant porteur en ligne

Le principe de la transmission par CPL consiste à effectuer une superposition entre le signal sinusoïdal d’alimentation électrique de fréquence 50 ou 60 Hz et un signal d’une fréquence plus élevée mais de faible énergie transportant des informations numériques. Ce signal d’information se propage alors sur l’installation électrique et peut être reçu par tout récepteur CPL qui se trouve sur le même réseau électrique, et donc peut être décodé par le récepteur approprié.

La figure 3.2 illustre le principe de la transmission CPL où la superposition est obtenue par une opération de couplage inductif ou capacitif qui permet le transfert de l’information sur les lignes d’énergie. Le coupleur assure le filtrage du signal et l’isolation galvanique entre les équipements de communication et les lignes de puissance.

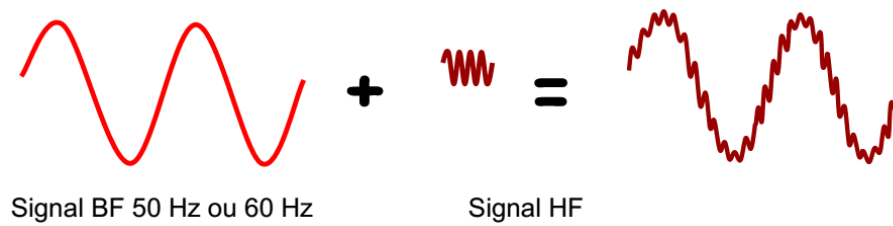


FIGURE 3.2 – Principe de la transmission par courant porteur en ligne

3.4 Applications du CPL dans le réseau électrique intelligent

Il ne fait aucun doute que le Smart Grid exploitera de nombreux types de technologies de communication, allant de la fibre optique au sans fil en passant par le filaire. Parmi les alternatives filaires, le CPL est la seule technologie dont les coûts de déploiement peuvent être considérés comme comparables à ceux du sans-fil puisque les lignes sont déjà existées. Il existe de nombreux exemples d'applications où le CPL peut être utilisé pour des applications Smart Grid. Les plus importants sont [34] :

1. Relevé automatique de compteurs (AMR : Automatic Meter Reading) et infrastructure de comptage avancé (AMI : Advanced Metering Infrastructure).
2. Communications sur le réseau d'énergie électrique d'un véhicule à travers le CPL.
3. Gestion de la demande (DSM : Demand Side Management).
4. Environnement à domicile.
5. Détection de défaut à distance.
6. Transmission de la voix et des données via le CPL.

3.5 Modélisation du canal CPL

Nous nous intéressons dans cette partie à la détermination de la fonction de transfert d'un réseau électrique domestique. Plusieurs approches existent dans la littérature pour modéliser la réponse du canal CPL domestique, elles peuvent être divisées en deux grandes tendances, à savoir, l'approche Top-Down et l'approche Bottom-Up. La première consiste à modéliser le canal à partir de mesures

intensives réalisées sur des réseaux électriques et le modèle est bâti à partir de statistiques réalisées sur ces mesures. La seconde repose majoritairement sur la théorie des lignes de transmission, c.à.d., le modèle est construit à partir des éléments de base constituant le système. Bien que différents modèles de canaux peuvent être trouvés dans la littérature, un modèle CPL généraliste n'existe pas car les bandes de fréquences et les topologies des réseaux de distribution utilisées par les CPL sont différentes, de plus les modèles existants sont basés sur des hypothèses et des mesures spécifiques.

3.5.1 Modèle Top-Down

L'approche Top-Down ou l'approche descendante traite le réseau électrique comme une boîte noire, sa fonction de transfert est obtenue en ajustant une certaine fonction paramétrique obtenue par de nombreuses mesures qui représentent le comportement du canal dans le domaine temporel ou fréquentiel. Cette approche possède l'avantage d'être simple et facile à utiliser. Toutefois l'inconvénient le plus important de celle-ci est son manque de flexibilité. Dans ce qui suit, on explique brièvement le modèle de Zimmermann [35], qu'est l'un des modèles les plus célèbres et le modèle statistique basé sur ce dernier, proposé par Tonello [36].

3.5.1.1 Modèle de Zimmermann

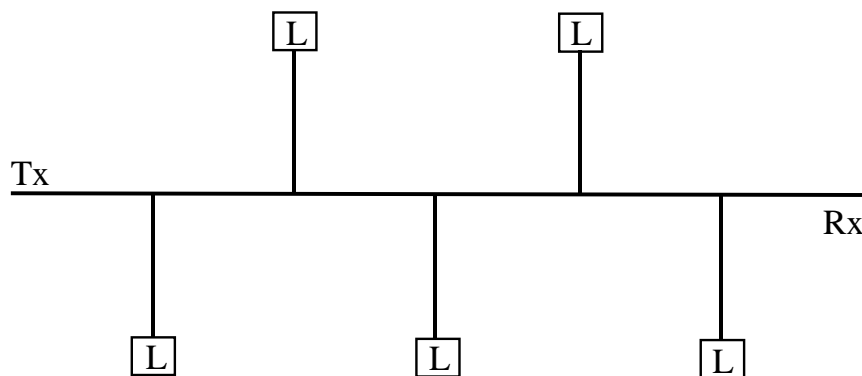


FIGURE 3.3 – Topologie typique du réseau pour un modèle CPL.

Le modèle de Zimmermann [35] est l'un des modèles les plus connus dans la littérature. La figure 3.3 illustre une représentation typique d'un système de

communication CPL, il est basé particulièrement sur une topologie avec quelques lignes de transmission et des charges pour dériver un modèle paramétrique qui conserve le comportement essentiel de ces canaux dans la bande HF. Le signal transmis en un point du réseau arrive en un autre point suivant plusieurs trajets, il faut donc considérer non seulement le trajet direct entre les deux points communicants mais aussi les autres trajets possibles.

Un réseau simple (figure 3.4) peut être distingué pour examiner la propagation par trajets multiples d'un signal [35]. Ce réseau est composé de trois sections (1), (2) et (3) de longueurs L_1 , L_2 et L_3 et d'impédances caractéristiques Z_{L1} , Z_{L2} et Z_{L3} , respectivement. Afin de simplifier les considérations, nous tenons en compte qu'il n'y a pas de réflexion aux points A et C ($Z_A = Z_{L1}$ et $Z_C = Z_{L2}$). Par conséquent, les points restants pour les réflexions sont B et D, avec les facteurs de réflexion notés par r_{1B} , r_{3B} et r_{3D} et les facteurs de transmission t_{1B} et t_{3B} . Avec ces hypothèses, un nombre infini de chemins de propagation est possible théoriquement en raison de réflexions multiples (i.e., $A \rightarrow B \rightarrow C$, $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$, $A \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow D \rightarrow B \rightarrow C$, etc...).

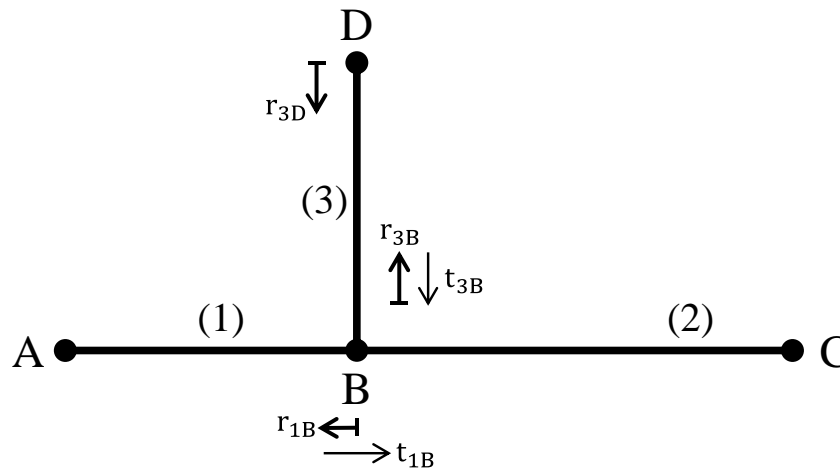


FIGURE 3.4 – Propagation multi-trajets : câble avec une seule dérivation [35].

Chaque chemin i a un facteur de pondération g_i , qui représente le produit de réflexion et les facteurs de transmission le long du chemin. Tous les facteurs de réflexion et de transmission sur les lignes électriques sont principalement inférieurs ou égaux à un. Cela est dû au fait que la transmission se produit uniquement aux articulations, où la charge d'une connexion parallèle de deux câbles ou plus entraîne une impédance résultante inférieure à l'impédance caractéristique du câble d'alimentation. Par conséquent, le facteur de pondération g_i est pareillement

inférieur ou égal à un :

$$|g_i| \leq 1 \quad (3.1)$$

Le temps que met le signal transmis pour arriver au point de réception à travers le trajet i est considéré comme un retard τ_i dans les canaux CPL, qui est donné par :

$$\tau_i = \frac{d_i}{v_p} = \frac{d_i \sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} \quad (3.2)$$

où d_i est la longueur du trajet, c_0 est la vitesse de la lumière et ε_r est la constante diélectrique relative du câble. La réponse fréquentielle du canal entre deux points est la superposition de tous les signaux reçus à un point (par exemple les points A et C de la figure 3.3) qui peut être donnée par l'équation suivante :

$$H(f) = \sum_{i=1}^L g_i A(f, d_i) e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3.3)$$

avec g_i est le facteur de pondération défini précédemment, f est la fréquence de fonctionnement et $A(f, d_i)$ sont les atténuations relatives aux pertes des câbles qui pourraient être sous forme de chaleur ou de fuite du signal, etc., et qui augmentent avec la longueur et la fréquence.

Basé sur une étude approfondie et sur des données expérimentales, les auteurs dans [35, 37] montrent que la constante d'atténuation s'exprime en fonction de la fréquence selon l'équation :

$$\alpha(f) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k \quad (3.4)$$

où α_0 et α_1 sont des paramètres d'atténuation. Donc, l'atténuation d'un câble CPL peut être décrite par :

$$A(f, d) = e^{-\alpha(f)d} = e^{(-\alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^k)d} \quad (3.5)$$

L'utilisation de $A(f, d_i)$ dans l'équation 3.3, donne le modèle du canal caractérisé par la réponse fréquentielle suivante :

$$H(f) = \sum_{i=1}^L g_i e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k)d_i} e^{-j2\pi f d_i / v_p} \quad (3.6)$$

avec L représente les chemins concernés, v_p est la vitesse de propagation et κ est l'exposant du facteur d'atténuation, généralement sélectionné dans l'intervalle $[0.2, 1]$

Dans la partie simulation de cette thèse, nous utilisons un système CPL de 15 chemins qui montre un excellent accord entre les paramètres théoriques et les valeurs mesurées. Les paramètres d'atténuation sont $\alpha_0 = 0$, $\alpha_1 = 7.8 \times 10^{-9}$ et $k = 1$. De plus, le tableau 3.1 montre les valeurs du facteur de pondération g_i et la distance d_i pour chaque chemin i et la figure 3.5 illustre sa réponse fréquentielle (500KHz-20MHz).

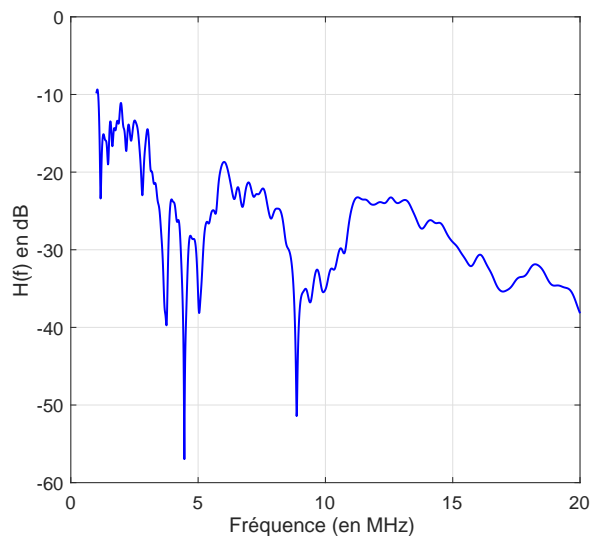


FIGURE 3.5 – Réponse fréquentielle du canal CPL générée par le modèle de Zimmermann [38].

i	g_i	d_i	i	g_i	d_i
1	0.029	90	9	0.071	411
2	0.043	102	10	-0.035	490
3	0.103	113	11	0.065	567
4	-0.058	143	12	-0.055	740
5	-0.045	148	13	0.042	960
6	-0.040	200	14	-0.059	1130
7	0.038	260	15	0.049	1250
8	-0.038	322			

TABLE 3.1 – Paramètres g_i et d_i du canal CPL pour chaque chemin.

3.5.1.2 Modèle de Tonello

Le modèle multi-trajets du canal CPL proposé dans [35] a été étendu plus tard en un modèle statistique par Tonello [36]. Il peut être généré en supposant que les facteurs en équation 3.6 sont des variables aléatoires. Ensuite, nous générons

le modèle de canal grâce à l'utilisation de ces paramètres aléatoires. Le premier réflecteur est fixé à une distance d_1 et nous supposons que les autres réflecteurs soient localisés selon un processus d'arrivée de Poisson avec une intensité $\Lambda [m^{-1}]$. Les facteurs g_i sont censés réels, indépendants et uniformément distribués dans l'intervalle $[-1, 1]$. Enfin, nous choisissons de manière appropriée α_0 , α_1 et κ à des valeurs fixes.

Si l'on suppose que $\kappa = 1$, la réponse impulsionnelle réelle peut être récupérée sous une forme fermée. Cela permet de générer facilement une réalisation pour l'utilisateur u correspondant à des paramètres aléatoires N_p , g_i et d_i comme suite :

$$h^{u(t)}(t) = 2Re \left\{ \sum_{p=1}^{N_p} \left(g_i e^{-\alpha_0 d_i} \frac{\alpha_1 d_i + j2\pi (t - d_i/v)}{(\alpha_1 d_i)^2 + 4\pi^2 (t - d_i/v)^2} \times \left(e^{j2\pi B_1 (t - d_i/v) - \alpha_1 B_1 d_i} - e^{j2\pi B_2 (t - d_i/v) - \alpha_1 B_2 d_i} \right) \right) \right\} \quad (3.7)$$

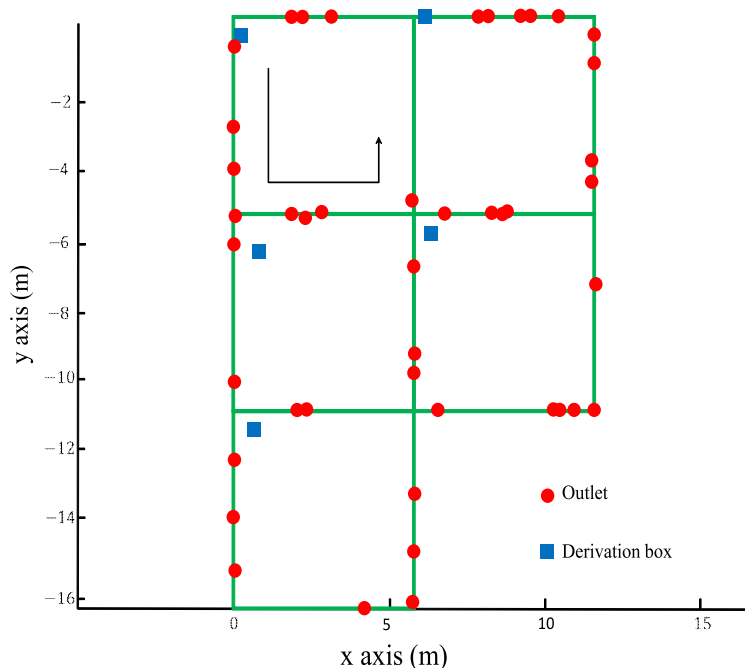


FIGURE 3.6 – Exemple d'une topologie d'un réseau CPL généré aléatoirement.

Nous supposons que des utilisateurs distincts peuvent expérimenter des canaux indépendants, c.à.d., les paramètres aléatoires des canaux sont indépendants pour les utilisateurs distincts. Ce qui est approprié dans les canaux CPL indoor en raison du grand nombre des trajets.

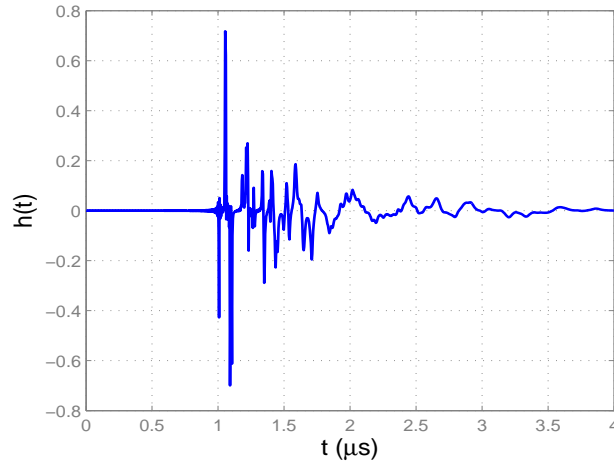


FIGURE 3.7 – Réponse impulsionnelle du modèle de canal de Tonello.

Les figures 3.6 [36] et 3.7 représentent, respectivement, un exemple d'une topologie d'un réseau CPL [39] (où les prises sont représentées par des points, tandis que les racines sont représentées par des marqueurs de forme carrée) et un exemple de réponse impulsionnelle du modèle de canal.

3.5.2 Modèle Bottom-Up

Cette seconde approche se base sur des éléments constituant le système pour en sortir une vision globale. Donc une connaissance détaillée des caractéristiques du réseau d'alimentation à modéliser (telles que ; la topologie, les propriétés des câbles électriques utilisés, les impédances des charges, etc.) est nécessaire. Dans ce qui suit, nous allons présenter un modèle bottom-up pour, la modélisation du canal CPL basé sur la théorie des lignes de transmission, il est proposé par Cañete et al. [40].

3.5.2.1 Modèle de Cañete

La figure 3.8 illustre l'exemple du réseau CPL simplifié proposé dans [40], où il est composé de sept câbles de longueurs L_i ($i \in \{1, 2, 3, 4\}$), S_i ($i \in \{1, 2, 3\}$) et cinq unités terminales Z_i ($i \in \{1, 2, 3\}$), Z_G et Z_R . Avec les unités Z_i représentent les impédances de charge utilisées dans le réseau. En outre, les impédances de charge Z_G et Z_R représentent, respectivement, les arrangements d'émetteur et du récepteur. A cet effet, le schéma donné à la figure 3.8 est représenté par l'interconnexion de plusieurs lignes de transmission qui sont caractérisées par une impédance caractéristique Z_C et un coefficient de propagation γ donné par les

équations 3.8 et 3.9, respectivement.

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.8)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.9)$$

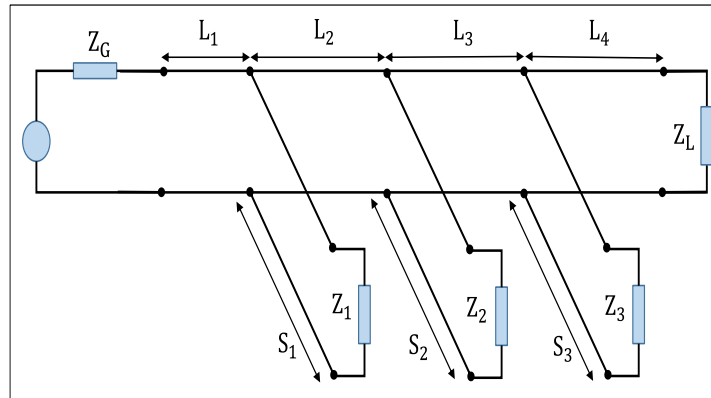


FIGURE 3.8 – Structure simplifiée du réseau CPL utilisé par le modèle de Canete.

Ensuite, selon la théorie des lignes de transmission, chaque section de ligne est modélisée comme un réseau à deux ports, qui est caractérisé par sa matrice chaîne de paramètres ABCD (équation 3.10).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_C \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_C} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Enfin, la relation entrée-sortie du système complet, c.à.d., la réponse en fréquence, peut être obtenue en suivant les étapes suivantes [40] :

- Calculer les impédances complexes équivalentes au début de chacune des dérivations.
- Calculer les matrices ABCD pour chacune de ces impédances équivalentes et pour chacune des sections de ligne de transmission entre l'émetteur et le récepteur.
- Calculer la matrice ABCD de l'ensemble du réseau en multipliant les matrices précédentes.
- Calculer la fonction de transfert du canal, en analysant la section équivalente finale à deux ports et les charges de l'émetteur Z_{Tx} et du récepteur Z_{Rx} . Cette fonction est donnée par :

$$H = \frac{Z_{Rx}}{A_{tot}Z_{Rx} + B_{tot} + C_{tot}Z_{Tx}Z_{Rx} + D_{tot}Z_{Tx}} \quad (3.11)$$

La figure 3.9 représente les réponses en fréquence de trois scénarios de canaux, appelés ; le meilleur cas (best case), le cas moyenne (medium case) et le mauvais cas (worst case), où les paramètres du canal utilisés dans le dernier cas sont présentés dans le tableau 3.2 et les caractéristiques des câbles électriques des différentes sections sont montrées dans le tableau 3.3.

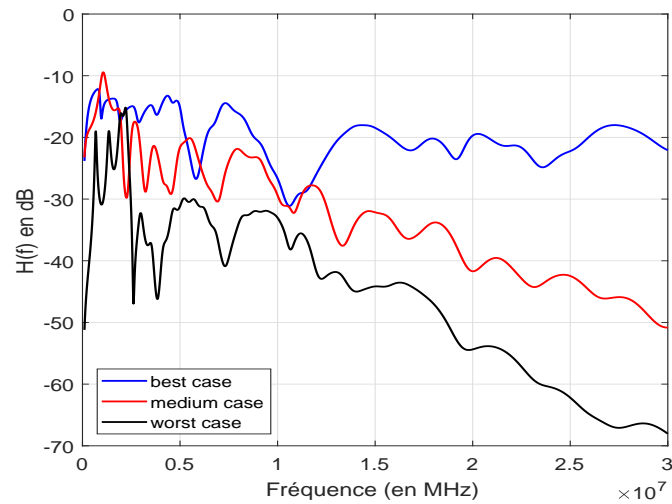


FIGURE 3.9 – Réponse fréquentielle du canal CPL générée par le modèle de Cañete.

Ligne		câble		Impédance	
indice	longueur (m)	indice	type	indice	valeur (Ω)
L_1	14.9	T_1	3	Z_R	50
L_2	29.1	T_2	4	Z_R	50
L_3	11.9	T_3	5	Z_1	552
L_4	9.8	T_4	1	Z_2	1705.3
S_1	138.8	T_5	5	Z_3	674
S_2	2.2	T_6	1		
S_3	8.5	T_7	1		

TABLE 3.2 – Paramètres utilisés dans le modèle de Cañete du canal CPL.

Type de câble	1	2	3	4	5
Séction (mm^2)	1.5	2.5	4	6	10
Déformation équivalent(ϵ_{eq})	1.45	1.52	1.56	1.73	2
$Z_C(X)$	270	234	209	178	143
$C(pF/m)$	15	17.5	20	25	33
$L(\mu H/m)$	1.08	0.96	0.87	0.78	0.68
R_0	12	9.34	7.55	6.25	4.98
G_0	30.9	34.7	38.4	42.5	49.3
Avec : $R = R_0 10^{-5} \sqrt{f}$ (Ω/m) et $G = G_0 \cdot 5 \cdot 10^{-14} \cdot 2\pi f$ (S/m)					

TABLE 3.3 – Caractéristiques des câbles utilisés pour le modèle de Cañete.

3.6 Modélisation du bruit additif (Types de bruit)

Comme tout support de transmission, les réseaux électriques présentent des perturbations qui varient au cours du temps. Une description intéressante, donnée dans [41], classe les perturbations rencontrées dans les canaux CPL en cinq catégories, suivant leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité :

3.6.1 Bruit de fond coloré

Ce type de bruit est principalement résultant de la sommation de nombreuses sources de bruit à faible puissance. Il est caractérisé par une densité spectrale de puissance (DSP) relativement faible et décroissante avec la fréquence.

3.6.2 Bruit à bande étroite

Il s'agit de brouilleurs persistants qui apparaissent souvent sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude et occupent les sous-bandes correspondant aux diffusions à grandes et à moyennes ondes. Il est souvent dû à des émetteurs radiofréquences qui peuvent être réservées pour divers usages (radioamateurs, émetteurs FM, police, etc.).

3.6.3 Bruit impulsif périodique synchrone

Ce type de bruit est principalement généré par les redresseurs de tension inclus dans les blocs d'alimentation à tension continue. Il est composé d'impulsions synchrones à la fréquence du réseau électrique avec une fréquence de répétition

de 50 ou 60 Hz. Ces impulsions sont de courte durée (quelques microsecondes) et ont une DSP décroissante avec la fréquence.

3.6.4 Bruit impulsif périodique asynchrone

Contrairement au type précédant, les impulsions sont asynchrones à la fréquence du réseau électrique et ayant une fréquence de répétition comprise entre 50 et 200 kHz. Ils sont générés essentiellement par les blocs d'alimentation des équipements connectés au réseau électrique (branchement ou débranchement d'un appareil). Dans le domaine temporel, les impulsions apparaissent sous la forme des raies spectrales espacées de la fréquence de répétition [42]. Leur DSP est cependant plus faible que celle générée par les émissions de radiodiffusion.

3.6.5 Bruit impulsif aperiodique asynchrone

Le bruit impulsif aperiodique asynchrone est la source principale des erreurs dans la transmission de données numériques sur les lignes électriques. Il est souvent dû à la commutation d'appareils sur le réseau et la durée des impulsions peut varier de quelques microsecondes à quelques millisecondes et leur DSP peut atteindre des valeurs supérieures de plus de 50 dB à celle du bruit de fond. Pour décrire les distributions statistiques de l'amplitude instantanée du bruit impulsif aperiodique, différents modèles ont été utilisés dans la littérature tel que : le mélange de Gaussiennes, les distributions Middleton class A et le modèle de Poisson-Gaussian.

Modèle Gaussian-mixture : Une variable aléatoire U suit une distribution correspondante à un mélange de Gaussiennes si la loi de probabilité est la somme pondérée de différentes distributions Gaussiennes, à savoir :

$$f_U(u) = \sum_{k=0}^K \pi_k \cdot N(u; 0; \gamma_k) \quad (3.12)$$

Avec $N(x_k; \mu; \sigma^2)$ est une PDF de moyenne μ et de variance σ^2 donnée par l'équation suivante :

$$N(x_k; \mu; \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.13)$$

Donc $N(u; 0; \gamma_k)$ représente une PDF gaussienne avec une moyenne nulle et une variance γ_k , et π_k est la probabilité que la k -ième composante Gaussienne interviene dans le mélange.

Modèle de Middleton class A : Ce modèle peut être considéré comme un cas particulier de la distribution de mélange Gaussienne avec $K \rightarrow \infty$, $\pi_k = e^{-A} \frac{A^k}{k!}$ et $\gamma_k = \frac{k/A + \Gamma}{1 + \Gamma}$. Où A est un facteur de recouvrement défini comme le nombre moyen d'impulsions par unité de temps multiplié par le temps de durée moyenne de ces impulsions et Γ est le rapport du bruit gaussien-sur-bruit impulsif. Pour cela, la PDF selon le modèle de Middleton class A est donnée par :

$$P_A(z) = \sum_{m=0}^{\infty} e^{-A} \frac{A^m}{m!} \frac{1}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.14)$$

Avec

$$\sigma_m^2 = \sigma^2 \left(\frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma} \right), \quad \sigma^2 = \sigma_G^2 + \sigma_I^2, \quad \text{et} \quad \Gamma = \frac{\sigma_G^2}{\sigma_I^2}$$

σ_G^2 , σ_I^2 et σ sont respectivement, la puissance du bruit gaussien, la puissance du bruit impulsif et la puissance du bruit total.

Modèle de Poisson-Gaussian : Dans la partie simulation de cette thèse, nous utilisons le modèle de Poisson-Gaussian qui considère le bruit total u_k égale à la somme d'un bruit Gaussian w_k et un bruit impulsif $i_k = b_k \cdot g_k$, par conséquent, u_k peut être exprimé comme suit :

$$u_k = w_k + b_k \cdot g_k, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.15)$$

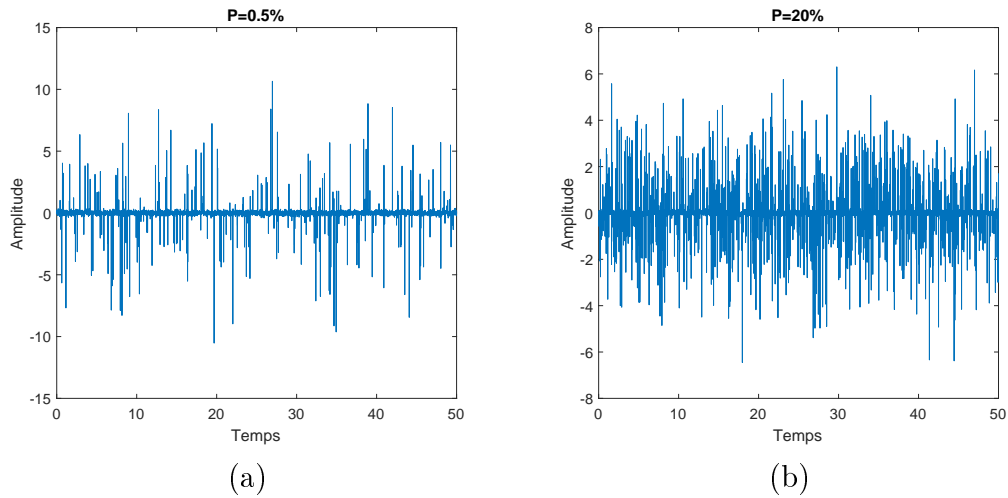
où g_k est le bruit blanc gaussien complexe avec une moyenne nulle, b_k est le processus de Poisson qui signifie l'arrivée du bruit impulsif avec une PDF

$$P_r(b_k) = \begin{cases} p, & b_k = 1 \\ 0, & b_k = 0 \end{cases} \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.16)$$

p représente la probabilité d'occurrence des impulsions. La PDF du bruit total u_k peut être décrite comme suite :

$$P_{u_k}(u_k) = (1 - p) \times N(u_k, 0, \sigma_w^2) + p \times N(u_k, 0, \sigma_w^2 + \sigma_i^2), \quad (3.17)$$

Avec $N(\cdot)$ est la PDF donnée par l'équation 3.13 et σ_w^2 et σ_i^2 sont les variances du bruit blanc gaussienadditif (BBGA) et impulsif, respectivement. La figure 3.10 illustre un exemple du bruit impulsif asynchrone généré par le modèle Poisson-Gaussian avec des probabilités d'apparition des pics impulsifs, $p = 5\%$ et $p = 20\%$, respectivement.

FIGURE 3.10 – Exemple de bruit impulsif asynchrone : a) $p = 5\%$ et b) $p = 20\%$

3.7 Modulation multiporteuse

Le concept de modulation multiporteuse a pour origine celui du multiplexage fréquentiel (FDM : frequency division multiplexing). Il est proposé pour la première fois dans les années 1950 par M. L. Doeltz et al. [43], qui présentaient un modem à haute fréquence qui émettait simultanément sur différentes fréquences porteuses modulées à bas débit. Quelques années plus tard, R.W. Chang [44] introduisait les signaux orthogonaux à bande limitée, ce qui sera appelé « OFDM ». L'utilisation de cette technique comme moyen de transmission fut ignoré pendant de nombreuses années, pour des raisons de complexité de mise en oeuvre. Cependant, la proposition de l'algorithme rapide de type (IFFT/FFT) [45] a rendu l'implémentation simple et efficace de l'OFDM, avec des réductions très significatives en complexité. L'OFDM est la technique de modulation multiporteuses la plus populaire et la plus utilisée dans les standards de télécommunication, telles que : la radiodiffusion audio numérique (DAB : digital audio broadcasting), la diffusion vidéo numérique (DVB : digital video broadcasting), l'ADSL, le Wi-Max (ou l'IEEE 802.16) et les réseaux sans-fils WLAN définis par les normes IEEE 802.11a ou 802.11b (WiFi). Dernièrement, l'OFDM a été aussi choisie pour la liaison descendante de la norme LTE pour Long Term Evolution.

3.7.1 Principe général de l'OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à diviser le flux binaire à haut débit en sous-flux binaires à bas débits, portés par des sous-porteuses orthogonales entre elles.

Si N est le nombre de sous-porteuses utilisées, les symboles transmis par chacune d'elles ont une durée $T_s = NT_d$ (T_d est le débit initial élevé des données avant la parallélisation), si bien que le débit global du signal obtenu reste identique à celui d'une modulation monoporteuse.

Dans le domaine temporel, le signal obtenu se décompose en symboles de durée T_s résultant de la superposition de N signaux sinusoidaux de fréquences différentes. En élevant convenablement le nombre de sous-porteuses, la durée des symboles peut être rendue bien supérieure à l'étalement des retards de la réponse impulsionnelle, ce qui tend à minimiser les effets d'interférence entre symboles (ISI). Cependant, la minimisation de l'ISI s'accompagne malheureusement d'un nouveau terme d'interférence, l'interférence inter-porteuse (ICI). Dans les systèmes FDM, la solution consistait à espacer suffisamment les sous-porteuses. Néanmoins, cette solution n'est clairement pas intéressante en termes d'efficacité spectrale puisque l'occupation fréquentielle était plus élevée que dans les systèmes mono-porteuses. La solution optimale consiste à recouvrir les spectres des sous-porteuses en se garantissant que celles-ci constituent une base de fonctions orthogonales (Orthogonal FDM).

La Fig. 3.11 donne une illustration de l'efficacité spectrale de l'OFDM par rapport au multiplexage par répartition en fréquence classique (FDM) et la Fig 3.12 donne les spectres des sous-porteuses d'un symbole OFDM avec $N = 5$.

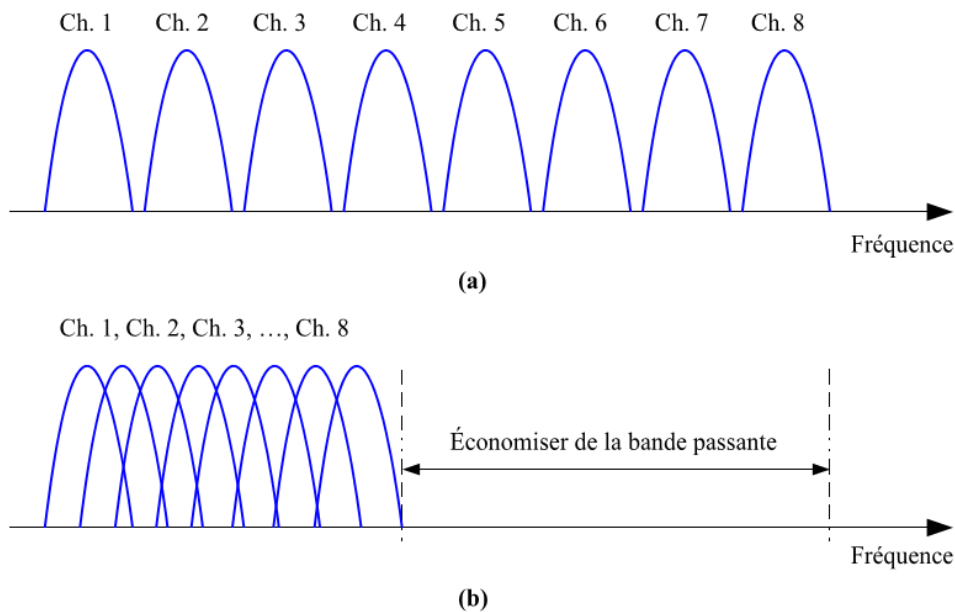


FIGURE 3.11 – Efficacité spectrale de l'OFDM par rapport au FDM classique.

L'orthogonalité des fonctions de base est immédiatement liée à une fonction utilisée comme support temporel des symboles de modulation dite fonction de mise en forme. En raison de la simplicité de mise en œuvre, la fonction porte est la plus généralement employée dans la littérature.

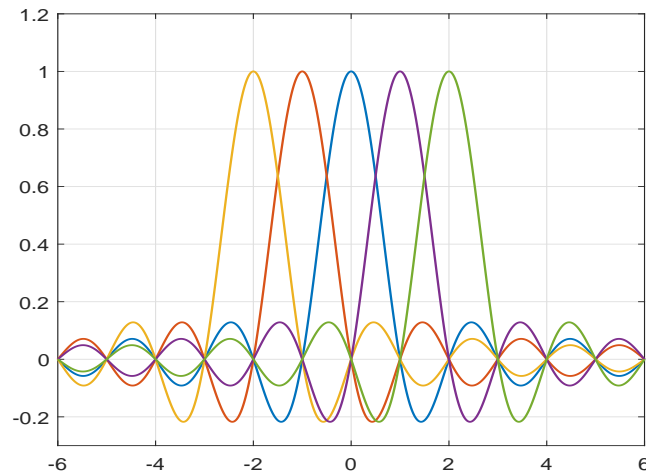


FIGURE 3.12 – Spectres de fréquences de sous-porteuses individuelles dans un symbole OFDM.

3.7.2 Signal OFDM

Le signal OFDM est composé de N sous-porteuses de fréquence $f_k = f_0 + k\Delta f$, $k \in [0, \dots, N - 1[$, utilisées pour la transmission de N symboles en parallèle. Ces symboles, notés x_k , sont des éléments complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme la modulation PSK (phase shift keying) ou QAM (quadrature amplitude modulation). Notant que la fonction de mise en forme est la fonction porte et que l'espacement minimal entre deux sous-porteuses adjacentes permettant de conserver l'orthogonalité entre elles est $\Delta f = 1/T_s$. L'expression du signal OFDM généré durant l'intervalle $[0, T_s[$ est donnée par :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \Re \left\{ x_k \cdot g(t) e^{2j\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} \right\} \quad (3.18)$$

Où : $g(t)$ est la fonction porte. Si on posant $f_c = f_0 + \frac{N}{2T_s}$, on obtient :

$$s(t) = \Re \left\{ g(t) e^{2j\pi f_c t} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{2j\pi \left(k - \frac{N}{2}\right) \frac{t}{T_s}} \right\} = \Re \{ \tilde{s}(t) g(t) e^{2j\pi f_c t} \} \quad (3.19)$$

Où $\tilde{s}(t)$ est l'enveloppe complexe du signal $s(t)$ avant le fenêtrage par la fonction porte $g(t)$ avec un spectre limité dans l'intervalle $[-N/2T_s, N/2T_s]$.

Par ailleurs, le signal $\tilde{s}(t)$ peut être échantillonné à une fréquence $f_e = N/T_s$ sans qu'il n'y a de repliement spectra :

$$\tilde{s}_n = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{j2\pi \left(k - \frac{N}{2}\right) \frac{n}{N}} = (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{j2\pi \frac{kn}{N}}}_{DFT^{-1}} \quad (3.20)$$

Par conséquent, cette expression signifie que la modulation OFDM n'est effectivement rien de plus qu'une IDFT (Inverse Discret Fourier Transform) des symboles introduits dans le modulateur OFDM. Sur le côté récepteur du système, les symboles émis peuvent être retrouvés en appliquant de la même manière une DFT (Discret Fourier Transform) aux échantillons reçus. Dans la pratique, les algorithmes de FFT (Fast Fourier transform) et IFFT (Inverse Fast Fourier transform) permettent une mise en œuvre simple et efficace des deux transformations DTF et IDFT, respectivement.

3.7.3 Définition du facteur de crête pour l'OFDM

Un inconvénient majeur qui se pose dans les systèmes multi-porteuses, à l'exemple de l'OFDM, est l'enveloppe non constante qui en résulte avec des pics élevés [27]. Lorsque les sous-porteuses modulées indépendamment sont ajoutées de façon cohérente, la puissance instantanée sera supérieure à la puissance moyenne. Le terme PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) est introduit pour décrire les fluctuations d'amplitude des signaux et défini comme étant le rapport de la puissance instantanée maximale (ou puissance crête) d'un signal sur la puissance moyenne de ce signal [1]. Pour un signal discret S_n (équation 3.20), le PAPR est défini par :

$$PAPR(S[n]) = \frac{\max |S(n)|^2}{E[|S(n)|^2]} \quad (3.21)$$

où $E[\cdot]$ est l'opérateur d'espérance (the expectation operator)

La figure 3.13 illustre comment un pic est obtenu en ajoutant quatre signaux sinusoïdaux avec des fréquences et des déphasages différents. L'enveloppe du signal résultant présente des pics élevés lorsque les amplitudes instantanées des différents signaux ont des pics alignés en même temps.

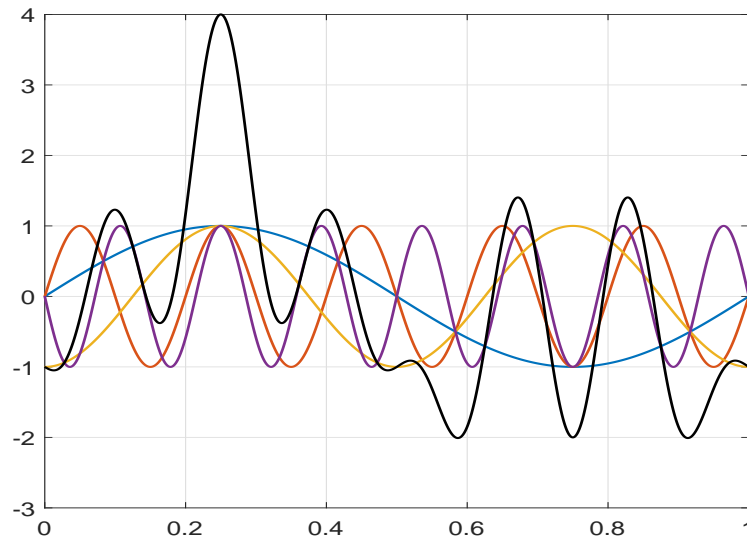


FIGURE 3.13 – Exemple des pics élevés du signal OFDM générés par la somme de plusieurs sinusoïdes [1].

3.7.4 Fonction de répartition du PAPR pour le signal OFDM

La fonction de répartition du PAPR pour l'OFDM ou CCDF (the complementary cumulative distribution function) est l'outil le plus utilisé dans la littérature pour évaluer le PAPR. Donc, la capacité de réduction de PAPR est mesurée par la quantité de réduction de CCDF obtenue. La fonction CCDF fournit une indication de la probabilité que l'enveloppe du signal OFDM à dépasser une certaine valeur (un seuil PAPR) qu'on note δ :

$$CCDF [PAPR(s(t))] = prob [PAPR(s(t) > \delta)] \quad (3.22)$$

Dans la littérature, plusieurs tentatives ont été faites pour le calcul de la formule théorique de la CCDF du PAPR d'un symbole OFDM [46, 47, 48] avec comme objectif d'approcher du mieux que possible la distribution du PAPR du symbole analogique. Les auteurs de [46] ont développé une approximation de la CCDF pour un signal discret, en se basant sur le théorème central limite. Comme

le signal OFDM est la somme de plusieurs variables aléatoires (équation 3.20), on peut remarquer grâce au théorème centrale limite que sa loi tend vers une loi gaussienne, son amplitude suit une loi de Rayleigh et sa puissance suit une distribution Chi-square (chi-deux) avec deux degrés de liberté et une moyenne nulle. La fonction de distribution cumulative (CDF) du système est exprimée par :

$$F(Z) = \int_0^Z f_s(s)ds = \int_0^Z \frac{s}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) ds \quad (3.23)$$

où $f_s(s)$ est la fonction de densité de probabilité de distribution de Rayleigh, σ^2 est la variance et σ est l'écart-type de la variable aléatoire s .

Par l'évaluation de l'intégrale 3.23, Van Nee [46] montre que le CDF du PAPR pour un signal $s(t)$ peut être approximé par la relation suivante :

$$CDF [PAPR(s(t))] = (1 - e^{-\delta})^N \quad (3.24)$$

Cette relation est seulement valable pour des facteurs de sur-échantillonnage $L = 1$. Une approximation empirique a également été donnée par Van Nee pour avoir une bonne approximation du signal analogique. Les auteurs ont montré qu'il faut sur-échantillonner le symbole OFDM à un facteur $L \geq 4$. Ainsi, cette approximation est donnée par [46] :

$$CDF [PAPR(s(t))] = (1 - e^{-\delta})^{\alpha N} \quad (3.25)$$

Avec $\alpha = 2.8$ et d'autres références comme [49] indiquent que $\alpha = 4$ est un bon choix. Finalement le CDF complémentaire (CCDF) est donné par :

$$CCDF [PAPR(s(t))] = 1 - CDF = 1 - (1 - e^{-\delta})^{\alpha N} \quad (3.26)$$

3.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré pour fournir une description détaillée du canal CPL et les perturbations d'additifs qui sont propres aux systèmes à base de ce canal. En raison de la topologie du réseau et la désadaptation d'impédance avec différentes charges, les canaux CPL ont été décrits comme des canaux à trajets multiples avec une atténuation haute impédance. Deux différents types de modèles disponibles dans la littérature ont donc été présentés. D'autre part, les termes du bruit additifs qui sont présents dans la transmission CPL ont également été caractérisés dans ce chapitre. En effet, les communications sur les lignes électriques sont confrontées au bruit à bande étroite, le bruit de fond coloré et diverses sortes de bruit impulsif. Parmi toutes les perturbations additives, le bruit impulsif asynchrone a été présenté comme le terme du bruit le plus préjudiciable tant qu'il expose une forte DSP et peut donc conduire à des dégradations significatives de performances. À la fin du chapitre, une brève description sur la modulation multiporteuse OFDM a été présentée.

Chapitre 4

Réduction du facteur de crête des signaux OFDM

4.1 Introduction

Malgré que l'OFDM est l'une des techniques de modulation multi-porteuses puissantes utilisées dans les canaux à évanouissements par trajets multiples tels que les CPL, l'apparition des pics élevés résultants de la sommation des signaux sinusoïdaux avec des fréquences et des déphasages différents (problème de PAPR) reste un inconvénient majeur qui se pose dans les systèmes OFDM.

La réduction du PAPR a pour objectif d'atténuer les fluctuations de l'enveloppe du signal, afin de pouvoir amplifier le signal le plus près possible de la zone de saturation, permettant ainsi un meilleur rendement énergétique. De nombreuses techniques de réduction du PAPR ont été proposées dans la littérature. Différentes manières de classer ces méthodes sont envisageables où on trouve principalement trois catégories principales [1] à savoir : les techniques de distorsion du signal (signal distortion), les techniques probabilistes et d'ajout de signal (multiple signaling and probabilistic) et les techniques de codage (coding techniques). La figure 4.1 illustre les diverses techniques de ces trois catégories qui seront brièvement présentées dans ce chapitre. Ensuite, un système hybride qui permet de supprimer le bruit impulsif et de réduire le problème de PAPR dans les canaux CPL sera présenté.

Le système proposé est basé sur des techniques de réduction de PAPR, et plus précisément le 'Selective mapping (SLM)' avec la matrice de Riemann et 'Partial transmit sequence (PTS)' qui se base sur un algorithme optimal de détection des facteurs de phase. Ensuite, ces techniques sont combinées avec un nouvel

compensateur itératif du bruit impulsif que nous l'utilisons comme méthode de débruitage.

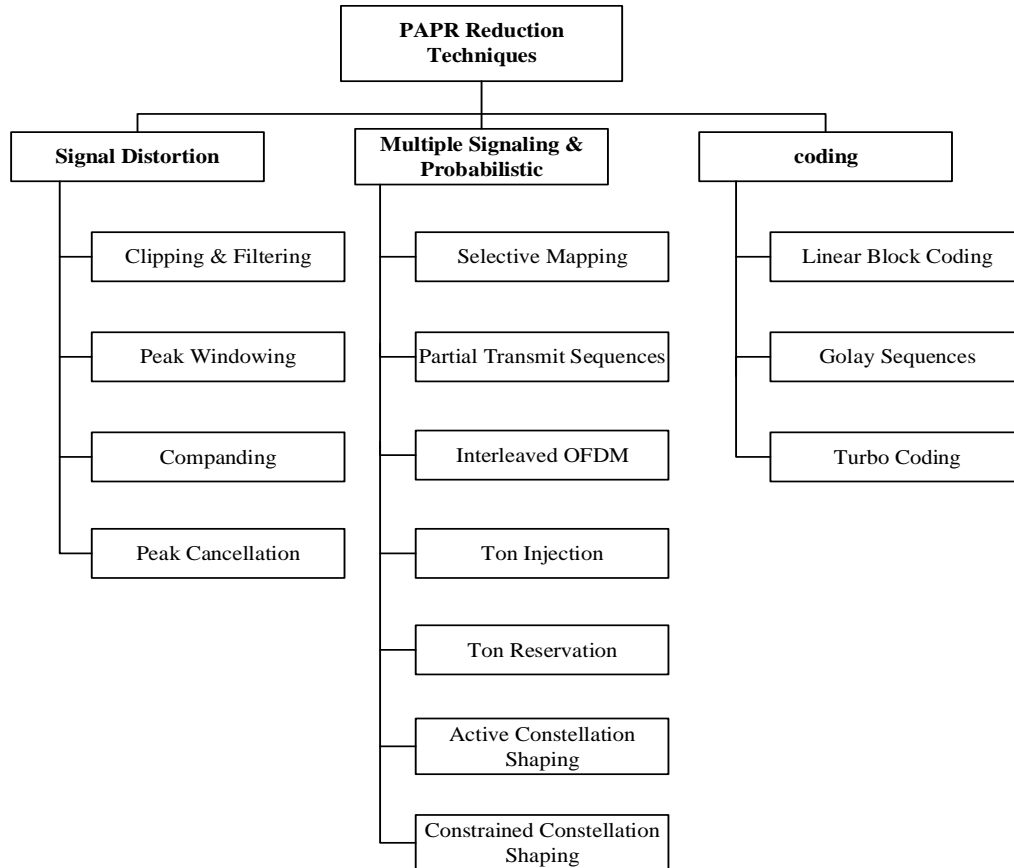


FIGURE 4.1 – Taxonomie des techniques de réduction des PAPR [1].

4.2 Techniques de codage

La capacité inhérente de détection et de correction d'erreurs pour certains schémas de codage, les rend parmi les premières solutions proposées pour effectuer la réduction du PAPR. Intuitivement, l'idée des techniques de codage consiste à exploiter la redondance introduite par un choix adéquat du code, afin d'éviter de transmettre les symboles OFDM à fort PAPR. Elles agissent en général sur le flux binaire avant le module de mapping. Graphiquement, la figure 4.2 définit le principe de base des techniques de codage.

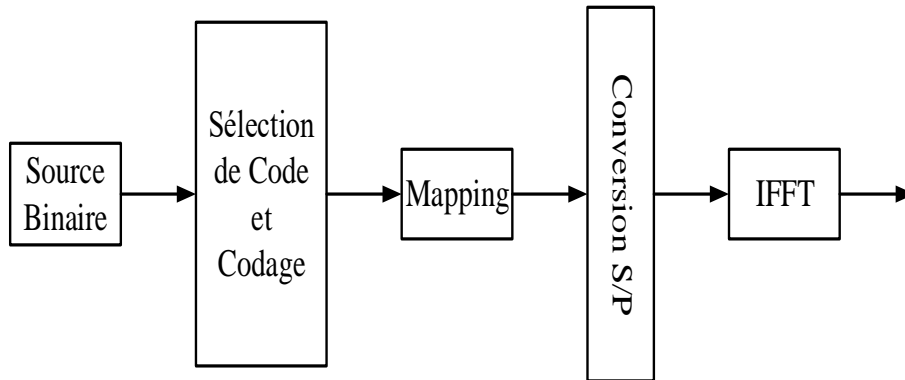


FIGURE 4.2 – Principe de base des techniques de codage

4.2.1 Les codes en blocs

La réduction du PAPR par des codes en blocs a été proposée premièrement dans [50] par l'utilisation d'un codage linéaire simple (LBC : simple linear block coding) où 3 bits sont mappés en 4 bits en ajoutant un bit de parité. Généralement, pour un nombre N donné de sous-porteuses, on ne sélectionne que les séquences de données caractérisées par un PAPR faible, parmi la liste des séquences complète « 2^N ». Prenons par exemple, $N = 4$ sous-porteuses modulées par une modulation BPSK, il y a donc $2^4 = 16$ séquences possibles. 4 d'entre elles ont un PAPR de 6 dB, 4 ont un PAPR de 3.7 dB et les 8 autres ont un PAPR de 2.5 dB [51]. L'idée est alors de ne transmettre que les 8 séquences à faible PAPR. Ces 8 séquences peuvent donc être codées sur 3 bits, associée (codage) chacune d'entre elles à une séquence de 4 bits (car nos symboles sont issus d'une modulation BPSK). Les inconvénients liés à cette technique sont d'une part la nécessité d'une estimation exhaustive de PAPR de chacune des séquences, ce qui peut devenir très long et presque irréalisable lorsque le nombre de porteuses devient trop grand. D'autre part la nécessité de transmettre au récepteur une information utile au décodage (des tables pour le codage et le décodage).

4.2.2 Les codes de Reed-Muller

La réduction du PAPR par les codes de Reed-Muller [52, 53] s'inscrit dans la continuité de celle basée sur des codes complémentaires de Golay [54]. L'objectif de cette méthode est d'insérer un code correcteur basé sur les codes de Reed Muller, générant des séquences complémentaires avant l'IFFT. L'avantage de cette approche en OFDM est qu'il a été démontré que les séquences de Golay produisent

des signaux dont le PAPR est limité à 3 dB [55]. En plus, quelque soit le nombre de sous-porteuses qui s'associent aux codes de Reed-Muller, la bonne performance de la transmission est assurée avec un décodage canal simple.

Cependant, cette technique a l'inconvénient de n'être pas applicable qu'aux modulations numériques de phases, ce qui réduit considérablement son champs d'application. Néanmoins, des recherches [56] proposent une autre application de cette technique à la modulation 16QAM mais au prix d'une croissance du PAPR de l'ordre de 2.5 dB. Par ailleurs, cette méthode est d'autant plus complexe que le nombre de sous-porteuses est grand et elle n'est réellement applicable qu'à un faible nombre de sous-porteuses.

4.2.3 Les turbo codes

Une façon d'exploiter les turbo-codes pour la réduction de PAPR consiste à implémenter l'approche SLM qui sera introduite dans la suite de ce chapitre avec les candidats générés par un turbo codeur [57, 58, 59]. En suite, on sélectionne le candidat qui a le moindre valeur du PAPR pour la transmission. Etant donné qu'aucune information secondaire n'est requise, donc, cette méthode évite la dégradation des performances du BER résultant d'une récupération incorrecte des informations secondaires dans les approches SLM classiques. Une autre approche a été proposée dans [60], sur la base des codes duals bose-ray-chaudhuri (BCH). Le code Dual BCH a des propriétés intéressantes en termes de PAPR. Plus précisément, il montre que l'IFFT des mots de ce code présente une faible fluctuation d'enveloppe et donc un faible PAPR est produit. Toutefois, le potentiel de ce code pour la réduction de PAPR est limité en raison de l'absence de décodeur pratique et de large écart de performances par rapport à la limite de Shannon. Pour résoudre ces problèmes, le schéma proposé dans [60] a construit un nouveau code avec des propriétés PAPR favorables basées sur deux codes BCH.

4.3 Techniques de distorsion du signal

Les techniques de distorsion du signal réduisent le PAPR en déformant le signal OFDM transmis avant qu'il ne traverse l'amplificateur de puissance. Ces techniques réduisent considérablement le PAPR, mais elles introduisent à la fois une distorsion indésirable, ce qui entraîne une augmentation du BER (Bit Error Rate). Bien que le signal transmis par l'OFDM puisse avoir un PAPR élevé, les pics de grande amplitude se produisent rarement et la majeure partie de la puissance du signal dépendra de la faible amplitude. Pour cette raison, il est

possible d'éliminer les pics élevés sans déformer de manière significative le signal et par conséquent, le PAPR peut être réduit avec une dégradation acceptable en termes de BER.

4.3.1 Ecrêtage et filtrage

Cette méthode nommée en anglais « Clipping and filtering », consiste à écrêter les pics qui dépassent un certain niveau d'écrêtage prédéterminé noté CL pour (Clipping Level), si le signal dépasse ce niveau, sinon, le processus passe le signal sans changement. Ainsi, un signal x sera donc écrêté suivant la loi suivante :

$$T(x(n)) = \begin{cases} x(n) & \text{si } |x(n)| \leq CL \\ CL e^{j\varphi(x)} & \text{si } |x(n)| > CL \end{cases} \quad (4.1)$$

Où $T(x(n))$ est le signal résultant, CL est le seuil d'écrêtage et $\varphi(x)$ est la phase du signal x . La technique de clipping, étant une opération non linéaire, engendre des distorsions dans la bande utile (in-band distortions) et des distorsions hors bandes (out-of-band distortions) de plus l'écrêtage du signal peut dégrader le BER. La distorsion hors bandes peut être réduite par le filtrage du signal à la sortie du clipping [61, 62], mais cela peut conduire à la repousse (regrowth) des pics [63]. Cependant, la répétition de la procédure de clipping et filtrage permet de réduire le problème de repousse des pics, comme il est proposé dans [64, 65, 66]

4.3.2 Utilisation d'une fonction de pondération

Contrairement à la technique de clipping, où les pics qui dépassent un seuil prédéterminé sont forcément limités, cette méthode (Peak Windowing) limite ces pics élevés en les multipliant par une fonction de pondération (weighting) appelée fonction fenêtre (window function). De nombreuses fonctions de fenêtre peuvent être utilisées dans ce processus tant qu'elles ont de bonnes propriétés spectrales [67]. Parmi les fonctions les plus couramment utilisées, on cite : Hamming, Hanning et Kaiser.

Pour réduire le PAPR, une fonction de fenêtrage est alignée avec les échantillons de signaux de telle manière que sa vallée soit multipliée par les pics du signal tandis que ses amplitudes sont multipliées par des échantillons de signal d'amplitude plus faible autour des pics. Cette action atténue les pics du signal d'une manière beaucoup plus douce par rapport à un écrêtage dur, ce qui permet de réduire la distorsion.

4.3.3 Techniques de Compadding

Ces techniques sont généralement appliquées aux signaux de la parole, elles consistent à appliquer une compression en émission suivie d'une décompression en réception pour améliorer l'efficacité énergétique du système au niveau de l'amplificateur de puissance. Puisque les signaux OFDM et les signaux vocaux se comportent de la même manière dans le sens où des pics élevés se produisent les mêmes techniques de compression-décompression des signaux de la parole peuvent également être utilisés pour but de réduire le PAPR du signal OFDM [68, 69]. La complexité de la compression (companding) n'est pas affectée par le nombre de sous-porteuses. En outre, le companding ne nécessite pas d'informations secondaires (side information) et ne réduit donc pas le débit binaire. Mais d'autre part, la réduction de PAPR obtenue par ces transformations vient cependant au prix d'une augmentation du BER.

Les méthodes de companding peuvent être couramment classés en quatre catégories : linear symmetrical transform (LST), linear asymmetrical transform (LAST), nonlinear symmetrical transform (NLST) et nonlinear asymmetrical transform (NLAST). Les transformations linéaires noté par C_{LST} et C_{LAST} sont donnée par les équations 4.2 et 4.3 respectivement.

$$C_{LST}(x[n]) = ax[n] + b \quad (4.2)$$

$$C_{LAST}(x[n]) = \begin{cases} \frac{1}{u}x[n] & \text{si } |x[n]| \leq v \\ ux[n] & \text{si } |x[n]| > v \end{cases} \quad (4.3)$$

Avec

$0 < a < 1$	est le paramètre de pente.
$b > 0$	est le paramètre de biais.
$0 < v < \max x[n] $	est le niveau du seuil.
u	est le paramètre de pente par morceau.

Pour les méthodes non linéaires plusieurs fonctions non linéaires qui possèdent un inverse ont été proposées dans la littérature tel que μ -law companding [70], error function transformation [71, 72], exponential [73], logarithmic [74] and hyperbolic tangent [75, 76]

4.3.3.1 μ -law companding

parmi les premières méthodes non linéaires proposée dans la littérature pour la compression-décompression des signaux OFDM est μ -law companding, où la

compression est employée au côté émetteur après l'étape IFFT, tandis que la décompression est utilisée au côté récepteur avant l'opération FFT. Pour un signal OFDM discret $x(n)$, le signal corrigé $s(n)$ peut être donné par [70, 77] :

$$s(n) = C\{x(n)\} = \frac{v \operatorname{sgn}(x(n))}{\ln(1 + \mu)} \ln \left(1 + \frac{\mu}{v} |x(n)| \right), \quad (4.4)$$

où x est le signal modulé, v est l'amplitude moyenne du signal, C et μ sont les paramètres de compression.

Au côté du récepteur, le signal reçu noté $r(n)$ est décomprimé en utilisant une fonction inverse avant d'être transmis à l'opération FFT (équation 4.5).

$$y(n) = C^{-1}\{r(n)\} = \frac{v}{\mu |r(n)|} \left\{ \exp \left[\frac{|r(n) \ln(1 + \mu)|}{v} \right] - 1 \right\} \quad (4.5)$$

4.4 Techniques probabilistes et d'ajout de signal

Toutes les techniques de réduction de PAPR dans cette catégorie fonctionnent dans l'une des deux façons. Le premier consiste à générer plusieurs arrangements du signal OFDM et sélectionner par la suite la copie qui présente le PAPR le plus faible. L'autre façon consiste à représenter le signal OFDM d'origine sous plusieurs versions, en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position des porteuses, ou en modifiant des points de constellation [1]. Dans ce qui suit nous présenterons deux techniques les plus connues dans cette catégorie dite " Selective mapping (SLM) " et " Partial transmit sequence (PTS) " qui seront utilisées dans la partie simulation de cette thèse.

4.4.1 La technique "Selective mapping" (SLM)

Dans la technique SLM, le principe est de reproduire les symboles complexes issus de la modulation numérique en N vecteurs qui représentent une donnée similaire et de multiplier par la suite ces vecteurs par une série de U différents séquences de façon à ce que ne soit retenu que le produit au PAPR le plus faible. Un schéma fonctionnel de la technique SLM est représenté sur la figure 4.3. Sous le côté récepteur, dans le but de récupérer l'information initiale, le processus inverse est effectué [78]. De plus, cette méthode nécessite néanmoins la transmission des informations secondaires (side informations) pour que le récepteur identifie le vecteur optimal.

Mathématiquement, soit $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ le bloc de données original et P^u les différentes séquences où $P^u = [P_0^u P_1^u, \dots, P_{N-1}^u]$. Ensuite, les symboles

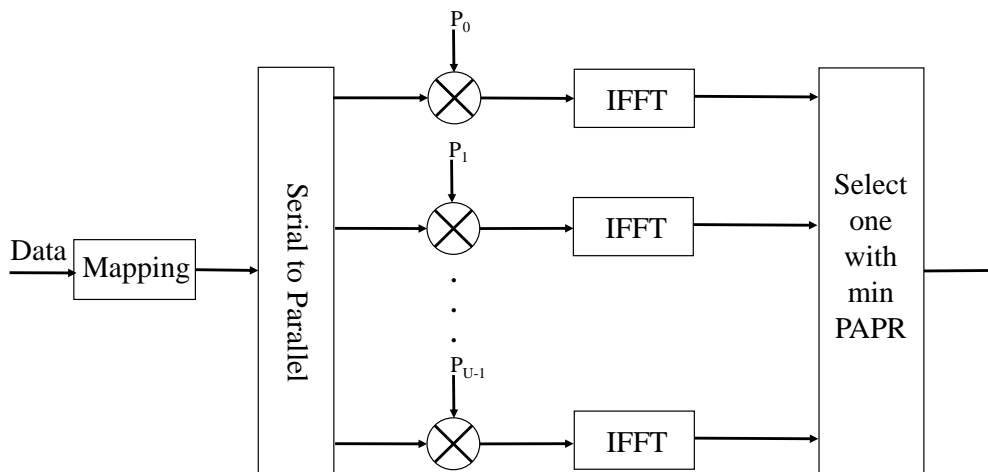


FIGURE 4.3 – Schéma d'un modulateur "Selective Mapping" [1].

OFDM \mathbf{x} sont générés en utilisant la multiplication du bloc de données initial X et les différentes séquences P^u , éléments-par-éléments produisant ainsi un bloc de données modifié : $\mathbf{x} = [X_0P_0^u, X_1P_1^u, \dots, X_{N-1}P_{N-1}^u]$. Finalement, le signal OFDM transmis s'écrit :

$$x^{(u)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n P_n^u \cdot e^{j2\pi n \Delta f t}, \quad (4.6)$$

avec $0 \leq t \leq NT$, $u = 0, 1, 2, \dots, U$. Dans la littérature, les chercheurs ont proposé plusieurs façons de générer telles séquences U . Par exemple, des valeurs aléatoires de l'ensemble $(\pm 1, \pm j)$ ont été choisies dans le tout premier travail sur SLM [79]. Plus tard, un nombre significatif de séquences de phases ont été proposées. Ceux-ci incluent la génération de séquence en utilisant : matrice de Riemann [80, 81], matrice d'Hadamard [82, 83], matrice de Hilbert, séquence chaotique [84, 85] et ainsi de suite. Dans la suite de cette thèse en utilisant une séquence basé sur la matrice de Riemann proposé par Ghahremani [81].

4.4.1.1 La technique SLM avec la matrice de Riemann

La matrice de Riemann est introduite pour la première fois dans [80]. Elle a pour objectif d'optimiser la séquence de phase de la technique SLM et éviter l'envoi de l'information de redondance (side information) où cette information est remplacée par les lignes de la matrice de Riemann. La matrice de Riemann R est obtenue en supprimant la première ligne et la première colonne d'une matrice A

définie par :

$$A(i, j) = \begin{cases} i - 1 & \text{si } i \text{ divise } j \\ -1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.7)$$

Par exemple, la matrice de Riemann R de taille 4×4 obtenu à partir d'une matrice A de taille 5×5 peut être calculée comme suit :

$$A_{5 \times 5} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 \\ 2 & -1 & 2 & -1 & -1 \\ 3 & 3 & -1 & 3 & -1 \\ 4 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix}$$

$$R_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & -1 \\ 3 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, les lignes normalisées de la matrice de Riemann (R) sont utilisées comme vecteurs de séquence :

$$a^{(0)} = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1] / 4$$

$$a^{(1)} = [-1 \quad 2 \quad -1 \quad -1] / 4$$

$$a^{(2)} = [3 \quad -1 \quad 3 \quad -1] / 4$$

$$a^{(3)} = [-1 \quad -1 \quad -1 \quad 4] / 4$$

La séquence proposée par Ghahremani [81] : Dans cette référence, les auteurs proposent une séquence de phases basée sur les éléments diagonaux de la matrice de Riemann. Dans ce contexte, une première matrice est définie comme suit :

$$C_{Z,\alpha} \equiv \text{diag}(Z, \alpha) \quad (4.8)$$

Avec Z est une matrice carrée et α est un nombre entier. $\alpha = 0$ ou $\text{diag}(Z)$ extrait un vecteur contenant la diagonale principale de Z . Si $\alpha > 0$, on extrait les

éléments de la α ème diagonale au dessus de la diagonale principale et si $\alpha < 0$ on extrait les $|\alpha|$ ème éléments diagonaux au dessous de la diagonale principale. Par exemple, considérons la matrice Z ci-dessous :

$$Z = \begin{bmatrix} -4 & 8 & 1 & -2 \\ 9 & 3 & -1 & 3 \\ -6 & 8 & 2 & -7 \\ 10 & -1 & 5 & 1 \end{bmatrix}$$

Alors, $C_{Z,0}$, $C_{Z,-2}$ et $C_{Z,1}$ peuvent être obtenus comme suit $C_{Z,0} = [-4 \ 3 \ 2 \ 1]$, $C_{Z,-2} = [-6 \ -1]$ et $C_{Z,1} = [8 \ -1 \ -7]$.

Une deuxième matrice est définie par :

$$E_{Q,\beta} \equiv \text{midd}(Q, q) \quad (4.9)$$

où Q est un vecteur et β est un nombre entier positif pair. Cette matrice extrait les éléments β du milieu du vecteur Q . Par exemple, si $Q = [6 \ 5 \ 4 \ 3 \ -7 \ 9 \ 8 \ -2]$, on a $E_{Q,6} = [5 \ 4 \ 3 \ -7 \ 9 \ 8]$ pour $\beta = 6$ et $E_{Q,2} = [3 \ -7]$ pour $\beta = 2$. En notant les définitions ci-dessus, les différents facteurs de phase U pour le système OFDM avec N symboles de données peuvent être obtenus selon les étapes suivantes [81] :

1. Calculer la matrice de Riemann R à partir de $A(i, j)$ avec une taille de $(N + U + 1) \times (N + U + 1)$.
2. En utilisant les deux matrices C et E , nous définissons la matrice de Riemann modifiée noté par \tilde{R} :

$$\tilde{R} = \begin{bmatrix} E_{C_{(R,U)},N} \\ E_{C_{(R,U-2)},N} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ E_{C_{(R,U-(N-2))},N} \\ E_{C_{(R,-(U-(U-2))},N} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ E_{C_{(R,-(U-2))},N} \\ E_{C_{(R,-(U))},N} \end{bmatrix}$$

3. Les lignes de \tilde{R} sont proposées comme vecteurs de facteur de phase pour le

SLM.

Pour mieu comprendre les propositions ci-dessus on a, à titre d'exemple, $N = 4$ et $U = 2$, donc, on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 2 & -1 & 2 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 3 & 3 & -1 & 3 & -1 & -1 & -1 \\ 4 & -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ 5 & 5 & 5 & -1 & -1 & 5 & -1 \\ 6 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 6 \end{bmatrix}$$

Et

$$R = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 3 & -1 & 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ 5 & 5 & -1 & -1 & 5 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 6 \end{bmatrix}$$

Ainsi

$$\tilde{R} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ 3 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

En fin

$$a^{(0)} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$a^{(1)} = \begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$$

4.4.2 La technique PTS

Les techniques basées sur l'approche PTS sont similaires à celles basées sur les méthodes SLM dans le sens où elles consistent elles aussi à regarder différentes représentations d'un symbole OFDM et d'en choisir la représentation ayant le PAPR le plus bas. De plus, elles nécessitent aussi l'envoi d'une SI pour le décodage en réception. L'idée de cette méthode est de diviser N blocs de données d'entrée en V sous-blocs disjoints comme suit :

$$X^v = [X^0, X^1, \dots, X^{v-1}]^T, v = 1, 2, \dots, V. \quad (4.10)$$

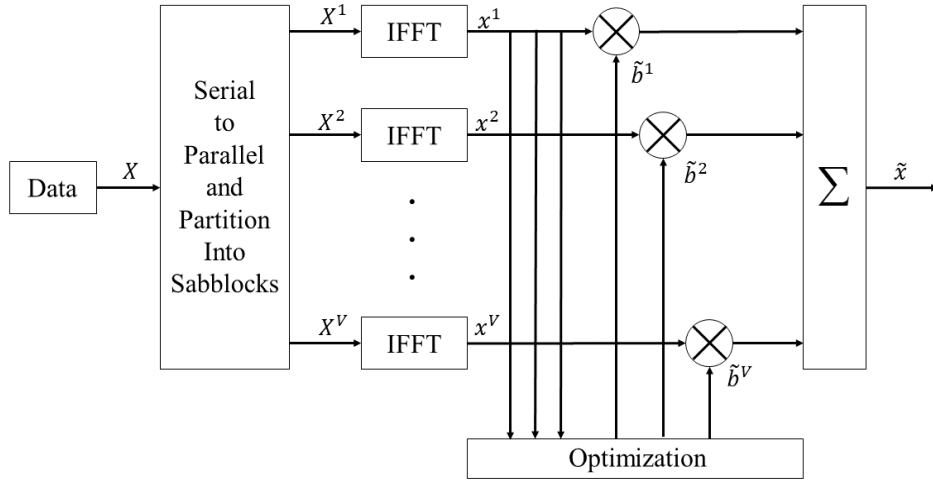


FIGURE 4.4 – Schéma d'un modulateur "Partial transmit sequence" [1].

Une fois ces V blocs formés, l'idée initiale du SLM est appliquée, c.-à-d., un vecteur $b^v = e^{j\phi^v}$ effectue une pondération de chacun des V blocs après l'opération de l'IFFT (équation 4.11) pour minimiser le PAPR du signal final combiné de tous les sous-blocs, comme il est illustré graphiquement sur la figure 4.4.

$$x = IFFT \left\{ \sum_{v=1}^v b^v X^v \right\} = \sum_{v=1}^v b^v IFFT \{X^v\} = \sum_{v=1}^v b^v x^v \quad (4.11)$$

Le vecteur de phase est choisi pour que le PAPR puisse être minimisé :

$$[\tilde{b}^1, \dots, \tilde{b}^v] = \underbrace{\arg \min}_{[\tilde{b}^1, \dots, \tilde{b}^v]} \left(\max_{n=0,1,\dots,N-1} \left| \sum_{v=1}^v b^v x^v[n] \right| \right)$$

Par la suite, le signal temporel correspondant au vecteur PAPR le plus faible peut être écrit comme suit :

$$\tilde{x} = \sum_{v=1}^v \tilde{b}^v x^v \quad (4.12)$$

En général, le choix des facteurs de phase $\{b^v\}_{v=1}^V$ est limité à un ensemble fini d'éléments pour réduire la complexité de recherche [78]. On outre, l'ensemble des facteurs de phase autorisés est $b = \{e^{j2\pi i/W}, i = 0, 1, \dots, W-1\}$ avec W est le nombre de facteurs de phase autorisés. D'où, pour mettre en oeuvre le schéma PTS, W^{V-1} ensembles de facteurs de phase doivent être recherchés pour trouver l'ensemble optimal de vecteurs de phase, de plus, V opérations IFFT pour chaque

bloc de données et $\log_2 W^V$ bits d'informations de redondance sont nécessaires.

Dans ce cadre, et afin d'améliorer le processus de réduction du PAPR par la méthode PTS à travers le canal PLC, nous utilisons un algorithme de combinaison optimal, qui utilise les facteurs de phase binaires $\{1, -1\}$ [61]. Il est résumé comme suit :

1. Diviser le bloc de données d'entrée en V sous-blocs comme dans l'équation 4.10.
2. Définir tous les facteurs de phase par $b^v = 1$ pour $v = 1 : V$, trouver le PAPR de l'équation 4.11, puis définissez-le comme le PAPR_{min} .
3. Mettre $v = 2$.
4. Trouver le PAPR de l'équation 4.11 avec $b^v = -1$.
5. Si le $\text{PAPR} > \text{PAPR}_{min}$, changer de nouveau b^v à 1. Sinon, mettre à jour $\text{PAPR}_{min} = \text{PAPR}$.
6. Si $v < V$, augmenter v par un et retourner à l'étape 4. Sinon, quittez ce processus avec l'ensemble des facteurs de phase optimaux, \tilde{b} .

Le principal avantage de cet algorithme de combinaison optimale est lié au nombre de calculs de l'équation 4.11, à savoir V , ce qui est beaucoup moins que celui requis par la technique PTS originale (i.e., $V \ll W^V$).

4.4.3 Entrelaceur OFDM

L'entrelaceur (interleaver) est un dispositif qui fonctionne sur un bloc de symboles et les permute ou les réorganise d'une manière spécifique [86]. Cette technique est similaire à SLM où les entrelaceurs sont utilisés à la place des séquences de phase. Pour obtenir une diminution importante du PAPR, des entrelaceurs sont utilisés pour générer un ensemble de permutations différentes et suffisantes à partir du bloc de données original. Ces permutations peuvent être effectuées sur des symboles ou des bits. Ensuite, l'IFFT est calculée séparément pour chacune des différentes permutations afin de générer plusieurs signaux OFDM. En fin, le signal OFDM avec le plus petit PAPR est choisi pour la transmission.

La figure 4.5 montre un schéma de principe de cette méthode. Si les différentes permutations du bloc de données ne sont pas corrélées, la fonction CCDF du signal OFDM entrelacé peut être dérivée de l'équation 3.26, comme suit [87] :

$$CCDF [PAPR(s_n(t))] = \left(1 - (1 - e^{-\delta})^{\alpha N}\right)^M \quad (4.13)$$

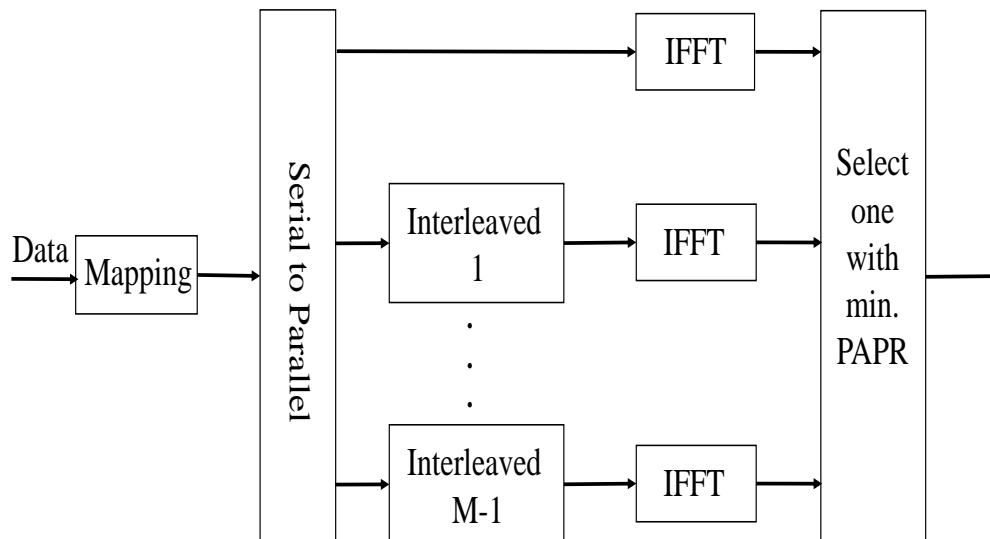


FIGURE 4.5 – Schéma de principe d'un entrelaceur OFDM [1].

Où $s_n(t)$ est le n ème symbole OFDM, α est le facteur de suréchantillonnage, et N est la taille du symbole OFDM.

4.5 Système proposé

Dans cette étude, nous proposons un nouveau schéma hybride qui vise à améliorer les performances du système OFDM sous un canal CPL (OFDM-CPL). Ce nouveau schéma est basé sur la fusion des techniques de réduction de PAPR et un nouvel compensateur itératif du bruit impulsif qui introduit une nouvelle fonction du clipping/blanking [38], nommé aussi NCF (pour : New Clipping Function). La figure 4.6 illustre la structure du système de communication OFDM à travers un canal CPL à trajets multiples affectée par un bruit additif comprenant les deux blocs de réduction de PAPR et le compensateur du bruit impulsif.

4.5.1 Compensateur du bruit impulsif (NCF)

Le schéma de principe de l'algorithme est représenté sur la figure 4.7 [38]. Prenons un modèle de sous-porteuses OFDM avec N sous-porteuses, N_d sous-porteuses utilisateurs, N_l sous-porteuses pilotes et N_Φ sous-porteuses nulles. Chaque sous-porteuse est modulée en utilisant un symbole d'alphabet fini. Nous utilisons $S[m] = [S_0[m], \dots, S_{N_c-1}[m]]^T$ pour désigner le vecteur des sous-porteuses du symbole OFDM m où la composante $S_k[m]$ peut être considérée comme le symbole scalaire transmis sur la porteuse de la k ième position du symbole OFDM m

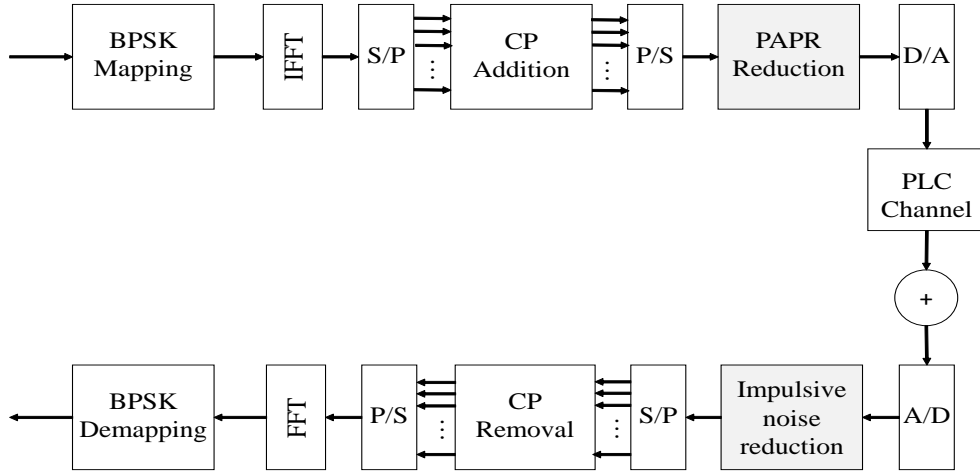


FIGURE 4.6 – Schéma de la structure de la chaîne de communication OFDM.

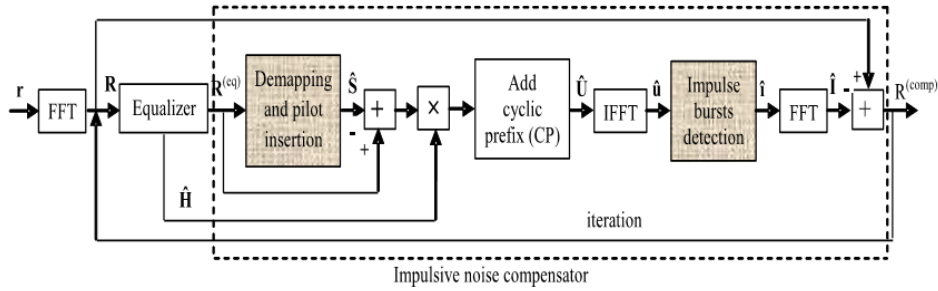


FIGURE 4.7 – Diagramme du compensateur adaptatif du bruit impulsif au domaine fréquentiel

pendant le bloc instant n . Rappelons que, dans la modulation OFDM, le signal reçu après la transformation de Fourier rapide (FFT) est décrit par :

$$R_k[m] = H_k[m]S_k[m] + U_k[m], \quad k = 0, \dots, N_c - 1 \quad (4.14)$$

Avec,

$R[m] = [R_0[m], \dots, R_{N_c-1}[m]]^T$ vecteur de sortie au domaine fréquentiel.

$H[m] = [H_0[m], \dots, H_{N_c-1}[m]]^T$ vecteur de canal au domaine fréquentiel.

$U[m] = [U_0[m], \dots, U_{N_c-1}[m]]^T$ vecteur bruit au domaine fréquentiel.

Nous considérons que $S_k[m] = l$ pour toutes les sous-porteuses pilotes, où $l \in \mathbb{C}$ est un symbole pilote défini par $S_k[m] = 0$ pour toutes les sous-porteuses nulles et $S_k[m] = X_k[m]$ pour toutes les sous-porteuses de données, où $X_k[m]$ est

le bit embrouillé. Nous notons aussi que :

$$U[m] = W[m] + I[m] \quad (4.15)$$

Où,

$W[m] = [W_0[m], \dots, W_{N_c-1}[m]]^T$ BBGA au domaine fréquentiel.

$I[m] = [I_0[m], \dots, I_{N_c-1}[m]]^T$ représentation du bruit impulsif au domaine fréquentiel.

Dans un premier temps, nous supposons une estimation du canal idéal c.à.d., $\hat{\mathbf{H}}(m) \equiv \mathbf{H}(m)$ où $\hat{\mathbf{H}}(m)$ est la valeur estimée du vecteur canal dans le domaine fréquentiel pour le symbole OFDM à la position m . Après l'estimation du canal à base de (3.6), nous avons obtenu :

$$R_k^{(eq)}[m] = S_k[m] + W_k[m]\hat{H}_k^{-1}[m] + I_k[m]\hat{H}_k^{-1}[m] \quad (4.16)$$

Où $\hat{\mathbf{H}}^{-1}(n) = [\hat{H}_0^{-1}(n), \dots, \hat{H}_{N_c-1}^{-1}(n)]^T$ est la réponse fréquentielle inverse du canal.

Donc, l'estimation du bruit total est réalisée par :

$$\hat{U}_k[m] = \hat{H}_k[m](R_k^{(eq)}[m]\hat{H}_k^{-1}[m] - \hat{S}_k[m]) \quad (4.17)$$

Il est important de noter que l'idée est fondée sur l'estimation du bruit impulsif en se basant sur une estimation préliminaire des symboles transmis en bande de base \hat{S}_k , $k = 0, 1, \dots, N - 1$. Ce dernier est dérivé à partir de l'égalisateur du canal selon :

1. Les sous-porteuses qui sont utilisées pour la transmission de données, sont transformées aux positions proches dans le tracé de la constellation. (Le nombre des sous-porteuses pilotes et les sous-porteuses nulles dans le système OFDM déterminent la configuration du processus de demapping).
2. Les sous porteuses, qui doivent être silencieuses sont mises à zéro.

En appliquant l'IFFT, la représentation temporelle de bruit total estimé est donnée par :

$$\hat{u}_k[m] = \hat{H}_k[m](F * R_k^{(eq)}[m] - \hat{s}_k[m]) \quad (4.18)$$

où F est la matrice FFT à N-points. Le processus de détection du bruit impulsif effectue les opérations suivantes [38] :

— Estimation de la variance du bruit total par :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{u}_k[m]|^2, \quad (4.19)$$

— Estimation des échantillons du bruit impulsif par la fonction non-linéaire suivante :

$$\hat{i}_k[m] = \begin{cases} 0, & \text{si } |\hat{u}_k[m]| < T_1, \\ \frac{2\hat{u}_k[m]-T_1}{(T_2-T_1)^2}, & \text{si } T_1 < |\hat{u}_k[m]| < T_2, \\ \hat{u}_k[m], & \text{sinon,} \end{cases} \quad (4.20)$$

où T_1 et T_2 sont les seuils supérieur et inférieur correspondants aux probabilité de fausse et positive détection, ils sont donnés par :

$$\begin{cases} T_1 = \hat{\sigma}(\beta - \frac{1}{2}) \\ T_2 = \hat{\sigma}(\beta + 2) \end{cases} \quad (4.21)$$

— Le paramètre β est calculé selon l'expression suivante

$$\beta = \gamma \exp\left(\frac{\text{SINR}_{R_k}}{\text{PAPR}}\right) \quad (4.22)$$

où γ est un constant positif, et le rapport signal sur bruit impulsif (SINR) pour le signal reçu R_k peut être calculé en utilisant l'équation suivante :

$$\text{SINR}_{R_k} = \frac{|\hat{H}_k|^2}{N_0 + |\hat{I}_k|^2} \quad (4.23)$$

où N_0 est la DSP du bruit impulsif, et \hat{I}_k est la représentation fréquentielle du bruit impulsif $\hat{i}_k[m]$. En outre, le PAPR est donné par :

$$\text{PAPR} = \frac{\max |R_k|^2}{E[|R_k|^2]} \quad (4.24)$$

— La représentation au domaine fréquentiel du bruit impulsif $I_k[m] = [I_0[m], \dots, I_{N_c-1}[m]]^T$ est dérivée de $i_k[m] = [i_0[m], \dots, i_{N_c-1}[m]]^T$ par le biais de la FFT (direct).

— Finalement, la représentation fréquentielle du signal reçu $\hat{R}_k[m]$ est dérivée par la soustraction du bruit impulsif estimé $\hat{\mathbf{I}}_k[m]$ à partir de la représenta-

tion fréquentielle du signal original reçu $R_k[m]$, selon la formule suivante :

$$\hat{R}_k^{comp}[m] = R_k[m] - \hat{\mathbf{I}}_k[m], \quad k = 0, \dots, N_c - 1. \quad (4.25)$$

Les étapes précédentes sont ensuite répétées pour un nombre fini d'itérations dans le but de minimiser le BER.

4.6 Résultats de la simulation

4.6.1 Combinaison d'une technique de distorsion du signal Avec le NCF

Dans cette partie, nous proposons de combiner une technique de distorsion du signal dite μ -law companding présenté dans la section 4.3.3.1 où cette technique fournit une excellente réduction du PAPR avec des performances de BER acceptables, une complexité faible et aucune extension de bande passante avec le compensateur du bruit impulsif (NCF), qui est bien adaptée à l'atténuation du bruit impulsif [88]. L'objectif principal de cette fusion de ces deux techniques est de mettre au point un système capable de réduire le PAPR de manière efficace tout en conservant une performance de BER faible.

Pour évaluer les performances de la combinaison proposée, les simulations ont été réalisées en utilisant un format de modulation BPSK avec 128 sous-porteuses et un intervalle de garde égale 1/4 la taille du symbole OFDM. Le signal modulé est affecté par 15-trajets indépendants générés par le modèle du canal CPL présenté à la section 3.5.1.1, sous un scénario de bruit impulsif généré selon le modèle de Poisson-Gaussian, avec une probabilité d'occurrence du bruit impulsif fixée à $p = 20\%$. Il convient de noter que le seuil γ donnant le BER minimal peut être sélectionné en fonction du niveau de bruit généré sur le canal. Dans notre cas, la valeur de seuil dans l'équation 4.22 est sélectionnée comme $\gamma = 1.05$ [38]. La fonction de répartition du PAPR (CCDF) est utilisée pour vérifier l'efficacité du schéma de réduction du PAPR proposé. Les performances en termes de CCDF et de BER du schéma hybride proposé sont tracées dans la figure 4.8.

La figure (a) illustre une comparaison de CCDF entre l'OFDM conventionnel (sans réduction) et le schéma proposé utilisant deux valeurs différentes du paramètre de transformation, $\mu = 5$ et $\mu = 150$. Clairement, il est montré que, pour une CCDF de 10^{-3} , l'exigence minimale du PAPR est de 10,2 dB pour l'OFDM conventionnel et d'environ 6,5 dB et 2,8 dB pour le schéma proposé, avec $\mu = 5$ et $\mu = 150$, respectivement. D'autre part, la figure (b) illustre les performances

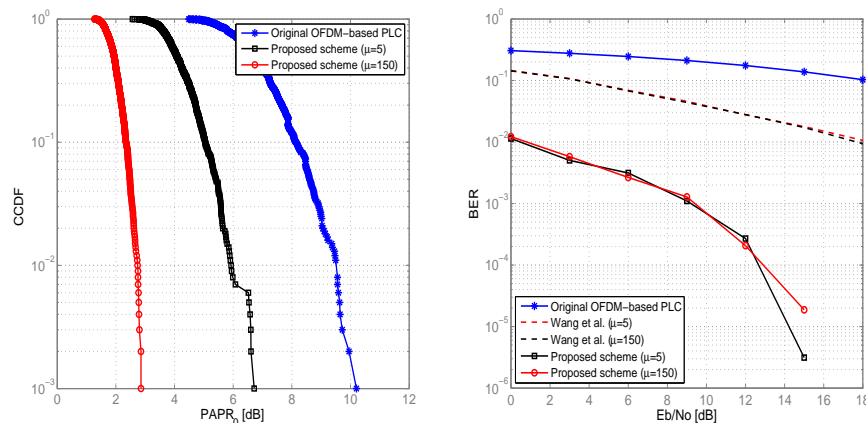


FIGURE 4.8 – Comparaison des performances : a) les résultats en termes de CCDF et b) les résultats en termes de BER.

de BER du schéma proposé [88] par rapport à l'OFDM conventionnel et à la technique μ -law proposée par Wang et al. [70, 89]. On peut constater, comme illustré sur cette figure, que l'approche proposée conduit à une performance significative en termes de BER et surpasse ceux des autres algorithmes. Par exemple, si un $E_b/N_0 = 0$ dB est considéré, le schéma proposé peut atteindre une amélioration de 16 dB par rapport au μ -law companding ($\mu = 5$ et $\mu = 150$) et de plus de 18 dB par rapport à l'OFDM conventionnel.

4.6.2 Combinaison des techniques probabilistes Avec le NCF

Toutes les techniques dites probabilistes sont adaptatives car le système s'adapte au symbole OFDM pour fournir un PAPR aussi faible que possible. Cependant, il convient de noter que ces différentes techniques de réduction de PAPR ont des pertes de débit de données et une dégradation des performances en termes de BER. Pour cette raison, nous proposons de faire une intégration entre les deux techniques SLM et PTS avec le compensateur du bruit impulsif (NCF), où nous référons les systèmes proposés, par MSLM-NCF [90] et MPTS-NCF, respectivement. Par conséquent, les techniques proposées peuvent efficacement atténuer le bruit impulsif et le PAPR généré sur les canaux OFDM-CPL. Dans ce contexte, la technique SLM utilisée dans MSLM-NCF est basée sur l'utilisation d'une nouvelle séquence [81] extraite de la matrice de Riemann (section 4.4.1.1). Par ailleurs, l'approche MPTS-NCF est basée sur un algorithme de combinaison optimal (section 4.4.2) capable de réduire efficacement la complexité de temps d'exécution par rapport aux techniques traditionnelles de PTS.

Les simulations numériques ont été effectuées à l'aide du logiciel MATLAB en considérant une modulation BPSK avec différentes longueurs IFFT de $N = \{128, 256, 512\}$. Le seuil γ utilisé en équation 4.22 qui donne le BER minimal est sélectionné comme suit : $\gamma = 1.05$ [38]. La probabilité d'éclatement impulsif est également variée afin de vérifier la réaction des techniques comparées dans différentes situations et environnements impulsifs. Trois probabilités différentes sont ensuite sélectionnées, à savoir, $p = 1\%$, $p = 10\%$ et $p = 20\%$. En outre, les critères CCDF, BER, MSE et le temps d'exécution sont utilisés dans le test de simulation pour effectuer une évaluation objective.

4.6.2.1 Performance en termes de CCDF

Dans cette section, nous évaluons les schémas proposés en termes de CCDF. La figure 4.9 illustre le CCDF en fonction d'un seuil PAPR₀ pour le canal CPL basé sur l'OFDM conventionnel, le schéma SLM avec la matrice Rienmann (SLM-RM) [80], le schéma SLM modifié (MSLM) [81] combiné au processus NCF (MSLM-NCF) et le système MPTS-NCF.

Les améliorations introduites par la méthode MPTS-NCF sont clairement remarquées. Par exemple, à un CCDF de 10^{-3} , les exigences minimales de PAPR sous $p = 1\%$ et $N = 128$ sont d'environ 10,6 dB, 8,3 dB, 6,9 dB et 6,1 dB pour l'OFDM conventionnel, le SLM-RM, le MSLM-NCF et le schéma proposé MPTS-NCF, respectivement. De plus, les performances sont légèrement dégradées lorsque le nombre de sous-porteuses N est augmenté pour tous ces algorithmes. Par exemple, comme indiqué à la figure 4.9 (iii)(a), l'exigence minimale en PAPR atteint 11,6 dB, 8,5 dB, 7,1 dB et 6,3 dB pour l'OFDM conventionnel, le SLM-RM, le MSLM-NCF et le MPTS-NCF, respectivement. En outre, si en augmentant la probabilité d'apparition d'impulsions p , nous pouvons facilement montrer que le schéma MPTS-NCF peut conserver une bonne performance ou presque la même pour toutes les probabilités utilisées dans le processus d'évaluation. Cependant, une légère dégradation est survenue avec l'OFDM originale et les autres techniques SLM-RM et MSLM-NCF.

4.6.2.2 Performance en termes du BER

La figure 4.10 décrit la performance en termes de BER pour le schéma MPTS-NCF par rapport aux autres techniques. De toute évidence, on peut constater que ce schéma conduit à une réduction significative du BER. Par exemple, lorsque $E_b/N_o = 0$ dB et avec une probabilité impulsive $p = 1\%$, le MPTS-NCF peut

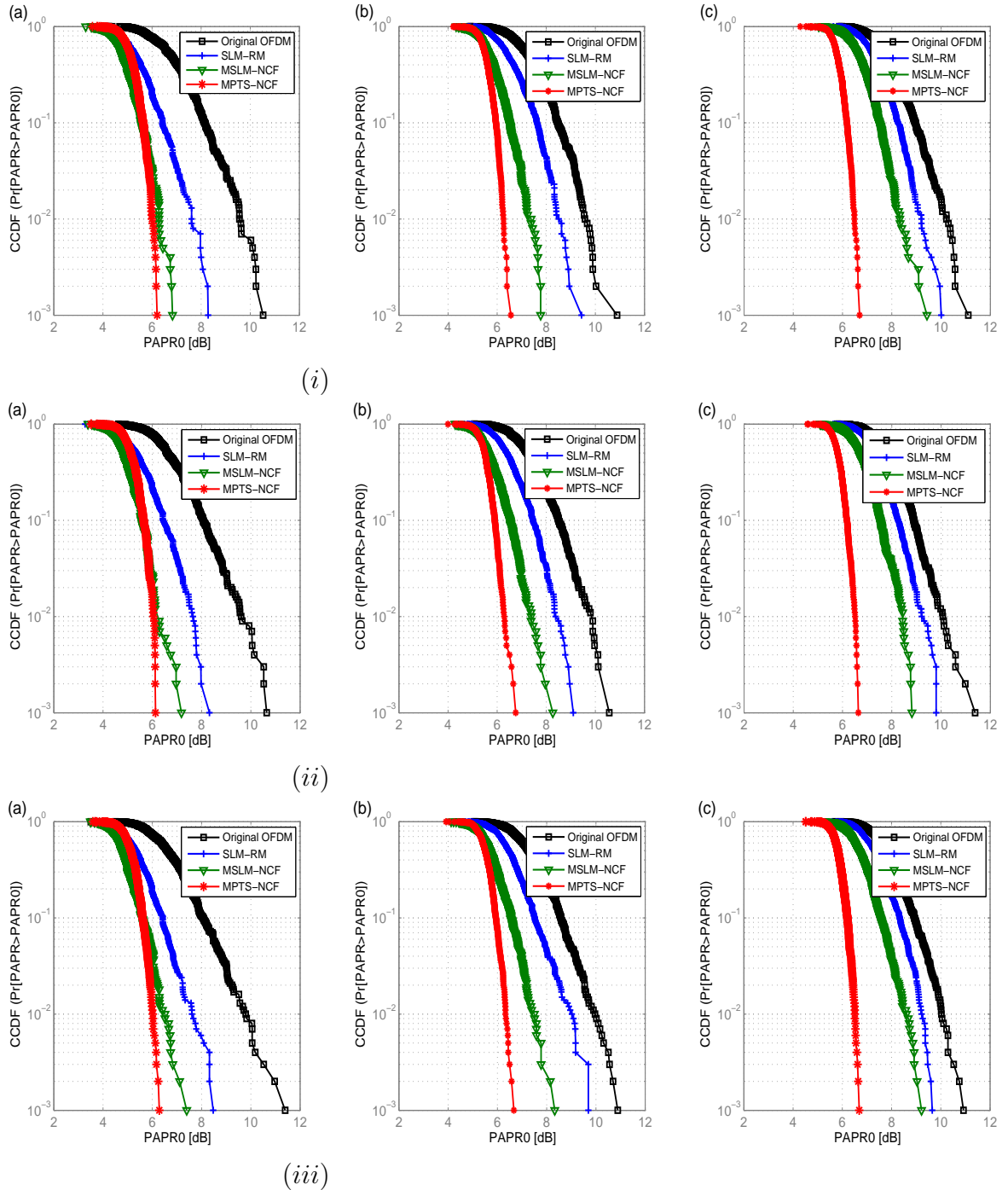


FIGURE 4.9 – Comparaison des performances en CCDF dans le cas d'un nombre différent de sous-porteuses : a) $N = 128$, b) $N = 256$ et c) $N = 512$ pour différentes probabilités d'apparition d'impulsions, (i) $p = 1\%$, (ii) $p = 10\%$ et (iii) $p = 20\%$.

obtenir une amélioration de plus de 3,5 dB par rapport aux modèles OFDM et SLM-RM et supérieure à 1,5 dB par rapport à MSLM-NCF.

Il est à noter aussi que les améliorations apportées par le schéma proposé MPTS-NCF sont beaucoup plus importantes lorsque le nombre de sous-porteuses augmente. Par exemple, à $N = 256$, le MPTS-NCF peut donner une amélioration supérieure à 5,5 dB lorsque $p = 1\%$ par rapport aux modèles OFDM sans traitement et SLM-RM. En outre, l'amélioration peut dépasser 18 dB si $p = 10\%$ et $p = 20\%$. Les mêmes commentaires peuvent être exprimés lorsque le nombre de sous-porteuses est considéré comme $N = 512$, le schéma de MPTS-NCF conserve toujours une meilleure capacité d'atténuation du bruit par rapport aux autres méthodes envisagées dans ce contexte. Par conséquent, les améliorations en BER deviennent plus importantes dans les régimes avec une probabilité d'apparition d'impulsions de bruit moyenne ou élevée.

4.6.2.3 Performance en termes du MSE

Pour évaluer davantage les performances de notre algorithme MPTS-NCF, nous comparons les simulations obtenues par la mesure de MSE entre les signaux reçus et transmis pour les différents schémas. Les résultats sont vérifiés sous différentes probabilités des pics impulsifs p et différents nombres de sous-porteuses N , comme il est montré dans la figure 4.11

Il est clair que les courbes MSE pour l'algorithme MPTS-NCF sont généralement beaucoup plus réduites que les courbes MSE pour les deux autres méthodes SLM-RM et MSLM-NCF, cela pour tous les scénarios de bruit impulsif et tous les différents nombres de sous-porteuses utilisés dans la simulation. Par exemple, lorsque MPTS-NCF est appliqué sous $Eb/No = 0$ dB et une probabilité d'apparition d'impulsions $p = 0, 1$, un $MSE = 8.4 \times 10^{-5}$ est atteint, ce qui est beaucoup moins que $MSE = 1.64 \times 10^{-3}$ et $MSE = 4.9 \times 10^{-4}$, obtenus par SLM-RM et MSLM-NCF, respectivement. En outre, nous pouvons également voir une légère diminution du MSE pour tous les algorithmes utilisés dans l'étude de comparaison lorsque le nombre de sous-porteuses est augmenté.

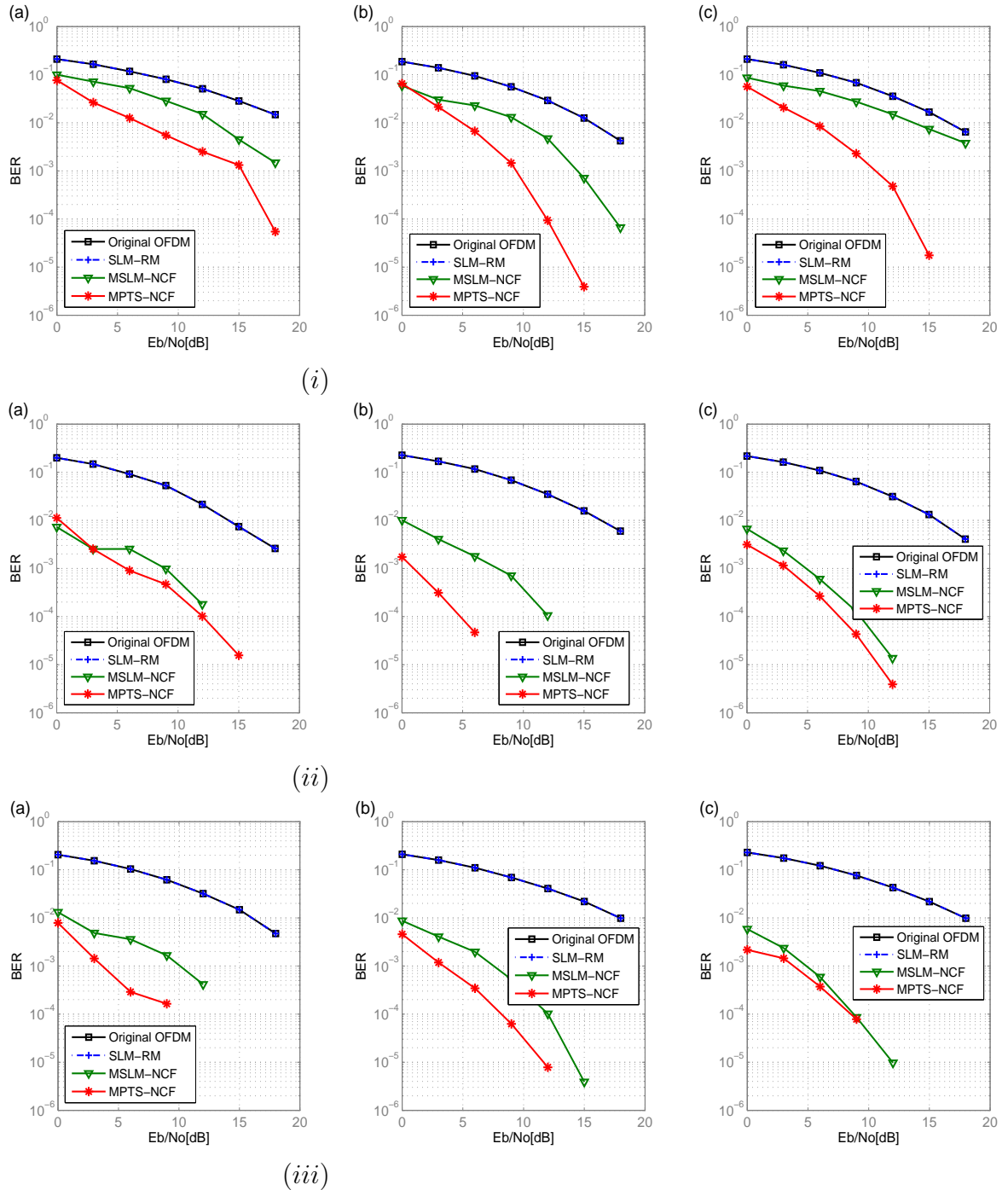


FIGURE 4.10 – Comparaison des performances en BER dans le cas d'un nombre différent de sous-porteuses : a) $N=128$, b) $N=256$ et c) $N=512$ pour différentes probabilités d'apparition d'impulsions, (i) $p=1\%$, (ii) $p=10\%$ et (iii) $p=20\%$.

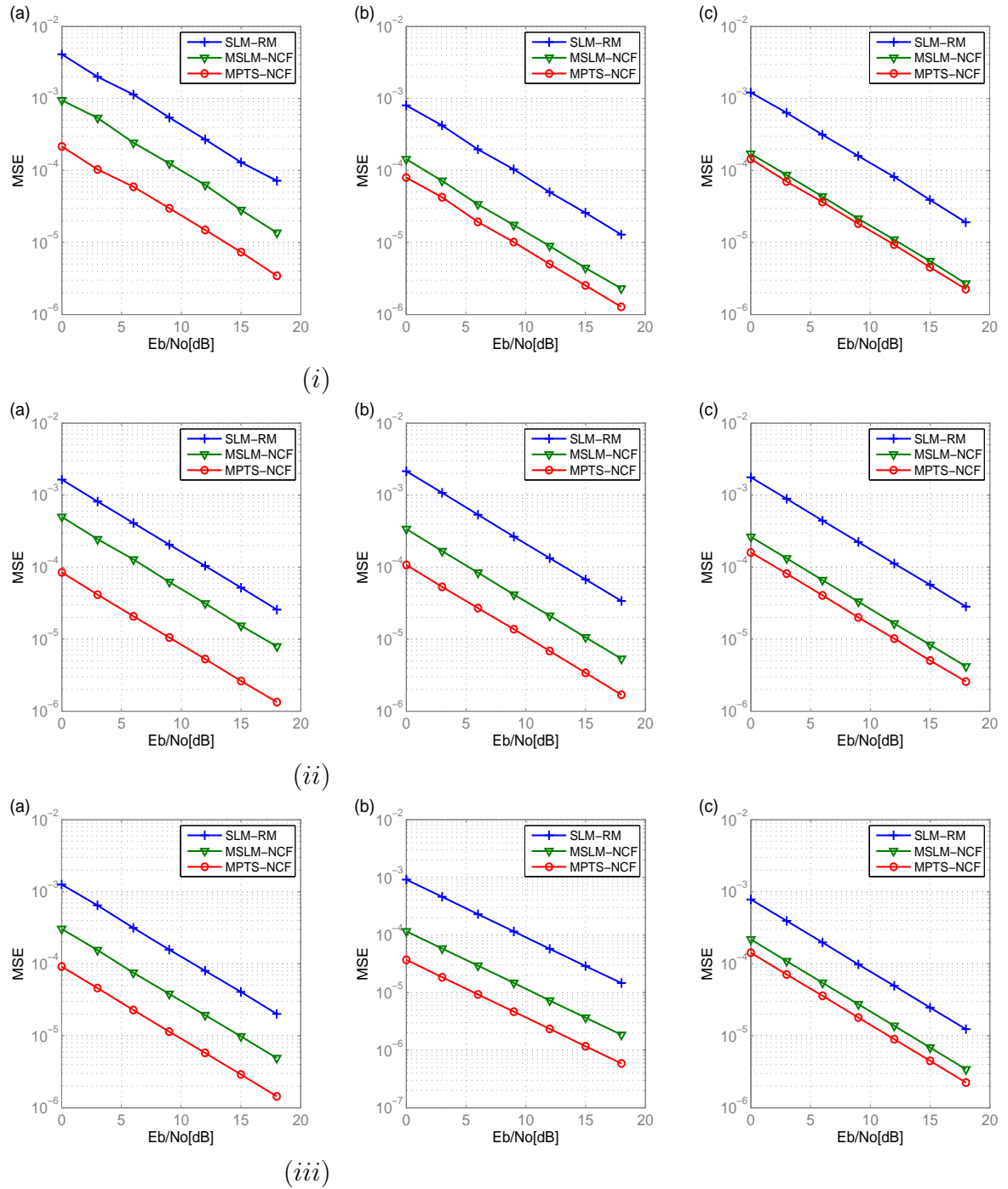


FIGURE 4.11 – Comparaison des performances en MSE dans le cas d'un nombre différent de sous-porteuses : a) $N = 128$, b) $N = 256$ et c) $N = 512$ pour différentes probabilités d'apparition d'impulsions, (i) $p = 1\%$, (ii) $p = 10\%$ et (iii) $p = 20\%$.

4.6.2.4 Performance en termes du temps d'exécution

Généralement, dans les systèmes CPL, la transmission de données en temps réel a une haute importance. Par conséquent, la complexité en temps est un facteur important à prendre en compte dans de tels systèmes. Cette section étudie la complexité temporelle des techniques proposées MSLM, MPTS, MSLM-NCF et MPTS-NCF par rapport aux autres systèmes classiques. Le tableau 4.1 illustre le temps d'exécution des différents schémas considérés dans cette étude. Les temps d'exécution sont obtenus à l'aide de Matlab 8.1 sur un ordinateur Intel Core i3 de 3,3 Ghz avec 8 Go de mémoire. Il est simplement montré dans le tableau 4.1 que la technique MPTS peut atteindre une complexité temporelle inférieure par rapport à d'autres schémas. En outre, nous pouvons facilement voir que l'approche MSLM fonctionne mieux que SLM, SLM-RM et PTS conventionnel, en termes de temps d'exécution. De plus, lorsque le MSLM et le MPTS sont combinés au NCF, nous pouvons également constater que la complexité temporelle augmente. Cela est dû au fait que la technique NCF utilise un processus itératif. Cependant, cette complexité en temps peut être fortement réduite en utilisant des processeurs sophistiqués avec de meilleures caractéristiques.

Techniques	temps d'exécution (en sec)
SLM	2.842
PTS	2.280
SLM-RM	6.635
MSLM	2.115
MPTS	1.097
MSLM-NCF	5.418
MPTS-NCF	4.102

TABLE 4.1 – Comparaison du temps d'exécution des différentes techniques considérées.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord donné une classification des techniques de réduction du PAPR. Ainsi, trois grandes familles ont été présentées. Ensuite, le système hybride proposé qui utilise des techniques de réduction de PAPR avec un compensateur récursif de bruit impulsif a été décrit. Ce système est implémenté sur une chaîne de transmission compatible avec le standard Homeplug 1.0 en utilisant une modulation OFDM à travers le canal CPL.

En effet, le schéma innovant proposé effectue une fusion entre une technique probabiliste de réduction de PAPR, nommée MPTS et une nouvelle fonction de clipping/blanking, nommée NCF où le MPTS est basé sur un algorithme de combinaison optimal capable de réduire efficacement la complexité en temps de calcul. De plus, le NCF est introduit pour détecter les pics impulsifs dans un procédé d'estimation préliminaire des sous-porteuses OFDM transmises pour obtenir une version approximative du signal transmis. Celle-ci a été ensuite utilisée pour calculer le bruit total généré sur le canal CPL.

Enfin, les simulations numériques sur l'environnement Matlab montrent l'efficacité de schéma proposé MPTS-NCF en termes de BER, du MSE, d'amélioration CCDF et de temps d'exécution par rapport aux autres algorithmes. En outre, le MPTS-NCF surpasse les autres algorithmes malgré l'augmentation de nombre de sous porteuse et la probabilité d'apparition d'impulsions.

Conclusion générale

Les travaux scientifiques qui ont été présentés dans cette thèse sont consacrés au traitement de deux principaux axes pour les applications smart grids. Le premier est le développement d'une commande à la fois efficace, robuste et précise, pour un système photovoltaïque connecté au réseau qui permet d'extraire le maximum de la puissance de GPV et de minimiser les harmoniques de courant. Le second est l'amélioration des performances d'un système de communication par courants porteurs en ligne dans un environnement bruité par un bruit impulsif qui sera plus tard utilisé dans un réseau smart grid.

La commande proposée est basée sur la commande prédictive dite MPC, où on a utilisé deux pas de prédiction au future, en combinaison avec l'algorithme de conductance incrémentale pour la poursuite du point de puissance maximale. Les résultats de simulation prouvent l'efficacité et la robustesse de la technique de contrôle proposée en termes de rapidité et efficacité. D'autre part pour la communication CPL on a proposé un schéma basé sur des techniques de réduction de PAPR tels que le SLM et le PTS combiné avec un nouvel compensateur itératif du bruit impulsif qui utilise une nouvelle fonction de seuillage.

Dans le premier chapitre de ce travail, les aspects théoriques indispensables pour la compréhension des systèmes photovoltaïques pour des applications smart grids ont été examinés. Après la définition des smart grids et la citation de ses techniques, on a présenté les générateurs photovoltaïques et leur élément de base qui est la cellule solaire. Puis, on a donné leur principe de fonctionnement et les différents modèles mathématiques et électriques ainsi l'influence des conditions atmosphériques (ensoleillement et température) sur les caractéristiques puissance tension et courant tension des modules photovoltaïques. Après, on a terminé par les différentes configuration des systèmes photovoltaïques existants.

Dans le deuxième chapitre, la commande prédictive proposée est appliquée sur le système photovoltaïque connecté au réseau associé à un onduleur triphasé à

deux ou à trois niveaux. Cette application nous a permis d'obtenir des puissances active et réactive qui suivent toujours ses puissances de référence en assurant la poursuite du point de puissance maximale et le réglage de la tension continue à l'entrée de l'onduleur. A travers les résultats obtenus, on a montré qu'on peut imposer une puissance réactive nulle dans le réseau électrique d'où un facteur de puissance pratiquement unitaire.

Comme cette thèse a traité deux principaux axes, le troisième chapitre est consacré pour donner les aspects théoriques de la communication CPL. Les technologies indoor et outdoor, les deux approches fondamentales pour la modélisation du canal CPL : les approches à base du modèle top-down et les approches à base du modèle bottom-up ont été présentées. D'autre part, les lignes électriques présentent des inconvénients majeurs, y compris une forte atténuation et la susceptibilité au bruit impulsif à haute amplitude. Le problème et la modélisation du bruit impulsif a été discuté dans ce chapitre. En fin la modulation multiporteuse OFDM a été choisie pour minimiser l'effet de la propagation par trajets multiples dans le canal CPL.

Dans le dernier chapitre, le système hybride proposé qui utilise des techniques de réduction de PAPR avec un compensateur récursive de bruit impulsif a été présenté. La fusion de deux techniques permet de réduire considérablement le BER, le MSE, le CCDF et améliorer le temps d'exécution par rapport aux autres algorithmes de la littérature. L'efficacité du schéma proposé a été démontrée par des simulations numériques sur l'environnement Matlab.

Perspectives

Dans le cadre d'études ultérieures, un certain nombre de perspectives situent dans le prolongement direct ou non des travaux déjà menés, ils peuvent être énoncés comme suit :

- L'utilisation des techniques MIMO pour améliorer davantage le débit ou pour augmenter la robustesse de l'information aux erreurs.
- L'implémentation des différentes techniques présentées pour valider, ou non, l'intégration de ces techniques sur les systèmes commercialisés.
- La proposition d'un système complet pour un smart grid qui intègre différentes sources d'énergies renouvelables et leurs systèmes de communication

filaires et sans fils associés.

- L'utilisation des approches d'intelligence artificielle et des techniques d'optimisation pour améliorer les performances de smart grids.

Bibliographie

- [1] Y. Rahmatallah and S. Mohan, “Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems : A survey and taxonomy,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1567–1592, 2013.
- [2] U. Congress, “Energy independence and security act of 2007. publication 110-140,” in *110th Congress*, 2007. [Online]. Available : <http://www.gpo.gov/fdsys/pkg/BILLS-110hr6enr/pdf/BILLS-110hr6enr.pdf>
- [3] R. Roche, “Agent-based architectures and algorithms for energy management in smart grids : Application to smart power generation and residential demand response,” Ph.D. dissertation, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2012.
- [4] “European technology platform for the electricity networks of the future définition des smart grids.” in *European Technology Platform*. [Online]. Available : <https://www.etip-snet.eu/>
- [5] R. Seghiri, “Modélisation et simulation d’une architecture d’entreprise-application aux smart grids,” Ph.D. dissertation, Université Paris-Saclay, 2016.
- [6] B. Berseneff, “Réglage de la tension dans les réseaux de distribution du futur,” Ph.D. dissertation, Université de Grenoble, 2010.
- [7] H. Farhangi, “The path of the smart grid,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 18–28, jan 2010.
- [8] “International energy agency : Technology roadmap smart grids.” in *International Energy Agency*. [Online]. Available : https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/smartgrids_roadmap.pdf
- [9] I. Tegani, “Optimisation et controle d’un micro smart grid utilisant une pile à combustible, des supercondensateurs, des batteries, une éolienne et une source photovoltaïque,” Ph.D. dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra, 2016.
- [10] D. Eltigani and S. Masri, “Challenges of integrating renewable energy sources to smart grids : A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 770–780, dec 2015.
- [11] M. Ourahou, W. Ayrir, B. E. Hassouni, and A. Haddi, “Review on smart grid control and reliability in presence of renewable energies : Challenges and prospects,” *Mathematics and Computers in Simulation*, nov 2018.

- [12] S. Petibon, “Nouvelles architectures distribuées de gestion et conversion de l’énergie pour les applications photovoltaïques,” Ph.D. dissertation, Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2009.
- [13] C. Voyant, “Prédiction de séries temporelles de rayonnement solaire global et de production d’énergie photovoltaïque à partir de réseaux de neurones artificiels,” Ph.D. dissertation, Université Pascal Paoli, 2011.
- [14] S. Koochi-Kamali, N. Rahim, H. Mokhlis, and V. Tyagi, “Photovoltaic electricity generator dynamic modeling methods for smart grid applications : A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 57, pp. 131–172, may 2016.
- [15] V. L. Brano, A. Orioli, and G. Ciulla, “On the experimental validation of an improved five-parameter model for silicon photovoltaic modules,” *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 105, pp. 27–39, oct 2012.
- [16] C. Cabal, “Optimisation énergétique de l’étage d’adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque,” Ph.D. dissertation, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2008.
- [17] D. Lalili, A. Mellit, N. Lourci, B. Medjahed, and E. Berkouk, “Input output feedback linearization control and variable step size MPPT algorithm of a grid-connected photovoltaic inverter,” *Renewable Energy*, vol. 36, no. 12, pp. 3282–3291, dec 2011.
- [18] J. P. Ram, T. S. Babu, and N. Rajasekar, “A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 826–847, jan 2017.
- [19] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. de Azevedo e Melo, and C. A. Canesin, “Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1156–1167, mar 2013.
- [20] J. Li and H. Wang, “A novel stand-alone PV generation system based on variable step size INC MPPT and SVPWM control,” in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, may 2009.
- [21] D. Lalili, “Mli vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux.” Ph.D. dissertation, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2009.
- [22] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral-point-clamped PWM inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, sep 1981.
- [23] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, aug 2002.
- [24] E. Félice and P. Révilla, *Qualité des réseaux électriques et efficacité énergétique*. Dunod, 2009.
- [25] “Ieee recommended practice for utility interface of photovoltaic (pv) systems, ieee std. 929-2000,” 2000.

- [26] A. AbdElbaset and M. S. Hassan, *Design and Power Quality Improvement of Photovoltaic Power System*. Springer International Publishing, 2017.
- [27] P. Cortes, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez, “Predictive control in power electronics and drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, dec 2008.
- [28] C. E. García, D. M. Prett, and M. Morari, “Model predictive control : Theory and practice—a survey,” *Automatica*, vol. 25, no. 3, pp. 335–348, may 1989.
- [29] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [30] B. Lekouaghet, A. Boukabou, N. Lourci, and K. Bedrine, “Control of PV grid connected systems using MPC technique and different inverter configuration models,” *Electric Power Systems Research*, vol. 154, pp. 287–298, jan 2018.
- [31] K. Barra and D. Rahem, “Predictive direct power control for photovoltaic grid connected system : An approach based on multilevel converters,” *Energy Conversion and Management*, vol. 78, pp. 825–834, feb 2014.
- [32] D. Lalili, A. Mellit, N. Lourci, B. Medjahed, and C. Boubakir, “State feedback control and variable step size MPPT algorithm of three-level grid-connected photovoltaic inverter,” *Solar Energy*, vol. 98, pp. 561–571, dec 2013.
- [33] Y. Himeur, “Contribution à l’amélioration et l’élaboration des techniques de communication par courants porteurs en ligne,” Ph.D. dissertation, University of MSB Jijel, Algeria, Nov 2015.
- [34] M. Yigit, V. C. Gungor, G. Tuna, M. Rangoussi, and E. Fadel, “Power line communication technologies for smart grid applications : A review of advances and challenges,” *Computer Networks*, vol. 70, pp. 366–383, sep 2014.
- [35] M. Zimmermann and K. Dostert, “A multipath model for the powerline channel,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 4, pp. 553–559, apr 2002.
- [36] A. M. Tonello, “Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, no. 1, jun 2007.
- [37] M. Zimmermann and K. Dostert, “A multi-path signal propagation model for the power line channel in the high frequency range,” in *Proceedings of the 3rd International Symposium on Power-Line Communications, Lancaster, UK*, vol. 30, no. 1.4, 1999.
- [38] Y. Himeur and A. Boukabou, “An adaptive recursive noise compensator for impulsive noise mitigation over OFDM power line communication,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 70, no. 1, pp. 105–112, jan 2016.
- [39] A. M. Tonello and F. Versolatto, “Bottom-up statistical PLC channel modeling—part i : Random topology model and efficient transfer function computation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 891–898, apr 2011.

- [40] F. Canete, J. Cortes, L. Diez, and J. Entrambasaguas, "A channel model proposal for indoor power line communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 166–174, dec 2011.
- [41] M. Zimmermann and K. Dostert, "Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, no. 1, pp. 249–258, 2002.
- [42] F. Farah, "Apprentissage et annulation des bruits impulsifs sur un canal cpl indoor en vue d'améliorer la qos des flux audiovisuels," Ph.D. dissertation, Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2012.
- [43] M. Doelz, E. Heald, and D. Martin, "Binary data transmission techniques for linear systems," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, no. 5, pp. 656–661, 1957.
- [44] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell System Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775–1796, dec 1966.
- [45] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, oct 1971.
- [46] R. Van Nee and A. De Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of ofdm," in *Vehicular technology conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, vol. 3. IEEE, 1998, pp. 2072–2076.
- [47] H. Ochiai and H. Imai, "On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 2, pp. 282–289, 2001.
- [48] T. Jiang, M. Guizani, H.-H. Chen, W. Xiang, and Y. Wu, "Derivation of PAPR distribution for OFDM wireless systems based on extreme value theory," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 4, pp. 1298–1305, apr 2008.
- [49] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers," *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 5, pp. 185–187, may 2001.
- [50] A. Jones, T. Wilkinson, and S. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 25, pp. 2098–2099, dec 1994.
- [51] D. Guel, "Étude de nouvelles techniques de réduction du "facteur de crête" (papr) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses," Ph.D. dissertation, Université Rennes 1, 2009.
- [52] J. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, golay complementary sequences, and reed-muller codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 2397–2417, 1999.
- [53] K. Paterson, "Generalized reed-muller codes and power control in OFDM modulation," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 1, pp. 104–120, 2000.

- [54] M. Golay, "Complementary series," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 7, no. 2, pp. 82–87, apr 1961.
- [55] B. Popovic, "Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 7, pp. 1031–1033, jul 1991.
- [56] C. RoBing and V. Tarokh, "A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 5, pp. 2091–2094, jul 2001.
- [57] Y.-C. Tsai, S.-K. Deng, K.-C. Chen, and M.-C. Lin, "Turbo coded OFDM for reducing PAPR and error rates," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 1, pp. 84–89, jan 2008.
- [58] M.-C. Lin, K.-C. Chen, and S.-L. Li, "Turbo coded OFDM system with peak power reduction," in *2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall (IEEE Cat. No.03CH37484)*. IEEE, 2003.
- [59] A. A. Abouda, "Papr reduction of ofdm signal using turbo coding and selective mapping," in *Signal Processing Symposium, 2004. NORISIG 2004. Proceedings of the 6th Nordic*. Citeseer, 2004, pp. 248–251.
- [60] M. Sabbaghian, Y. Kwak, and V. Tarokh, "New codes from dual BCH codes with applications in low PAPR OFDM," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 12, pp. 3990–3994, dec 2011.
- [61] L. Cimini and N. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 3, pp. 86–88, mar 2000.
- [62] H. Ochiai and H. Imai, "On clipping for peak power reduction of OFDM signals," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), San Francisco, USA*. IEEE, 2000, pp. 731–735.
- [63] X. Li and L. J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm," in *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*, vol. 3. IEEE, 1997, pp. 1634–1638.
- [64] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 5, p. 246, 2002.
- [65] S.-K. Deng and M.-C. Lin, "Recursive clipping and filtering with bounded distortion for PAPR reduction," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 1, pp. 227–230, jan 2007.
- [66] Y.-C. Wang and Z.-Q. Luo, "Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 1, pp. 33–37, jan 2011.
- [67] D. Kim, D. Shi, Y. Park, and B. Song, "New peak-windowing for papr reduction of ofdm systems," in *Proc. Asia-Pacific Conference on Wearable Computing Systems (APWCS)*, 2005, pp. 169–173.
- [68] X. Wang, T. Tjhung, and C. Ng, "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, no. 3, pp. 303–307, 1999.

- [69] X. Huang, J. Lu, J. Zheng, J. Chuang, and J. Gu, "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signals with companding transform," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 8, p. 506, 2001.
- [70] X. Wang, T. Tjhung, and C. Ng, "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, no. 3, pp. 303–307, 1999.
- [71] T. Jiang and G. Zhu, "Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 50, no. 3, pp. 342–346, sep 2004.
- [72] S.-S. Jeng and J.-M. Chen, "Efficient PAPR reduction in OFDM systems based on a companding technique with trapezium distribution," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 57, no. 2, pp. 291–298, jun 2011.
- [73] T. Jiang, Y. Yang, and Y.-H. Song, "Exponential companding technique for PAPR reduction in OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 2, pp. 244–248, jun 2005.
- [74] H. Gong, W. Ye, S. Feng, and F. Ke, "A threshold companding scheme for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals," in *Proceedings. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005*. IEEE.
- [75] G. Yang, Y. Zhou, and S. Qian, "Using hyperbolic tangent sigmoid transfer function for companding transform in OFDM system," in *2007 International Symposium on Communications and Information Technologies*. IEEE, oct 2007.
- [76] D. Lowe and X. Huang, "Optimal adaptive hyperbolic companding for OFDM," in *The 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications (AusWireless 2007)*. IEEE, aug 2007.
- [77] S. Mazahir and S. A. Sheikh, "On companding schemes for PAPR reduction in OFDM systems employing higher order QAM," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 62, no. 3, pp. 716–726, sep 2016.
- [78] S. H. Han and J. H. Lee, "Modulation, coding and signal processing for wireless communications - an overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Communications*, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, apr 2005.
- [79] R. Bauml, R. Fischer, and J. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 22, p. 2056, 1996.
- [80] N. Irukulapati, V. Chakka, and A. Jain, "SLM based PAPR reduction of OFDM signal using new phase sequence," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 24, pp. 1231–1232, 2009.
- [81] R. Ghahremani and M. G. Shayesteh, "PAPR and ICI reduction of OFDM signals using new weighting factors from riemann matrix," *Wireless Personal Communications*, vol. 84, no. 2, pp. 1375–1385, may 2015.

- [82] J. Xiao, J. Yu, X. Li, Q. Tang, H. Chen, F. Li, Z. Cao, and L. Chen, "Hadamard transform combined with companding transform technique for PAPR reduction in an optical direct-detection OFDM system," *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 4, no. 10, p. 709, sep 2012.
- [83] D.-W. Lim, S.-J. Heo, J.-S. No, and H. Chung, "On the phase sequence set of SLM OFDM scheme for a crest factor reduction," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 5, pp. 1931–1935, may 2006.
- [84] P. Cheng, Y. Xiao, L. Dan, and S. Li, "Improved SLM for PAPR reduction in OFDM system," in *2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. IEEE, 2007.
- [85] Y. Xiao, M. Chen, F. Li, J. Tang, Y. Liu, and L. Chen, "PAPR reduction based on chaos combined with SLM technique in optical OFDM IM/DD system," *Optical Fiber Technology*, vol. 21, pp. 81–86, jan 2015.
- [86] A. Jayalath and C. Tellambura, "Reducing the peak-to-average power ratio of orthogonal frequency division multiplexing signal through bit or symbol interleaving," *Electronics Letters*, vol. 36, no. 13, p. 1161, 2000.
- [87] —, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using data permutation with embedded side information," in *ISCAS 2001. The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.01CH37196)*. IEEE.
- [88] B. Lekouaghet, Y. Himeur, A. Boukabou, and A. Senouci, "A novel clipping based μ -law companding scheme for PAPR reduction over powerline communication," in *2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT)*. IEEE, 2017.
- [89] X. Wang, T. Tjhung, and C. Ng, "Reply to the comments on "reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique"," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, no. 4, pp. 420–422, 1999.
- [90] B. Lekouaghet, Y. Himeur, and A. Boukabou, "Adaptive slm based papr reduction scheme for ofdm based plc channels," in *2nd International Conference on Automatic control, Telecommunication and Signals (ICATS'17)*. Annaba, Algeria, 2017.