

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAITRISE EN GENIE ELECTRIQUE

M.Ing.

PAR
ASLAIN OVONO ZUE

CONCEPTION ET SIMULATION DE SYSTEMES D'INTERFACAGE DE
L'ENERGIE PHOTOVOLTAIQUE AU RESEAU DE DISTRIBUTION
OPERATIONNELS 24H PAR JOUR

MONTRÉAL, LE 14 FEVRIER 2007

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ambrish Chandra, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieur

M. Kamal Al Haddad, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Pierre Jean Lagacé, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 31 JANVIER 2007

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONCEPTION ET SIMULATION DE SYSTEMES D'INTERFACAGE DE L'ENERGIE PHOTOVOLTAIQUE AU RESEAU DE DISTRIBUTION OPERATIONNELS 24H PAR JOUR

Aslain Ovono Zué

SOMMAIRE

Trois configurations de système d'interfaçage triphasées de l'énergie photovoltaïque au réseau de distribution sont conçues et simulées. Les trois configurations sont composées essentiellement d'un convertisseur statique; un pont d'onduleur triphasé, à deux niveaux, commandé par modulation à largeur d'impulsion et d'un filtre passif qui est une combinaison de capacités et d'inductances. La première configuration simulée est une connexion directe du système d'interfaçage avec le réseau de distribution sans charge intermédiaire. La seconde est une connexion au réseau avec charge linéaire intermédiaire, de type inductive et résistive (RL). La troisième configuration est la connexion au réseau avec une charge non linéaire (pont de diodes). Selon l'algorithme de contrôle de l'onduleur, chacune des configurations réalise une fonction précise tout en répondant aux exigences en termes de qualité de l'onde fixées par les standards internationaux qui régissent la connexion de telles interfaces au réseau.

Ces trois configurations ont en commun la recherche du point de puissance maximum (MPPT) afin d'optimiser l'utilisation du champ photovoltaïque et le fonctionnement à facteur de puissance presque unitaire. Un seul onduleur est utilisé pour la MPPT et la synchronisation du courant de sortie de l'interface avec la tension du réseau. Ces deux fonctions sont assurées par deux boucles d'asservissement en cascade; la boucle externe de tension continue et la boucle interne du courant. Pour la première configuration, le contrôle du courant se base sur le contrôleur de type résonant. La deuxième configuration utilise pour la commande du courant des régulateurs PI synchrones avec compensation réactive de la charge RL. La troisième configuration utilise la technique de commande indirecte du courant pour le filtrage harmonique du courant du réseau et la compensation réactive de la charge non linéaire.

Les trois configurations ont été simulées sous divers ensoleilllements et charges. La MPPT est assurée pour les trois configurations. Le courant injecté dans le réseau par les deux premières configurations est conforme aux standards internationaux. La deuxième configuration a un comportement de STATCOM la nuit et pendant les jours nuageux. La troisième configuration a un comportement de filtre actif shunt et de générateur solaire de puissance active. Les deux dernières configurations peuvent être utilisées 24h par jour indépendamment de la météo. L'aptitude à fonctionner 24h par jour constitue l'originalité des deux dernières interfaces proposées.

DESIGN AND SIMULATION OF GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC INTERFACE 24H OPERATIVE

Aslain Ovono Zué

ABSTRACT

The design and simulation of three configurations of 3-phase grid connected photovoltaic (PV) interface is done. The three proposed grid connected PV interfaces use a 3-phase full bridge PWM inverter and a passive electromagnetic interference filter which can be a combination of inductance and capacitance. Depending on the way the inverter is controlled, the grid connected PV interface functions in a given way. The inverter is responsible for both maximum power point tracking (MPPT) and synchronization of interface output current with grid voltage. The simulation results show that the current injected into the grid is in compliance with standards which contain the recommended practices for utility interface of PV systems.

The first configuration has been simulated under various environmental conditions without any load between the grid and the utility interface. The second configuration includes a linear RL load between the interface and the grid, reactive power (VAR) compensation of the inductive load is performed. The third configuration includes a nonlinear load. That configuration injects active power into the load while correcting power factor and compensating current harmonics. Each configuration is controlled with two loops, an external loop for MPPT and an internal loop for current control. In the first configuration, current control is based on proportional and resonant controller. The second configuration uses synchronous frame PI controller for output current control. The third configuration is based on the indirect current control technique. The simulation results of the three proposed PV utility interface topologies under various weather conditions and load variation shows the validity of the proposed control algorithm and compliance with international standards in terms of power quality. The two last proposed configurations are operative 24 hours a day whatever environmental conditions are. The third configuration acts as both a solar generator and shunt active filter on sunny days and as a shunt active filter only on cloudy days and at night time. The second configuration acts as a solar generator on sunny days with VAR compensation and as a STATCOM on cloudy days and night time.

REMERCIEMENTS

Le travail de recherche dont traite ce mémoire a été réalisé au sein du Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle (G.R.E.P.C.I.) du département de génie électrique de l'École de Technologie Supérieure. Ce travail s'inscrit dans le cadre de l'intégration des énergies renouvelables en l'occurrence le photovoltaïque à la génération de l'énergie électrique au niveau de la distribution. Cette recherche a été menée sous la direction du professeur Ambrish Chandra, à qui j'adresse mes sincères remerciements pour ses précieuses recommandations et la confiance qu'il a manifestée en mon égard en me confiant ce sujet.

Je tiens aussi à remercier de tout cœur mon père, Paul Zué Obame, ma mère, Marie Andème, mon oncle et parrain, Martin Essangui Obame, pour leur soutien inconditionnel en tout temps.

Mes remerciements à ma tante, Yolande Ndong Ekouaga, et famille pour leur soutien et dévouement tout au long de mon séjour à Montréal. Je ne saurais terminer sans remercier tous les étudiants du G.R.E.P.C.I pour la cordialité de l'ambiance de travail dans les laboratoires et pour leur soutien technique et moral.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
LISTE DES TABLEAUX	viii
LISTE DES FIGURES	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES	xii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTERATURE	6
1.1 Introduction	6
1.2 Algorithmes de calcul du point de puissance maximum	7
1.2.1 Algorithme de la perturbation et de l'observation	8
1.2.2 Algorithme de la conductance différentielle	10
1.2.3 Algorithme de la capacité parasite	13
1.2.4 Algorithme de Newton	14
1.2.5 Algorithme "Hill Climbing"	16
1.2.6 Méthode de calcul du PPM à l'aide des blocs Simulink	17
1.3 Stratégies de contrôle du courant de sortie du système d'interfaçage	18
1.3.1 Méthode du plan tournant synchrone	19
1.3.2 Méthode de contrôle du courant avec un contrôleur résonant	20
1.4 Applications du système d'interfaçage	22
1.5 Standards régissant les systèmes photovoltaïques non autonomes	23
1.5.1 Définitions	24
1.5.1.1 Fonctionnement insulaire hors réseau 'Islanding'	24
1.5.1.2 Fonctionnement insulaire hors réseau de ressource distribuée	24
1.5.1.3 Point de raccordement commun	25
1.5.1.4 Taux de distorsion harmonique	25
1.5.1.5 Facteur de qualité	25
1.5.1.6 Fréquence de résonance	26
1.5.2 Exigences en termes de qualité de l'onde	26
1.5.2.1 Intervalle normal d'opération en tension	26
1.5.2.2 Papillotement de la tension	27
1.5.2.3 Intervalle normal d'opération en fréquence	27
1.5.2.4 Distorsion harmonique	27
1.5.2.5 Facteur de puissance	28

1.5.3	Exigences en termes de sécurité	28
1.5.3.1	Réponse aux fluctuations de tension.....	28
1.5.3.2	Protection contre le fonctionnement insulaire hors réseau de l'interface	29
1.5.3.3	Reconnexion après une perturbation du réseau utilitaire	29
1.5.3.4	Injection du courant continu dans le réseau	29
1.6	Conclusion	29
CHAPITRE 2 MATERIAUX PHOTOVOLTAIQUES ET LEURS CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES 31		
2.1	Introduction	31
2.2	Bases de la physique des semi-conducteurs	32
2.3	Énergie de bande interdite	33
2.4	Techniques d'amélioration des performances du silicium intrinsèque ...	37
2.4.1	Pénétration du rayonnement dans le matériau	37
2.4.2	Dopage par impuretés	39
2.4.2.1	Dopage par donneurs	39
2.4.2.2	Dopage par accepteurs	41
2.4.3	La jonction p- n	42
2.5	Génération du photo courant	43
2.6	Caractéristique du courant en fonction de la tension d'une cellule solaire.....	45
2.7	Schéma équivalent de la cellule solaire.....	45
2.8	Puissance et rendement de la cellule	47
2.8.1	Facteur de forme	47
2.8.2	Rendement énergétique.....	48
2.8.3	Le Watt crête.....	48
2.9	Influences de l'éclairement et de la température sur la courbe I V	49
2.9.1	Influence de l'éclairement.....	49
2.9.2	Influence de la température.....	49
2.10	Simulation de la cellule sous Simulink	52
2.11	Conclusion.....	52
CHAPITRE 3 LES COMPOSANTES D UN SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE 54		
3.1	Introduction	54
3.2	Applications des systèmes photovoltaïques	55
3.3	Composants des systèmes photovoltaïques autonomes.....	55
3.3.1	Module et champ de modules photovoltaïques.....	56
3.3.2	Le stockage d'énergie	59
3.3.3	Les régulateurs de charge.....	60
3.3.3.1	Le régulateur de type série	61
3.3.3.2	Le régulateur de type shunt.....	61
3.3.3.3	Le régulateur de poursuite de puissance maximum	62
3.3.4	Le convertisseur statique de puissance	65
3.4	Conclusion.....	65

CHAPITRE 4 DIMENSIONNEMENT ET COMMANDE DU SYSTEME	
D'INTERFACAGE	66
4.1 Introduction	66
4.2 Cahier de charge	67
4.3 Fonctionnement de l'onduleur.....	67
4.3.1 Commande par modulation à largeur d'impulsion	68
4.4 Dimensionnement du filtre LCL	71
4.4.1 Procédure de dimensionnement	71
4.4.1.1 Limites sur les éléments du filtre LCL.....	72
4.4.1.2 Calcul de l'inductance maximale.....	72
4.4.1.3 Calcul de l'inductance L_1 (inductance du côté onduleur)	73
4.4.1.4 Calcul de l'inductance L_2 (inductance du côté réseau)	73
4.4.1.5 Calcul de la capacité du filtre.....	74
4.4.2 Modèle en quadripôle du filtre LCL	74
4.4.3 Choix de la variable de rétroaction	76
4.4.4 Effet de l'ajout de la résistance en série.....	80
4.5 Commande du courant de sortie du filtre	81
4.5.1 Commande stationnaire du courant de sortie du filtre	81
4.5.1.1 Synthèse du régulateur proportionnel résonant.....	82
4.5.1.2 Régulateur proportionnel résonant dans Simulink.....	85
4.5.1.3 Commande du courant de sortie de l'interface à l'aide du contrôleur résonant	88
4.5.1.4 Analyse de la stabilité	88
4.5.2 Commande synchrone du courant injecté dans le réseau.....	91
4.5.2.1 Modèle d'état du système en coordonnées synchrones	91
4.5.2.2 Déduction des lois de commande	97
4.6 Commande de la tension du bus continu.....	102
4.6.1 Commande de la tension du bus continu	103
4.7 Commande du système d'interfaçage en filtre actif shunt	106
4.7.1 Technique de commande indirecte du courant	108
4.8 Paramètres utilisés pour la simulation	108
4.9 Conclusion	111
CHAPITRE 5 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION.....	113
5.1 Introduction	113
5.2 Simulation du système d'interfaçage avec contrôleur résonant	113
5.3 Simulation du système avec contrôleurs synchrones	116
5.3.1 Simulation avec contrôleurs synchrones sans charge intermédiaire.....	116
5.3.2 Simulation avec contrôleurs synchrones avec une charge linéaire	118
5.4 Simulation de l'interface avec la technique de contrôle indirecte du courant	121
5.5 Conclusion	125
CONCLUSION	126

RECOMMANDATIONS	130
ANNEXE 1 Démonstration de la transformation en coordonnées stationnaires du contrôleur synchrone.....	131
ANNEXE 2 Démonstration du modèle d'état du filtre LCL	134
BIBLIOGRAPHIE.....	137

LISTE DES TABLEAUX

	Page	
Tableau I	Limites des courants harmoniques selon IEEE 519-1992	27
Tableau II	Réponse aux conditions anormales du réseau	28
Tableau III	Portion du tableau périodique des éléments	43
Tableau IV	Cahier de charge du système d'interfaçage	67
Tableau V	Paramètres utilisés pour la simulation avec compensateur résonant.....	109
Tableau VI	Paramètres du modèle réduit de l'interface.....	110
Tableau VII	Paramètres du filtre du modèle réduit de l'interface : configuration 2.....	110
Tableau VIII	Paramètres du modèle réduit de l'interface utilisé en filtre actif	111
Tableau IX	Valeurs de TDH du courant de sortie de l'interface: configuration 1.....	116
Tableau X	Valeurs de TDH du courant de sortie de l'interface: configuration 2.....	121
Tableau XI	Valeurs de TDH du courant du réseau : configuration 3.....	123
Tableau XII	Valeurs de TDH du courant du réseau après réduction de la charge : configuration 3	124

LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 1	Schéma de puissance du système d’interfaçage	7
Figure 2	Algorithme de la perturbation et de l’observation.....	10
Figure 3	Algorithme de la conductance différentielle	12
Figure 4	Filtre pour l’algorithme de capacitance parasite	14
Figure 5	Algorithme de Hill Climbing.....	16
Figure 6	Algorithme de recherche du PPM à l’aide des blocs Simulink	17
Figure 7	Commande synchrone de l’interface pour la compensation de puissance réactive de la charge.....	20
Figure 8	Commande de l’interface avec le contrôleur proportionnel et résonant.....	22
Figure 9	Commande indirecte du courant de l’interface pour le filtrage actif des harmoniques.....	23
Figure 10	Représentation simplifiée de l’atome de Silicium.....	33
Figure 11	Représentation du cristal de silicium en deux dimensions.....	33
Figure 12	(a) Bandes d’énergie des métaux et (b) des semi-conducteurs.....	34
Figure 13	(a) Formation de trou d’électron et (b) recombinaison de trou	35
Figure 14	Zone utile du spectre solaire.....	37
Figure 15	Réflexion du rayonnement incident sur une plaquette de semi-conducteur	38
Figure 16	Effet de piégeage optique de la lumière	38
Figure 17	Absorption du rayonnement dans le matériau	39
Figure 18	Diagramme d’énergie simplifié	40
Figure 19	(a) Dopage par donneur(b) Représentation du donneur	41
Figure 20	(a) Dopage par accepteur (b) Représentation de l’accepteur.....	41
Figure 21	Formation de la jonction p-n	43
Figure 22	Schéma équivalent de la cellule solaire.....	47

Figure 23	Influence de l'ensoleillement sur les performances du champ de modules.....	50
Figure 24	Influence de la température sur les performances du champ de modules.....	51
Figure 25	Schéma bloc de la cellule sous Simulink	52
Figure 26	Masque usager de la cellule solaire sous Simulink	53
Figure 27	Système photovoltaïque.....	54
Figure 28	Champ de panneaux montés en série parallèle.....	56
Figure 29	Caractéristique I-V de N_S cellules photovoltaïques en série	57
Figure 30	Caractéristique I-V de N_p cellules photovoltaïques en parallèle	58
Figure 31	Régulateur de type série	61
Figure 32	Régulateur de type shunt	62
Figure 33	Régulateur de poursuite de puissance maximum	63
Figure 34	Définition du rapport cyclique.....	63
Figure 35	Schéma de puissance d'un onduleur monophasé à deux bras	68
Figure 36	Modulation par largeur d'impulsion.....	69
Figure 37	Modèle en quadripôle du filtre LCL.....	74
Figure 38	Lieu des racines des diverses variables de rétroaction (a) i_C (b) i_S (c) i_R (d) v_C	79
Figure 39	Effet de l'ajout de la résistance d'amortissement.....	81
Figure 40	Commande en coordonnées synchrones.....	83
Figure 41	Boucle de rétroaction du contrôleur	86
Figure 42	Boucle globale en discret.....	88
Figure 43	Lieu des racines du système sans résistance d'amortissement.....	91
Figure 44	Lieu des racines du système avec résistance d'amortissement	92
Figure 45	Compensation de puissance réactive d'une charge linéaire RL avec le système d'interfaçage : configuration 2	102
Figure 46	Boucle de contrôle de la tension du lien continu.....	106
Figure 47	Circuit du système d'interfaçage utilisé comme filtre actif : configuration 3.....	107
Figure 48	MPPT avec la configuration 1 pour un ensoleillement variable	114

Figure 49	Courant de sortie de l'interface et tension du réseau pour un ensoleillement de 0.8 à 0.6kW/m ²	115
Figure 50	Spectre du courant injecté dans le réseau pour un ensoleillement de 0.8kW/m ²	115
Figure 51	MPPT de la configuration 2 sans charge <i>RL</i> pour un ensoleillement varié de 0.8 à 1kW/m ²	117
Figure 52	Composante directe du courant de sortie de l'interface et sa référence : configuration 2 sans charge <i>RL</i>	117
Figure 53	Composante en quadrature du courant de sortie et sa référence : configuration 2 sans charge <i>RL</i>	118
Figure 54	MPPT du modèle réduit de la configuration 2 avec charge <i>RL</i> pour un ensoleillement varié de 0.4 à 0.6kW/m ²	119
Figure 55	Composantes en quadrature du courant de sortie de l'interface et du courant de charge : configuration 2 avec charge <i>RL</i> variable	119
Figure 56	Composante directe du courant de sortie de l'interface et sa référence : configuration 2 :	120
Figure 57	Courant et tension de sortie de l'interface : configuration 2 la nuit avec charge linéaire <i>RL</i>	120
Figure 58	Résultats de simulation du système d'interfaçage en filtre actif (a) MPPT (b) i_{gc} (c) i_{Lc} (d) i_{cc}	122
Figure 59	Courant du réseau et tension au PRC	123
Figure 60	Courant du réseau et tension au PRC suite à une augmentation de charge	124
Figure 61	Courant et tension de la phase c après réduction de la charge	125

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

c	Célérité de la lumière, m/s
λ	Longueur d'onde du photon, m
ν	Fréquence du photon, Hz
eV	Électron- volt
E_g	Énergie de bande interdite, eV
E	Énergie du photon, J
h	Constante de Planck, J
$\Phi(x)$	Éclairement énergétique à une profondeur x dans le matériau
$\rho(\lambda)$	Coefficient d'absorption du rayonnement dans le matériau
λ_s	Longueur d'onde seuil correspondant à E_g , m
I_{ph}	Photo courant de la cellule photovoltaïque
V_{co}	Tension de circuit ouvert de la cellule photovoltaïque
q	Charge élémentaire de l'électron
k	Constante de Boltzmann
n	Facteur d'idéalité de la jonction
STC	Standard test condition
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
PIB	Produit intérieur brut
OCDE	Organisation de coopération et de développement économique
Mt	Milliard de tonnes
P_{PV}	Puissance de sortie du champ de module
I_{PV}	Courant de sortie du champ de module
V_{PV}	Tension aux bornes du champ de module
G	Conductance du champ de module
V_r	Tension de référence de sortie du champ de module
C_p	Capacité parasite du champ de module

∇f	Gradient de la fonction f
H	Hessien de la fonction f
PI	Proportionnel et intégral
i_{dq0}	Coordonnées synchrones du courant
i_{abc}	Coordonnées stationnaires du courant
θ	Angle de synchronisme du réseau
k_p	Gain proportionnel
k_I	Gain intégral
ω_c	Fréquence de coupure du filtre passe-bas
ω_0	Fréquence du réseau
k_{Ih}	Gain intégral raccordé à l'harmonique de rang h
PLL	Verrouilleur de phase
UL	Underwriters laboratories
TDH	Taux de distorsion harmonique
Q	Facteur de qualité
$\beta(T), \gamma(T)$	coefficients caractéristiques de la jonction
R_s	Résistance série de la cellule photovoltaïque
R_p	Résistance shunt de la cellule photovoltaïque
FF	Facteur de forme de la cellule photovoltaïque
η	Rendement énergétique de la cellule photovoltaïque
W_c	Watt crête
NOCT	Normal operating cell temperature
TUC	Température d'utilisation de la cellule
T_{cell}	Température de la cellule
T_{amb}	Température ambiante

N_S	Nombre de cellules en série par module
N_P	Nombre de cellules en parallèle par module
R_{Bi}	Résistance interne de la batterie
D	Rapport cyclique du régulateur
I_L v_L	Courant et tension de l'inductance du régulateur
v_i v_o	Tensions d'entrée et de sortie du régulateur
$\overline{P}_{L,in}$	Puissance emmagasinée par l'inductance du régulateur
$\overline{P}_{L,o}$	Puissance délivrée par l'inductance du régulateur
NEC	National electrical code
V_{tri}	Amplitude de l'onde triangulaire
v_c	Signal de contrôle de l'onduleur
V_d	Tension du bus continu de l'onduleur à deux bras
m_a	Indice de modulation
m_f	Rapport de fréquence de modulation
f_s	Fréquence de commutation du pont d'onduleur
f_c	Fréquence du signal de contrôle de l'onduleur
T_A T_B	Interrupteurs des deux bras de l'onduleur
Z_b	Impédance de base du système d'interfaçage
C_b	Capacité de base du système d'interfaçage
L_1 L_2	Inductances du côté onduleur et du côté réseau
f_{res}	Fréquence de résonance du filtre LCL
m	Indice de modulation de l'interface
V_S V_R	Tensions d'entrée et de sortie du modèle en quadripôle du filtre LCL
I_S I_R	courants d'entrée et de sortie du modèle en quadripôle du filtre LCL
R_1 R_2	Résistances internes des inductances L_1 L_2
R_d	Résistance d'amortissement de la résonance du filtre LCL

I_c	Courant dans la capacité C du filtre LCL
V_{LL1}	Tension de ligne de l'onduleur triphasé
v_{a0}	Tension de sortie du pont onduleur monophasé
ω_1	Fréquence du fondamental
P_n	Puissance nominale de l'interface
E_n	Tension nominale de ligne de l'interface
U_{dc}	Tension nominale du bus continu
i_{nm}	Amplitude du courant nominal de sortie de l'interface
$x_{qd}^s(t)$	Quantités stationnaires en coordonnées dq
$x_{qd}^e(t)$	Quantités synchrones en coordonnées dq
$e_d \ e_q$	Erreur de mesure en coordonnées dq
$d_1 \ d_2 \ d_3$	Fonctions représentant l'état des interrupteurs de l'onduleur
$d_d \ dq$	Etats des interrupteurs en coordonnées dq
P_{DC}	Puissance d'entrée de l'onduleur triphasé
P_{AC}	Puissance de sortie de l'onduleur triphasé
u_{idq}	Commande de la boucle de tension continue en coordonnées dq
DSP	Digital signal processor
FPB	Filtre passe-bas
FPH	Filtre passe-haut

INTRODUCTION

Depuis la révolution industrielle, le développement économique s'est fondé sur deux hypothèses erronées. La première hypothèse a été de penser que les ressources naturelles conventionnelles étaient intarissables. Puis la seconde hypothèse a supposé que les dommages environnementaux causés par les industries dans leur poursuite effrénée du profit n'avaient aucune signification économique [1]. L'étude menée par l'académie canadienne du génie sur l'énergie et le changement [2] climatique montre que la demande énergétique mondiale du prochain siècle augmentera d'un facteur de cinq à six. Cette croissance est essentiellement due à l'accroissement démographique et à la croissance du PIB dans les pays en voie de développement notamment en Chine et en Inde. L'accroissement démographique est dû aux augmentations du taux de natalité et de l'espérance de vie qui résultent des progrès de la médecine et l'accès à de meilleures conditions de vie. Bien que les réserves de sources d'énergie fossiles actuelles puissent satisfaire les prévisions de demande future en énergie les plus extrêmes, les conséquences sur l'environnement seront désastreuses. La demande énergétique de l'Inde et de la Chine augmentera en effet trois fois plus vite que celle de la zone de l'Organisation de Coopération et de Développement Économique (O.C.D.E.) pour atteindre près de la moitié de la demande mondiale en pétrole à l'horizon 2030. Cette hausse de la demande en pétrole est essentiellement attribuable au secteur des transports, plus particulièrement celui du transport routier. Le secteur des transports est tributaire des produits pétroliers à 97% [3]. Les émissions de dioxyde de carbone ont augmenté de 70% depuis 1970. Cette hausse des émissions de dioxyde de carbone provoque un réchauffement moyen de la température à la surface de la terre de 0.6°C depuis 1900 et une augmentation du niveau des mers de 9 à 88 centimètres d'après le rapport "Climate Change 2001" du Groupe d'Experts Intergouvernemental sur l'Évolution du Climat (G.I.E.C.) [3]. Tout de même, le secteur de l'électricité est le principal responsable de l'émission de dioxyde de carbone (CO₂) dans le monde entier : plus de 9000 Mt en 2002. En 1992, la convention sur le changement climatique des nations unies est adoptée au sommet de Rio. Cette convention marque la reconnaissance par la communauté

internationale de la problématique du réchauffement de la planète. En 1997, les 188 pays signataires de la convention se réunissent à Kyoto. Trente huit pays industrialisés s'engagent à réduire de 5.2% les émissions de CO₂ par rapport à leur niveau de 1990, entre 2008 et 2012.

Pour répondre à cette demande croissante d'énergie sans compromettre l'environnement, il faudra considérablement augmenter le choix des sources d'énergie ainsi que l'efficacité de l'utilisation de l'énergie. Le choix des sources d'énergie dépend du développement de nouvelles technologies économiques et propres. Diverses solutions ont été proposées pour réduire les émissions de dioxyde de carbone. La première solution passe par l'amélioration de l'efficacité énergétique des machines thermiques actuelles. La deuxième solution qui concerne la maîtrise de la demande d'énergie, suggère un comportement plus responsable des utilisateurs (encouragement du transport en commun, réduction de la consommation domestique etc.) et des politiques d'incitation aux économies d'énergie. La troisième solution est celle de la mise en place de permis d'émissions négociables de dioxyde de carbone. Ce principe est en vigueur dans l'Union européenne depuis le 1^{er} janvier 2005. En effet, les entreprises qui investissent pour réduire leurs émissions de dioxyde de carbone peuvent, si elles font mieux que l'objectif qui leur est fixé par les pouvoirs publics, vendre leurs excédents de "droit à polluer" et amortir ainsi leurs investissements. Le prix de la tonne de CO₂ est fixé par les institutions boursières en fonction de l'offre et la demande et suivant les volumes échangés.

La quatrième solution consiste à émettre moins de CO₂ en remplaçant progressivement des énergies fossiles riches en carbone par des énergies, fossiles ou non, qui n'émettent pas ou peu de CO₂. Cette dernière solution inclut l'utilisation du gaz naturel, des biocarburants, et à plus long terme de l'hydrogène d'une part. D'autre part, elle implique le recours aux énergies renouvelables (énergie géothermique, énergie éolienne, énergie solaire etc.). Le terme énergie renouvelable désigne toute source d'énergie qui se renouvelle assez rapidement pour être considérée comme inépuisable à l'échelle humaine [4]. Les énergies renouvelables sont issues de phénomènes naturels réguliers ou

constants provoqués par les astres, principalement le Soleil. La plupart des formes d'énergie renouvelables dérivent de l'énergie solaire. L'énergie de la biomasse provient des matières végétales produites par la photosynthèse. L'énergie éolienne dérive du vent, déplacement de masse d'air généré par la différence de pression atmosphérique sur le globe. La différence de pression atmosphérique est due au chauffage différentiel entre les points du globe terrestre par le soleil. Même les énergies fossiles dérivent de l'énergie solaire.

Cette dernière solution à la réduction des émissions de gaz carbonique sera retenue dans le cadre du présent mémoire. La génération distribuée d'énergie peut être une bonne alternative pour la réduction des émissions de CO₂. Elle consiste à produire de l'énergie par des nombreuses centrales de petite à moyenne taille proches des centres industriels au niveau de la distribution au lieu de la produire à partir d'une ou plusieurs centrales de grande taille et la transporter vers les consommateurs. La proximité des centrales et des consommateurs, permet de réduire les coûts associés à la construction de lignes de transmission, baisse le niveau de voltage requis pour la transmission optimale de l'énergie et améliore la flexibilité du réseau électrique. Les centrales peuvent fonctionner soit à partir des énergies renouvelables telles le photovoltaïque, l'éolienne, la pile à combustible ou des énergies fossiles moins polluantes comme le gaz naturel. Le concept de ressource d'énergie distribuée permet au consommateur qui génère de l'électricité pour ses besoins domestiques d'envoyer l'excédent d'énergie dans le réseau utilitaire.

L'énergie solaire est utilisée dans ce mémoire ni sous sa forme active ou passive mais plutôt sous forme photovoltaïque. L'énergie solaire passive consiste à l'intégration et l'arrangement d'éléments architecturaux d'une maison afin d'utiliser la source d'énergie naturelle (soleil) disponible sur le site dans le but de satisfaire à une partie des besoins énergétiques de ladite maison. L'énergie solaire est collectée sans recourir à une forme d'énergie externe. Un exemple de système d'énergie solaire actif est le chauffage d'eau solaire basé sur le principe du thermosiphon. Ces systèmes intègrent des pompes alimentées par une forme d'énergie externe pour la circulation du mélange d'eau et

d'antigel et sont donc qualifiés de systèmes actifs. Sous forme photovoltaïque, l'énergie solaire est convertie en électricité à partir de cellules photovoltaïques. Selon le lieu d'utilisation, on distingue des systèmes photovoltaïques autonomes utilisés dans les zones isolées des grands centres urbains et des systèmes connectés au réseau utilisés dans les zones urbaines pour la cogénération avec le réseau électrique de distribution. Afin de connecter le système photovoltaïque au réseau de distribution, il est indispensable de concevoir un système d'interfaçage à base d'onduleur. Le système d'interfaçage, également appelé système de conditionnement de puissance, garantit que la connexion du système photovoltaïque obéit aux standards IEEE 929-2000 [5] et IEEE 519-1992 [6]. Le premier standard est le standard contenant les recommandations sur l'interfaçage de systèmes photovoltaïques au réseau utilitaire. Il contient toutes les exigences en termes d'équipement, de la qualité de l'onde, de la sécurité des personnes et de l'équipement, du fonctionnement insulaire, hors réseau des systèmes photovoltaïques. Le deuxième standard contient les recommandations sur le contrôle des harmoniques des systèmes électriques de puissance. Le principal objectif de ce sujet de maîtrise est comme son nom l'indique la conception et la simulation de systèmes d'interfaçage de l'énergie solaire photovoltaïque au réseau de distribution, opérationnels 24 heures par jour. Trois configurations de système d'interfaçage sont simulées. Les trois configurations ont non seulement la fonction de génération de puissance active mais aussi de compensation de puissance réactive voire de compensation harmonique dépendamment de l'algorithme de contrôle adopté et du type de charge qui est connecté au système d'interfaçage. La puissance réactive est certes indispensable, vu que la plupart des charges sont de type inductif. Mais le transport de puissance réactive est aussi responsable des chutes de tension et limite la puissance active transmissible. Il est donc nécessaire de compenser la puissance réactive localement c'est-à-dire à proximité des charges. Le mémoire est organisé comme suit :

Au premier chapitre, une brève revue de littérature permet de comprendre ce qui a été réalisé dans le domaine et de statuer sur les attentes des trois configurations de système d'interfaçage en termes de performances. Les méthodologies de contrôle adoptées sont

énoncées. Leur choix est justifié plus tard au chapitre 4. Les clauses du standard IEEE 929-2000 sont vues sommairement.

Au deuxième chapitre des notions générales de physique de semi-conducteur aident à comprendre l'effet photovoltaïque des points de vue chimique et quantique. Le modèle mathématique de la cellule photovoltaïque est présenté. A partir du modèle mathématique de la cellule de base, celui du champ de modules est déduit. Ce modèle est essentiel pour simuler le champ de modules photovoltaïques sous Simulink dans l'environnement Matlab.

Au troisième chapitre les composantes de base des systèmes d'interfaçage photovoltaïques utilitaire (connecté au réseau) et autonome sont présentées.

Le quatrième chapitre est consacré au dimensionnement et à la commande du système d'interfaçage. Les stratégies de commande des trois configurations de système d'interfaçage sont abordées ainsi que toutes les formules de dimensionnement des éléments passifs de l'interface. Une brève analyse de stabilité est menée à l'aide des méthodes classiques de Bode et du lieu des racines. Le choix des stratégies de commande est justifié. Le fonctionnement de l'interface comme compensateur statique de puissance réactive (configuration 2) et de filtre actif shunt est expliqué (configuration 3).

Finalement, au cinquième chapitre du mémoire, les résultats de simulation sont discutés et analysés.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTERATURE

1.1 Introduction

La fabrication de cellules photovoltaïques est normalement une préoccupation du génie chimique ou énergétique. Le photovoltaïque a eu de nombreuses applications en aérospatial, en électronique, puis dans l'alimentation en électricité des zones isolées de grands centres urbains. Avec la demande sans cesse croissante en énergie électrique et dans le but de réduire les émissions de gaz à effet de serre, la génération distribuée à partir des énergies renouvelables suscite de plus en plus d'intérêt auprès des chercheurs. La plupart des énergies renouvelables génèrent un courant continu. Le réseau de distribution quant à lui est alternatif. Donc pour connecter les énergies renouvelables au réseau, un système de conditionnement de puissance doit être conçu. Le système de conditionnement de puissance a non seulement pour fonction de convertir le courant électrique continu en courant alternatif mais aussi de garantir la conformité aux standards régissant l'opération de tels systèmes d'interfaçage. Un système d'interfaçage entre le champ de modules photovoltaïque et le réseau de distribution doit essentiellement injecter dans ce dernier un courant sinusoïdal de facteur de puissance proche de l'unité, être capable d'extraire le maximum de puissance produite par le champ de modules, rester isolé du réseau à l'aide d'un transformateur de haute fréquence, tirer du champ de module un courant faiblement ondulé pour éviter d'utiliser un filtre encombrant, éviter toute forme d'interférence électromagnétique avec d'autres charges sensibles connectées sur le réseau. Toutes ces fonctions sont rendues possibles grâce aux progrès actuels opérés dans le domaine de l'électronique de puissance au cours des cinq dernières décennies. Comme impact de ces progrès on peut citer, le domaine du transport ferroviaire à grande vitesse où le contrôle de moteurs continus par résistance est remplacé par celui de la fréquence de glissement des moteurs asynchrones,

la technologie d'enroulement de l'acier, avec l'utilisation du contrôle vectoriel des moteurs synchrones etc. Ces progrès réalisés dans l'électronique de puissance ont permis d'augmenter la capacité des équipements électriques de puissance rendant possible le contrôle à haute fréquence des écoulements de puissance.

Ainsi, la cellule photovoltaïque qui est une préoccupation de l'ingénieur chimiste en phase de conception devient celle de l'ingénieur en électronique de puissance quand il revient d'interconnecter un champ de modules photovoltaïque avec le réseau de distribution. La présente revue de littérature montre d'abord succinctement les divers algorithmes de calcul du point de puissance maximum rencontrés dans la plupart des articles consultés lors de la phase de recherche bibliographique. Ensuite quelques stratégies de commande de l'unité de conditionnement de puissance seront présentées brièvement.

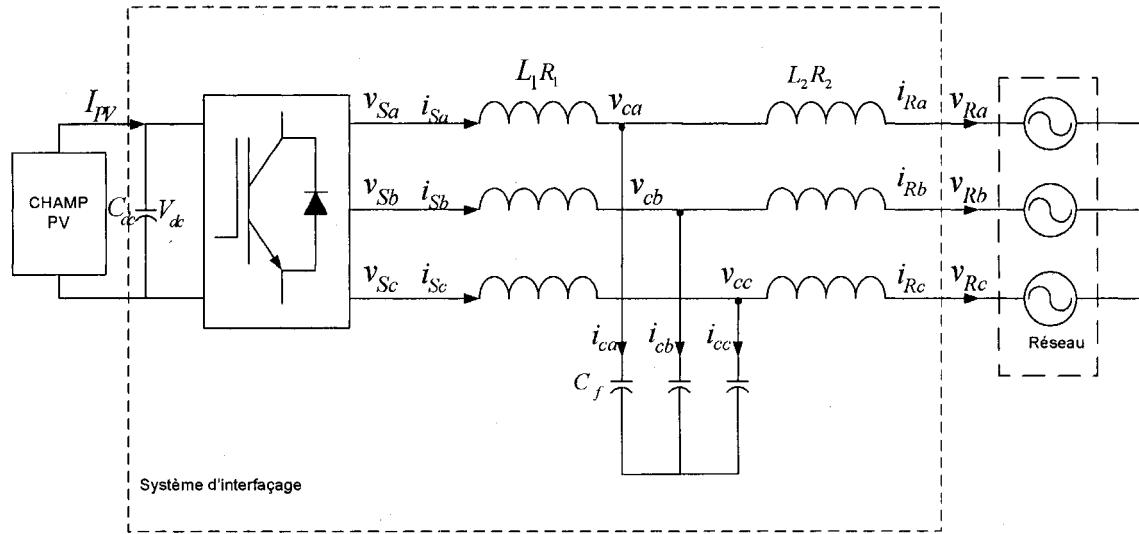


Figure 1 Schéma de puissance du système d'interfaçage

1.2 Algorithmes de calcul du point de puissance maximum

La définition mathématique de l'optimum d'une fonction est le point par lequel sa dérivée par rapport à une variable donnée s'annule. Tous les algorithmes de calcul du point de puissance maximum consultés se basent sur ce principe. Certains de ces

algorithmes requièrent la connaissance parfaite du modèle mathématique du champ de module pour estimer le point de fonctionnement à puissance maximum. D'autres ne nécessitent pas la connaissance du modèle mathématique du champ de module, la mesure de la puissance du champ de module de deux échantillons successifs, puis le calcul de la pente de la puissance par rapport à la tension qui en découle permet de trouver le point de puissance maximum. Les algorithmes choisis sont la méthode de la perturbation et observation [7], la méthode de la conductance différentielle [8], l'algorithme de Newton, l'algorithme du Hill Climbing [9]-[10], l'algorithme de la capacitance parasite [11]. Finalement, la méthode de localisation du point de puissance maximum à l'aide des blocs de Simulink, méthode proposée par [12], adoptée pour toutes les simulations dont les résultats sont présentés au sein de ce mémoire.

1.2.1 Algorithme de la perturbation et de l'observation

Cet algorithme consiste à mesurer périodiquement le courant de sortie du champ de modules photovoltaïques et la tension à ses bornes en vue d'obtenir la puissance générée par le champ de modules à chaque échantillon. La puissance du champ de modules, calculée au cours d'un échantillon, est comparée à celle calculée au cours de l'échantillon précédent. Dépendamment du résultat de la comparaison, le courant ou la tension de référence est modifié en conséquence selon qu'on asservisse le courant généré par le champ de modules ou la tension aux bornes du bus continu. La caractéristique puissance tension du module photovoltaïque présentée dans le prochain chapitre peut être subdivisée en deux zones délimitées par le point de fonctionnement à puissance maximum. Lors de la recherche du point de puissance maximum, le point de fonctionnement réel du champ de modules peut être situé soit à droite du point de puissance maximum ou à gauche. La zone de la courbe située à gauche du point de puissance maximum correspond à la zone croissante de la courbe de puissance en fonction de la tension et celle située à droite est la zone décroissante de la courbe. Un

exemple : soit $P_{PV}(n-1)$ et $P_{PV}(n)$ les puissances du champ de modules avant et après la perturbation. Ces puissances sont telles que :

$$P_{PV}(n-1) = P_2 \prec P_{PV}(n) = P_1 \quad (1.1)$$

Et

$$V_{PV}(n-1) = V_2 \succ V_{PV}(n) = V_1 \quad (1.2)$$

On se trouve sur la partie décroissante de la caractéristique puissance tension c'est-à-dire à droite du point de puissance maximum, la perturbation a provoqué l'augmentation de la puissance et la diminution de la tension de bus continu. Dans ce cas la tension du bus continu de référence doit être réduite et le courant de référence doit être augmenté. Dans le cas où on aurait le même rapport d'inégalité de (1.1) mais l'inégalité inverse de (1.2) :

$$V_{PV}(n-1) = V_2 \prec V_{PV}(n) = V_1 \quad (1.3)$$

Dans ce cas, on est dans la zone croissante de la caractéristique puissance tension du champ de modules, le courant doit être réduit et la tension du bus continu augmentée. Après cette étape de comparaison et d'incrémentation ou de décrémentation de la tension de bus continu ou du courant de référence vient la mise à jour avant de passer à l'échantillon suivant. La mise à jour après les conditions décrites par (1.1) et (1.2) est :

$$P_{PV}(n-1) = P_{PV}(n) \quad (1.4)$$

$$V_{PV}(n-1) = V_{PV}(n) \quad (1.5)$$

Les valeurs de courant de l'échantillon suivant sont celles obtenues après la variation du courant et de la tension de référence du bus continu. Le processus continue jusqu'à ce que le point de fonctionnement à puissance maximum soit localisé.

Cette méthode ne permet pas de trouver le point de puissance maximum avec précision. Le point d'opération se situe toujours autour du point de puissance maximum sans réellement l'atteindre. Lorsque l'ensoleillement varie brusquement, cet algorithme peut présenter un comportement erratique. Le diagramme de la figure 2 [7] présente tous les cas possibles ainsi que les variations de courant de référence qui s'en suivent.

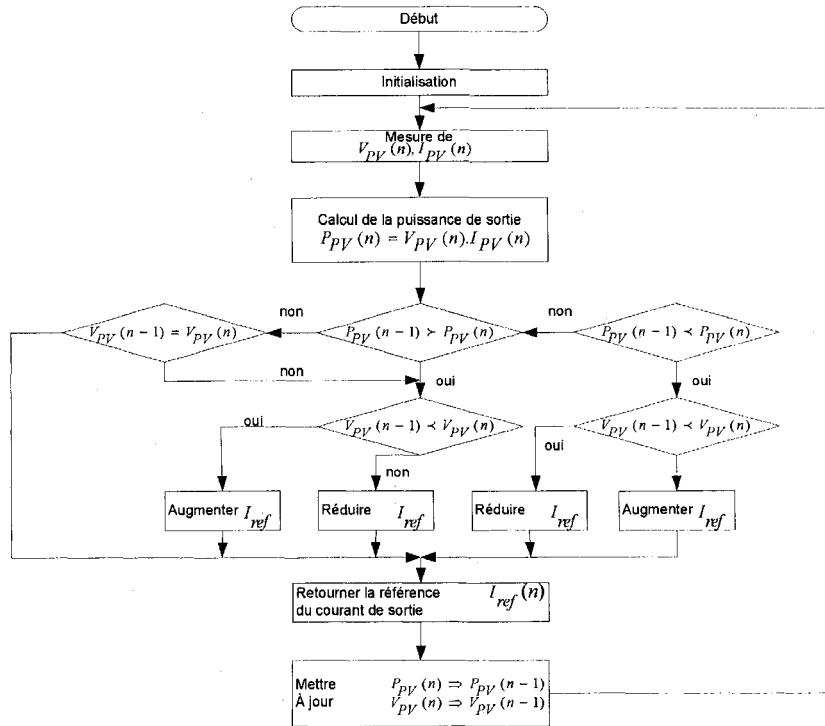


Figure 2 Algorithme de la perturbation et de l'observation

1.2.2 Algorithme de la conductance différentielle

La méthode de la conductance optimale s'appuie sur la définition mathématique du maximum d'une fonction par rapport à une variable donnée: c'est le point d'annulation de la dérivée de la fonction. Sachant que la puissance est définie comme suit :

$$V_{PV} * I_{PV} = P_{PV} \quad (1.6)$$

Au point de puissance maximum, la dérivée de la puissance de sortie P_{PV} du champ de modules photovoltaïques par rapport à la tension du bus continu V_{PV} s'annule (1.7)

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = 0 \quad (1.7)$$

L'équation suivante est obtenue à partir de (1.6) et (1.7):

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = -\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (1.8)$$

Le nom de cet algorithme se justifie par l'équation (1.8). Le terme à droite de l'égalité est le rapport entre un courant et une tension c'est-à-dire une conductance (G). Le terme à gauche de l'égalité est un différentiel de conductance (dG):

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} = dG \quad (1.9)$$

La figure 3 ci-dessous [8] illustre tous les cas possibles et les variations de tension de référence du bus continu qui s'en suivent. La pente de la puissance par rapport à la tension est calculée numériquement par échantillonnage de la tension et du courant du champ de modules photovoltaïques comme suit :

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}(n) = \frac{P_{PV}(n) - P_{PV}(n-1)}{V_{PV}(n) - V_{PV}(n-1)} \quad (1.10)$$

Dépendamment du résultat de comparaison du différentiel de la conductance de l'échantillon en cours par rapport à la conductance du même échantillon, la valeur de référence de la tension du bus continu est variée en conséquence. Par exemple si on a :

$$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}(n) > -\frac{I_{PV}}{V_{PV}}(n) \quad (1.11)$$

Cela signifie que l'on se trouve à gauche du point de puissance maximum (partie croissante de la courbe), la valeur de référence de la tension du continu (V_r) est variée :

$$V_r = V_r + \Delta V_r \quad (1.12)$$

Puis à l'étape de mise à jour, les mesures de l'itération en cours deviennent les précédentes pour l'itération suivante comme à l'équation (1.5) et à l'équation (1.13) :

$$I_{PV}(n-1) = I_{PV}(n) \quad (1.13)$$

La boucle continue d'être exécutée jusqu'à la localisation du point de puissance maximum.

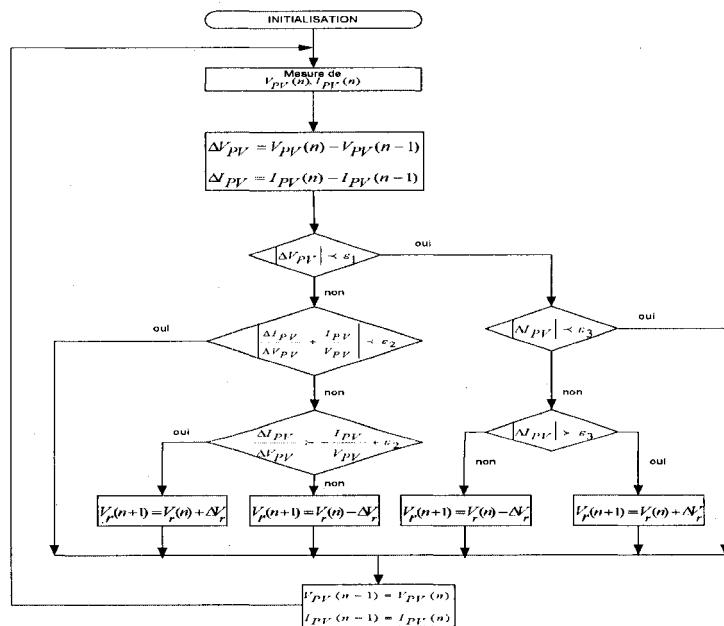


Figure 3 Algorithme de la conductance différentielle

1.2.3 Algorithme de la capacité parasite

L'algorithme de la capacité parasite [11] est similaire à celui de la conductance différentielle sauf que la capacité de la jonction C_p qui modélise le stockage de charge dans les jonctions $p-n$ des cellules photovoltaïques est prise en considération. En ajoutant cette capacité dans le circuit équivalent de la cellule solaire qui est vu en détail dans le prochain chapitre et sachant la relation qui lie le courant circulant dans la capacité à la tension à ses bornes, les équations suivantes sont déduites. Le courant circulant dans la cellule photovoltaïque s'écrit en fonction de la tension à ses bornes sous la forme :

$$I_{PV} = f(V_{PV}) + C_p \frac{dV_{PV}}{dt} \quad (1.14)$$

En multipliant (1.14) par la tension aux bornes du champ de modules V_{PV} , la puissance de sortie de la cellule photovoltaïque est obtenue. La puissance est dérivée par rapport à la tension comme à l'équation (1.7). L'équation ci-dessous doit être résolue pour trouver le point de puissance maximum.

$$\frac{df(V_{PV})}{dt} + C_p \left(\frac{\dot{V}_{PV}}{V_{PV}} + \frac{\ddot{V}_{PV}}{\dot{V}_{PV}} \right) + \frac{f(V_{PV})}{V_{PV}} = 0 \quad (1.15)$$

Les trois termes de l'équation (1.15) représentent respectivement la conductance différentielle, l'ondulation induite par la capacité parasite et la conductance instantanée. Cette équation est presque identique à l'équation (1.8) de la méthode de la conductance différentielle si le facteur représentant la capacité parasite est annulé. Les termes de dérivées première et seconde de la tension de sortie du champ de modules prennent en considération l'ondulation générée par le système d'interfaçage dans la partie alternative.

La conductance du champ de modules est le ratio entre son courant instantané et de sa tension instantanée. A partir des transformées en série de Fourier de la tension aux bornes du champ de module et du courant, la conductance différentielle est obtenue comme suit :

$$g_P = \frac{P_{GP}}{V_0^2} = \frac{(1/2) \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^i a_n^v + b_n^i b_n^v]}{(1/2) \sum_{n=1}^{\infty} [(a_n^v)^2 + (b_n^v)^2]} \quad (1.16)$$

Avec P_{GP} , la puissance moyenne d'ondulation, V_0 l'amplitude moyenne de l'ondulation de la tension, a_n^i , a_n^v , b_n^i , b_n^v sont les coefficients des transformées de Fourier. Les valeurs de P_{GP} et V_0^2 peuvent être calculées comme dans le schéma ci-dessous à l'aide d'un multiplicateur et d'un filtre passe bas et passe haut. Cette méthode est plus compliquée que les autres ce qui explique qu'elle ne soit pas très utilisée.

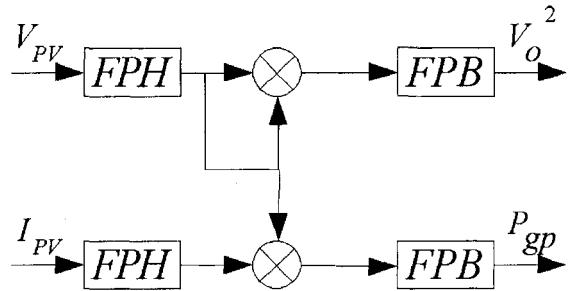


Figure 4 Filtre pour l'algorithme de capacitance parasite

1.2.4 Algorithme de Newton

C'est une méthode de résolution numérique d'équation. La caractéristique du courant par rapport à la tension est très non linéaire. Le modèle mathématique de la fonction caractéristique du courant par rapport à la tension présenté au chapitre 2 est une exponentielle donc la résolution manuelle de l'équation (1.8) est très compliquée. Ainsi

on a recours à des méthodes numériques telles que l'algorithme de Newton. Soit une fonction f ayant une racine, et le point $M_1 (x_1 y_1)$ de la courbe de la fonction $f (C_f)$ assez voisin de la racine de f . Appliquer la méthode de Newton pour trouver la racine x_0 de f , revient à tracer la tangente à C_f passant par M_1 . À partir du point d'intersection de cette tangente avec l'axe des abscisses ($x_2 0$), l'image $f(x_2)$ (y_2) de x_2 par rapport à la fonction f est trouvée. Cette image est comparée à une certaine tolérance ε . Si l'image y_2 est supérieure à la tolérance, une nouvelle tangente à la courbe au point $(x_2 y_2)$ est tracée et la procédure recommence jusqu'à trouver la racine x_0 à ε près. Ce qui revient à résoudre de manière itérative :

$$x_{k+1} = x_k - \frac{f(x_k)}{f'(x_k)} \quad (1.17)$$

Au chapitre 2, le modèle mathématique de la cellule photovoltaïque élémentaire montre que la puissance délivrée par la cellule est fonction de la température de l'ensoleillement et de la tension de sortie de la cellule. Ainsi la méthode de Newton pour déterminer le maximum d'une fonction à plusieurs variables peut être utilisée. Appliquer la méthode de Newton pour une fonction à plusieurs variables consiste d'abord au développement en série de Taylor de cette fonction à plusieurs variables puis à la résolution de l'équation suivante :

$$\nabla f + H \Delta X = 0 \quad (1.18)$$

Avec ∇f et H le gradient et le hessien de la fonction f . dans notre cas, il n'est nullement nécessaire de calculer le maximum d'une fonction à plusieurs variables. En effet, bien que la fonction caractéristique de la puissance du champ de modules soit une fonction à plusieurs variables, notre but est de localiser à chaque fois notre point de

fonctionnement à puissance maximum pour des conditions atmosphériques données. Donc la méthode de résolution d'équation de Newton à une variable est utilisée.

1.2.5 Algorithme "Hill Climbing"

Pour les systèmes d'interfaçage à deux étages, un convertisseur continu/continu est responsable de la poursuite du point de puissance maximum et l'onduleur est responsable de la synchronisation du courant injecté dans le réseau avec la tension du réseau (correction du facteur de puissance). La méthode du Hill Climbing consiste dans ce cas à se baser sur la relation mathématique entre la puissance délivrée par le champ de modules et le rapport cyclique du convertisseur continu/continu. Le rapport cyclique du convertisseur continu/continu sert de variable de contrôle pour forcer l'annulation de la dérivée de la puissance du panneau par rapport au rapport cyclique D du convertisseur continu/continu. Cette méthode a été utilisée [9] et améliorée par [10] qui l'a rendue adaptative.

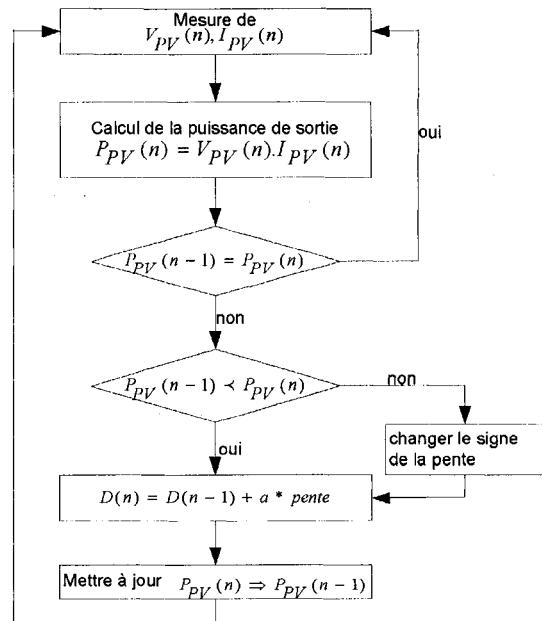


Figure 5 Algorithme de Hill Climbing

La méthode est résumée sur l'ordinogramme ci-dessus. Le paramètre a sur le diagramme représente le pas d'incrémentation du rapport cyclique. Selon la croissance ou non de la puissance de sortie d'un échantillon au précédent, le signe de la pente de la pente de puissance (1.10) est maintenu ou modifié.

1.2.6 Méthode de calcul du PPM à l'aide des blocs Simulink

En partant de la définition mathématique du maximum d'une fonction c'est-à-dire le point d'annulation de sa dérivée, le point de puissance maximum peut être localisé. Le bloc Simulink dénommé solve (figure 6) [12], utilise l'algorithme de Newton pour localiser le point de puissance maximum. Le bloc solve ajuste sa sortie z jusqu'à ce que son entrée $f(z)$ s'annule. Dans cette application, la sortie z correspond à la tension au point de puissance maximum. La sortie du bloc solve est diminuée de la constante arbitraire δ pour avoir deux entrées z et z moins la constante. Les deux entrées sont multiplexées avant d'être injectées dans le bloc du champ de modules pour obtenir en sortie un vecteur courant de deux coordonnées. Le vecteur courant est multiplié par le vecteur d'entrée (les deux sorties multiplexées) pour avoir le vecteur de puissance. Les deux coordonnées du vecteur de puissance sont soustraites entre elles. Le reste de cette soustraction est l'entrée du bloc solve qui résout l'équation $(dP/dV)=0$.

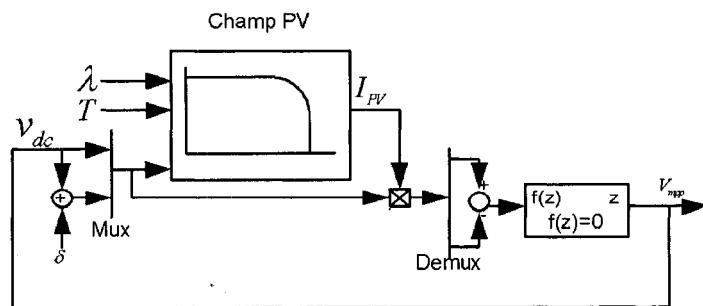


Figure 6 Algorithme de recherche du PPM à l'aide des blocs Simulink

1.3 Stratégies de contrôle du courant de sortie du système d'interfaçage

Dans les paragraphes précédents, la plupart des algorithmes de calcul du point de fonctionnement à puissance maximum ont été couverts de manière non exhaustive. La poursuite du point de puissance maximum est nécessaire pour optimiser l'usage du champ de modules. Cependant, le rôle de l'interface est aussi de générer un courant synchronisé avec la tension du réseau. Le courant injecté dans le réseau doit être conforme aux standards internationaux qui régissent de tels systèmes d'interfaçage. Du côté alternatif de l'interface se trouve un filtre passif qui peut être soit une inductance ou la combinaison d'inductances et de capacités (Figure 1).

La configuration du schéma de puissance du système d'interfaçage étant similaire à celle du filtre actif shunt, certaines méthodes de contrôle utilisées pour le filtrage actif shunt des harmoniques peuvent être adaptées au présent système d'interfaçage. La méthode de commande linéaire couramment rencontrée dans la littérature nécessite la transformation de coordonnées stationnaires en coordonnées synchrones. Cette méthode se prête à l'utilisation de simples régulateurs proportionnel et intégral (PI), un régulateur PI pour la commande de la composante directe [13]- [14] du courant et l'autre pour la composante en quadrature. Le système étant triphasé, sans retour de neutre, la composante homopolaire est nulle. L'autre méthode consiste à utiliser des compensateurs résonants qui sont capables de poursuivre des trajectoires sinusoïdales avec annulation de l'erreur en régime permanent [15]- [16]. Dans [17], le compensateur de commande du courant de sortie de l'interface est déduit à partir du modèle petit signal de l'interface. Ce modèle petit signal tient compte de l'état des interrupteurs de l'onduleur. Le modèle est rendu linéaire autour d'un point d'équilibre. Ce modèle petit signal a été conçu pour l'interfaçage de l'alimentation sans coupure au réseau utilitaire.

1.3.1 Méthode du plan tournant synchrone

Le courant de sortie du système d'interfaçage est mesuré puis transformé des coordonnées stationnaires abc en coordonnées synchrones $d-q$ à l'aide de la matrice T comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

La composante homopolaire i_0 est négligée. L'angle θ utilisé dans l'équation (1.19) est l'angle de synchronisme du réseau. Cet angle est obtenu à l'aide d'un asservissement à verrouillage de phase. Les erreurs entre les composantes directe et en quadrature des courants mesurés par rapport à leurs références respectives sont annulées à l'aide de régulateurs PI. La génération des références de courant est couverte plus tard dans le mémoire. Le filtre de sortie de l'interface est un simple filtre L dans [13]- [14]. Erika Twining [15], Blasko et al (2001) utilisent aussi la méthode du plan synchrone avec un filtre passif LCL en ajoutant des boucles internes de régulation pour atténuer la résonance du condensateur du filtre de différentes manières. Twining et al [15] par l'ajout d'une boucle de régulation du courant qui traverse le condensateur C_f du filtre passif LCL de sortie de l'onduleur (figure 7). Cette boucle est contrôlée à l'aide d'un simple régulateur proportionnel. Blasko et al [18] par l'ajout d'une boucle de régulation de la tension aux bornes de la capacité du filtre LC, à l'aide d'un compensateur avance retard. Liserre [19] utilise aussi la méthode du plan tournant avec un filtre passif LCL en vue de réaliser un redresseur non polluant avec correction du facteur de puissance. Contrairement aux deux autres auteurs cités précédemment, il atténue la résonance du condensateur du filtre passif à l'aide d'une résistance.

Compte tenu de la simplicité de l'algorithme de contrôle proposé par Twining et al (2003) et du fait que l'on injecte du courant dans le réseau aussi bien pour [15] que pour le travail effectué dans ce mémoire de maîtrise, cet algorithme de contrôle a été adopté pour le contrôle de la configuration 2 de l'interface. Puis la supériorité du filtre LCL par rapport au filtre L est démontrée par [19] et [20]. Donc le filtre LCL a été choisi pour cette configuration.

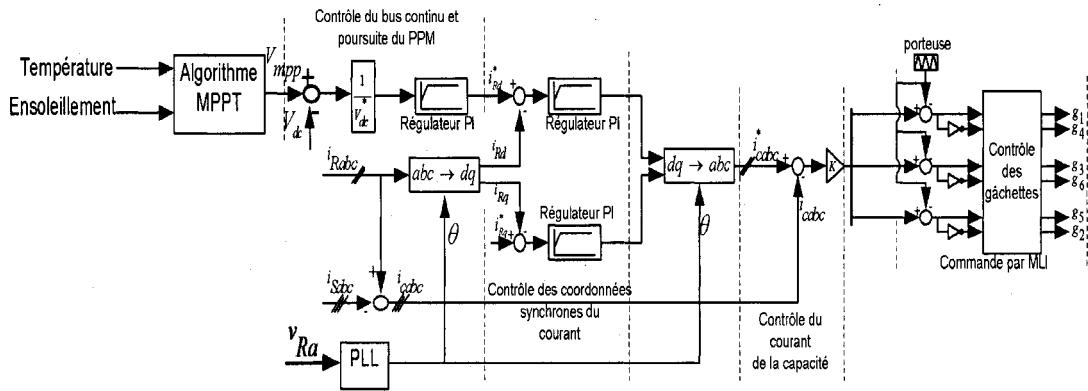


Figure 7 Commande synchrone de l'interface pour la compensation de puissance réactive de la charge

1.3.2 Méthode de contrôle du courant avec un contrôleur résonant

Les régulateurs PI sont inaptes à poursuivre des trajectoires sinusoïdales sans annulation de l'erreur en régime permanent. Pour annuler l'erreur en régime permanent d'un signal de commande donné, il faut que le type du contrôleur soit au minimum égal à celui du signal de consigne. En d'autres mots, prendre un compensateur dont la fonction de transfert a un dénominateur identique à celui de la fonction de transfert de la consigne. Le principal avantage des contrôleurs de type résonant est le gain infini à la fréquence du réseau c'est-à-dire un gain unitaire en boucle fermée. Un gain unitaire en boucle fermée garantit une bonne poursuite de trajectoire. Zmood et al (2001) compare les performances de régulateurs synchrones à celles de régulateurs stationnaires obtenus à l'aide d'une transformation dans le domaine de Laplace des régulateurs synchrones.

Les régulateurs stationnaires obtenus par transformation de régulateurs synchrones PI sont :

$$G_{AC}(s) = k_p + \frac{2k_I s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (1.20)$$

Ou encore son équivalent (1.21) obtenu à suite à une transformation de l'approximation filtre passe bas de premier ordre (1.22) du régulateur PI [21] :

$$G_{AC}(s) = k_p + \frac{2k_I \cdot \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (1.21)$$

$$G_{DC}(s) = k_p + \frac{k_I \cdot \omega_c}{s + \omega_c} \quad (1.22)$$

Avec ω_0 la fréquence de résonance du contrôleur qui peut être égale à celle du réseau dans le cas de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale dont la fréquence est égale à celle du réseau lors de la compensation réactive. Blaabjerg et al [22] utilisent le régulateur proportionnel résonant (1.23) pour la commande d'un système d'interfaçage du photovoltaïque avec le réseau utilitaire monophasé. Il utilise plusieurs régulateurs dont les fréquences de résonance sont celles des harmoniques de plus grande amplitude générées au cours du fonctionnement d'un onduleur à deux bras, à savoir le 3^{ème}, 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques. Le compensateur obtenu s'écrit sous la forme ci-dessous :

$$G_{HC}(s) = k_p + \frac{2k_I s}{s^2 + \omega_0^2} + \sum_{h=3,5,7} \frac{k_{Ih}}{s^2 + (\omega_0 h)^2} \quad (1.23)$$

La plupart du temps, les gains des contrôleurs sont trouvés par essai et erreur. Pour un simple compensateur proportionnel et intégral résonant, les deux gains sont essayés jusqu'à l'obtention de la réponse désirée. Utiliser le régulateur $G_{HC}(s)$ revient à essayer à plusieurs reprises un gain proportionnel, un gain intégral accordé à la fréquence du fondamental et trois gains intégraux pour les trois autres harmoniques prépondérants. Ce compensateur harmonique bien qu'ayant montré sa supériorité en termes de stabilité et d'atténuation des harmoniques exige plusieurs essais en simulation. C'est cette contrainte qui a démotivé son choix. Puis une fois le filtre passif de sortie de l'onduleur bien dimensionné, il n'est plus nécessaire de procéder à un contrôle sélectif des harmoniques. Le contrôleur résonant de (1.20) a donc été choisi.

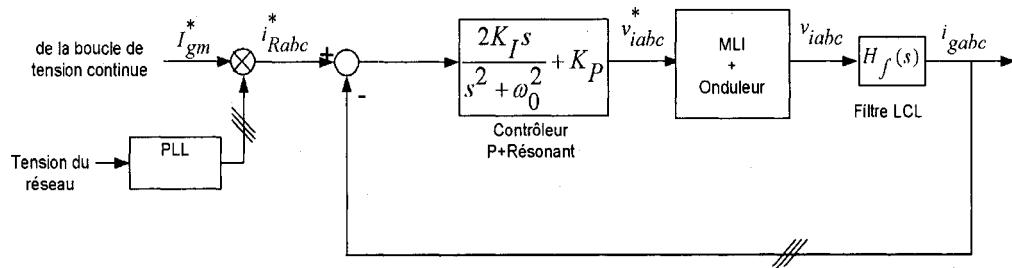


Figure 8 Commande de l'interface avec le contrôleur proportionnel et résonant

1.4 Applications du système d'interfaçage

Les systèmes d'interfaçage couramment rencontrés dans la littérature connectent le réseau et le champ de modules avec le réseau utilitaire par l'intermédiaire d'un transformateur. Le courant généré par le champ de modules est converti puis injecté au réseau, en conformité avec les standards. Aucune charge n'est présente entre le réseau et l'interface. Or la génération distribuée suppose la production d'énergie à proximité du consommateur. Donc la charge doit être incluse dans la simulation du système d'interfaçage. Le photovoltaïque étant dépendant de l'ensoleillement, le courant généré par le système d'interfaçage pendant les jours nuageux est faible et très distordu. Ce handicap amène à déconnecter le système d'interfaçage la nuit et lors des conditions

météorologiques nuageuses. En vue d'optimiser le facteur d'utilisation de l'interface, l'idée de compensation réactive de la charge linéaire énoncée dans [23] est choisie (configuration 2). A la différence de [23], le filtre LCL est utilisé au lieu du filtre L, aucun convertisseur continu/continu n'est utilisé, l'algorithme de contrôle du courant utilisé dans [15] est adopté.

Dans l'application du système d'interfaçage sans charge intermédiaire (configuration 1), l'algorithme de contrôle du courant présenté dans [24] est choisi. Cet algorithme utilise le compensateur stationnaire résonant pour la commande du courant injecté dans le réseau.

Le système d'interfaçage utilisé comme filtre actif shunt (configuration 3) se base sur la technique de commande indirecte du courant (figure 9) proposée par Singh et al [25]. Cette méthode de contrôle est incluse dans les méthodes stationnaires de commande du courant. Elle ne requiert nullement la transformation en coordonnées synchrones. Un verrouilleur de phase (PLL) permet de générer des références de courant. La boucle de courant est contrôlée par un simple compensateur de type proportionnel. Les deux dernières applications augmentent le facteur d'utilisation du système d'interfaçage.

1.5 Standards régissant les systèmes photovoltaïques non autonomes

Dépendamment que l'on soit en Europe ou en Amérique, divers standards régissent les systèmes photovoltaïques non autonomes (connectés au réseau). L'interface doit garantir le fonctionnement du système en conformité avec les standards. Dans ce projet, le standard retenu est le standard IEEE 929-2000.

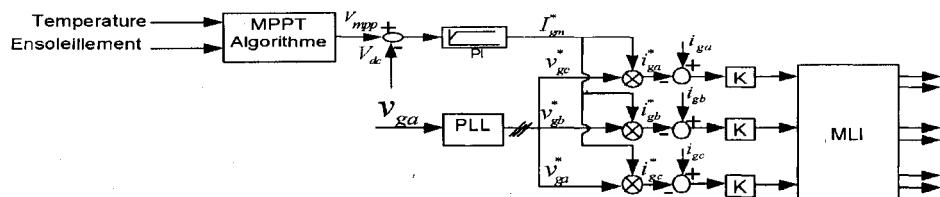


Figure 9 Commande indirecte du courant de l'interface pour le filtrage actif des harmoniques

Ce standard contient toutes les recommandations pratiques des systèmes d’interfaçage photovoltaïques utilitaires. Ces recommandations incluent les facteurs en relation avec la sécurité du personnel, la protection de l’équipement, la qualité de l’onde. Des recommandations par rapport au fonctionnement insulaire du système hors réseau et des techniques pour éviter le fonctionnement insulaire hors réseau (*islanding*) des ressources distribuées y sont incluses. Ce standard est aussi bien valable pour des systèmes de faible échelle (10kW et moins) que pour des systèmes intermédiaires dont la puissance est comprise entre 10kW et 500kW. Pour des systèmes de faible échelle connectés au réseau, des onduleurs standardisés UL 1741-1999 doivent être utilisés. Ces onduleurs standardisés sont listés dans [5]. Le standard UL 1741-1999 [26] garantit que l’onduleur fonctionne à tension fixe, respecte les fréquences de déclenchement puis incorpore un schéma d’anti-fonctionnement insulaire hors réseau.

1.5.1 Définitions

Pour mieux comprendre le standard, quelques définitions de termes techniques sont nécessaires. Les termes à définir sont : ‘l’islanding’, l’islanding d’une ressource distribuée, le point de raccordement commun (PRC), le facteur de qualité, la fréquence de résonance, le taux de distorsion harmonique.

1.5.1.1 Fonctionnement insulaire hors réseau ‘Islanding’

‘L’islanding’ est une condition pour laquelle une portion du système utilitaire qui contient la charge et les ressources distribuées demeure énergisée quand déconnectée du reste du réseau utilitaire.

1.5.1.2 Fonctionnement insulaire hors réseau de ressource distribuée

Une condition de fonctionnement hors réseau pour laquelle la ressource distribuée alimentant les charges dans une île n’est pas directement sous le contrôle de l’opérateur du système de puissance.

1.5.1.3 Point de raccordement commun

Le point de raccordement commun est le point d’interfaçage du propriétaire du réseau et le client raccordé au réseau. Ce point est le plus souvent situé en aval du compteur d’électricité.

1.5.1.4 Taux de distorsion harmonique

La distorsion harmonique est un phénomène périodique qui désigne la superposition sur l’onde fondamentale de 60Hz, d’ondes également sinusoïdales et de fréquences multiples de celle de la fondamentale. L’obtention des composantes harmoniques d’une onde périodique quelconque se fait à l’aide de la décomposition en série de Fourier.

Le taux de distorsion harmonique (TDH) permet de quantifier le contenu harmonique d’un signal périodique $y(t)$ de tension ou de courant donné. Le TDH se calcule comme suit :

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} Y_n^2}}{Y_1} \quad (1.24)$$

Où Y_n désigne la valeur efficace de l’harmonique de rang n dans le signal $y(t)$, n_{max} est le rang maximal de l’harmonique considéré pour le calcul.

1.5.1.5 Facteur de qualité

Le facteur de qualité est défini comme 2π fois le ratio de l’énergie maximum stockée sur l’énergie dissipée par cycle pour une fréquence donnée :

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.25)$$

Avec Q le facteur de qualité, R la résistance efficace de la charge, C la capacité efficace de charge et L l'inductance efficace de charge.

Pour un système de puissance où la puissance réelle est P et les puissances réactives P_{qL} (charge inductive) et P_{qC} (charge capacitive), le facteur de qualité est :

$$Q = (1/P) \sqrt{P_{qL} \times P_{qC}} \quad (1.26)$$

1.5.1.6 Fréquence de résonance

C'est la fréquence f à laquelle une charge résistive inductive capacitive (RLC) parallèle a un facteur de puissance unitaire :

$$f = 1/(2\pi\sqrt{C \times L}) \quad (1.27)$$

1.5.2 Exigences en termes de qualité de l'onde

Ces exigences de qualité de l'onde concernent le voltage, le papillotement de la tension, la fréquence et la distorsion harmonique. Des écarts de fonctionnement du système d'interfaçage par rapport aux exigences du standard devraient entraîner sa déconnexion du réseau utilitaire.

1.5.2.1 Intervalle normal d'opération en tension

Pour des systèmes de puissance inférieure à 500kW, l'intervalle normal d'opération en tension est de 88-110% de la tension nominale (IEEE 929-2000).

1.5.2.2 Papillotement de la tension

Les exigences en termes de papillotement de tension incluses dans le standard IEEE 519-1992 ont été reprises dans le standard IEEE 929-2000. Tout papillotement de tension résultant de la connexion du système de conditionnement de puissance avec le réseau ne doit pas dépasser les limites définies par la limite supérieure de la courbe d'irritation identifiée dans le standard IEEE 519-1992 [6]. Cette limitation est nécessaire pour éviter que le papillotement occasionné par le branchement du système d'interfaçage n'affecte les autres consommateurs reliés au réseau.

1.5.2.3 Intervalle normal d'opération en fréquence

Pour les systèmes photovoltaïques connectés au réseau d'Amérique du nord, la fréquence d'opération doit être comprise entre 59.3Hz et 60Hz (IEEE 929-2000).

1.5.2.4 Distorsion harmonique

Le système photovoltaïque au point de raccordement commun doit complaire à la clause 10 du standard IEEE 519-1992 en termes de distorsion harmonique. Cette clause limite le TDH en courant à 5% du fondamental du courant nominal de l'onduleur à six impulsions. Chaque harmonique individuel impair est limité par le pourcentage inscrit dans le tableau ci-dessous (quatre fois moins tolérant pour les harmoniques pairs):

Tableau I

Limites des courants harmoniques selon IEEE 519-1992

Harmoniques impairs	Limite de distorsion
3 ^{ème} – 9 ^{ème}	<4.0%
11 ^{ème} – 15 ^{ème}	<2.0%
17 ^{ème} – 21 ^{ème}	<1.5%
23 ^{ème} – 33 ^{ème}	<0.6%
Supérieur au 33 ^{ème}	<0.3%

1.5.2.5 Facteur de puissance

Le système photovoltaïque (PV) doit opérer avec un facteur de puissance supérieur à 0.85 en avance ou en retard quand sa sortie est 10% supérieure aux spécifications nominales. La plupart des systèmes PV non autonomes fonctionnent à facteur de puissance proche de l'unité. Les systèmes PV qui effectuent la compensation réactive peuvent fonctionner au-delà de ces limites de facteur de puissance.

1.5.3 Exigences en termes de sécurité

Cette clause du standard IEEE 929-2000 inclut les fonctions de protection de l'équipement et les recommandations matérielles du système d'interfaçage par rapport à la sécurité du personnel.

1.5.3.1 Réponse aux fluctuations de tension

Les temps maximum nécessaires pour que l'onduleur cesse d'alimenter le réseau après une fluctuation de la tension du réseau en pourcentage des spécifications nominales sont résumés dans le tableau ci-dessous :

Tableau II

Réponse aux conditions anormales du réseau

Tension au PRC	Temps de déclenchement maximum
$V < 50\%$	6 cycles
$50\% \leq V \leq 88\%$	120 cycles
$88\% \leq V \leq 110\%$	Opération normale
$110\% \leq V \leq 137\%$	120 cycles
$137\% \leq V \leq 165\%$	2 cycles

1.5.3.2 Protection contre le fonctionnement insulaire hors réseau de l'interface

Cette sous clause suggère que le système d'interfaçage cesse d'alimenter le réseau utilitaire quand l'onduleur est soumis à des conditions de perte du réseau. Les systèmes d'interfaçage doivent être protégés contre tout fonctionnement insulaire hors réseau grâce à la détection de la fréquence et de la tension du réseau.

1.5.3.3 Reconnexion après une perturbation du réseau utilitaire

Suite à une perturbation ayant entraîné la déconnexion du système d'interfaçage du réseau, les lignes de connexion de l'interface au réseau doivent rester non alimentées jusqu'à cinq minutes après le retour à la normale de la tension et de la fréquence du réseau.

1.5.3.4 Injection du courant continu dans le réseau

La limite de courant continu injecté dans le réseau par le système d'interfaçage est de 0.5% du courant nominal de sortie.

1.6 Conclusion

Diverses méthodes de calcul de point de puissance maximum ont été présentées. Presque toutes ces méthodes sont itératives. Certaines exigent la connaissance du modèle mathématique du champ de module comme celle de Newton dont se base la méthode utilisant des blocs Simulink qui a été choisie. Les autres méthodes procèdent à l'échantillonnage de la mesure du courant puis de la comparaison d'un échantillon à l'échantillon précédent jusqu'à localiser le point de puissance maximum. Les méthodes de contrôle du courant injecté (courant de sortie de l'interface) dans le réseau regroupées en deux classes; les stationnaires et les synchrones, ont été présentées succinctement. La méthode synchrone proposée dans [15] a été adoptée dans le cas de compensation

réactive de la charge linéaire et d'injection de courant dans le réseau utilitaire (configuration 2). Lorsque le système d'interfaçage est directement connecté au réseau sans charge intermédiaire, le compensateur résonant a été utilisé pour commander le courant injecté dans le réseau en phase avec la tension du réseau (configuration 1). La technique de commande indirecte du courant est choisie pour l'application du système d'interfaçage en filtre actif shunt (configuration 3). Ce filtre actif a l'avantage de compenser les harmoniques de la charge non linéaire et en même temps d'injecter de la puissance active à la charge conjointement avec le réseau. Le filtre d'interférence électromagnétique utilisé est le filtre LCL (configurations 1 et 2) sauf dans le cas du filtrage actif des harmoniques où un simple filtre L est utilisé.

CHAPITRE 2

MATERIAUX PHOTOVOLTAIQUES ET LEURS CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

2.1 Introduction

Le mot *photovoltaïque* vient du grec « *photos* » qui signifie lumière et de « *volta* » du nom du physicien italien qui, en 1800, découvrit la pile électrique. Tout matériau ou équipement capable de convertir de l'énergie contenue dans les photons de la lumière en tension et courant électrique est dit photovoltaïque. Un photon de longueur d'onde assez courte ayant une énergie assez élevée peut arracher l'électron d'un matériau photovoltaïque de l'atome qui le retient. En présence d'un champ électrique, ces électrons peuvent être dirigés vers un contact électrique et émerger sous forme de courant électrique. La source d'énergie des équipements photovoltaïques est le soleil qui envoie sur la surface de la terre une énergie 6000 fois supérieure à notre demande actuelle d'énergie [27].

C'est le physicien français Edmond Becquerel qui expérimenta pour la première fois l'effet photovoltaïque en 1839 en générant de la tension électrique après avoir éclairé une électrode métallique plongée dans un faible électrolyte. Presque quarante ans plus tard Adam et Day (1876) étudient l'effet photovoltaïque sur les solides. Ils ont construit les premières cellules photovoltaïques en sélénium dont l'efficacité était de 1-2%. Les cellules en sélénium ont vite été adoptées par l'industrie de la photographie dans les appareils de mesure photométriques.

Dans le développement de la théorie de la mécanique quantique qui lui valut le prix Nobel en 1923, Albert Einstein a publié une explication théorique de l'effet photovoltaïque en 1904. Presque au même moment, le scientifique polonais Czochralski développe une méthode d'obtention de parfaits cristaux en silicium. Cette technique a révolutionné l'industrie photovoltaïque et continue d'être employée de nos jours.

Dans les années 1950, quelques essais de commercialisation des matériaux photovoltaïques échouent à cause de leur coût élevé. Les cellules photovoltaïques vont jouer un rôle important en 1958, lorsqu'elles sont incluses dans le satellite Vanguard I comme source d'énergie à bord. Les cellules photovoltaïques sont choisies, plus à cause de leur légèreté et leur fiabilité que de leur coût. Vers la fin des années 1980, des cellules photovoltaïques de plus grande efficacité et de moindre coût sont mises sur le marché entraînant leur utilisation à des applications terrestres telles que les calculatrices de poche, éclairage des autoroutes, irrigation etc.

2.2 Bases de la physique des semi-conducteurs

L'industrie photovoltaïque utilise des semi-conducteurs pour convertir la lumière du soleil en électricité. La technologie mise en œuvre est similaire à celle utilisée pour la fabrication des diodes, transistors et tous les autres équipements à base de semi-conducteurs utilisés de nos jours. Les matériaux photovoltaïques et presque tous les semi-conducteurs ont pour élément de base, le silicium, situé dans la quatrième colonne du tableau périodique. Tous les éléments de la quatrième colonne du tableau périodique appartiennent au groupe quatre. D'autres éléments des groupes trois et cinq tels que le bore et le phosphore sont alliés au silicium pour la fabrication de la plupart des cellules photovoltaïques.

Le silicium a quatorze protons dans son noyau et quatorze électrons sur ses orbitales. Son orbitale extérieure comprend quatre électrons de valence. Donc, le silicium est tétravalent. Seuls ces quatre électrons de valence comptent en électronique. C'est pour cela qu'il est commun de dessiner le silicium comme une charge de +4 sur son noyau et quatre électrons de valence (figure10). Pour le cristal de silicium pur, chaque atome forme des liaisons covalentes avec les quatre atomes adjacents (figure 11) pour former un tétraèdre.

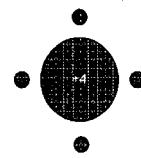


Figure 10 Représentation simplifiée de l'atome de Silicium

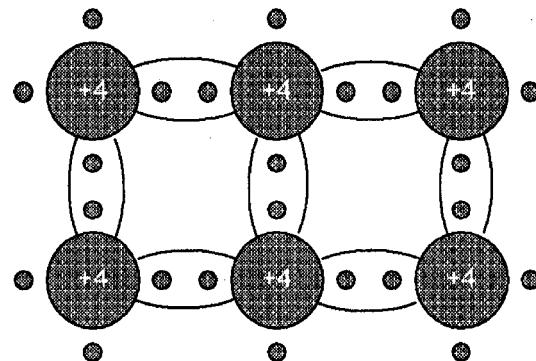


Figure 11 Représentation du cristal de silicium en deux dimensions

2.3 Énergie de bande interdite

Au zéro absolu, le silicium est un parfait isolant électrique. Il n'y a pas d'électrons libres comme pour les métaux. Avec l'augmentation de la température, des électrons acquièrent assez d'énergie pour se libérer eux-mêmes du noyau atomique et être capables de circuler sous forme de courant électrique. Plus la température est élevée, plus la conductivité du silicium augmente à la différence des métaux dont la conductivité diminue avec l'augmentation de la température. La conductivité du silicium demeure tout de même faible dans les températures normales d'où la désignation de semi-conducteur. La conductivité du silicium peut être augmentée en l'alliant à d'autres matériaux.

La théorie quantique définit la différence entre les métaux et les semi-conducteurs par la bande interdite. Les électrons ont des énergies qui s'ajustent dans une certaine bande d'énergie permise. Les bandes permises correspondent à un certain nombre de places occupées par les électrons par centimètre cube (cm^3) de matériau. La bande d'énergie

supérieure est appelée la bande de conduction. Ce sont les électrons dont l'énergie se situe dans cette bande qui sont responsables de la circulation du courant électrique. En effet, lorsqu'un électron entre dans la bande de conduction en présence d'un champ électrique, sa vitesse passe d'une valeur nulle à une valeur finie ce qui résulte en un courant de conduction. La bande de conduction des métaux est partiellement remplie (figure 12a) au zéro absolu. Pour les semi-conducteurs et les isolants, au zéro absolu, la bande de conduction est vide et la bande de valence totalement occupée par les électrons (figure 12b). A la température normale, seulement un électron du silicium sur 10^{10} se trouve dans la bande de conduction. Les jeux entre les bandes d'énergie permises sont appelés les bandes interdites mais généralement on ne parle que de la bande interdite comprise entre le niveau d'énergie de valence et la bande de conduction. L'énergie nécessaire à l'électron pour franchir la bande interdite et passer à la bande de conduction est appelée énergie de bande interdite. L'énergie de bande interdite s'exprime en électron-volt (eV). L'énergie de bande du silicium est de 1.12eV c'est-à-dire qu'un électron doit acquérir cette énergie pour se libérer de la force électrostatique qui le lie au noyau et entrer dans la bande de conduction. Mais d'où provient cette énergie ? Cette énergie peut être d'origine thermique mais elle meut seulement une faible portion d'électrons. Pour les matériaux photovoltaïques, cette énergie provient des photons de l'énergie électromagnétique du soleil. Quand un photon d'énergie supérieure à 1.12eV est absorbé par une cellule solaire, un seul électron devrait atteindre la bande de conduction laissant un noyau avec quatre protons et trois électrons.

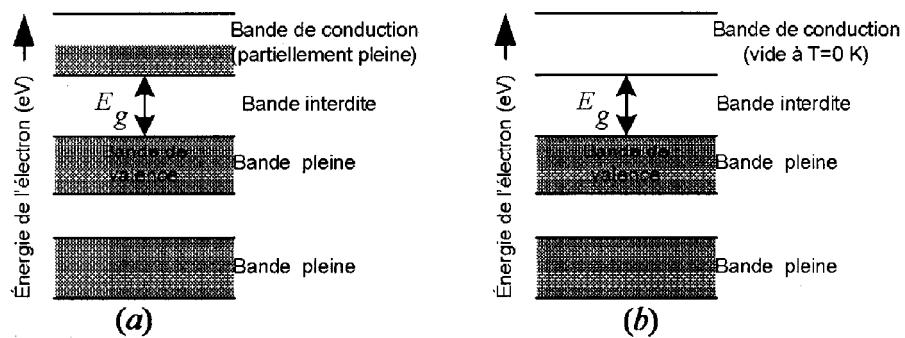


Figure 12 (a) Bandes d'énergie des métaux et (b) des semi-conducteurs

L'absence de cet électron entraîne la formation d'un trou d'électron sous forme de paire électron-trou (figure 13a). Si l'électron n'est pas balayé loin du trou, il se recombine au trou (figure 13b). Quand la recombinaison se produit l'énergie que l'électron avait dans la bande de conduction est relâchée sous forme de photon c'est la base des diodes électroluminescentes.

Il est important de noter que le trou d'électron tout comme l'électron est capable de se mouvoir dans le cristal. Un électron de valence d'une bande d'énergie pleine peut aisément se déplacer pour combler un trou d'électron d'un atome voisin sans avoir à changer de bande d'énergie. Ainsi, le trou d'électron se déplace vers le noyau dont l'électron de valence provient. Le courant électrique dans un semi-conducteur peut être transporté non seulement par les électrons qui se déplacent mais aussi par les trous d'électrons de charge positive.

Les photons sont caractérisés par leur longueur d'onde, leur fréquence et par leur énergie liées par la formule suivante :

$$c = \lambda v \quad (2.1)$$

L'énergie du photon s'exprime par la formule suivante :

$$E = h\nu \quad (2.2)$$

Lorsqu'un photon interagit avec un électron, il lui transfère toute son énergie à condition que le niveau énergétique de l'électron soit autorisé et libre.

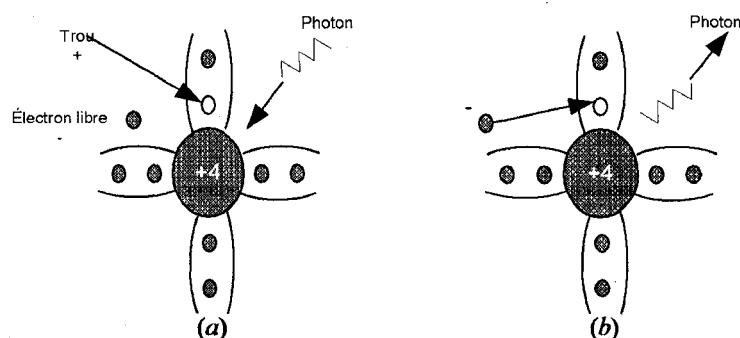


Figure 13 (a) Formation de trou d'électron et (b) recombinaison de trou

Malheureusement l'électron de cette bande de conduction reviendra à son énergie initiale au bout de 10^{-12} à 10^{-13} s, l'énergie apportée par le rayonnement est perdue sous forme de phonons au travers d'un processus appelé thermalisation de l'électron. Un métal absorbe le rayonnement mais restitue l'énergie reçue par les électrons sous forme thermique. Dans un isolant, le photon ne pourra interagir avec un électron que s'il peut fournir à cet électron une énergie supérieure à la largeur de bande interdite E_g afin d'atteindre les premiers niveaux autorisés et libres. Il faut que l'énergie du photon soit supérieure à 8eV et de longueur d'onde inférieure à $0.15\mu\text{m}$. Or le rayonnement solaire a une longueur d'onde supérieure à $0.3\mu\text{m}$. Donc le rayonnement solaire n'est pas absorbé par les isolants pour ce qui est de l'interaction photon- électron. Le matériau semi-conducteur est donc le seul à posséder une structure électronique lui permettant de générer à partir du rayonnement solaire des paires électron- trou utilisables. Tout de même lorsque l'énergie du photon excède l'énergie nécessaire pour amener l'électron de la bande de valence à la bande de conduction, l'excès d'énergie est perdue par thermalisation. Ainsi, le spectre du soleil présente plusieurs zones dépendamment de la longueur d'onde et de l'énergie du photon.

A partir des équations (2.1) et (2.2) et sachant que l'énergie de bande interdite du silicium est de $E_g=1.12\text{eV}$, la longueur d'onde maximum du photon est de $1.1\mu\text{m}$. Pour un photon d'énergie inférieure à 1.12eV , il n'y aura pas de génération de paires électron-trou. Le photon n'est pas absorbé par le semi-conducteur qui est transparent pour cette longueur d'onde. Si l'énergie du photon est supérieure à 1.12eV , il y aura perte d'énergie par thermalisation. Nous subdivisons le spectre du soleil en trois zones (figure 14) en montrant sous forme d'aires les pourcentages de photons non absorbés et aux pertes par thermalisation. La zone I c'est la zone de non absorption de photon (20% de l'aire). La zone II est la zone des pertes par thermalisation (32% de l'aire). La zone III est la zone utile pour le silicium (48% de l'aire), l'énergie des photons est presque totalement transformée en énergie électrique. On remarque que les cellules photovoltaïques au silicium ne répondent que pour une gamme de longueur d'onde comprise entre $0.40.\mu\text{m}$ à $1.1\mu\text{m}$.

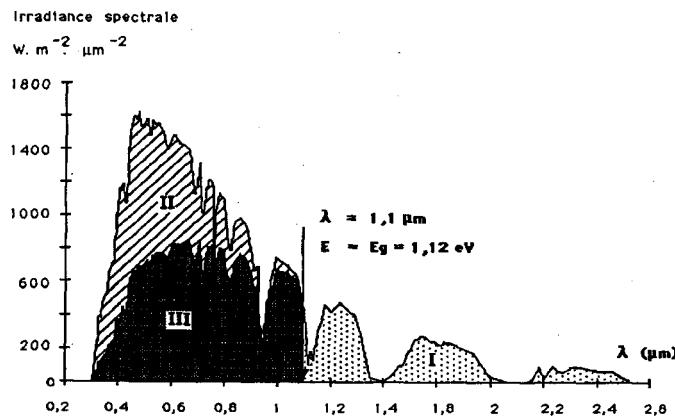


Figure 14 Zone utile du spectre solaire

(adapté de Equer, 1993)

2.4 Techniques d'amélioration des performances du silicium intrinsèque

La conductivité du silicium intrinsèque comme vu précédemment dépend de la pénétration et de l'absorption du rayonnement dans le matériau puis du nombre de paires électron-trou. Pour améliorer les performances du cristal de silicium intrinsèque, on peut soit modifier sa structure atomique par insertion d'impuretés en vue d'augmenter le nombre d'électrons ou de trous; dopage ou en modifiant la structure physique du silicium.

2.4.1 Pénétration du rayonnement dans le matériau

Soit une plaquette de matériau semi-conducteur soumise à un rayonnement incident se situant dans la gamme de longueurs d'onde considérée précédemment, près de 40% du rayonnement incident est réfléchi. Il est donc nécessaire de traiter la surface pour forcer le rayonnement à pénétrer dans le semi-conducteur. Des couches anti-reflet obtenues par dépôt d'une couche d'oxyde (TiO_2) sur le silicium sont couramment utilisées. L'effet d'interférences obtenu est identique à celui utilisé dans les objectifs des appareils photo pour augmenter la luminosité. Cet effet d'interférences étant sélectif en fonction de la

longueur d'onde, l'effet anti-reflet n'est maximum que pour une zone limitée de longueurs d'ondes en général choisie dans le domaine d'ensoleillement maximum du spectre solaire.

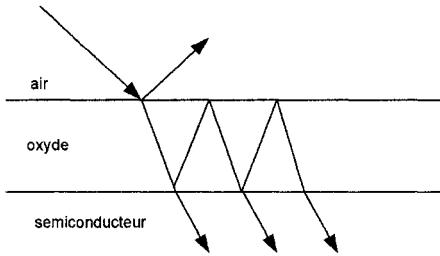


Figure 15 Réflexion du rayonnement incident sur une plaquette de semi-conducteur

L'épaisseur e des couches d'oxyde est de quelques centaines d'Å. La surface du silicium doit être initialement traitée par texturation. La texturation est une attaque chimique de la surface du silicium. Cette attaque est sélective en ce qui concerne les plans cristallographiques du matériau et conduit alors à la création de pyramides de quelques microns de hauteur. L'effet de piégeage optique est illustré sur la figure 16 ci-dessous. Ce traitement ne peut être appliqué qu'à des substrats monocristallins. La texturation suivie du dépôt de l'anti-reflet permet de réduire le coefficient de réflectivité de la surface à 3 ou 4% pour toutes les longueurs d'ondes considérées.

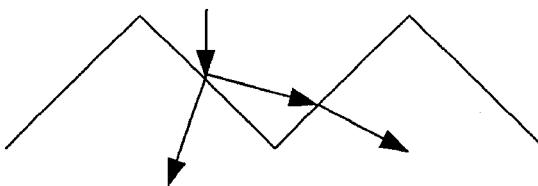


Figure 16 Effet de piégeage optique de la lumière

Si Φ_0 est l'éclairement énergétique du rayonnement incident (partie non réfléchie par la surface), l'éclairement énergétique à une profondeur x dans le matériau est donné par :

$$\Phi(x) = \Phi_0 \exp[-\rho(\lambda)x] \quad (2.3)$$

Le coefficient d'absorption $\rho(\lambda)$ est inversement proportionnel à la longueur d'onde, il est nul pour une longueur d'onde supérieure à la longueur d'onde seuil λ_s correspondant à E_g (1.1 μm pour le silicium). Les faibles longueurs d'onde sont absorbées près de la surface du matériau, créant des paires électron- trou près de la surface. Plus grandes sont les longueurs d'onde, plus loin seront générées les paires électron- trou (figure 17).

2.4.2 Dopage par impuretés

Des impuretés bien choisies permettent d'augmenter soit le nombre d'électrons ou le nombre de trous par rapport aux valeurs intrinsèques : c'est le dopage. Deux types de dopages existent : le dopage par donneurs et le dopage par accepteurs.

2.4.2.1 Dopage par donneurs

Une impureté donatrice substitutionnelle est un élément atomique dont le nombre d'électrons de valence est supérieur à celui de l'atome du réseau qu'elle remplace. L'exemple classique est la substitution dans le réseau de silicium (figure 19a) d'un élément du groupe V (P, As, Sb).

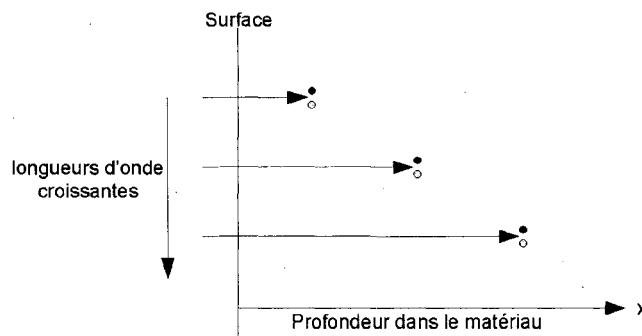


Figure 17 Absorption du rayonnement dans le matériau

Les cinq électrons de valence du phosphore, servent à établir les liaisons chimiques avec les quatre atomes de silicium les plus proches (double liaison covalente). Le cinquième

électron n'est pas aussi fortement attaché au réseau. A basse température, cet électron est lié à l'impureté P (phosphore) dans le champ coulombien associé à la différence de la charge du noyau par rapport à celle des cœurs atomiques du silicium.

A haute température, cet électron lié devient libre, c'est-à-dire qu'il est excité dans la bande de conduction. Quand l'électron s'éloigne du voisinage de son atome donneur, il va rester un donneur de charge +5 entouré de seulement quatre électrons de valence. Le donneur est alors ionisé. Le donneur peut alors être représenté sous la forme d'une charge positive immobile et d'une charge négative libre (figure 19b). Comme il n'y a plus que des charges négatives libres de se mouvoir dans le cristal, un semi-conducteur dopé avec un donneur est désigné matériau de type n. Cette situation est analogue à celle d'un atome d'hydrogène immergé dans un milieu dont la constante diélectrique est égale à celle du cristal et dont l'électron serait doté de la masse effective de conduction, m_c^* .

Les niveaux d'énergie associés sont donnés par :

$$E_{ns} = -\frac{q^4 m_c^*}{32\pi^2 k^2 \epsilon_0^2 \epsilon^2 n^2} \quad (2.4)$$

$$E_{ns}(eV) = -\frac{13.6 m_c^*}{m \epsilon^2 n^2} \quad (2.5)$$

L'origine des énergies est prise au bas de la bande de conduction E_c . On considère en général uniquement l'état fondamental 1S, noté E_D (figure 18). Cet état d'énergie est donc occupé par un électron à basse température, situation qui correspond à l'état neutre du donneur.

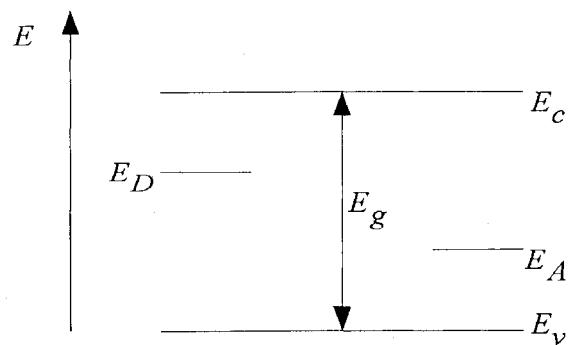


Figure 18 Diagramme d'énergie simplifié

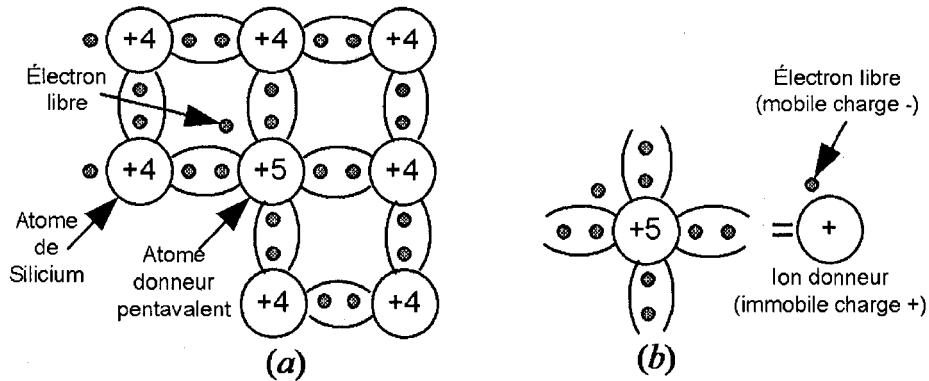


Figure 19 (a) Dopage par donneur(b) Représentation du donneur

2.4.2.2 Dopage par accepteurs

Une impureté accepteuse substitutionnelle comporte un nombre d'électrons de valence inférieur à celui de l'atome qu'elle remplace. Tel est le cas des impuretés du groupe III (B, Al, Ga) dans le silicium. Les trois électrons de valence du bore (B) participent aux liaisons établies avec les Si voisins, mais une liaison est manquante. Ce défaut d'électron de valence peut être décrit comme un trou positif. Les formules précédentes s'appliquent en première approximation en remplaçant m_c^* par m_v^* . L'énergie du trou lié est comptée à partir du maximum de la bande de valence E_V et croît dans le sens opposé à celui des énergies électroniques. L'état fondamental est noté E_A . Il est occupé par un trou à basse température, c'est-à-dire non occupé par un électron. L'accepteur est alors neutre.

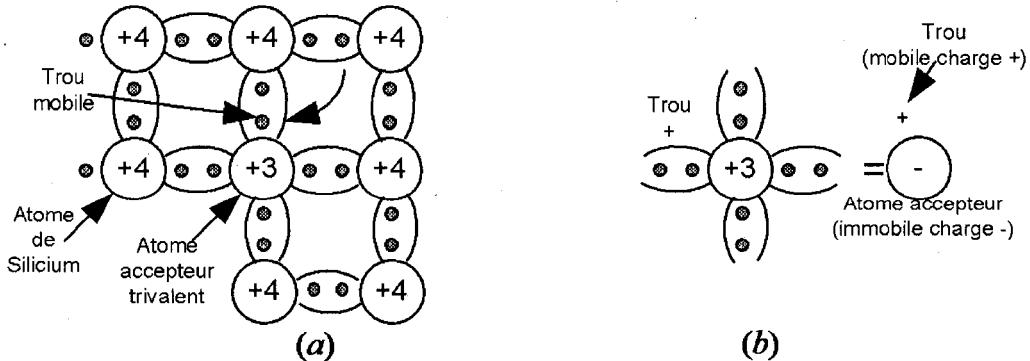


Figure 20 (a) Dopage par accepteur (b) Représentation de l'accepteur

À haute température l'accepteur s'ionise en acceptant un électron de la bande de valence, d'où son nom. L'accepteur peut être représenté sous forme d'un ion de charge -1 entouré d'un trou mobile de charge +1, ce côté du semi-conducteur est appelé matériau de type p.

2.4.3 La jonction p- n

Aussi longtemps que la cellule solaire reste exposée aux photons d'énergie supérieure à l'énergie de bande interdite, des paires électron- trou sont créées. Le problème est que ces électrons peuvent combler de nouveau les trous causant la disparition des deux porteurs de charge. Pour éviter la recombinaison des électrons aux trous, les électrons dans la bande de conduction doivent être éloignés des trous. Dans les équipements photovoltaïques cela est réalisé par la création d'un champ électrique interne au semi-conducteur qui pousse les électrons dans un sens et les trous de l'autre. Pour générer un champ électrique à l'intérieur du cristal, deux régions sont établies dans le cristal intrinsèque. D'un côté de la jonction, le silicium est intentionnellement dopé par une faible quantité d'élément trivalent de la colonne III du tableau périodique des éléments (tableau III) et de l'autre par des atomes pentavalents de la colonne V du tableau périodique. En effet, lorsqu'un électron traverse la barrière de déplétion, il comble un trou laissant une charge positive immobile derrière lui dans la région n du semi-conducteur et créant une charge négative, immobile dans la région p (figure 21a). Ces charges immobiles dans les régions *n* et *p* sont responsables du champ électrique (figure 21b) qui agit contre le mouvement continu des trous et des électrons à travers la jonction. Au fur et à mesure que le processus de diffusion continue, le champ électrique contraire à ces mouvements augmente jusqu'à ce que tout mouvement de charge à travers la jonction cesse. La profondeur de la jonction joue un rôle sur la sensibilité spectrale de la cellule, car ce sont les paires électron- trou générées près de la zone de champ qui auront la plus grande probabilité d'être collectées. Ainsi, si la jonction est près de la surface, la cellule sera efficace pour convertir les faibles longueurs d'onde.

Pour l'espace où il y a trop d'ultraviolets, les cellules sont telles que les profondeurs de jonction sont faibles.

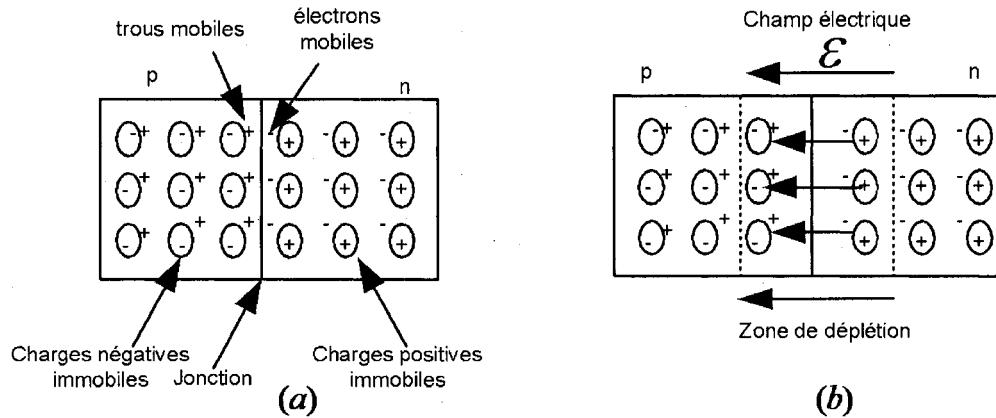


Figure 21 Formation de la jonction p-n

Tableau III

Portion du tableau périodique des éléments

I	II	III	IV	V	VI
		5 B	6 C	7 N	8 O
		13 Al	14 Si	15 P	16 S
29 Cu	30 Zn	31 Ga	32 Ge	33 As	34 Se
47 Ag	48 Cd	49 In	50 Sn	51 Sb	52 Te

2.5 Génération du photo courant

Deux électrodes se trouvent sur la plaquette de silicium, l'une recouvre la totalité de la surface arrière pour assurer le contact avec la zone *p* et l'autre en forme de grille est sur la face avant et assure le contact avec la zone *n*.

Si ces deux électrodes sont court-circuitées à travers un ampèremètre, les électrons drainés par le champ interne de la jonction vers la zone *n* rejoindront les trous de la zone *p* via la connexion extérieure à la cellule photovoltaïque, générant ainsi le courant de court-circuit I_{cc} de cette structure sous éclairage donné. Ce courant correspond au

photo courant I_{ph} généré par le rayonnement. Ce photo courant est proportionnel au nombre de porteurs générés et drainés par unité de temps. Il est donc proportionnel pour une distribution spectrale donnée, à l'éclairement énergétique du rayonnement incident Φ (w/m^2) et également à la surface de captation S (m^2) de la cellule photovoltaïque.

$$I_{ph} = \alpha(T) \cdot \Phi \cdot S \quad (2.6)$$

$\alpha(T)$ est un coefficient dépendant faiblement de la température T , il est de l'ordre de 0.35 AW^{-1} pour le silicium mono ou multi cristallin sous le spectre de référence. Lorsque la cellule est en court-circuit, tout le photo courant passe dans le circuit extérieur sous forme de courant de court-circuit mais aucune puissance ne peut être extraite puisque la tension est nulle.

Si la cellule est laissée en circuit ouvert sous illumination, les porteurs générés par le rayonnement et séparés par le champ interne de la jonction vont s'accumuler dans la zone n pour les électrons et dans la zone p pour les trous, conduisant à une auto polarisation de la jonction dans le sens passant de la diode, le (-) dans la zone n et le (+) sur la zone p . La tension mesurée entre les deux électrodes est la tension de circuit ouvert V_{co} . Cette tension est celle qu'il faudrait appliquer dans le sens passant à la diode non illuminée pour qu'elle passe un courant I_D égal au photo courant I_{ph} . En effet, l'équilibre de la cellule en circuit ouvert sous illumination est atteint lorsque les flux de porteurs générés par la lumière et drainés par le champ interne sont égaux aux flux des porteurs en sens inverse induits par l'auto polarisation. En somme, lorsque la cellule est en circuit ouvert, une tension de circuit ouvert V_{co} peut être mesurée, le photo courant I_{ph} n'est pas extrait de la cellule et est compensé par le courant de diode à la tension V_{co} . Aucune puissance ne peut être extraite puisque le courant dans le circuit extérieur est nul.

2.6 Caractéristique du courant en fonction de la tension d'une cellule solaire

La jonction servant de base à la cellule photovoltaïque est la diode. Si une impédance de charge finie est placée aux bornes de la cellule photovoltaïque illuminée, le photocourant va se distribuer entre la charge extérieure et la diode. Il en résultera une tension de polarisation V inférieure à V_{co} . La caractéristique courant tension du courant de la charge extérieure s'écrit de la forme :

$$I(V) = I_{ph} - I_D(V) \quad (2.7)$$

L'équation classique du courant d'une diode de surface S polarisée à la tension V s'écrit sous la forme :

$$I_D(V) = \beta(T) \cdot S \cdot (\exp(\gamma(T) \cdot V) - 1) \quad (2.8)$$

Avec $\beta(T)$, $\gamma(T)$ des coefficients caractéristiques de la jonction en fonction de la température. Donc sous une irradiation de Φ et une température T , d'après les équations (2.6) et (2.8), la caractéristique du courant en fonction de la tension régie par l'équation (2.7) devient :

$$I(V) = \alpha(T) \cdot \Phi \cdot S - \beta(T) \cdot S \cdot [\exp(\gamma(T) \cdot V) - 1] \quad (2.9)$$

2.7 Schéma équivalent de la cellule solaire

Le schéma équivalent de la cellule solaire peut être complété en ajoutant deux résistances. Les deux résistances sont ajoutées pour tenir compte des pertes internes. La résistance série R_s représente les pertes ohmiques du matériau, des métallisations et du contact métal semi-conducteur. La résistance R_p ou résistance de fuite provient des courants parasites entre le dessus et le dessous de la cellule, par le bord en particulier et

à l'intérieur du matériau par les irrégularités ou impuretés. Une partie du photo courant sera dérivée à cette résistance et ne pourra être délivrée à la charge. Il en résulte que la tension V aux bornes de la cellule est différente de la tension V_i aux bornes de la jonction $p-n$. Les résistances série et parallèle sont liées à la technologie d'élaboration des jonctions et des électrodes. Il faut minimiser R_s et faire en sorte que R_p ne soit pas trop faible.

D'après ce modèle, la caractéristique du courant en fonction de la tension (2.9) peut être modifiée comme suit :

$$I(V) = \alpha(T) \cdot \Phi \cdot S - \beta(T) \cdot S \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s}{R_p} \quad (2.10)$$

Souvent la résistance série R_s est négligeable par rapport à la résistance shunt. Ainsi l'équation (2.10) est modifiée et devient :

$$I(V) = \alpha(T) \cdot \Phi \cdot S - \beta(T) \cdot S \cdot \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{V}{R_p} \quad (2.11)$$

À partir de (2.11), le courant de court-circuit I_{cc} et la tension de circuit ouvert V_{co} de la cellule peuvent être quantifiés. Pour trouver le courant de court-circuit, la tension de la cellule est remplacée par zéro dans l'équation (2.11). La tension de circuit ouvert est déduite en égalisant (2.11) à zéro. On obtient :

$$I_{cc} = \alpha(T) \cdot \Phi \cdot S \quad (2.12)$$

2.8 Puissance et rendement de la cellule

L'utilisateur de la cellule ne sera ni intéressé par la tension de circuit ouvert, ni par le courant de court-circuit car lorsque la cellule est en court-circuit ou en circuit ouvert, elle ne génère aucune énergie. Au point P_m situé sur le coude de la caractéristique du courant en fonction de la tension de la cellule, la puissance extraite de la cellule est maximale pour l'éclairement considéré. Le point de fonctionnement sur cette caractéristique dépend uniquement du courant demandé par la charge, c'est-à-dire l'impédance de cette charge. L'extraction de puissance est maximale lorsque l'impédance de cette charge est telle que le produit $I V$ soit maximum c'est-à-dire au point de fonctionnement P_m (V_m, I_m). Une façon de visualiser le point de puissance maximum est d'imaginer de trouver le plus grand rectangle possible qui s'ajusterait sous la caractéristique courant tension.

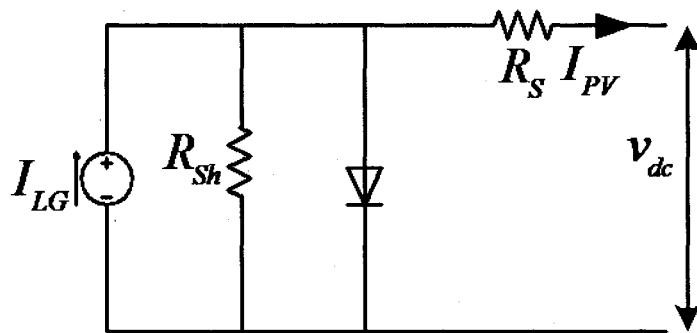


Figure 22 Schéma équivalent de la cellule solaire

2.8.1 Facteur de forme

La caractéristique courant tension de la cellule n'est pas un rectangle de côtés I_{cc} et V_{co} mais elle a plutôt la forme d'un coude présentant un point de puissance maximum. Le facteur de forme (FF) se définit comme le rapport de la puissance maximale et le produit $I_{cc}V_{co}$.

$$FF = \frac{P_m}{V_{co} \cdot I_{cc}} \quad (2.13)$$

2.8.2 Rendement énergétique

Le rendement énergétique ou le rendement de conversion est défini comme le rapport entre la puissance maximale produite et la puissance de rayonnement solaire qui arrive sur la cellule photovoltaïque de surface S . Ce rendement est défini dans les conditions standards c'est-à-dire sous l'ensoleillement de 1 kW/m^2 à la température de cellule de 25°C et sous un spectre AM1.5. Ces conditions normalisées sont dites STC pour "Standard Test Conditions". Le rendement énergétique η de la cellule s'écrit :

$$\eta = \frac{P_m}{\Phi \cdot S} \quad (2.14)$$

Pour une cellule de commerce, le facteur de forme est de l'ordre de 70% et le rendement énergétique est de l'ordre de 12 à 14% pour une cellule non encapsulée monocristalline en 2002 [28]. Les cellules multi cristallines ont des rendements de conversion de 10 à 12%. Les cellules amorphes ont des rendements de 6 à 8% en simple jonction et de 10 à 12% en multi jonctions.

2.8.3 Le Watt crête

Le watt crête (W_c) est l'unité servant à définir la puissance disponible aux bornes d'une cellule ou d'un assemblage de cellules (module ou champ de module), sous l'éclairement de référence (1 kW/m^2) et à $T=25^\circ\text{C}$. Le watt crête a les dimensions d'une surface puisque étant le rapport d'une puissance électrique en watt et d'un éclairement (W/m^2). Le client achetant des W_c , achète donc une surface de captation plus ou moins grande suivant le rendement des cellules considérées. Par exemple pour des capteurs en

silicium amorphe, le rendement étant trois fois plus faible qu'avec du silicium monocristallin, la surface de captation sera trois fois plus grande pour le même nombre de W_c .

2.9 Influences de l'éclairement et de la température sur la courbe I V

2.9.1 Influence de l'éclairement

Les manufacturiers fourniront toujours des courbes I- V montrant comment ces courbes se décalent quand l'éclairement et la température de la cellule changent. Le courant de court-circuit diminue proportionnellement à la diminution de l'éclairement. Par exemple, lorsque l'éclairement diminue de moitié, le courant de court-circuit aussi diminue de moitié. La figure ci-dessous représente la caractéristique du courant en fonction de la tension pour des éclairements de 1 kW/m^2 à 0.2 kW/m^2 . Les courbes d'équipuissance sont représentées [29] sur la figure 23 et leurs points de tangence avec les caractéristiques I- V déterminent les points de puissance maximale, tel A (I_m , V_m) pour $\Phi=1\text{ kW/m}^2$. Pour ce point A, l'impédance optimale sur laquelle doit être fermée la cellule (R_{opt}) est égale à l'inverse de la pente de la droite (OA). Le point de fonctionnement à puissance maximale se déplace avec l'éclairement sur la courbe AC (pointillés). Si l'impédance de charge n'est pas modifiée, pour un éclairement de 0.2 kW/m^2 , le point de fonctionnement sera le point B (I_B , V_B). La puissance transférée à la charge ($I_B * V_B$) sera alors inférieure à la puissance disponible pour cet éclairement. Pour extraire cette puissance disponible I'V', l'impédance vue par la cellule doit être supérieure à R_{opt} .

2.9.2 Influence de la température

La figure 24 ci-dessous montre l'évolution de la caractéristique I –V de la cellule avec la variation de la température pour un ensoleillement de 1 kW/m^2 . Quand la température de la cellule augmente le courant de court-circuit augmente faiblement tandis que la tension

de circuit ouvert diminue de manière appréciable. L'augmentation du courant de court-circuit de la cellule avec la température s'explique par la diminution de la largeur de bande interdite E_g du matériau semi-conducteur, ce qui permet d'utiliser un peu plus de photons de grande longueur d'onde. L'augmentation de courant de court-circuit est de l'ordre de $3 \cdot 10^{-5} \text{ A/K}$ par cm^2 de cellule sous les conditions standard. La tension de circuit ouvert de la cellule diminue de l'ordre de 2 à 2.5mV par degré [28]. Donc aussi surprenant que cela semble, les cellules photovoltaïques opèrent mieux pendant les jours froids et ensoleillés. Vu ces variations significatives des performances de la cellule avec la température, la température doit donc être incluse dans toute estimation de performance de module solaire.

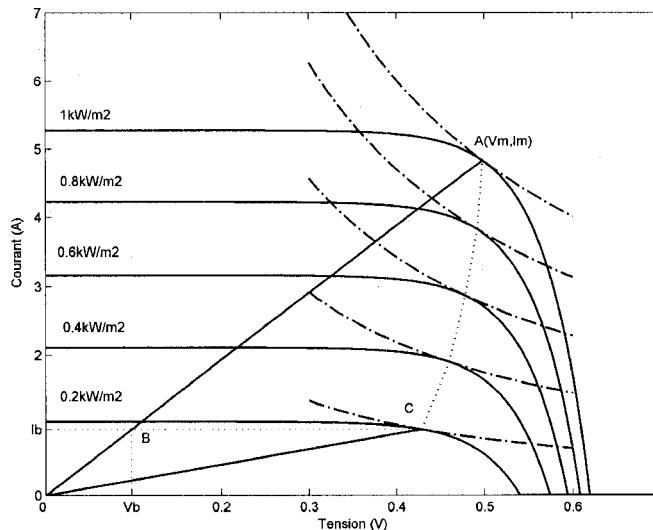


Figure 23 Influence de l'ensoleillement sur les performances du champ de modules

Les cellules solaires varient en température non seulement à cause de la température ambiante mais aussi à cause de la variation de l'éclairement. En effet, une petite fraction du rayonnement incident au module est convertie en électricité. La majeure partie du rayonnement incident est convertie en chaleur. Pour aider les concepteurs de systèmes photovoltaïques à considérer les changements de performances des cellules solaires avec la température, les manufacturiers leur fournissent un indicateur appelé le *NOCT* (Normal Operating Cell Temperature). Le *NOCT* ou la *TUC* (Température d'utilisation

de la cellule) est définie comme la température qu'atteint la cellule dans son module en circuit ouvert, sous un ensoleillement de 0.8 kW/m^2 , avec une température ambiante de 20°C et un vent de 1 m/s .

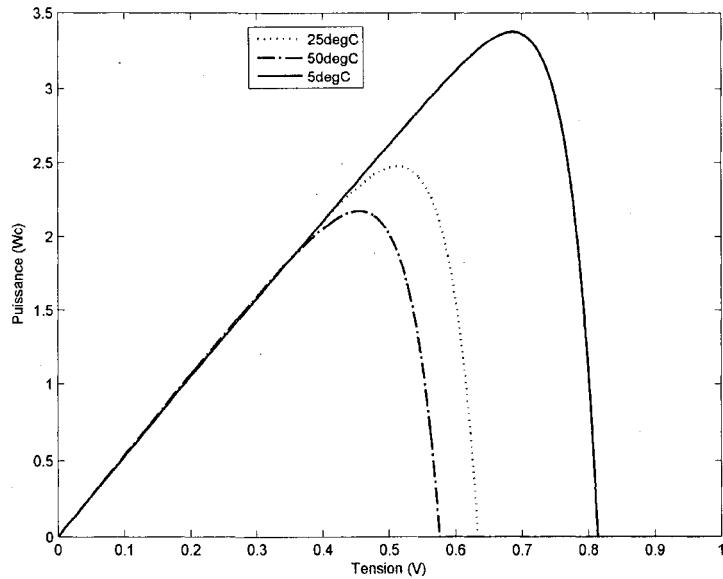


Figure 24 Influence de la température sur les performances du champ de modules

La température de la cellule T_{cell} ($^\circ\text{C}$) en fonction de la température d'utilisation de la cellule (TUC), de la température ambiante T_{amb} ($^\circ\text{C}$) et de l'ensoleillement Φ (kW/m^2) est :

$$T_{cell} = T_{amb} + \left(\frac{NOCT - 20^\circ}{0.8} \right) \cdot \Phi \quad (2.15)$$

Les valeurs de $NOCT$ couramment rencontrées sont comprises entre 40 et 50°C . Cette température élevée atténue la tension de fonctionnement du module. Pour que le $NOCT$ ne soit pas trop élevé, il faut favoriser les couleurs arrière claires pour l'évacuation des calories et avoir un maximum d'aération. Lorsque le $NOCT$ n'est pas connu, une autre approche pour estimer la température de la cellule est :

$$T_{cell} = T_{amb} + \left(\frac{\Phi}{1kW/m^2} \right) \cdot \gamma \quad (2.16)$$

Où γ est un coefficient de proportionnalité qui dépend de la vitesse du vent et de la ventilation des modules sur l'endroit où ils sont installés. Les valeurs typiques de γ sont comprises entre 25 et 35°C [28]. Ce qui signifie que pour un ensoleillement standard, la cellule est de 25 à 35°C plus chaude que l'environnement.

2.10 Simulation de la cellule sous Simulink

La cellule solaire, voire le champ de modules ont été simulés sous Simulink comme une source de courant programmable à trois entrées. Les trois entrées du bloc sont la température de la cellule T , l'ensoleillement Φ et la tension de sortie v_{dc} de la cellule. A partir du masque créé dans Simulink, tout arrangement de cellules en parallèle ou en série peut être réalisé dépendamment de la puissance nominale requise. La figure 25, ci-dessous montre le diagramme bloc du modèle de la cellule sous Simulink. La figure 26 montre le masque usager de la cellule simulée.

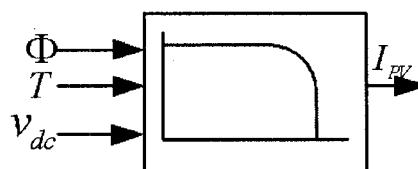


Figure 25 Schéma bloc de la cellule sous Simulink

2.11 Conclusion

Le Silicium est l'élément de base des matériaux photovoltaïques. La conductivité du Silicium augmente avec la température mais demeure faible à température normale. Pour augmenter la conductivité du Silicium, ce dernier est allié à d'autres matériaux par un

dopage d'impuretés. L'effet photovoltaïque est provoqué par les photons de la lumière de longueur d'onde comprise entre $0.4\mu\text{m}$ à $1.1\mu\text{m}$ et d'énergie égale à l'énergie de bande interdite du Silicium. Les photons de la lumière qui possèdent ces propriétés sont capables d'arracher les électrons du Silicium du noyau qui les lie créant ainsi un trou. Un électron situé dans l'atome voisin viendra combler le trou laissé par l'autre et ainsi de suite. Le courant électrique est non seulement transporté par les électrons qui se déplacent mais aussi par les trous. Les performances de la cellule solaire sont dépendantes des conditions atmosphériques. A température constante, la cellule solaire opère mieux pour un plus grand ensoleillement. Paradoxalement, pour un ensoleillement fixe, la cellule solaire opère mieux à basse température. Les performances d'une cellule photovoltaïque se mesurent en termes de rendement, de facteur de forme et de Watt crête (W_c).

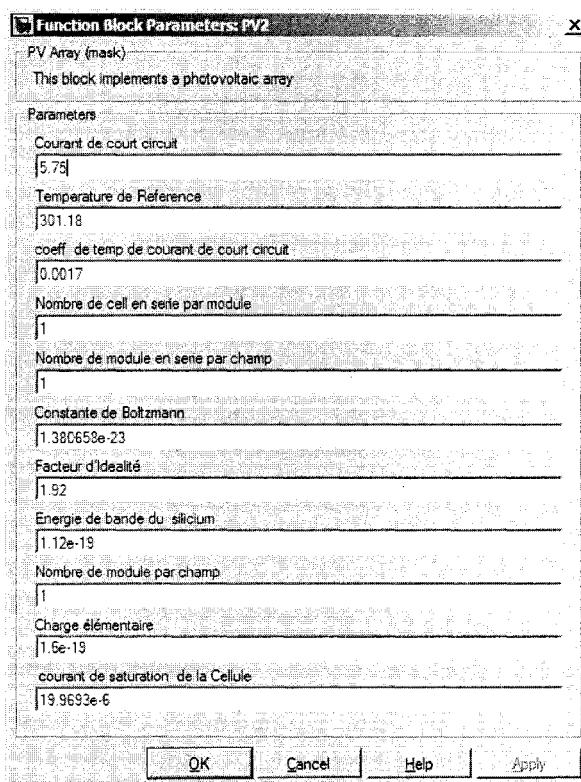


Figure 26 Masque usager de la cellule solaire sous Simulink

CHAPITRE 3

LES COMPOSANTES D UN SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE

3.1 Introduction

L'énergie solaire est dispersée et non pas concentrée, donc mieux adaptée aux faibles charges. Elle est une forme d'énergie propre, silencieuse, totalement autonome, sans frais de fonctionnement mais son utilisation requiert un grand coût d'investissement. Les composants d'un système solaire dépendent de l'application. On distingue des systèmes photovoltaïques autonomes et des systèmes photovoltaïques couplés au réseau. La seconde catégorie de systèmes couplés au réseau constitue le principal axe de recherche de ce mémoire. Tout de même des similitudes existent entre les composantes de deux types de systèmes photovoltaïques donc leurs composantes principales seront toutes présentées. Le diagramme bloc ci-dessous présente les composants principaux d'un système photovoltaïque (non autonome et autonome).

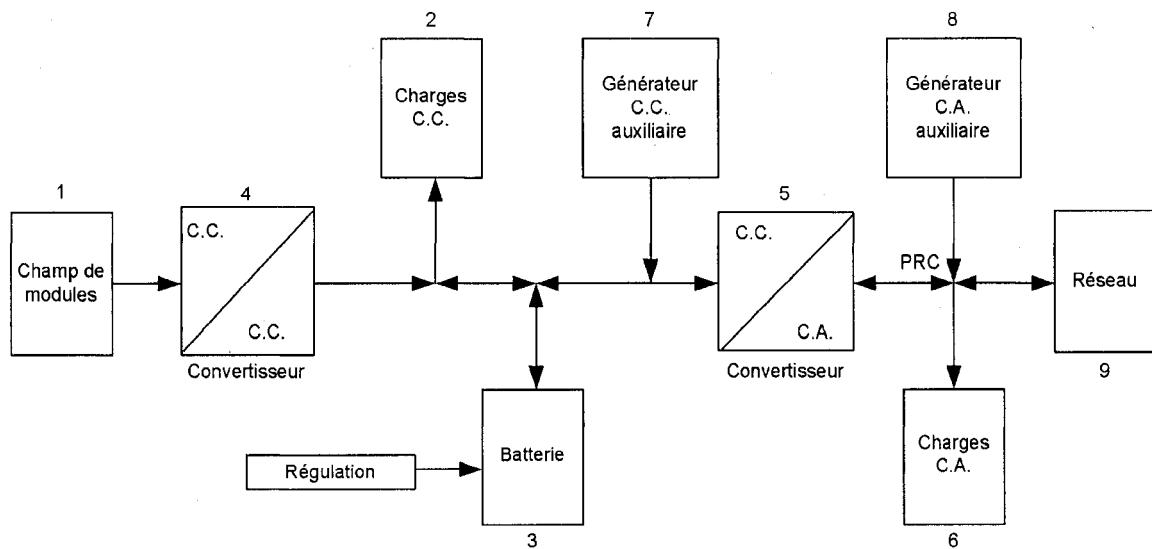


Figure 27 Système photovoltaïque

3.2 Applications des systèmes photovoltaïques

Les applications de l'énergie solaire dépendent des besoins en énergie qui diffèrent d'un pays essentiellement rural à faible densité de population à un pays plus urbanisé et industrialisé. En zone rurale, la quantité d'énergie consommée par habitant est plus faible mais essentielle à la santé et à une activité économique minimale. Dans les pays chauds du tiers-monde, les systèmes photovoltaïques servent essentiellement à la production de lumière en début de soirée, l'accès à l'information par la radio et la télévision, la conservation des vaccins dans les dispensaires, le pompage et le traitement de l'eau, le fonctionnement des machines agricoles etc.

Le photovoltaïque trouve plus d'applications dans les pays tempérés. Il a de nombreuses applications dans l'électronique des microsystèmes (calculatrices, petits appareils de mesure, étiquettes, détection de position en télémétrie), dans l'habitat isolé dont le raccordement au réseau électrique est plus onéreux que le solaire en montagne et dans les îles. Il trouve aussi une application dans l'habitat raccordé au réseau notamment dans l'union européenne dont le parc photovoltaïque connecté au réseau est passé entre fin 2000 et fin 2001 de 128MW_c à 216MW_c [28]. Une autre application du photovoltaïque en pays tempérés sont les équipements professionnels dans les télécommunications (relais hertziens), les transports pour la signalisation routière et ferroviaire, balisage aérien et maritime, surveillance météo etc.

3.3 Composants des systèmes photovoltaïques autonomes

Le photovoltaïque dans le cadre de ce travail est principalement utilisé pour la production d'énergie électrique, ce qui se prête à deux situations soit le système photovoltaïque alimente une charge autonome ou bien il alimente une charge connectée au réseau de distribution.

Dans les deux cas, les composants principaux des systèmes solaires (figure 27) sont :

- le module ou le champ de modules photovoltaïques (1)

- le stockage d'énergie (3)
- les régulateurs de charge
- les convertisseurs statiques de puissance (4-5)

3.3.1 Module et champ de modules photovoltaïques

La tension générée par une cellule photovoltaïque au silicium mono ou multi cristalline au point de fonctionnement à puissance maximale sous l'éclairement de référence de 1kW/m^2 est de l'ordre de 0.55V et peut atteindre 1.5V selon la technologie de cellule. Le courant généré est fonction de la surface de la cellule (2.11). Donc il est nécessaire de monter des cellules en série et parallèle pour s'adapter en courant et tension à la charge à alimenter. Le groupement de cellules en série est le module photovoltaïque c'est la partie productrice d'énergie du système photovoltaïque. Dans un module, les électrodes de la face supérieure d'une cellule sont connectées à la face arrière de la cellule suivante. La caractéristique du courant en fonction de la tension du module est homothétique de celle de la cellule photovoltaïque de base. Il en est de même pour le champ de modules. Par conséquent, tout ce qui a été dit pour la cellule de base reste valable pour le champ de modules.

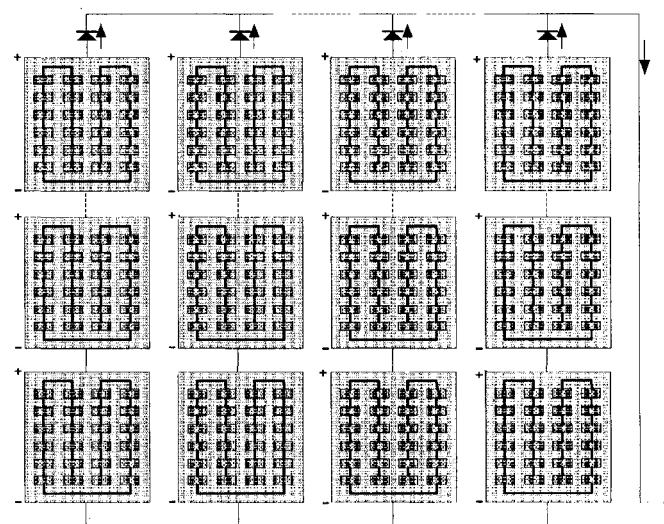


Figure 28 Champ de panneaux montés en série parallèle

La caractéristique du courant en fonction de la tension d'un groupement de N_s cellules montées en série est obtenue en multipliant point par point pour un même courant, la tension d'une cellule par N_s (figure 29). Le groupement délivrera le même courant I que la cellule de base sous une tension $N_s V_i$. Sur la construction graphique du groupement, la connexion en série des cellules est supposée ne pas introduire de résistance parasite supplémentaire. L'impédance optimale est N_s fois plus grande que celle d'une cellule de base. Dans un module, les cellules connectées en série doivent être identiques.

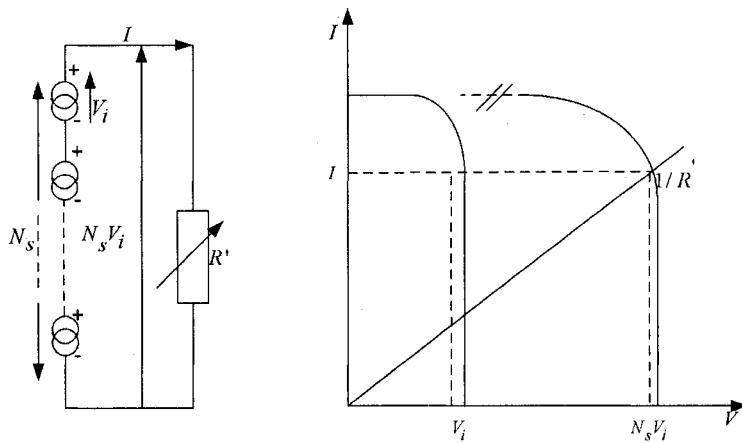


Figure 29 Caractéristique I-V de N_s cellules photovoltaïques en série

Un groupement de N_p cellules connectées en parallèle produit un courant de $N_p I_i$. La caractéristique du groupement en parallèle est obtenue en multipliant point par point le courant de la cellule de base I_i par N_p pour chaque valeur de tension (figure 30). Une fois de plus la résistance parasite de la connexion en parallèle des cellules est négligée. Seules des cellules identiques doivent être connectées en parallèle. Dans la réalité, deux cellules ou panneaux ne sont pas identiques, on met ensemble les panneaux dont les valeurs sont le plus proche possible. Sur le terrain, les panneaux appariés peuvent ne pas débiter la même puissance selon que l'un des panneaux soit ombré. Un panneau moins bien exposé peut devenir récepteur des autres panneaux et recevoir de la puissance en inverse. Pour éviter cela, il faut placer une diode anti-retour de puissance adéquate en sortie de chaque série de panneaux.

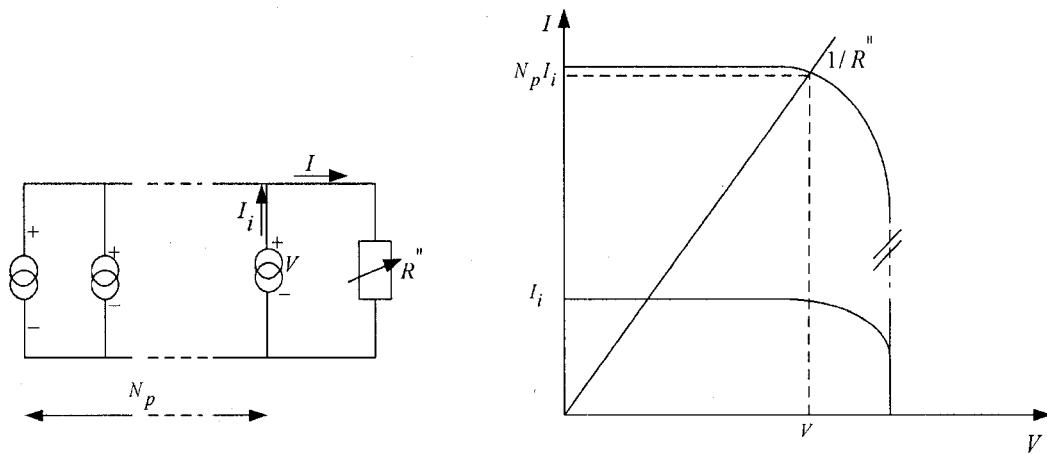


Figure 30 Caractéristique I-V de N_p cellules photovoltaïques en parallèle

Pour disposer d'une puissance de plusieurs centaines de Watts, de kilowatts, voire de mégawatts, il faut nécessairement assembler les modules photovoltaïques. On réalise alors un champ photovoltaïque.

Les cellules à l'intérieur d'un module sont encapsulées. Les buts de l'encapsulation sont :

- de protéger les cellules contre la corrosion et de les maintenir dans une structure rigide.
- de contrôler la température des jonctions par un équilibre thermique entre le matériau semi-conducteur et l'air ambiant au travers du matériau d'encapsulation.

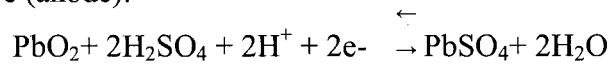
Les techniques d'encapsulation utilisées sont : l'enrobage de résine transparente, l'encapsulation bi verre, l'encapsulation verre matériau organique, verre métal avec ou sans structure métallique portante. La qualité de l'encapsulation détermine la durée de vie des panneaux. Dans l'espace, le vieillissement des panneaux solaires est essentiellement relié au rayonnement cosmique qui perturbe le semi-conducteur ou éventuellement les fortes contraintes thermiques subies. Mais en dehors des chocs, la dégradation des cellules au sol est liée à la dégradation de l'encapsulation.

3.3.2 Le stockage d'énergie

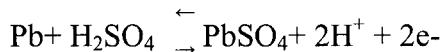
Le stockage d'énergie dans les systèmes photovoltaïques autonomes est essentiellement assuré par des batteries. Seuls le pompage et la ventilation utilisent de l'énergie au fil du soleil et peuvent se passer de l'accumulation de l'énergie. Les batteries les plus utilisées dans les systèmes solaires sont de type plomb-acide.

La batterie au plomb a été développée par Planté en 1859. Elle est composée de deux électrodes de plomb (électrode négative) et d'oxyde de plomb (électrode positive) plongées dans un électrolyte composé d'acide sulfurique dilué. En reliant les deux électrodes à un récepteur externe consommant du courant, elles se transforment en sulfate de plomb et l'acide se dilue, phénomène qui permet d'évaluer l'état de charge de la batterie en mesurant la densité d'acide. Un courant opposé permet à l'acide de se concentrer et aux deux électrodes de revenir à leur état initial. Ce qui se traduit par les réactions chimiques aux électrodes suivantes :

À l'électrode positive (anode) :



À l'électrode négative (cathode) :



Ces deux équations sont réversibles et traduisent respectivement la décharge de la batterie de gauche vers la droite et la charge de la batterie de droite vers la gauche. Durant la charge du dioxyde de plomb se forme sur l'anode, la cathode se transforme en plomb pur et l'acide sulfurique se concentre. Pendant la décharge, une partie de l'électrolyte se lie au plomb et le transforme en sulfate de plomb (PbSO_4), il y a production d'eau ce qui baisse la densité de l'électrolyte. Cette variation de densité peut être calculée en fonction de la charge et de la décharge. Les potentiels redox des deux électrodes sont :

$$E_+ (\text{PbSO}_4 / \text{PbO}_2) = 1.7\text{V} \text{ et } E_-(\text{PbSO}_4 / \text{Pb}) = -0.3\text{V}$$

Ce qui correspond à une tension nominale d'équilibre $E=2\text{V}$. Les cellules de batterie au plomb sont assemblées en série et ou en parallèle le nombre d'éléments nécessaires pour

atteindre le courant et la tension désirés. Les petites capacités vont souvent par batteries de 6 ou 12V soit trois ou six cellules en série. Les grandes capacités partent d'éléments de 2V qui peuvent atteindre plusieurs milliers d'Ah, connectés en série et en parallèle. La batterie est souvent représentée par une source de tension en série avec une résistance. L'équation électrique de la décharge est :

$$V_B = V_{Bi} - I \cdot R_{Bi} \quad (3.1)$$

A la charge, le courant change de signe. L'absorption d'acide de l'électrolyte au cours de la décharge augmente la résistance interne R_{Bi} de la batterie, ce qui baisse la tension aux bornes de la batterie. La caractéristique de la batterie varie avec son âge.

Il existe aussi des batteries au nickel au cadmium (polluant), au zinc et aux hydrures métalliques. Les deux dernières seront les plus utilisées dans le futur pour des applications portables. Diverses améliorations sont en cours sur les batteries au plomb pour limiter des problèmes de stratification et de limiter les fuites d'électrolyte.

Les super condensateurs [30] ou les volants d'inertie ont des propriétés qui les destinent aux mêmes applications à très court terme avec de grandes durées de vie.

3.3.3 Les régulateurs de charge

Le régulateur de charge est l'élément central d'un système photovoltaïque autonome. Il doit protéger la batterie contre les surcharges (solaires) et les décharges profondes (utilisateur). Il doit également assurer la surveillance et la sécurité de l'installation (surcharge, alarmes, fusibles, inversion de polarité). Il peut aussi réaliser la transformation de puissance dans certains cas (recherche de point de puissance maximum). Les régulateurs de charge des systèmes autonomes peuvent se classer en trois groupes :

- Les régulateurs de type série qui incorporent un interrupteur entre le générateur et l'accumulateur pour arrêter la charge
 - Les régulateurs de type shunt dont l'interrupteur court-circuite le générateur solaire en fin de charge
 - Les régulateurs à recherche de puissance maximum qui utilisent un circuit électronique spécial permettant de soutirer en permanence du champ de capteurs sa puissance maximale.

3.3.3.1 Le régulateur de type série

Le régulateur de type série est représenté sur la figure 31 ci-dessous. L'interrupteur de charge est monté en série avec la batterie et s'ouvre lorsque la fin de charge est atteinte.

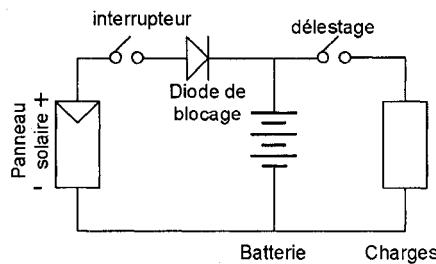


Figure 31 Régulateur de type série

3.3.3.2 Le régulateur de type shunt

Le régulateur de type shunt est composé d'un interrupteur en parallèle avec la batterie. Le courant du panneau est dirigé dans l'interrupteur lorsque la batterie atteint la pleine charge. Une diode doit être ajoutée entre l'interrupteur et la batterie pour éviter de court-circuiter la batterie et la circulation de courant de la batterie vers le panneau pendant la nuit. Des problèmes de protection contre les surtensions peuvent survenir dans la mesure où l'interrupteur voit à ses bornes la tension totale du panneau. La dissipation thermique peut être élevée à grand courant etc.

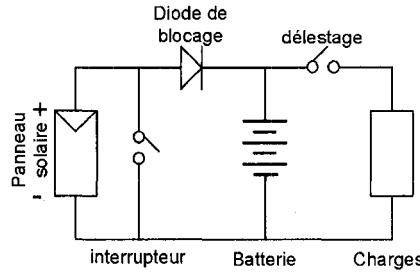


Figure 32 Régulateur de type shunt

3.3.3.3 Le régulateur de poursuite de puissance maximum

Dans ce régulateur, un circuit mesure en permanence la tension et le courant du panneau pour tirer de l'énergie au point de puissance maximum. Ceci permet de garantir que le maximum d'énergie sera récupéré, quels que soient la température et l'ensoleillement. En général ces régulateurs fonctionnent soit en élevant ou en réduisant la tension. Un premier circuit ajuste la demande au point de puissance maximale de l'ensemble des panneaux et un deuxième transforme le courant et la tension en vue de l'adapter au type de batterie. Ce type de régulateur permet de travailler dans une grande plage de température et ainsi récupérer l'excès non négligeable de tension en hiver.

La figure ci-dessous représente le fonctionnement d'un régulateur mixte qui est capable d'augmenter et de diminuer la tension du bus continu. La source dans ce cas est le panneau solaire et la charge un moteur à courant continu. Quand l'interrupteur est fermé, la tension V_i est appliquée aux bornes de l'inductance parcourue par un courant I_L . Tout le courant circule à travers l'inductance, la diode empêchant le courant de circuler dans le reste du circuit. Durant cette portion du cycle, de l'énergie est ajoutée au champ magnétique de la bobine en même temps que le courant augmente.

Quand l'interrupteur s'ouvre, le courant dans la bobine continue de circuler alors que le champ magnétique baisse. Le courant de la bobine circule dans le condensateur, la charge et la diode. Le courant de la bobine chargeant le condensateur génère une tension à ses bornes que la charge voit à ses bornes. Ceci maintient la charge alimentée lorsque l'interrupteur se ferme de nouveau. Si la fréquence de fermeture et d'ouverture de

l'interrupteur est très élevée, le courant de l'inductance n'a pas le temps de diminuer de beaucoup avant la prochaine fermeture de l'interrupteur. De même, la tension aux bornes du condensateur varie peu. On peut fonctionner soit à courant constant et ou à voltage constant.

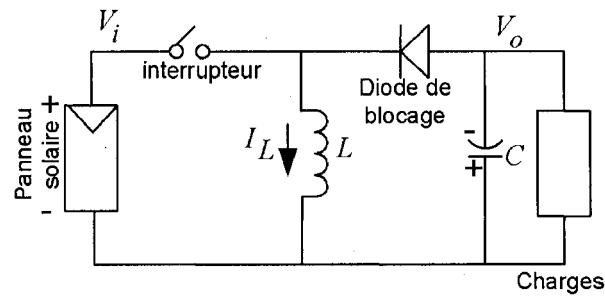


Figure 33 Régulateur de poursuite de puissance maximum

Le rapport cyclique (D) se définit comme la portion du temps pendant laquelle, l'interrupteur est fermé comme illustré ci-dessous.

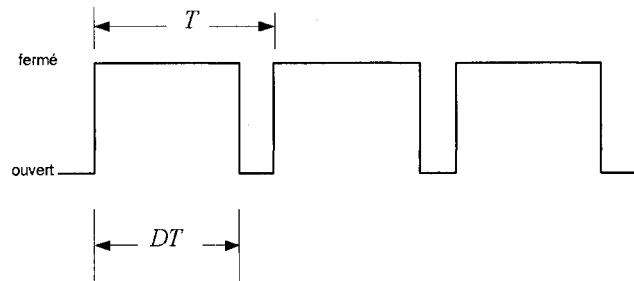


Figure 34 Définition du rapport cyclique

Quand l'interrupteur est fermé de $t=0$ à $t= DT$, la puissance moyenne de l'inductance est :

$$\overline{P_{L,in}} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_i I_L dt \quad (3.2)$$

En supposant le courant de l'inductance constant, la puissance moyenne devient :

$$\overline{P_{L,in}} = \frac{1}{T} V_i I_L \int_0^T dt = V_i I_L D \quad (3.3)$$

Lorsque l'interrupteur se ferme la puissance moyenne délivrée par l'inductance est :

$$\overline{P_{L,o}} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T V_i I_L dt = \frac{1}{T} \int_{DT}^T V_o I_L dt \quad (3.4)$$

En supposant la tension de sortie V_o constante (3.4) devient :

$$\overline{P_{L,o}} = V_o I_L (1 - D) \quad (3.5)$$

Le principe de conservation d'énergie (en considérant les éléments du circuit idéaux) entre la fermeture et l'ouverture permet d'obtenir :

$$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{D}{1 - D}\right) \quad (3.6)$$

L'équation (3.6) montre que la tension continue peut être soit augmentée ou diminuée en variant le rapport cyclique. Un grand rapport cyclique accorde plus de temps au condensateur de se charger et peu de temps de temps pour se décharger donc la tension augmente avec le rapport cyclique.

3.3.4 Le convertisseur statique de puissance

Le convertisseur statique utilisé lorsque le récepteur est à courant alternatif est l'onduleur qui convertit le courant continu en courant alternatif. Le courant généré par l'onduleur doit être sinusoïdal et faiblement distordu. Les harmoniques peuvent représenter une gêne audible (hi-fi) et perturber le fonctionnement de la charge (moteurs). Les onduleurs non sinusoïdaux perturbent non seulement l'environnement électromagnétique mais les harmoniques qu'ils génèrent sont également une perte d'énergie dans le cas de l'alimentation des moteurs par exemple. L'onduleur doit être résistant aux surcharges et au courant réactif survenus lors du démarrage d'un réfrigérateur ou d'un moteur déjà chargé mécaniquement. Le fonctionnement de l'onduleur est abordé dans les prochains chapitres.

3.4 Conclusion

Les principaux éléments des systèmes photovoltaïques autonomes et connectés au réseau sont le champ de modules photovoltaïques, le stockage d'énergie qui est soit une batterie pour les systèmes autonomes ou le réseau pour le système connecté au réseau. Le régulateur de charge qui peut être soit de types shunt, série, de poursuite de puissance maximum est l'élément central pour les systèmes autonomes. En agissant sur le rapport cyclique, la puissance transmise à la batterie ou à la charge par le champ de modules peut être contrôlée. C'est le régulateur qui permet de contrôler la charge de la batterie. Les systèmes de stockage sont essentiellement des batteries au plomb-acide. Des super condensateurs ou les volants d'inertie sont de plus en plus utilisés pour le stockage mais leur capacité de stockage est limitée. L'élément de base pour les systèmes connectés au réseau est l'onduleur. Le régulateur ou le convertisseur CC/CC couramment utilisé dans la plupart des systèmes PV (figure 27) n'est pas utilisé dans le reste du mémoire. L'onduleur seul arrive à réguler la tension du bus continu avec la stratégie de commande qui sera vue plus tard au chapitre 4.

CHAPITRE 4

DIMENSIONNEMENT ET COMMANDE DU SYSTEME D'INTERFACAGE

4.1 Introduction

Les systèmes d’interfaçage couramment rencontrés sont composés d’un onduleur source de tension, d’un filtre passif d’interférence électromagnétique, d’un transformateur entre le réseau utilitaire et le filtre passif, d’un survolteur situé du côté continu, commandé par impulsion de gâchette et du système de contrôle. L’ensemble de tous ces éléments est aussi connu sous le nom d’unité de conditionnement de puissance. L’unité de conditionnement de puissance assure l’injection dans le réseau d’un courant conforme aux exigences des standards IEEE 929-2000, IEEE 519-1992 [5] [6], UL 1741 [26] et NEC 690. Des exigences en matière de sécurité des personnes et de l’équipement n’ont pas été vérifiées dans le cadre de la simulation. Les exigences en termes de qualité de l’onde contenues dans les deux standards IEEE ont été couvertes au chapitre 1 et seront testées dans toutes les simulations du mémoire.

Les trois configurations d’interface proposées dans ce mémoire n’utilisent pas de convertisseur continu/continu, ni de transformateur d’isolement entre l’unité de conditionnement et le réseau utilitaire. Au lieu d’utiliser une grosse et simple inductance L, un filtre LCL est adopté. Les motivations du choix du filtre LCL par rapport au filtre L et la procédure de dimensionnement du filtre LCL sont présentées. La résonance de la capacité du filtre d’interférence électromagnétique est amortie soit de façon passive à l’aide d’une résistance (configuration 1) ou de façon active par le système de contrôle (configuration 2). A l’aide du tracer des lieux de racines, de la fonction de transfert du filtre LCL, la variable de contrôle est choisie. Ce tracer du lieu des racines justifie pourquoi le contrôle indirect du courant injecté dans le réseau est adopté en [31] et [32]. Les trois configurations d’interface proposées utilisent le contrôle direct du courant injecté dans le réseau. L’interface avec amortissement passif de la résonance est

contrôlée par le régulateur stationnaire proportionnel résonant (configuration 1). L'interface avec amortissement actif de la résonance utilise des compensateurs PI synchrones (configuration 2). L'onduleur est commandé par modulation à largeur d'impulsion pour les trois configurations d'interfaces simulées.

4.2 Cahier de charge

Initialement, le but était d'alimenter une petite et moyenne industrie ou un commerce. Ainsi, le niveau de tension de ligne de 600Vrms est choisi. Signalons que les réseaux de distribution en Amérique du Nord sont des lignes de moyenne de tension de 2.4kV à 69kV alimentant à leur tour des circuits de distribution à basse tension 120V à 600V [33]. Le champ de modules d'une puissance nominale de 100kW_c (kilowatt crête voir définition au paragraphe 2.8.3) dans les conditions standards de température. Le tableau ci-dessous résume le cahier de charge.

Tableau IV

Cahier de charge du système d'interfaçage

Puissance Nominale	P_n	100kW _c
Tension de ligne du réseau	V_{gLL}	600Vrms
Fréquence du réseau	f_n	60Hz
Fréquence de commutation de l'onduleur	f_s	4.5kHz
Champ de modules		
- Puissance d'un module		170W
- Nombre de modules en série	N_s	29
- Nombre de modules en parallèle	N_p	21

4.3 Fonctionnement de l'onduleur

Comme défini dans [5], l'onduleur désigne tout équipement qui convertit le courant continu en courant alternatif ou encore tout convertisseur statique avec fonction de contrôle, protection et de filtrage utilisé pour interfaçer une source d'énergie électrique

avec le réseau. Par abus de langage, l'onduleur peut être assimilé à l'unité de conditionnement de puissance tout entier ou encore le système de conditionnement de puissance. La configuration à trois bras (deux niveaux) est la plus couramment rencontrée dans les systèmes triphasés. Chaque bras est composé de deux interrupteurs de puissance avec une diode montée en antiparallèle pour chaque interrupteur.

4.3.1 Commande par modulation à largeur d'impulsion

Le but de l'onduleur commandé par largeur d'impulsion est de contrôler les tensions de sortie des trois phases en amplitude et fréquence à partir d'une tension du bus continu constante. La commande par largeur d'impulsion consiste à comparer une onde sinusoïdale de référence avec une onde triangulaire; la porteuse, de fréquence et d'amplitude constantes. La fréquence de l'onde triangulaire détermine la fréquence de commutation de l'onduleur. Dépendamment du résultat de la comparaison, les signaux de commande des gâchettes des interrupteurs sont générés. Ainsi un interrupteur d'un bras donné est commandé pendant que l'autre interrupteur monté sur le même bras est ouvert. Par exemple :

$$\text{Si } v_c > v_{\text{tri}} \text{ alors } T_{A+} \text{ est passante et } v_{a0} = \frac{V_d}{2} \quad (4.1)$$

$$\text{Si } v_c < v_{\text{tri}} \text{ alors } T_{A-} \text{ est passante et } v_{a0} = -\frac{V_d}{2} \quad (4.2)$$

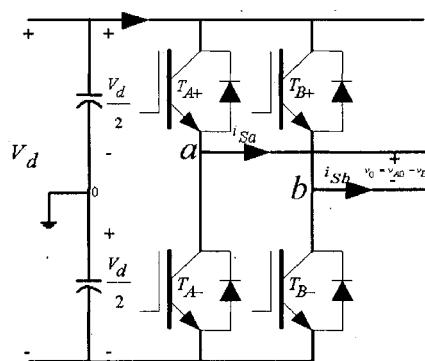


Figure 35 Schéma de puissance d'un onduleur monophasé à deux bras

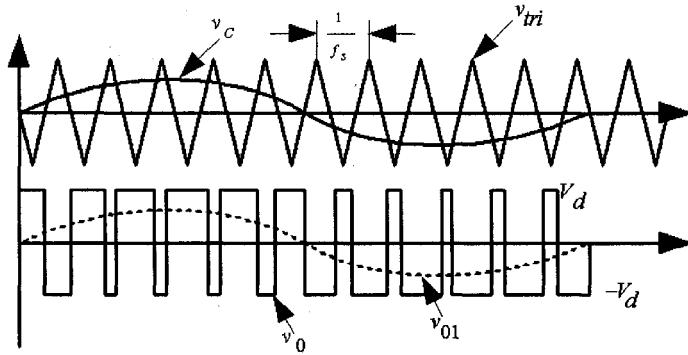


Figure 36 Modulation à largeur d'impulsion

Quelques termes doivent être définis pour mieux comprendre la modulation par largeur d'impulsion. Tout d'abord l'indice de modulation m_a défini comme :

$$m_a = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_{tri}} \quad (4.3)$$

Le ratio de fréquence de modulation est le rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du signal de contrôle :

$$m_f = \frac{f_s}{f_c} \quad (4.4)$$

Le fonctionnement de l'onduleur monophasé à deux bras est expliqué pour faciliter la compréhension de l'onduleur à trois bras. La logique de commande du deuxième bras est l'inverse de celle du premier bras c'est-à-dire que l'interrupteur supérieur (T_{A+}) du bras A est simultanément passant que l'interrupteur inférieur (T_{B-}) du bras B et vice-versa.

Il est démontré dans [34] que l'amplitude de la fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur est fonction de l'indice de modulation. Pour un grand ratio de fréquence de

modulation, le signal de contrôle peut être considéré constant pendant une période de commutation. La tension de sortie de l'onduleur varie sinusoïdalement :

$$(v_{a0})_1 = m_a \sin(\omega_l t) \frac{V_d}{2} \quad (4.5)$$

L'amplitude de la fondamentale varie linéairement avec l'indice de modulation. Cette zone d'indice de modulation inférieur à un est la zone linéaire de commande de l'amplitude de la tension de sortie par l'indice de modulation. De l'équation (4.5) résulte que l'amplitude de la tension de sortie, V_{a0} est :

$$V_{a0} = m_a \frac{V_d}{2} \quad (4.6)$$

La tension de ligne de sortie d'un onduleur triphasé à la fréquence fondamentale, en tenant compte du déphasage de 120° entre les phases est :

$$V_{LL1} = m_a V_d \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \quad (4.7)$$

C'est cette dernière équation qui a servi de base au dimensionnement des autres éléments du système d'interfaçage. L'indice de modulation m_a a été fixé à 0.8 dans la phase de conception. Connaissant la tension du réseau, la tension du bus continu nécessaire a été trouvée. La tension du bus continu a permis de trouver la configuration du champ de modules nécessaire, c'est-à-dire, le nombre de modules en parallèle et en série. La configuration a été trouvée en se plaçant dans les conditions standards de test. Le signal de contrôle v_C , des équations (4.1) et (4.2) est généré le plus souvent à partir de la boucle d'asservissement du courant. En effet l'erreur entre le courant mesuré et le

courant de référence est corrigée par le régulateur de courant. Le signal de sortie du régulateur est le signal de contrôle de l'onduleur qui est comparé par le signal triangulaire pour générer les commandes des gâchettes.

Il existe d'autres formes de commande par modulation à largeur d'impulsion par bande d'hystérésis, la modulation vectorielle par largeur d'impulsion etc. La commande avec modulation par bande d'hystérésis est la méthode la plus simple à simuler. Le signal d'erreur corrigée est comparé à la bande d'hystérésis. Lorsque le signal de contrôle dépasse le seuil d'hystérésis, la commutation des interrupteurs est ordonnée. L'inconvénient majeur de ce type de commande est que la fréquence de commutation est imposée simultanément par le seuil d'hystérésis et les paramètres du système [35]

4.4 Dimensionnement du filtre LCL

Le filtre L a une fonction de transfert du premier ordre et présente donc une atténuation de 20dB/décade sur toute la gamme de fréquence. Par conséquent, pour que l'atténuation des harmoniques générés par la commutation de l'onduleur soit suffisante, la fréquence de commutation de l'onduleur doit être élevée. Ce qui peut avoir pour effet d'augmenter les pertes internes de l'onduleur. Une autre topologie de filtre couramment utilisée avec les alimentations sans interruption est le filtre LC pour l'alimentation des charges résistives. Cependant, quand le filtre LC est connecté au réseau de distribution, la fréquence de résonance du filtre varie en fonction du temps [20].

4.4.1 Procédure de dimensionnement

La procédure étape par étape de dimensionnement du filtre LCL s'inspire de [20] et [19]. Calcul de l'impédance de base Z_b et de la capacité de base C_b

$$Z_b = \frac{E^2}{P_n} \quad (4.8)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad (4.9)$$

Les deux inductances L_1 et L_2 du filtre LCL sont exprimées en pourcentage de Z_b et la capacité du filtre C_f en pourcentage de la capacité de base C_b (pu). Avec P_n , la puissance nominale du système d'interfaçage ou encore celle délivrée au réseau en négligeant les pertes internes de l'onduleur. Les autres termes des équations (4.1) et (4.2) sont définis dans le tableau IV.

4.4.1.1 Limites sur les éléments du filtre LCL

1. la valeur de la capacité du filtre est limitée par la chute de facteur de puissance admissible. à la puissance nominale. Généralement, la chute de facteur de puissance admissible est de 0.05pu.
2. la somme des deux inductances du filtre LCL doit être inférieure à 0.1pu pour limiter la chute de tension pendant le fonctionnement du système d'interfaçage.
3. La fréquence de résonance du filtre doit être comprise entre dix fois la fréquence du réseau (600Hz) et la moitié de la fréquence de commutation (4500/2=2.25kHz) afin de ne pas créer de la résonance dans les plus basses et hautes fréquences du spectre harmonique.
4. la résistance d'amortissement de la résonance en série avec la capacité du filtre doit être ni trop basse pour éviter des oscillations, ni trop grande pour éviter des pertes et réduire le rendement du filtre [18].

La procédure de dimensionnement du filtre expliquée ci-dessus a permis de dimensionner le filtre LCL.

4.4.1.2 Calcul de l'inductance maximale

La réduction des harmoniques de courant autour de la fréquence de commutation et des harmoniques multiples de la fréquence de commutation est faite en accord avec le

standard IEEE 519-1992. Des grandes valeurs d'inductance peuvent permettre de respecter le code IEEE 519-1992, tout de même les bobines sont encombrantes et chères puis limitent la dynamique du convertisseur statique. L'inductance totale maximale permissible est calculée comme suit [36] :

$$L \leftarrow \frac{\sqrt{\frac{2}{3} \frac{v_{dc}}{E_n^2} - \frac{E_n^2}{\omega_n I_{nm}}}}{\omega_n I_{nm}} \quad (4.10)$$

L'inductance totale maximum est limitée par le point 2 de l'étape 2 de la procédure de dimensionnement du filtre LCL.

4.4.1.3 Calcul de l'inductance L_1 (inductance du côté onduleur)

Pour respecter les limitations du code IEEE 519-1992 et dans l'hypothèse que l'amplitude maximale de l'ondulation du courant est de 15% le courant nominal [37], L_1 se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$L_1 = \frac{\frac{E_n}{\sqrt{3}}}{(2\sqrt{6}) * f_s * i_{nm} * 0.15} \quad (4.11)$$

4.4.1.4 Calcul de l'inductance L_2 (inductance du côté réseau)

$$L_2 = 0.8L_1 \quad (4.12)$$

Pour obtenir une atténuation de l'ondulation de 90%

4.4.1.5 Calcul de la capacité du filtre

La valeur de la capacité C_f du filtre LCL est limitée par la condition a) de l'étape 2, qui se traduit par la formule ci-dessous :

$$C_f \leq \frac{P_n}{120\pi * f_n * (E_n / \sqrt{3})^2} \quad (4.13)$$

Avec les valeurs des inductances et de la capacité trouvées, la fréquence de résonance doit être calculée pour voir si la fréquence de résonance trouvée répond à la limitation 3 de l'étape 2 de la procédure de dimensionnement. Sinon, revenir à l'étape 4 ou à l'étape 6.

4.4.2 Modèle en quadripôle du filtre LCL

Soit à représenter le filtre LCL par son modèle en quadripôle de la forme ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_S \\ I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

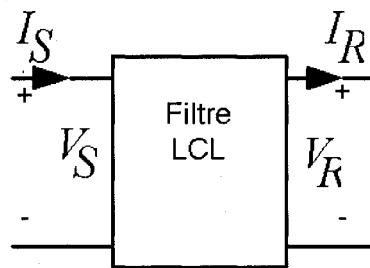


Figure 37 Modèle en quadripôle du filtre LCL

En négligeant les résistances associées aux deux inductances, le modèle en quadripôle ci-dessous est obtenu à l'aide des lois de Kirchhoff :

$$\begin{bmatrix} V_S \\ I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + L_1 C_f s^2 & L_2 s (1 + L_1 C_f s^2) + L_1 s \\ C_s & 1 + L_2 C_f s^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

D'où la fonction de transfert G du courant de sortie I_R sur la tension d'entrée V_S du modèle en quadripôle du filtre suivante :

$$G(s) = \frac{I_R(s)}{V_S(s)} = \frac{\frac{1}{L_1 L_2 C_f}}{s(s^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f})} \quad (4.16)$$

De la fonction de transfert en s de (4.16), la fonction de transfert fréquentielle du filtre est obtenue en remplaçant s par $jn\omega$, avec n le rang d'harmonique. Cette fonction de transfert fréquentielle permet d'étudier le comportement du filtre par rapport aux harmoniques. Le module de la fonction de transfert d'admittance du filtre (4.16) s'écrit :

$$|G(jn\omega)| = \left| \frac{I_R(jn\omega)}{V_S(jn\omega)} \right| = \frac{\frac{1}{L_1 L_2 C_f}}{\sqrt{n\omega(-(n\omega)^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f})}} \quad (4.17)$$

Le pôle non nul de (4.17) est la fréquence de résonance du filtre qui s'exprime comme suit :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (4.18)$$

Le standard IEC 1000-3-4 [38] sur la régulation de l'injection des harmoniques du courant dans le réseau de distribution limite le module de (4.17) à 0.6% du courant nominal pour les harmoniques de rang supérieur à 33. D'autres contraintes par rapport à

la fréquence de résonance (étape 2 du dimensionnement du filtre LCL limite 3), l'ondulation du courant de sortie du filtre et la puissance réactive admissible (5%) permettent de dimensionner les deux réactances L_1 et L_2 , la capacité C_f du filtre.

Selon [20] le rapport entre les deux inductances de (4.12) devient :

$$L_1 = 2L_2 \quad (4.19)$$

L'équation (4.19) dans (4.17) conduit à un trinôme du second degré dont la solution est :

$$L_2 = \max_n \left(\frac{3}{4C_f n^2 \omega^2} + \sqrt{\left(\frac{3}{4C_f n^2 \omega^2} \right)^2 \pm \frac{V_S}{2n^3 \omega^3 C_f I_R}} \right) \quad (4.20)$$

L'équation (4.13) n'a pas été utilisée pour le dimensionnement des inductances. Ce sont plutôt les équations (4.8)- (4.13) qui ont été utilisées.

4.4.3 Choix de la variable de rétroaction

Supposons la définition de l'indice de modulation suivante :

$$m_a = \frac{V_S}{V_{dc}} \quad (4.21)$$

Lorsque les résistances associées aux inductances sont prises en compte et d'après l'équation (4.21) le modèle en quadripôle du filtre LCL (4.15) devient :

$$\begin{bmatrix} V_S \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + (L_1 s + R_1) C_s & (L_2 s + R_2)(1 + (L_1 s + R_1) C_s + L_1 s + R_1) \\ C_s & 1 + (L_2 s + R_2) C_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Les variables de contrôle ou encore les variables d'état sont le courant circulant dans l'inductance L_1 , le courant dans l'inductance L_2 , la tension de la capacité ou le courant

de la capacité du filtre. Les fonctions de transfert de ces variables par rapport à l'indice de modulation sont :

$$\frac{I_R}{m_a V_{dc}} = \frac{\frac{1}{L_1 L_2 C}}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4.23)$$

$$a_2 = \frac{R_1}{L_1} + \frac{R_2}{L_2} \quad (4.24)$$

$$a_1 = \frac{1}{L_1 L_2} (R_1 R_2 + \frac{L_1 + L_2}{C}) \quad (4.25)$$

$$a_0 = \frac{R_1 + R_2}{C L_1 L_2} \quad (4.26)$$

$$\frac{I_S}{m_a V_{dc}} = \left(\frac{I_S}{I_R} \right) \cdot \left(\frac{I_R}{m_a V_{dc}} \right) \quad (4.27)$$

D'après (4.22) :

$$\frac{I_S}{I_R} = 1 + (L_2 s + R_2) C s \quad (4.28)$$

D'où :

$$\frac{I_S}{m_a V_{dc}} = \frac{\frac{1 + (L_2 s + R_2) C s}{L_1 L_2 C}}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4.29)$$

La loi des nœuds appliquée au nœud formé par les deux inductances L_1 et L_2 et la capacité C_f implique :

$$I_C(s) = I_S(s) - I_R(s) \quad (4.30)$$

Des équations (4.30), (4.29) et (4.23), la fonction de transfert du courant de la capacité du filtre sur l'indice de modulation est obtenue :

$$\frac{i_C}{m_a V_{dc}} = \frac{\frac{1}{L_1} (s + R_2 / L_2) s}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4.31)$$

Comme :

$$v_C(s) = \frac{i_C(s)}{Cs} \quad (4.32)$$

La fonction de transfert de la tension de la capacité sur l'indice de modulation est :

$$\frac{v_C}{m_a V_{dc}} = \frac{\frac{1}{CL_1} (s + R_2 / L_2)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4.33)$$

Les lieux des racines des fonctions de transfert (4.33), (4.31), (4.29) et (4.23) sont tracés. A partir des lieux des racines, les variables de rétroaction sont choisies. La variable optimale est celle qui stabilise le système sans avoir à augmenter de manière significative la fréquence de commutation de l'onduleur.

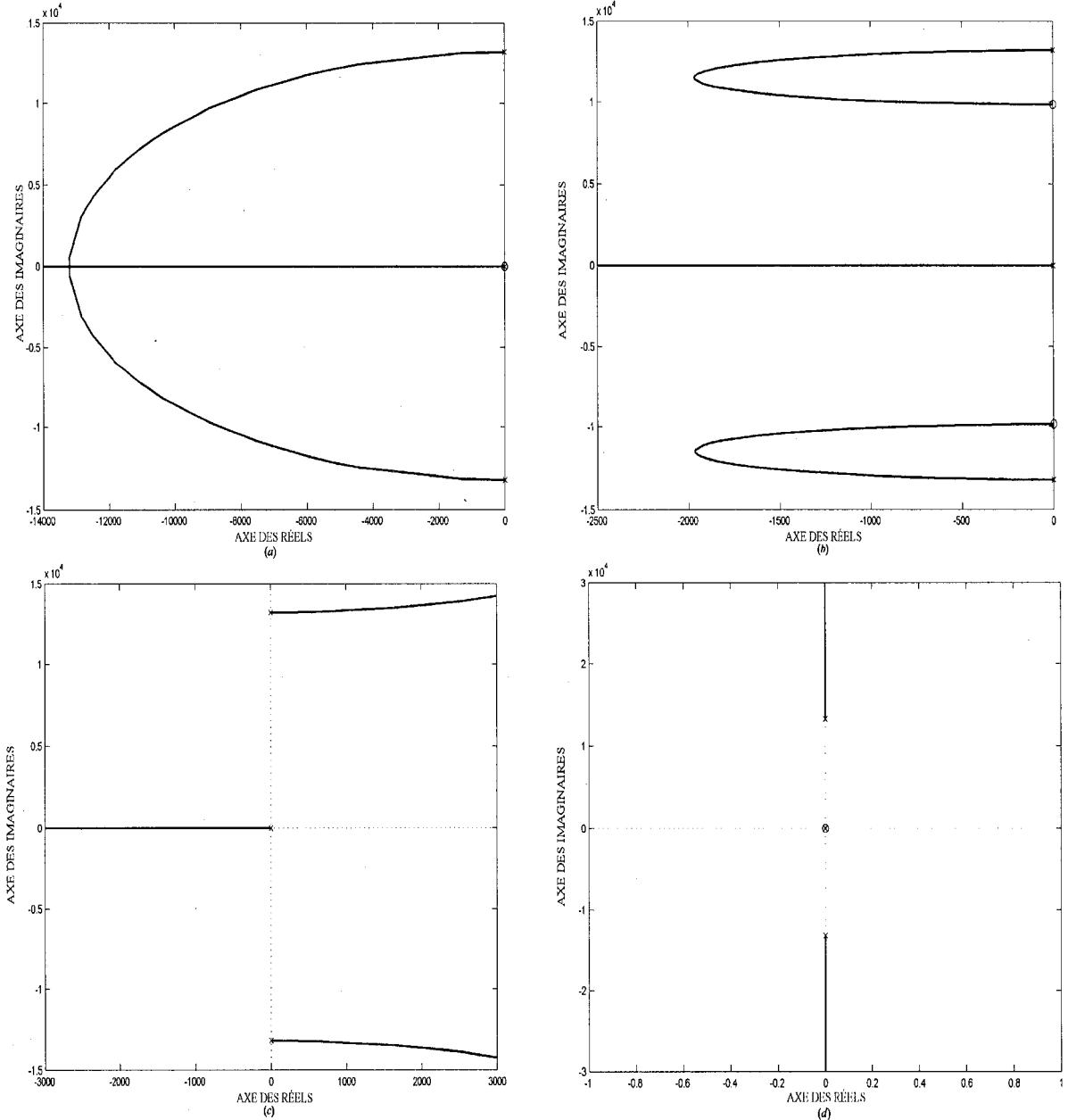


Figure 38 Lieu des racines des diverses variables de rétroaction (a) i_C (b) i_S (c) i_R (d) v_C

L'étude menée par Rahim et al [31], montre que la tension aux bornes de la capacité du filtre, v_C , prise comme variable de rétroaction conduit à la stabilité marginale (figure 38d), le courant de sortie du filtre, i_R , pris comme variable de rétroaction déplace les pôles du système dans le demi-plan droit conduisant à l'instabilité (figure 38c). Le

courant d'entrée du filtre i_S , et le courant de la capacité du filtre i_C pris comme variables de rétroaction stabilisent le système (pôles dans le demi-plan gauche) (figure 38a-b).

4.4.4 Effet de l'ajout de la résistance en série

L'ajout de la résistance en série avec le condensateur modifie les fonctions de transfert des différentes variables par rapport à l'indice de modulation. La fonction de transfert (4.23) devient :

$$\frac{I_R}{m_a V_{dc}} = \frac{\frac{R_d}{L_1 L_2} s + \frac{1}{L_1 L_2 C}}{s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (4.34)$$

Avec :

$$b_2 = \frac{R_d}{L_1} + \frac{R_d}{L_2} + a_2 \quad (4.35)$$

$$b_1 = \frac{1}{C L_1 L_2} \left[L_1 + L_2 + C(R_d(R_1 + R_2) + R_1 R_2) \right] \quad (4.36)$$

$$b_0 = a_0 \quad (4.37)$$

D'après l'observation du diagramme de Bode ci-dessous, plus la résistance d'amortissement de la résonance augmente, moins l'amplitude de l'admittance (4.34) est grande. Donc l'impédance du filtre augmente avec la valeur de la résistance d'amortissement. Le filtre bien amorti atténue donc bien les harmoniques de rang élevé

en les empêchant d'entrer dans le réseau. Le courant de sortie du filtre peut être utilisé comme variable de rétroaction à condition que le filtre LCL soit correctement amorti.

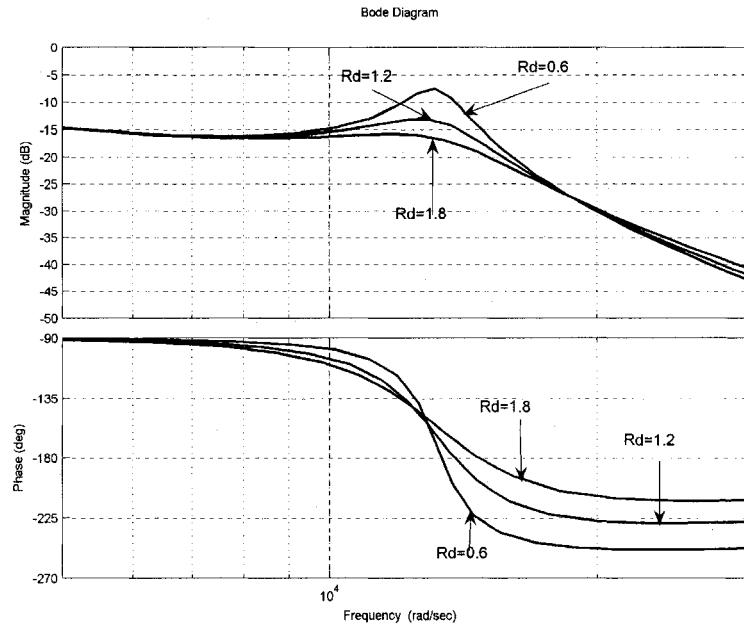


Figure 39 Effet de l'ajout de la résistance d'amortissement

4.5 Commande du courant de sortie du filtre

Les algorithmes de contrôle du courant injecté dans le réseau de distribution simulés avec les trois configurations d'interface peuvent être classés en algorithmes de contrôle stationnaires et synchrones. Une équivalence entre les deux types de commande sera démontrée. La commande stationnaire est simulée avec un amortissement passif de la résonance du filtre LCL. La commande synchrone est simulée avec un amortissement actif de la résonance du filtre LCL.

4.5.1 Commande stationnaire du courant de sortie du filtre

La résistance en série avec le condensateur permet d'amortir la résonance. La commande stationnaire sauve en temps de calcul dans la mesure où elle ne requiert aucune transformation de coordonnées stationnaires en coordonnées synchrones et vice-versa.

Les régulateurs de type PI ont démontré leur inabilité à poursuivre des trajectoires sinusoïdales [36] [39] sans erreur en régime permanent. Pour améliorer la dynamique de la réponse lorsque les régulateurs PI sont utilisés, un compensateur avant de la tension du réseau est souvent ajouté à la boucle de commande du courant. Pour pallier à ces insuffisances du régulateur PI, les régulateurs stationnaires de type proportionnel résonant sont introduits.

4.5.1.1 Synthèse du régulateur proportionnel résonant

Dans cette approche, le compensateur de type proportionnel intégral continu est transformé en son équivalent alternatif ayant la même réponse en fréquence dans la largeur de bande d'intérêt.

La synthèse des compensateurs résonants est expliquée par Zmood et al [16]. Pour passer des coordonnées stationnaires abc aux coordonnées stationnaires $d-q$, la matrice de transformation C est utilisée telle que :

$$\begin{bmatrix} x_{qd}^s(t) \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} x_{ab}(t) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Avec $\begin{bmatrix} x_{ab}(t) \end{bmatrix}$ des quantités instantanées et $\begin{bmatrix} x_{qd}^s(t) \end{bmatrix}$ des quantités stationnaires $d-q$. Les quantités stationnaires sont transformées en quantités synchrones $d-q$ par la matrice T comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_{qd}^e(t) \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_{qd}^s(t) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

$$\begin{bmatrix} T(\omega_0 t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Dans la plupart des régulateurs synchrones PI connus, les coordonnées stationnaires *abc* sont mesurées puis comparées à leurs références respectives. Les erreurs résultantes sont transformées en quantités synchrones avant d'être corrigées par des PI. La figure ci-dessous s'apparente à un système à deux entrées dans le domaine de Laplace avec des fonctions de transfert en *H* représentant les régulateurs PI utilisés pour chaque coordonnée *d* et *q*. Les relations dans le domaine de Laplace sont :

$$\begin{aligned} V_q(s) &= H_{11}(s)E_q(s) + H_{12}(s)E_d(s) \\ V_d(s) &= H_{21}(s)E_q(s) + H_{22}(s)E_d(s) \end{aligned} \quad (4.42)$$

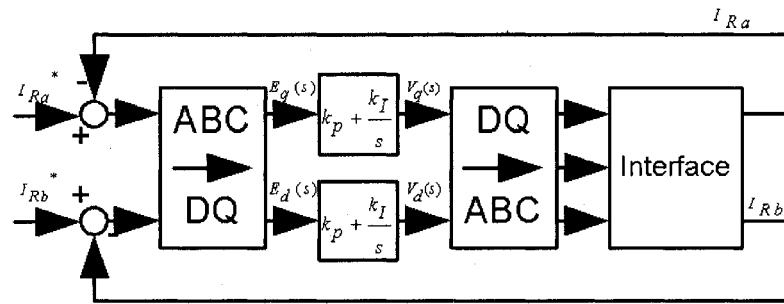


Figure 40 Commande en coordonnées synchrones

Où $E_q(s)$ et $E_d(s)$ sont des erreurs de courant exprimées dans le domaine de Laplace. Les fonctions de transfert $H_{12}(s)$ et $H_{21}(s)$ représentent les termes de couplage entre les deux erreurs de courant. Ces termes de couplage sont négligés dans la suite.

Sachant que la multiplication dans le domaine de Laplace correspond à la convolution dans le domaine temporel et que la convolution dans le domaine temporel correspond à la multiplication dans le domaine de Laplace, l'équation (4.42) devient dans le domaine temporel la somme de convolution:

$$\begin{aligned} v_q(t) &= h_{11}(t) * e_q(t) + h_{12}(t) * e_d(t) \\ v_d(t) &= h_{21}(t) * e_q(t) + h_{22}(t) * e_d(t) \end{aligned} \quad (4.43)$$

L'application de la définition de la convolution dans le domaine de Laplace après avoir mis les équations (4.40) (4.41) dans l'équation (4.42) et négligé les fonctions de transfert de couplage entre les variables, implique :

$$\begin{bmatrix} V_q^e(s) \\ V_d^e(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \left\{ H_{11}^s(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. H_{11}^s(s - j\omega_0) \right\} & \left\{ -jH_{11}^s(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. jH_{11}^s(s - j\omega_0) \right\} \\ \left\{ -jH_{11}^s(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. jH_{11}^s(s - j\omega_0) \right\} & \left\{ H_{11}^s(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. H_{11}^s(s - j\omega_0) \right\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_q^e(s) \\ E_d^e(s) \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

La démonstration de (4.44) est couverte en détail en annexe 1. L'équation équivalente à (4.44) en coordonnées stationnaires est :

$$\begin{bmatrix} V_q^s(s) \\ V_d^s(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \left\{ H_{11}^e(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. H_{11}^e(s - j\omega_0) \right\} & \left\{ -jH_{11}^e(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. jH_{11}^e(s - j\omega_0) \right\} \\ \left\{ -jH_{11}^e(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. jH_{11}^e(s - j\omega_0) \right\} & \left\{ H_{11}^e(s + j\omega_0) + \right. \\ \left. H_{11}^e(s - j\omega_0) \right\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_q^s(s) \\ E_d^s(s) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Les régulateurs synchrones PI de fonction de transfert :

$$H_{DC}(s) = k_P + \frac{k_I}{s} \quad (4.46)$$

L'équivalent stationnaire $H_{AC}(s)$ de $H_{DC}(s)$ s'obtient à partir du premier terme de (4.45).

Puisque $H_{DC}(s)$ est une fonction de transfert synchrone, elle peut remplacer $H_{11}^e(s)$ dans (4.45) pour avoir :

$$H_{AC}(s) = \frac{1}{2} \left[H_{DC}(s + j\omega_0) + H_{DC}(s - j\omega_0) \right] \quad (4.47)$$

A partir de l'équation ci-dessus le régulateur de type proportionnel et résonant est obtenu :

$$H_{AC}(s) = k_P + \frac{k_I s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.48)$$

4.5.1.2 Régulateur proportionnel résonant dans Simulink

Le terme résonant du régulateur proportionnel résonant est remplacé par son équivalent discret en utilisant les méthodes de substitution opérationnelles. Le but des méthodes de substitution est de remplacer l'intégrateur par son équivalent discret. Le modèle discret du contrôleur se prête plus facilement à une éventuelle expérimentation avec DSP. Les méthodes de substitution opérationnelles d'Euler avancée et retardée sont utilisées pour déduire le modèle discret équivalent de $H_{AC}(s)$. En transformant le terme résonant de (4.48) sous la forme ci-dessous :

$$\frac{k_I s}{s^2 + \omega_0^2} = k_I \frac{\frac{1}{s}}{1 + \frac{\omega_0^2}{s} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{s}} \quad (4.49)$$

Cette nouvelle forme correspond à la boucle de rétroaction ci-dessous :

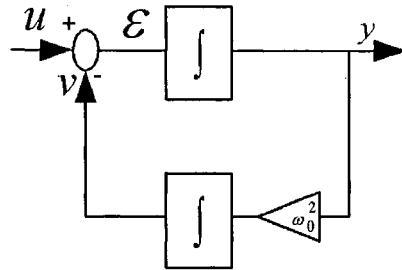


Figure 41 Boucle de rétroaction du contrôleur

La figure permet de déduire les relations suivantes :

$$\begin{cases} y(s) = \frac{1}{s} [k_I(u(s)) - v(s)] \\ v(s) = \frac{1}{s} \omega_0^2 y(s) \end{cases} \quad (4.50)$$

La méthode de substitution d'Euler avancée consiste à remplacer l'intégrateur comme tel :

$$\frac{1}{s} = \frac{T_c z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.51)$$

Avec T_c la période d'échantillonnage. De même, la méthode de substitution d'Euler retardée remplace l'intégrateur comme suit :

$$\frac{1}{s} = \frac{T_c}{1 - z^{-1}} \quad (4.52)$$

L'intégrateur de la boucle directe est discrétisé à l'aide d'Euler avancée et l'intégrateur de la boucle de rétroaction est discrétisé à l'aide d'Euler retardée. Ce qui se traduit par les deux équations récurrentes suivantes :

$$\begin{cases} y(k) = y(k-1) + T_c \left[k_I (u(k-1)) - v(k-1) \right] \\ v(k) = v(k-1) + T_c \omega_0^2 y(k) \end{cases} \quad (4.53)$$

La fonction de transfert du contrôleur exprimée en fonction de l'erreur de courant et de la tension de référence de l'onduleur est :

$$u_i^*(s) = \varepsilon(s) \cdot \left(k_P + \frac{k_I s}{s^2 + \omega_0^2} \right) \quad (4.54)$$

D'où les équations récurrentes ci-dessous en remplaçant dans (4.53) u par ε . Pour la définition des termes utilisés dans les équations récurrentes, se référer à la figure 42 ci-dessous :

$$\begin{cases} y(k) = y(k-1) + T_c \left[k_I (\varepsilon(k-1)) - v(k-1) \right] \\ u_i^*(k) = \varepsilon(k) \cdot k_P + y(k) \\ v(k) = v(k-1) + T_c \omega_0^2 y(k) \\ \varepsilon(k-1) = \varepsilon(k) \\ y(k-1) = y(k) \\ v(k-1) = v(k) \end{cases} \quad (4.55)$$

Les trois dernières équations du système d'équations (4.55) peuvent être considérées comme des équations de mise à jour.

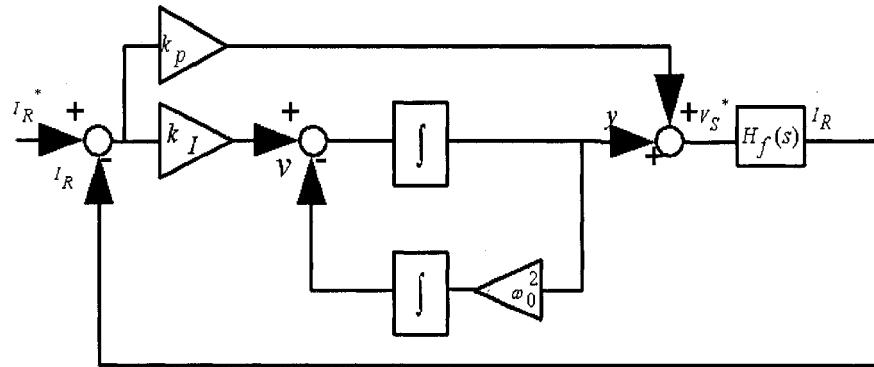


Figure 42 Boucle globale en discret

4.5.1.3 Commande du courant de sortie de l'interface à l'aide du contrôleur résonant

La figure 8, présente la boucle de commande du courant i_{Rabc} de sortie de l'interface sur les trois phases a , b et c . Les références des courants de sortie des trois phases i_{Rabc}^* sont générées par la multiplication de la sortie de la boucle de tension continue i_{gm}^* et de trois sinus unitaires synchronisés à la tension du réseau. L'erreur de courant de sortie de chaque phase est corrigée par le contrôleur proportionnel et résonant pour générer le signal de contrôle de la commande par modulation à largeur d'impulsion v_{iabc}^* . C'est ce signal de contrôle qui impose la forme de la tension de sortie de l'onduleur. Tous les signaux utilisés dans la figure 8 sont exprimés en pu (par unité).

4.5.1.4 Analyse de la stabilité

Le tracer du diagramme de Bode du compensateur proportionnel et résonant (4.48) montre un gain infini à la fréquence de résonance. Pour étudier la stabilité du système, ce dernier est supposé équilibré, de tension de bus continu constante ce qui est vrai lorsque le condensateur du bus continu est de grande taille. Le délai introduit par l'échantillonnage numérique des variables de contrôle n'est pas considéré. La fréquence de commutation de l'onduleur est supposée très grande par rapport à la fréquence du

système de sorte que l'onduleur a un effet négligeable sur la dynamique de la boucle d'asservissement du courant injecté dans le réseau. L'onduleur est représenté par un gain unitaire [21]. La tension du réseau est supposée sinusoïdale parfaite. Les capteurs de courant sont considérés idéaux.

Une méthode d'analyse de stabilité à l'aide des moyens classiques d'analyse est utilisée dans [32] en partant du modèle synchrone et en analysant la stabilité du modèle stationnaire équivalent. Cette analyse de stabilité prend comme variable de rétroaction le courant de sortie de l'onduleur au lieu du courant injecté dans le réseau. L'analyse de stabilité dans le cadre de ce mémoire utilise le courant injecté dans le réseau comme variable de rétroaction. Avec toutes les suppositions émises, la fonction de transfert en boucle ouverte du système H_{ol} est le produit de (4.23) et (4.48) lorsque aucune résistance d'amortissement n'est utilisée ou le produit de (4.34) et (4.48):

$$H_{ol}(s) = H_{AC}(s) * \frac{I_R(s)}{mV_{dc}} \quad (4.56)$$

Soient H_{ol1} et H_{ol2} les fonctions de transfert à boucle ouverte du système sans résistance d'amortissement et du système avec résistance d'amortissement telles que :

$$H_{ol1}(s) = \frac{\beta k_p s^2 + \beta k_I s + \beta k_p \omega_0^2}{s^5 + c_4 s^4 + c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0} \quad (4.57)$$

$$H_{ol2}(s) = \frac{\alpha k_p s^3 + (\beta k_p + \alpha k_I) s^2 + (\beta k_I + \alpha k_p \omega_0^2) s + \beta k_p \omega_0^2}{s^5 + d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (4.58)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = \frac{1}{L_1 L_2 C} \\ c_4 = a_2 \\ c_3 = a_1 + \omega_0^2 \\ c_2 = a_0 + a_2 \omega_0^2 \\ c_1 = a_1 \omega_0^2 \\ c_0 = a_0 \omega_0^2 \end{array} \right. \quad (4.59)$$

Où :

$$\alpha = \frac{R_d}{L_1 L_2} \quad (4.60)$$

Par analogie, les coefficients d_4 à d_0 de (4.58) se calculent avec (4.59) en remplaçant les coefficients a par b . Les fonctions de transfert en boucle fermée des systèmes avec H_{cl2} et sans résistance d'amortissement H_{cl1} sont respectivement :

$$H_{cl2}(s) = \frac{i_R(s)}{i_R(s)} = \frac{H_{ol2}}{1 + H_{ol2}} \quad (4.61)$$

$$H_{cl1}(s) = \frac{i_R(s)}{i_R(s)} = \frac{H_{ol1}}{1 + H_{ol1}} \quad (4.62)$$

L'analyse de stabilité des systèmes avec résistance d'amortissement et sans résistance d'amortissement est réalisée à l'aide du tracer des lieux de racine dans le plan complexe. L'ajout de la résistance amène les pôles du système en boucle fermée dans le demi-plan gauche (figure 44) alors que le système initial en boucle fermée est instable (figure 43) même pour un gain nul. Pour un gain nul, les cinq pôles du système en boucle fermée sont sur l'axe des imaginaires ce qui correspond à une stabilité marginale. La simulation

du système en boucle fermée a montré qu'après l'ajout de la résistance d'amortissement, le système en boucle fermée est stable pour un gain proportionnel k_p inférieur à six.

4.5.2 Commande synchrone du courant injecté dans le réseau

La commande en coordonnées stationnaires du système d'interfaçage a utilisé l'amortissement passif de la résonance du filtre LCL. La méthode de commande avec des régulateurs synchrones quant à elle utilise un amortissement actif de la résonance du condensateur du filtre en agissant directement dans l'algorithme de contrôle du courant injecté dans le réseau. La modélisation d'état du système permet de déduire des lois de commande.

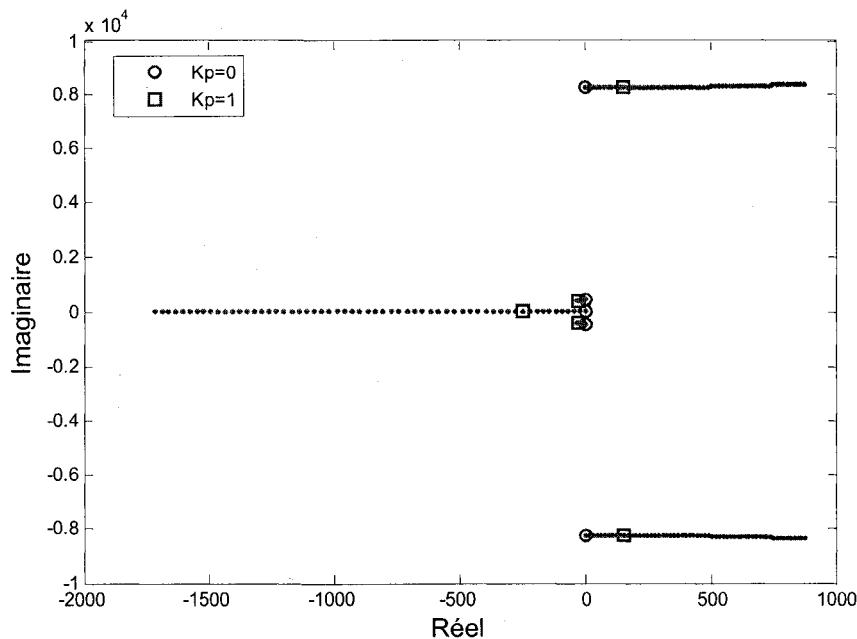


Figure 43 Lieu des racines du système sans résistance d'amortissement

4.5.2.1 Modèle d'état du système en coordonnées synchrones

Tout système dynamique peut être représenté par un système d'équations différentielles. Le modèle d'état permet de passer des équations différentielles d'ordre élevé

difficilement résolubles à des équations différentielles d'ordre 1. Ce qui permet de sauver du temps de calcul.

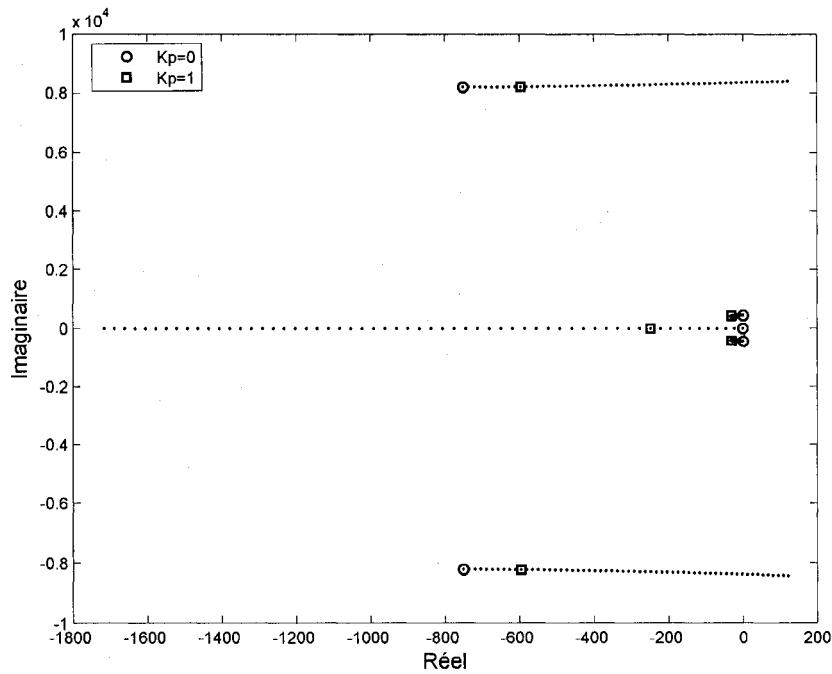


Figure 44 Lieu des racines du système avec résistance d'amortissement

Le plus souvent sur les circuits électriques, les variables d'état sont les tensions aux bornes des condensateurs et les courants dans les inductances. La fréquence de commutation de l'onduleur est tellement grande par rapport à celle du réseau que l'onduleur peut être représenté par son modèle moyen sans avoir un grand impact sur les boucles de commande. Le modèle d'état continu de l'onduleur et du filtre LCL dans le référentiel variant dans le temps abc obtenu à partir des lois de Kirchhoff est de la forme :

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (4.63)$$

$$Y = CX \quad (4.64)$$

Une démonstration détaillée de ce modèle d'état dans le référentiel abc se trouve en annexe 1. Mendalek (2003) a établi le modèle d'état moyen d'un onduleur à deux niveaux ayant un filtre L en sortie. La même stratégie de transformation des coordonnées est utilisée mais cette fois ci pour un onduleur à deux niveaux avec filtre LCL de sortie. En supposant le système équilibré, les équations différentielles ci-dessous sont obtenues (voir démonstration et définitions des termes en annexe 2) :

$$\begin{cases} \frac{di_{Sa}}{dt} = \frac{v_{dc}}{L_1} d_1 - \frac{R_1 i_{Sa}}{L_1} - \frac{v_{cam}}{L_1} \\ \frac{di_{Sb}}{dt} = \frac{v_{dc}}{L_1} d_2 - \frac{R_1 i_{Sb}}{L_1} - \frac{v_{cbm}}{L_1} \\ \frac{di_{Sc}}{dt} = \frac{v_{dc}}{L_1} d_3 - \frac{R_1 i_{Sc}}{L_1} - \frac{v_{ccm}}{L_1} \end{cases} \quad (4.65)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{Ra}}{dt} = -\frac{v_{Ran}}{L_2} - \frac{R_2 i_{Ra}}{L_2} + \frac{v_{can}}{L_2} \\ \frac{di_{Rb}}{dt} = -\frac{v_{Rbn}}{L_2} - \frac{R_2 i_{Rb}}{L_2} + \frac{v_{cbn}}{L_2} \\ \frac{di_{Rc}}{dt} = -\frac{v_{Rcn}}{L_2} - \frac{R_2 i_{Rc}}{L_2} + \frac{v_{ccn}}{L_2} \end{cases} \quad (4.66)$$

Les indices m et n représentent les neutres du côté interface et côté réseau respectivement. Les facteurs d_1 , d_2 et d_3 dépendent de la séquence de fonctionnement de l'onduleur et de la phase pour laquelle elle est évaluée. Le système est équilibré, par conséquent la composante homopolaire est nulle.

$$\begin{cases} C_f \frac{dv_{can}}{dt} = i_{Sa} - i_{Ra} \\ C_f \frac{dv_{cbn}}{dt} = i_{Sb} - i_{Rb} \\ C_f \frac{dv_{ccn}}{dt} = i_{Sc} - i_{Rc} \end{cases} \quad (4.67)$$

Pour passer de l'ensemble des équations (4.64) et (4.65) à des équations d'état dans le référentiel synchrone, la matrice simplifiée T' de T (1.19) est utilisée :

$$T' = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

La matrice de transformation inverse des coordonnées synchrones d - q à abc est :

$$(T')^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta - \pi/6) \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

La composante du courant de la phase c est fonction des composantes des phases a et b puisque le système est équilibré. Donc le modèle stationnaire du système exprimé par les systèmes d'équations (4.64) et (4.65) peut s'écrire essentiellement à partir des courants des deux premières phases que ce soit du côté réseau ou du côté convertisseur statique. Ainsi les coordonnées stationnaires abc et synchrones sont liées comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = (T')^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

L'équation (4.69) introduite dans le système d'équations (4.64), engendre un autre système d'équations, fonction des coordonnées synchrones:

$$\frac{d}{dt}(T'^{-1}\overline{i_{Sdq}}) = \frac{v_{dc}}{L_1}(T'^{-1}\overline{d_{dq}}) - \frac{R_1}{L_1}(T'^{-1}\overline{i_{Sdq}}) - (T'^{-1})\frac{v_{cdq}}{L_1} \quad (4.71)$$

La même substitution dans le système d'équations (4.65) aboutit au système d'équations suivant :

$$\frac{d}{dt}(T'^{-1}\overline{i_{Rdq}}) = -\frac{(T'^{-1}\overline{v_{Rdq}})}{L_2} - \frac{R_2}{L_2}(T'^{-1}\overline{i_{Rdq}}) + (T'^{-1})\frac{v_{cdq}}{L_2} \quad (4.72)$$

Où

$$\begin{cases} \overline{i_{R,Sdq}} = \begin{bmatrix} i_{R,Sd} & i_{R,Sq} \end{bmatrix}^T \\ \overline{v_{R,S,cdq}} = \begin{bmatrix} v_{R,S,cd} & v_{R,S,cq} \end{bmatrix}^T \\ \overline{d_{dq}} = \begin{bmatrix} d_d & d_q \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (4.73)$$

Les indices des neutres n et m ont été omis dans (4.70) et (4.71) pour alléger l'écriture.

L'équation (4.70) est équivalente à :

$$\frac{di_{Sdq}}{dt} = \frac{v_{dc}}{L_1}(TT'^{-1}\overline{d_{dq}}) - \left(\frac{R_1}{L_1}(TT'^{-1}) + T\frac{dT'^{-1}}{dt}\right)\overline{i_{Sdq}} - (TT'^{-1})\frac{v_{cdq}}{L_1} \quad (4.74)$$

Il peut être démontré que :

$$T' \frac{dT'^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (4.75)$$

L'équation (4.74) dans (4.73), on obtient :

$$\frac{d\overline{i_{Sdq}}}{dt} = \frac{\overline{v_{dc}}}{L_1} \overline{d_{dq}} - \begin{bmatrix} R_1 / L_1 & -\omega \\ \omega & R_1 / L_1 \end{bmatrix} \overline{i_{Sdq}} - \frac{\overline{v_{cdq}}}{L_1} \quad (4.76)$$

Par analogie, l'équation (4.71) devient :

$$\frac{d\overline{i_{Rdq}}}{dt} = \frac{\overline{v_{cdq}}}{L_2} - \begin{bmatrix} R_2 / L_2 & -\omega \\ \omega & R_2 / L_2 \end{bmatrix} \overline{i_{Rdq}} - \frac{\overline{v_{Rdq}}}{L_2} \quad (4.77)$$

L'équation (4.66) dans le référentiel synchrone est :

$$\frac{d\overline{v_{cdq}}}{dt} = \frac{\overline{i_{Sdq}}}{C} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \overline{v_{cdq}} - \frac{\overline{i_{Rdq}}}{C} \quad (4.78)$$

La transformation en coordonnées synchrones a permis de réduire le nombre de variable d'état du système de six à quatre. La variable de sortie est le courant injecté dans le réseau, $\overline{i_{Rdq}}$. Les entrées du système sont $\overline{d_{dq}}$, $\overline{v_{cdq}}$, $\overline{v_{Rdq}}$.

4.5.2.2 Déduction des lois de commande

Dans la section 4.3.3, il a été démontré, à l'aide du tracer du lieu des racines, que prendre le courant injecté dans le réseau comme variable de rétroaction conduit à l'instabilité. C'est ce qui justifie la préférence des chercheurs de la commande indirecte par rapport à la commande directe du courant injecté dans le réseau. La commande indirecte consiste à réguler le courant de sortie de l'onduleur au lieu d'agir directement sur le courant injecté dans le réseau. Les lois de commande doivent permettre au système de se comporter comme un premier ordre par rapport à la variable commandée. C'est-à-dire que le système doit être asymptotiquement stable.

Pour asservir le courant de sortie de l'onduleur, le terme u_{idq} défini ci-dessous est pris comme entrée de la boucle d'asservissement :

$$u_{idq} = v_{dc} \overline{d_{dq}} \quad (4.79)$$

La projection de (4.68) sur l'axe direct d :

$$L_1 \frac{di_{Sd}}{dt} = u_{id} - R_1 i_{Sd} + L_1 \omega i_{Sd} - v_{cd} \quad (4.80)$$

La loi inversant l'équation différentielle (4.72) est :

$$u_{id}^* = -L_1 \omega i_{Sd} + v_{cd} + C(s)(i_{Sd}^* - i_{Sd}) \quad (4.81)$$

L'équation (4.73) dans (4.72) entraîne :

$$L_1 \frac{di_{Sd}}{dt} + R_1 i_{Sd} = C(s)(i_{Sd}^* - i_{Sd}) \quad (4.82)$$

Avec $C(s)$, régulateur proportionnel et intégral (4.39). La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle d'asservissement du courant de sortie de l'onduleur est :

$$\frac{i_{Sd}^*}{i_{Sd}} = \frac{k_P s + k_I}{L_1 s^2 + (R_1 + k_P)s + k_I} \quad (4.83)$$

Les gains k_P et k_I sont trouvés soit par imposition de pôles ou par annulation pôle zéro, connaissant l'inductance d'entrée L_1 . Par imposition des pôles, l'équation caractéristique est de la forme :

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (4.84)$$

Par identification du dénominateur de (4.82) et de l'équation caractéristique, les gains du compensateur sont déduits :

$$\begin{cases} k_P = 2\xi\omega_n L_1 - R_1 \\ k_I = \omega_n^2 L_1 \end{cases} \quad (4.85)$$

Le zéro de la fonction de transfert (4.82) peut occasionner un dépassement élevé en régime transitoire donc un filtre de premier ordre dont le pôle est égal au zéro de la fonction de transfert de (4.82) doit être monté en cascade avec la boucle d'asservissement du courant.

L'équation d'état du courant de sortie de l'onduleur projetée sur l'axe q est semblable à (4.79). Donc les gains calculés précédemment (4.84) peuvent être utilisés dans la boucle de commande de la composante en quadrature du courant de sortie de l'onduleur.

L'angle et l'amplitude de la référence du courant de sortie de l'onduleur sont obtenus à partir de la relation par la relation suivante :

$$\bar{I}_{Sa,b,c}^* = \frac{jX_c \bar{I}_{ca,b,c} - \bar{V}_{Ra,b,c}}{R_2 + jX_2} \quad (4.86)$$

C'est cette référence de courant qui est convertie en coordonnées $d - q$ pour avoir la composante en quadrature du courant de référence (axe q). La composante directe du courant de référence est générée par la sortie de la boucle externe de contrôle de la tension du bus continu. Cette commande indirecte requiert quatre capteurs de courant et deux capteurs de tension.

Le courant injecté dans le réseau pris comme variable de rétroaction déstabilise le système. Erika Twining (2003) a ajouté une boucle interne de régulation du courant de la capacité du filtre en cascade avec la boucle de régulation du courant de sortie de l'interface. Cette boucle a pour effet d'amortir la résonance dans la capacité sans avoir recours à un élément passif comme la résistance d'amortissement utilisée plus haut (configuration 1). La résistance pourrait provoquer des pertes par effet joule et présenter un risque d'incendie. Le courant de sortie du filtre LCL est mesuré en coordonnées stationnaires abc puis transformé en coordonnées synchrones $d - q$. Les courants de sortie en coordonnées $d - q$, i_{Rd} et i_{Rq} sont régulés par deux contrôleurs de type proportionnel intégral synchrones (un contrôleur pour chaque courant). Les deux sorties des régulateurs synchrones sont ensuite transformées en coordonnées stationnaires abc pour servir de référence à la boucle de contrôle du courant de la capacité du filtre (figure 7). La mesure du courant circulant dans la capacité du filtre pour chaque phase a , b et c s'obtient en soustrayant le courant de sortie i_R du filtre LCL du courant d'entrée du filtre i_s pour la phase concernée. Le système étant équilibré, la mesure du courant de deux phases est suffisante pour déduire la mesure du courant de la troisième phase. Un régulateur de type proportionnel de gain K est utilisé dans la boucle interne de régulation

du courant de la capacité du filtre (figure 8). La sortie du régulateur de type proportionnel permet de générer des signaux de commande qui sont par la suite comparés à une onde triangulaire pour générer la logique de commande des gâchettes.

Pour appliquer les méthodes classiques d'analyse de stabilité à la boucle d'asservissement synchrone du courant de sortie du filtre, un modèle du régulateur proportionnel intégral synchrone en coordonnées abc doit être trouvé. Le modèle équivalent du régulateur proportionnel et intégral en coordonnées stationnaires abc se trouve à l'aide des transformations (4.38) et (4.61) à partir du modèle matriciel du contrôleur synchrone en coordonnées $d - q$ ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} dq \\ G \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k & & \\ k + \frac{I}{s} & 0 & \\ P & & k \\ 0 & k + \frac{I}{s} & \\ & P & \end{bmatrix} \quad (4.87)$$

Il est démontré dans [15] que la transformation du modèle matriciel du compensateur synchrone proportionnel et intégral à l'aide de (4.45) et (4.68) aboutit au modèle équivalent stationnaire de (4.88). C'est sous cette forme que l'équivalent en coordonnées stationnaires abc du compensateur synchrone est comparé avec la boucle d'asservissement du courant de sortie du filtre utilisant un compensateur de type proportionnel et résonant (4.48). La boucle interne d'asservissement du courant du condensateur est toujours présente mais aucune transformation de coordonnées n'est requise puisque le compensateur proportionnel et résonant est déjà en coordonnées stationnaires.

L'observation de la diagonale de la matrice équivalente du compensateur synchrone est équivalente à trois compensateurs de type proportionnel et résonant dont un par phase.

$$G_c^{\frac{dx}{ds}} = \begin{bmatrix} k_P + \frac{k_I s}{s^2 + \omega^2} & \frac{-k_P - 1/2k_I s - \sqrt{3}/2k_I \omega_0}{s^2 + \omega^2} & \frac{-k_P - 1/2k_I s + \sqrt{3}/2k_I \omega_0}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{-k_P - 1/2k_I s + \sqrt{3}/2k_I \omega_0}{s^2 + \omega^2} & k_P + \frac{k_I s}{s^2 + \omega^2} & \frac{-k_P - 1/2k_I s - \sqrt{3}/2k_I \omega_0}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{-k_P - 1/2k_I s - \sqrt{3}/2k_I \omega_0}{s^2 + \omega^2} & \frac{-k_P - 1/2k_I s + \sqrt{3}/2k_I \omega_0}{s^2 + \omega^2} & k_P + \frac{k_I s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (4.88)$$

Donc la même aptitude à annuler l'erreur en régime permanent à la fréquence fondamentale reste présente. Les termes hors de la diagonale pourraient également affecter le comportement du régulateur stationnaire équivalent en régime permanent.

La différence majeure avec [15] est d'abord le champ d'application de l'interface. Dans ce mémoire, l'interface est appliquée aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau de distribution. Puis la différence notable réside aussi dans la génération des références de courant. Dans le souci d'optimiser le facteur d'utilisation du système d'interfaçage c'est-à-dire l'utiliser vingt quatre heures par jour et quelles que soient les conditions météorologiques, le système d'interfaçage est utilisé pour la compensation de puissance réactive de la charge linéaire RL , connectée entre le réseau et le système d'interfaçage. En même temps, l'interface envoie de la puissance active dans le réseau et dans la charge. Ainsi la référence de la composante en quadrature du courant injecté dans le réseau i_{Rq}^* correspond à la composante en quadrature i_{Lq} de la charge triphasée RL connectée entre le réseau et l'interface (Figure 45). La référence de la composante directe du courant injecté dans le réseau i_{Rd}^* correspond à la sortie de la boucle d'asservissement de la tension du bus continu. Le système d'interfaçage a donc le comportement d'un compensateur statique synchrone à commutation forcée (STATCOM).

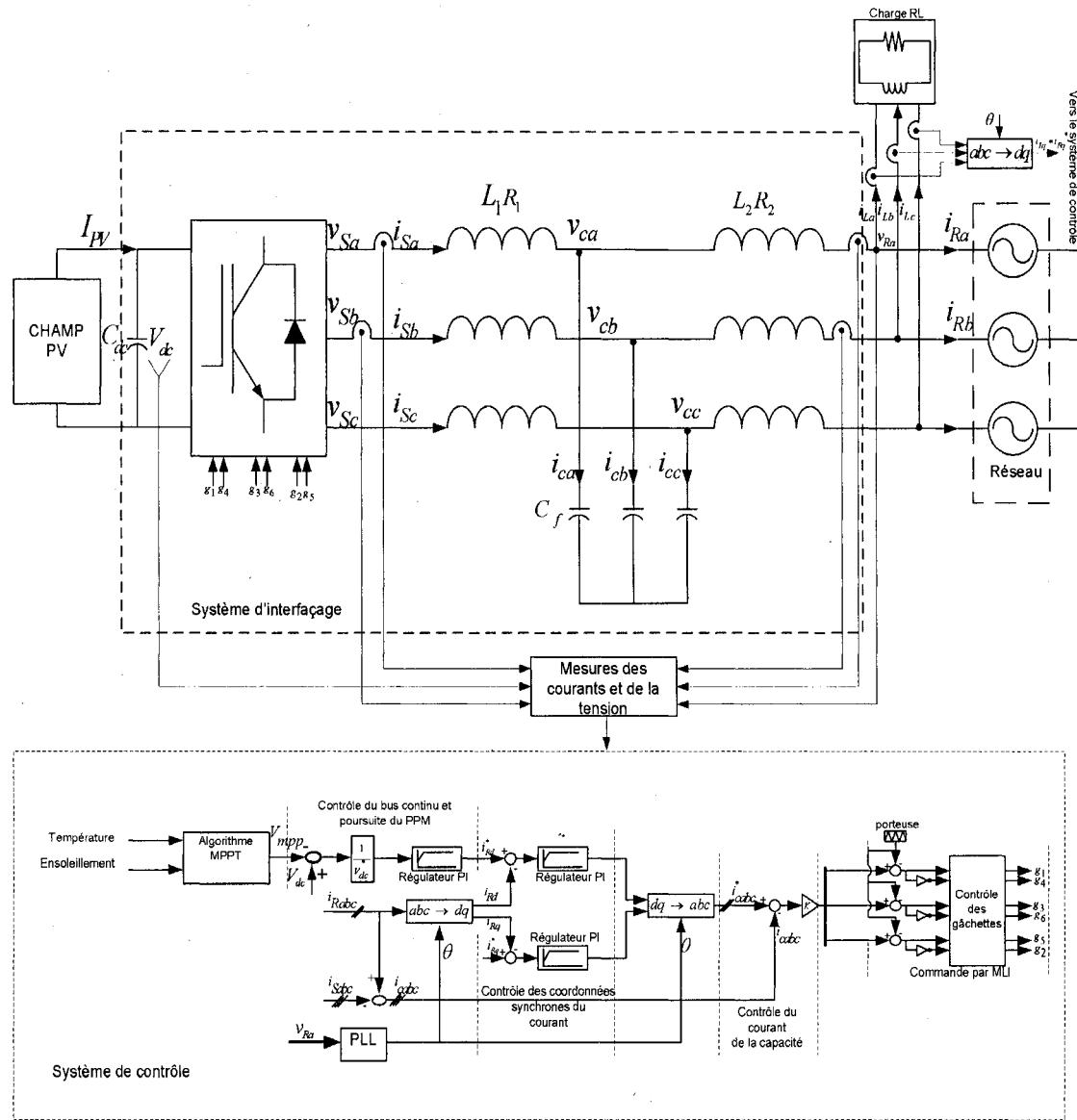


Figure 45 Compensation de puissance réactive d'une charge linéaire RL

avec le système d'interfaçage : configuration 2

4.6 Commande de la tension du bus continu

Les rendements des panneaux solaires commercialisés sont rarement supérieurs à 20%. La courbe caractéristique du courant d'une cellule photovoltaïque par rapport à la tension, présente un point de fonctionnement à puissance maximum. Donc la boucle

d'asservissement du bus continu doit assurer que la tension du bus continu suive la tension du point de puissance maximum quelles que soient les conditions environnementales. La tension du bus continu est commandée sans avoir recours à un surveilateur du côté continu.

4.6.1 Commande de la tension du bus continu

Si les pertes internes de puissance de l'onduleur sont négligées, le bilan de puissance entre la puissance P_{DC} du côté continu de l'onduleur et la puissance du côté alternatif P_{AC} peut s'écrire comme suit :

$$P_{DC} = P_{AC} \quad (4.89)$$

Les puissances continue et alternative respectivement en fonction des coordonnées synchrones dq :

$$P_{DC} = I_{PV} v_{dc} - C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} v_{dc} \quad (4.90)$$

$$P_{AC} = \frac{3}{2} \left[u_{id} i_{sd} + u_{iq} i_{sq} \right] \quad (4.91)$$

Les équations (4.89) et (4.90) dans (4.81) donnent l'équation d'état suivante :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{I_{PV}}{C_{dc}} - \frac{3}{2} \left[\frac{u_{id} i_{sd} + u_{iq} i_{sq}}{C_{dc} v_{dc}} \right] \quad (4.92)$$

Cette équation est non linéaire car elle est composée de la multiplication et la division de variables d'états entre elles. Elle peut soit être commandée par une méthode non linéaire

ou encore par une méthode linéaire. La deuxième option est celle qui est retenue dans le présent mémoire. La variable à commander étant de type un (constante), suite à la transformation de coordonnées, un régulateur de type proportionnel et intégral peut annuler l'erreur en régime permanent.

L'équation (4.91) est aussi équivalente à :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{I_{PV}}{C_{dc}} - \frac{3}{2} \left[\frac{d_d i_{sd} + d_q i_{sq}}{C_{dc}} \right] \quad (4.93)$$

La relation (4.91) montre que la tension du bus continu est fonction du courant d'entrée du filtre i_s . Soit l'entrée u_{dc} définie comme suit :

$$\frac{u_{dc}}{C_{dc}} = \frac{I_{PV}}{C_{dc}} - \frac{3}{2} \left[\frac{d_d i_{sd} + d_q i_{sq}}{C_{dc}} \right] \quad (4.94)$$

En utilisant le compensateur de type proportionnel et intégral, la relation ci-dessous est déduite :

$$u_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}^*}{dt} + k_P (v_{dc}^* - v_{dc}) + k_I \int (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (4.95)$$

Soit l'erreur de poursuite e_{dc} définie comme (4.95), l'équation différentielle (4.96) ci-dessous est obtenue :

$$e_{dc} = (v_{dc}^* - v_{dc}) \quad (4.96)$$

$$\ddot{e}_{dc} + \frac{k_P}{C_{dc}} \dot{e}_{dc} + \frac{k_I}{C_{dc}} e_{dc} = 0 \quad (4.97)$$

Les gains sont trouvés de sorte que le système soit asymptotiquement stable ou par rapport à une équation caractéristique de référence (imposition de pôles) après avoir transformé l'équation différentielle temporelle (4.96) sous forme d'une équation du second degré dans le domaine de Laplace. Si l'équation caractéristique de référence est de forme similaire à (4.83) mais de fréquence naturelle ω_{ni} , les gains valent alors :

$$\begin{cases} k_P = 2\xi\omega_{ni}C_{dc} \\ k_I = \omega_{ni}^2 C_{dc} \end{cases} \quad (4.98)$$

Les boucles externe de commande de la tension du bus continu et interne de commande du courant injecté dans le réseau peuvent être découplées si la boucle externe a une fréquence naturelle suffisamment négligeable par rapport à celle de la boucle interne.

L'erreur entre la tension du bus continu v_{dc} et sa référence v_{mpp} (tension au point de puissance maximum) est divisée par la tension au point de puissance maximum (v_{mpp}) (Figure 46) pour traiter avec des variables unitaires (pu). Le plus souvent, l'erreur est définie comme la différence entre la référence et la mesure. Dans la boucle de tension continue, de la tension mesurée v_{dc} est soustraite la tension de référence v_{mpp} .

La sortie du compensateur de type PI de commande du bus continu multiplie les trois sinusoïdes unitaires générées à l'aide du verrouilleur de phase lors d'un asservissement du courant à l'aide de régulateurs stationnaires de type proportionnel et résonant. Dans le cas où les compensateurs synchrones de type PI sont utilisés, la sortie du contrôleur de la boucle externe est la référence de la composante directe du courant injecté dans le réseau.

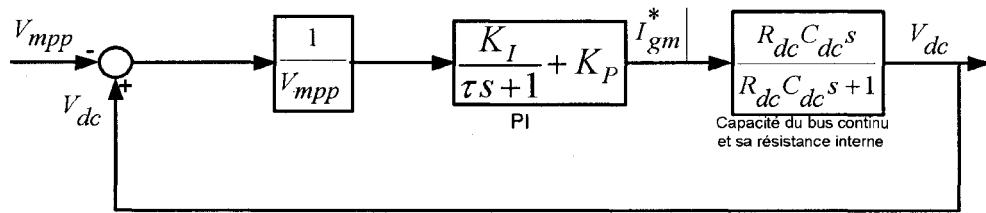


Figure 46 Boucle de contrôle de la tension du lien continu

4.7 Commande du système d'interfaçage en filtre actif shunt

Dans la partie 4.5.2, le système d'interfaçage, commandé en coordonnées synchrones a permis de compenser la puissance réactive d'une charge linéaire RL (configuration 2) connectée au réseau tout en injectant dans le réseau et dans la charge un courant conforme aux standards. Souvent, le fonctionnement des systèmes à base d'onduleur est lié à l'injection d'harmoniques dans le réseau. Actuellement, de nouvelles charges non linéaires responsables de la distorsion harmonique sont de plus en plus courantes suite à la numérisation des procédés. Donc intégrer au système d'interfaçage la fonction de filtre actif permet non seulement d'augmenter le facteur d'utilisation du système mais aussi de réduire les harmoniques associées aux systèmes d'interfaçage classiques et aux charges non linéaires. Les jours nuageux, nul besoin ne sera de déconnecter le système d'interfaçage tout entier. La fonction de filtrage actif shunt reste assurée peut importe qu'il fasse jour ou nuit. L'idée d'ajouter au système d'interfaçage la fonction de filtre actif a intéressé plusieurs chercheurs. Un système d'interfaçage photovoltaïque monophasé, à trois fils se comportant comme un filtre actif lors des jours nuageux et comme un générateur les jours ensoleillés a été proposé [40]. Mais ce système d'interfaçage [40] est monophasé et non triphasé. Puis il comporte deux boucles de contrôle distinctes dépendamment que le système fonctionne en générateur ou en filtre. Un autre système d'interfaçage triphasé avec fonction de filtrage des harmoniques contrôlé par transformation de coordonnées synchrones en coordonnées stationnaires pour compenser les composantes négative et positive des harmoniques du courant [41]. Cette méthode de commande [41] est complexe car elle nécessite une transformation en

coordonnées synchrones des composantes positives puis celle des composantes négatives et leurs transformations inverses.

La boucle d'asservissement de la tension du bus continu reste inchangée. Le filtre LCL a été remplacé par un filtre L (L_C). Le filtre L (figure 47) a été choisi au lieu du filtre LCL parce qu'au stage actuel des simulations, le filtre LCL présente de la résonance une fois que la charge non linéaire est branchée. La technique de commande indirecte du courant de sortie du système d'interfaçage utilisé en filtre actif incluse dans [25] est adoptée. Le circuit du système d'interfaçage utilisé en filtre actif shunt avec son système de commande est présenté sur le schéma ci-dessous :

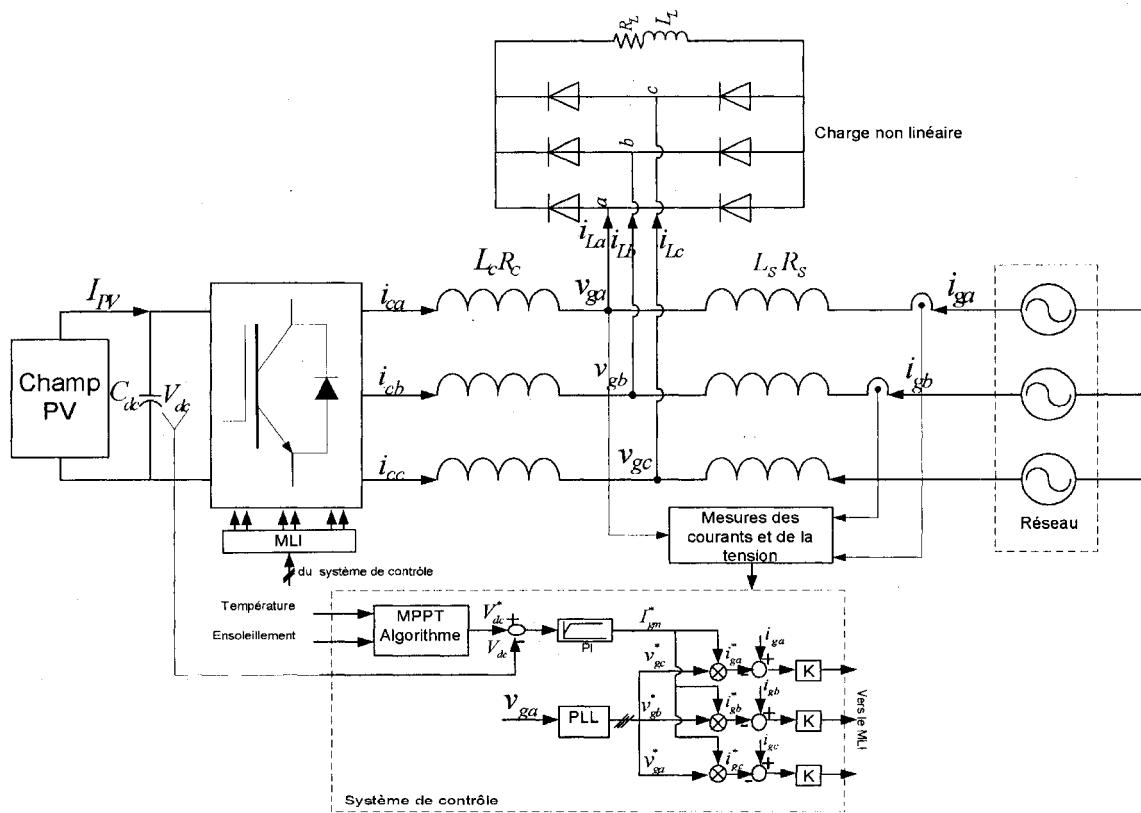


Figure 47 Circuit du système d'interfaçage utilisé comme filtre actif : configuration 3

4.7.1 Technique de commande indirecte du courant

La technique de commande indirecte du courant de sortie du filtre shunt comprend deux boucles. Une boucle externe de commande de la tension du bus continu et une boucle interne de commande du courant de sortie. La référence de la tension du bus continu est générée par l'algorithme de calcul du point de puissance maximum.

La référence en amplitude du courant de sortie I_{gm}^* est générée par la sortie de la boucle d'asservissement de la tension du bus continu. Cette amplitude de référence est multipliée par trois sinus unitaires v_{ga}, v_{gb}, v_{gc} , générés par le verrouilleur de phase de la tension du réseau pour obtenir les trois courants de référence $i_{ga}^*, i_{gb}^*, i_{gc}^*$. L'erreur entre les mesures des courants du réseau sur les trois phases i_{ga}, i_{gb}, i_{gc} , et celle de la référence du courant de sortie est corrigée par un simple gain proportionnel. Les signaux d'erreurs corrigées servent de signaux de contrôle de la commande par modulation à largeur d'impulsion. Il a été démontré [25] que la méthode de commande indirecte du courant de sortie du filtre permet de réduire le nombre de capteurs utilisés par rapport à la méthode directe. Puis la méthode indirecte de commande ne fait nullement appel à la transformation des coordonnées stationnaires en coordonnées synchrones et vice-versa. Du temps de calcul est ainsi économisé. La différence entre la commande directe et la commande indirecte est que la référence du courant de sortie du filtre est générée à partir de la mesure du courant de charge et du courant de source pour la commande directe alors que la référence du courant de sortie du filtre est seulement générée à partir de la mesure du courant de la source pour la commande indirecte.

4.8 Paramètres utilisés pour la simulation

La procédure de dimensionnement du filtre LCL a été couverte. Le dimensionnement du filtre LCL s'est basé sur le cahier de charge du tableau IV. Les dimensions du filtre LCL et de la résistance d'amortissement trouvées suite à la procédure de dimensionnement sont résumées dans le tableau V. Ces dimensions ont été essayées en simulation mais elles ne satisfaisaient pas les standards pour des ensoleillements de

l'ordre de 400W/m^2 et moins. Les valeurs des deux inductances ont été ramenées à la hausse. Le tableau V présente les différences entre les dimensions du filtre LCL calculées et celles finalement adoptées en simulation

Puis les gains k_p et k_I de la commande de la tension du bus continu calculés à l'aide (4.98) ont permis d'avoir une idée des valeurs de ces deux gains. Ces gains estimés ont été ajustés par la suite par essai et erreur. Le lieu des racines de la commande du courant de sortie du filtre en boucle fermée (figure 44) a montré que le gain proportionnel maximum pour que le système reste stable est de six ($k_p=6$). Suite à plusieurs essais et erreurs, d'autres valeurs de gains ont été trouvées.

Tableau V

Paramètres utilisés pour la simulation avec compensateur
proportionnel résonant

Inductance du côté onduleur (estimée)	L_1	0.8mH
Inductance du côté onduleur (simulée)	L_1	1.8mH
Inductance du côté réseau (estimée)	L_2	0.64mH
Inductance du côté réseau (simulée)	L_2	1.44mH
Capacité du filtre (estimée)	C_f	$36.84 \mu\text{F}$
Capacité du filtre (simulée)	C_f	$18.42 \mu\text{F}$
Résistance d'amortissement	R_d	1.2Ω
Capacité du bus continu	C_{dc}	6mF
Boucle de tension continue		
Gain proportionnel	k_p	0.14
Gain intégral	k_I	500
Boucle du courant		
Gain proportionnel	k_p	0.8
Gain résonant	k_I	80

Les paramètres du tableau IV ont par la suite été modifiés en vue d'une expérimentation en laboratoire qui ne s'est pas faite, faute de temps. La puissance nominale du système d'interfaçage a été diminuée à 1kW_c contrairement aux 100kW_c initiaux et la tension du réseau a été également abaissée. Les nouveaux paramètres du système sont résumés dans le tableau VI.

Le modèle réduit dont les paramètres sont détaillés au tableau VI a été utilisé aussi bien pour la compensation de puissance réactive de la charge linéaire dans le plan synchrone (paragraphe 4.5.2) que pour la compensation des harmoniques du courant de la charge non linéaire (technique de commande indirecte du courant). Les paramètres du filtre LCL ajustés pour la simulation du modèle réduit de l'interface (configuration 2) sont résumés dans le tableau VII. Les gains utilisés pour la méthode de commande synchrone avec amortissement actif de la résonance aussi sont dans le tableau VII.

Tableau VI

Paramètres du modèle réduit de l'interface

Puissance Nominale	P_n	1kW _c
Tension de phase du réseau	V_{ga}	60Vrms
Fréquence du réseau	f_n	60Hz
Fréquence de commutation de l'onduleur	f_s	4.5kHz
Champ de modules		
- Puissance d'un module		170W
- Nombre de modules en série	N_s	6
- Nombre de modules en parallèle	N_p	1

Tableau VII

Paramètres du filtre du modèle réduit de l'interface : configuration 2

Inductance du côté onduleur (simulée)	L_1	5.4mH
Inductance du côté réseau (simulée)	L_2	1.35mH
Capacité du filtre (simulée)	C_f	18.42 μ F
Capacité du bus continu	C_{dc}	0.8mF
Boucle du courant de la capacité		
Gain proportionnel	K	7.5
Boucle de tension continue		
Gain proportionnel	k_p	3.15
Gain intégral	k_I	229.5
Boucle du courant		
Gain proportionnel	k_p	0.8
Gain intégral	k_I	64

Les paramètres de puissance de la configuration en filtre actif (configuration 3) du système d'interfaçage sont identiques à ceux du tableau VI mais une simple inductance est utilisée comme filtre passif. Les gains des boucles de courant et de tension du bus continu du filtre shunt ainsi que les dimensions de tous les éléments passifs du circuit sont résumés dans le tableau VIII ci-dessous:

Tableau VIII

Paramètres du modèle réduit de l'interface utilisé
en filtre actif : configuration 3

Inductance du côté onduleur (simulée)	L_c	0.8mH
Capacité du bus continu	C_{dc}	1.5mF
Boucle de tension continue		
Gain proportionnel	k_p	25
Gain intégral	k_I	3000
Boucle du courant		
Gain proportionnel	k_p	12

4.9 Conclusion

Le dimensionnement du filtre LCL a été fait avec des formules mathématiques rencontrées dans la littérature. Le modèle en quadripôle du filtre LCL a permis de déduire les différentes fonctions de transfert afin de choisir la variable de rétroaction qui stabilise le système. L'analyse de stabilité a permis de constater que le courant de sortie du filtre pris comme variable de rétroaction conduit à l'instabilité. Deux méthodes de stabilisation du système lorsque le courant de sortie de l'interface est pris comme variable de rétroaction ont été vues. Une méthode passive avec l'insertion d'une résistance en série avec la capacité du filtre LCL. Une méthode active avec l'ajout d'une boucle interne de commande du courant de la capacité du filtre LCL (configuration 2). L'équation 4.88 a permis de montrer que la commande synchrone de courant utilisée pour la configuration 2 équivaut à utiliser un régulateur stationnaire résonant pour

chaque phase (éléments de la diagonale équivalents à des régulateurs proportionnels résonants). Donc une analyse classique de stabilité peut être entreprise dans la mesure où l'équivalent en coordonnées stationnaires est connu. Le régulateur proportionnel et résonant est utilisé pour la synchronisation du courant de sortie de l'interface avec la tension du réseau. Des lois de commande linéaire du courant (commande indirecte) et de la tension de bus continu ont été établies par imposition des pôles. Les gains calculés ont permis d'avoir une idée de la valeur des gains utilisés en simulation. La technique de commande indirecte du courant utilisée pour le filtrage harmonique est expliquée (configuration 3). Les paramètres utilisés en simulation sont résumés dans les tableaux V à VIII.

CHAPITRE 5

RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION

5.1 Introduction

Les résultats de simulation obtenus des trois configurations de système d’interfaçage sont présentés dans ce chapitre. Rappelons que la première configuration de système d’interfaçage est une connexion directe au réseau de distribution sans charge intermédiaire. Le circuit de puissance de cette configuration est illustré à la figure 1. La figure 8 illustre le schéma de contrôle du courant avec le contrôleur de type résonant. La deuxième configuration est illustrée par la figure 45, des contrôleurs PI synchrones sont utilisés dans la boucle de courant. La compensation de puissance réactive de la charge linéaire de type $R-L$ est réalisée. La troisième configuration est représentée sur la figure 47. La compensation des harmoniques générés par la charge non linéaire et la correction du facteur de puissance du réseau s’effectuent en utilisant la technique de commande indirecte du courant.

5.2 Simulation du système d’interfaçage avec contrôleur résonant

Le système d’interfaçage dont les paramètres sont résumés dans les tableaux IV et V a été simulé avec un contrôleur de type proportionnel et résonant (configuration 1), sans charge intermédiaire (figure 1 et 8) sous différentes conditions atmosphériques. Dans la section 2.9 du mémoire, les influences de l’ensoleillement et de la température sur les performances du champ de module ont été démontrées. Les performances du champ de modules sont plus sensibles à la variation de l’ensoleillement. Pour tester la robustesse du contrôleur proportionnel et intégral (tension du bus continu) et du contrôleur proportionnel et résonant (boucle du courant et synchronisation avec le réseau),

l'ensoleillement a été varié par échelons de 200W/m^2 de 1kW/m^2 à 0.4kW/m^2 . Le système de contrôle est robuste s'il arrive à assurer les deux fonctions de poursuite du point de puissance maximum et de génération d'un courant synchronisé avec le réseau conforme aux standards internationaux. La figure 48 ci-dessous présente le comportement de la tension du bus continu V_{dc} avec la variation de l'ensoleillement. Cette figure présente également la variation de la tension au point de puissance maximum V_{mpp} calculée par le bloc 'Solve' (figure 6) disponible sur Simulink dans l'environnement Matlab. La tension du bus continu arrive à suivre sa référence, la tension de point de puissance maximum pour tous les ensoleillements simulés.

La figure 49 montre le courant injecté dans le réseau, i_{Ra} en valeur unitaire (pu) et la tension d'une phase du réseau, v_{Ra} , pour une variation d'ensoleillement de 0.8kW/m^2 à 0.6kW/m^2 . La valeur du courant i_{Ra} en pu a été intentionnellement multipliée par 100 pour des soucis de présentation. Le courant de sortie de l'interface et la tension du réseau sont en phase ce qui signifie que l'interface opère à facteur de puissance unitaire ce qui est nettement supérieur au 0.85 minimum toléré par le standard (section 1.5.2.5).

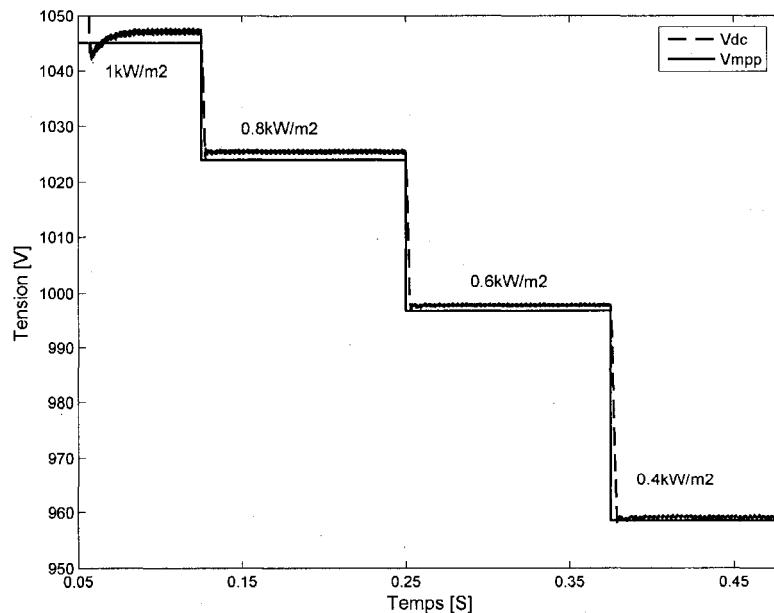


Figure 48 MPPT avec la configuration 1 pour un ensoleillement variable

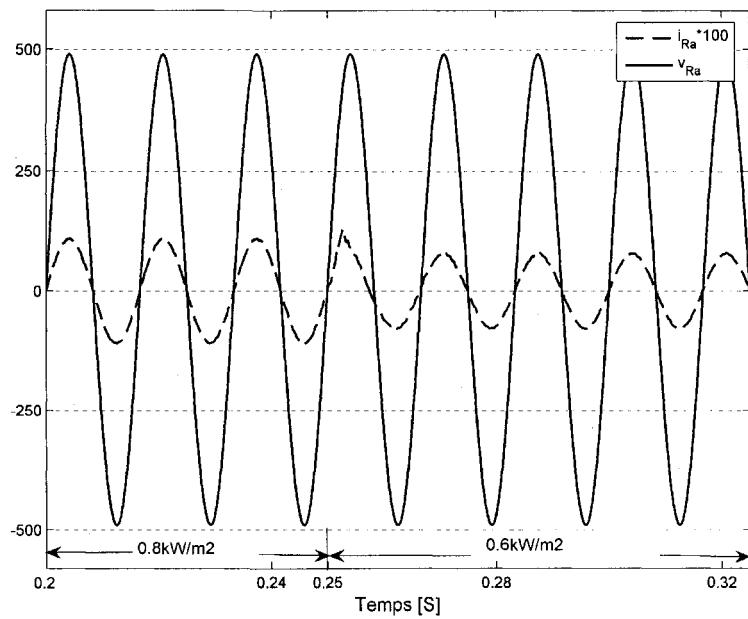


Figure 49 Courant de sortie de l'interface et tension du réseau pour un ensoleillement de 0.8 à 0.6kW/m²

La figure 50 montre le spectre du courant de sortie de l'interface pour un ensoleillement de 0.8kW/m². Le TDH (1.55%) est bien en dessous de 5%, la limite fixée par le standard IEEE 519-1992. Le tableau IX présente les TDH du courant de sortie de l'interface obtenus pour les ensoleillements simulés. Ces valeurs de TDH sont toutes dans les limites fixées par le standard.

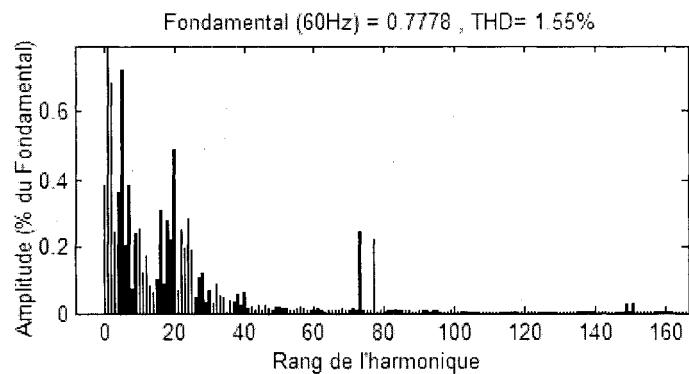


Figure 50 Spectre du courant injecté dans le réseau pour un ensoleillement de 0.8kW/ m²

Tableau IX

Valeurs de TDH du courant de sortie de l'interface
en fonction de l'ensoleillement : configuration 1

Ensoleillement (kW/m ²)	TDH (%)
1	1.45
0.8	1.5
0.6	1.89
0.4	4.3

5.3 Simulation du système avec contrôleurs synchrones

La figure 45 (page 102) présente le système d'interfaçage utilisé dans la configuration 2. La configuration 2 consiste à la compensation de puissance réactive d'une charge linéaire de type inductive et résistive (RL) d'une part. D'autre part, elle consiste à l'injection dans le réseau d'un courant en phase avec la tension du réseau. Des régulateurs de type PI ont été utilisés après transformation des coordonnées stationnaires abc en coordonnées synchrones $d-q$ des courants mesurés.

5.3.1 Simulation avec contrôleurs synchrones sans charge intermédiaire

Une première simulation du système a été réalisée à partir des paramètres du tableau IV (page 67), sans charge intermédiaire. Dans ce cas, la référence de la composante en quadrature du courant de sortie i_{Rq}^* est nulle. La figure 51 montre la poursuite du point de puissance maximum de la configuration 2 de l'interface. Les figures 52 et 53 présentent respectivement la composante directe du courant de sortie de l'interface i_{Rd} avec sa référence i_{Rd}^* générée par la boucle externe de tension du bus continu puis la composante en quadrature i_{Rq} du courant de sortie avec sa référence i_{Rq}^* . La valeur de la référence de la composante directe du courant varie avec l'ensoleillement puisqu'elle est liée à la quantité de puissance générée par le champ de modules photovoltaïques. La

référence du courant en quadrature, elle dépend de la charge inductive connectée entre l'interface et le réseau.

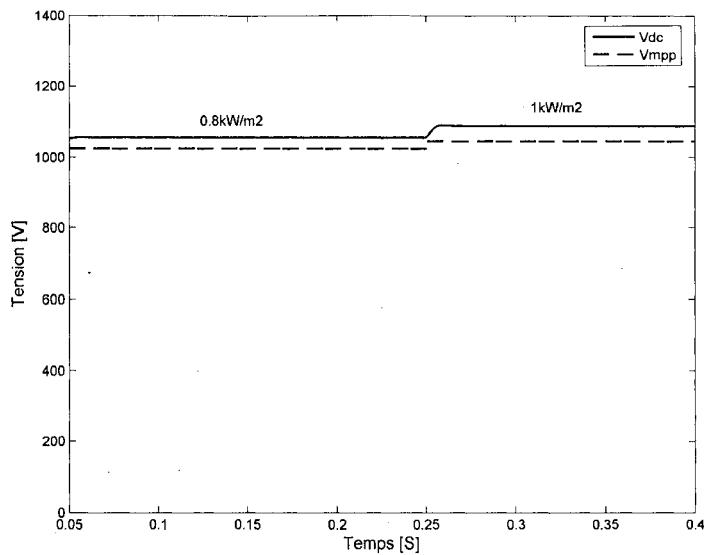


Figure 51 MPPT de la configuration 2 sans charge RL pour un ensoleillement varié de 0.8 à 1 kW/m^2

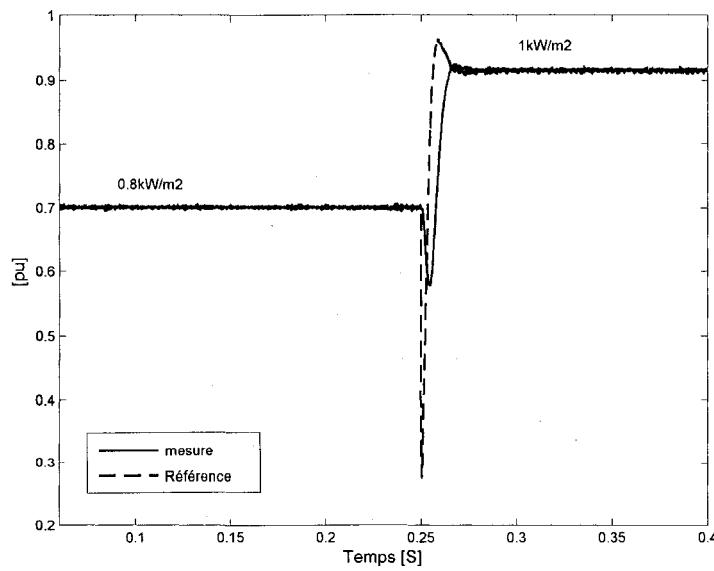


Figure 52 Composante directe du courant de sortie de l'interface et sa référence : configuration 2 sans charge RL

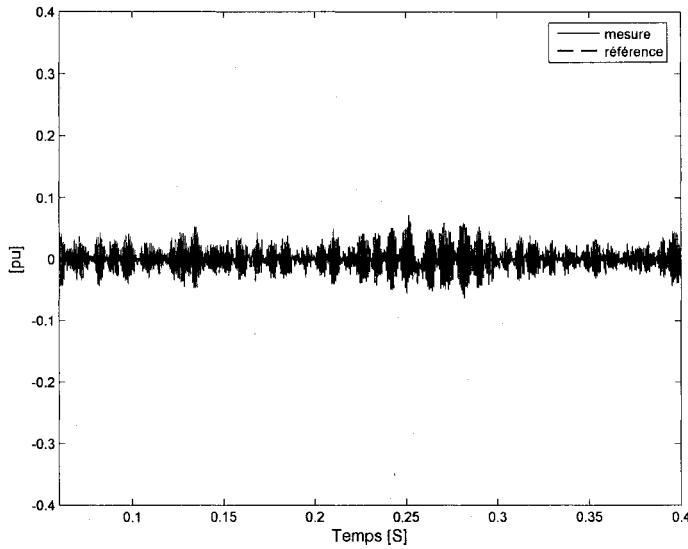


Figure 53 Composante en quadrature du courant de sortie de l'interface et sa référence: configuration 2 sans charge

L'ensoleillement est varié de 0.8kW/m^2 à 1kW/m^2 . De l'observation des trois figures ci-dessus, il résulte que les trois régulateurs PI de la figure 45 (page 102) fonctionnent correctement puisque la MPPT est effective avec une erreur inférieure à 5%, les poursuites des références des composantes en quadrature et directe du courant sont opérantes. La composante en quadrature du courant est nulle, tout comme sa référence, ce qui signifie que le système fonctionne à facteur de puissance unitaire.

5.3.2 Simulation avec contrôleurs synchrones avec une charge linéaire

Le modèle réduit du système d'interfaçage dont les paramètres sont au tableau VII (page 111) a été simulé avec une charge linéaire RL variée sous un ensoleillement variable (configuration 2) (0.4kW/m^2 - 0.6kW/m^2). La poursuite du point de puissance maximum est effective (figure 54) pour la variation d'ensoleillement simulée. La charge a été variée à $t=0.1\text{s}$. La composante en quadrature du courant de sortie de l'interface suit sa référence qui est la composante en quadrature du courant de charge (figure 55). Il en est de même pour la composante directe (figure 56).

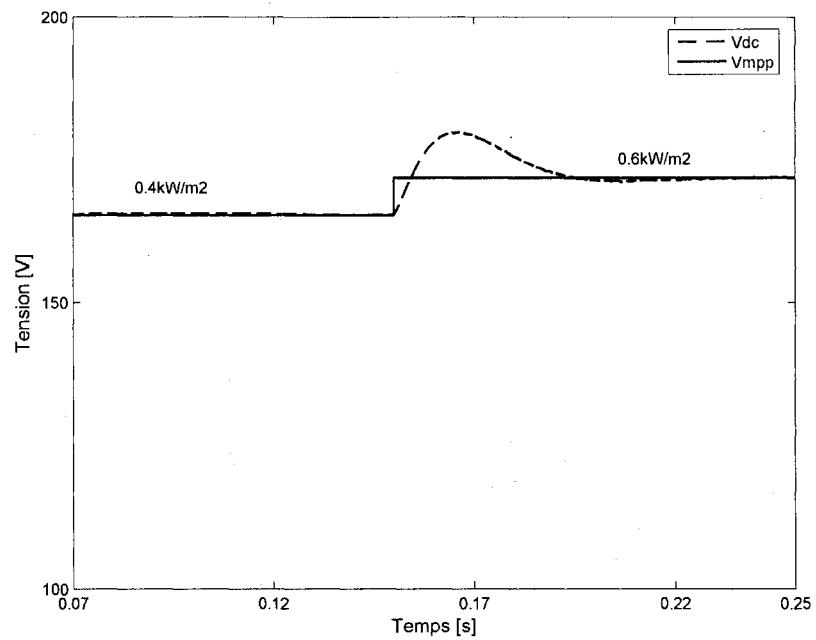


Figure 54 MPPT du modèle réduit de la configuration 2 avec charge RL pour un ensoleillement de 0.4 à 0.6kW/m^2

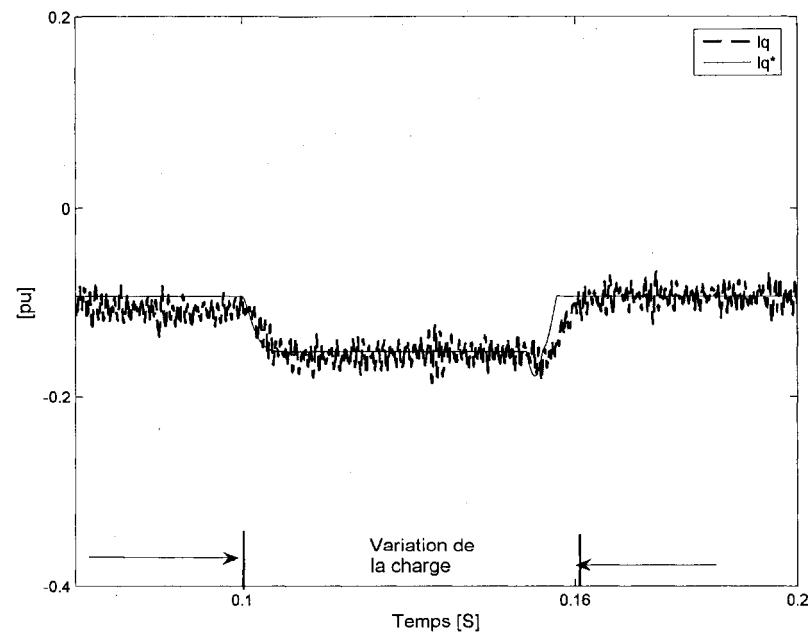


Figure 55 Composantes en quadrature du courant de sortie de l'interface et du courant de charge : configuration 2 avec charge RL variable

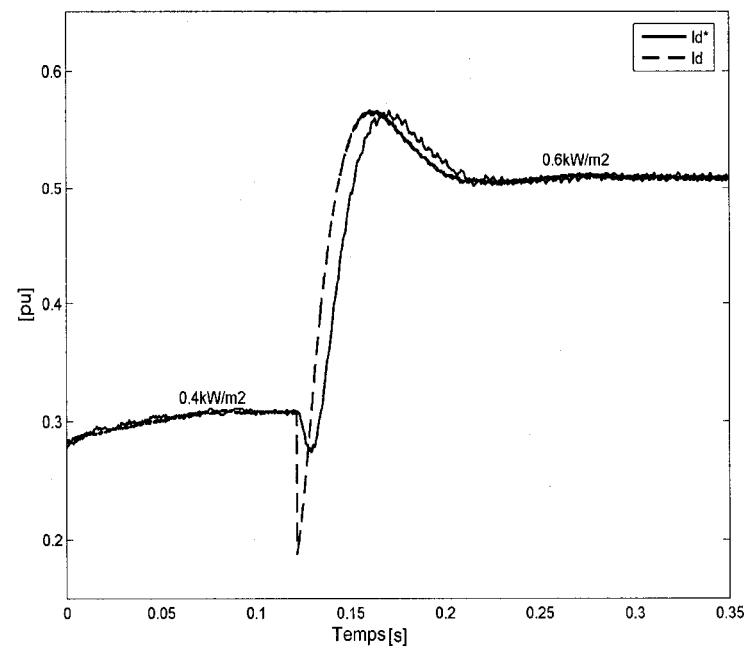


Figure 56 Composante directe du courant de sortie de l'interface et sa référence : configuration 2

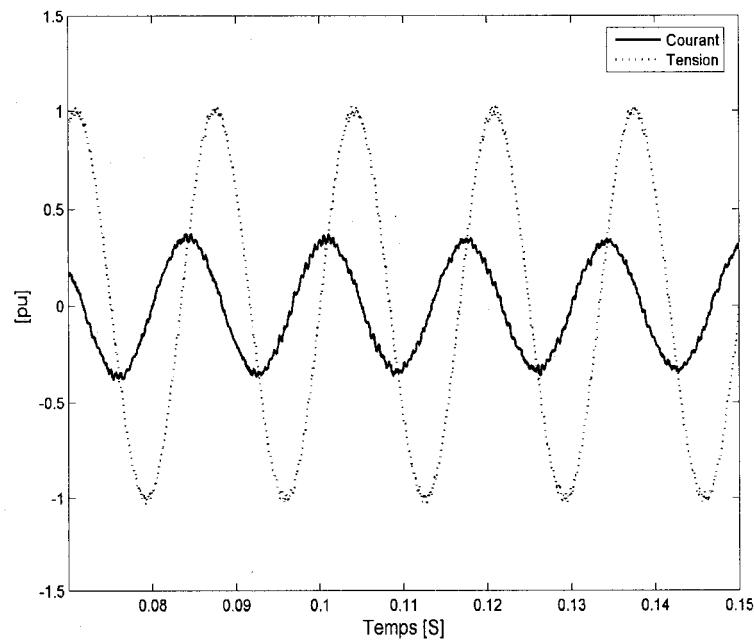


Figure 57 Courant et tension de sortie de l'interface : configuration 2 la nuit avec charge linéaire RL

Tableau X

Valeurs de TDH du courant de sortie de l'interface en fonction de l'ensoleillement :
configuration 2 avec charge linéaire

Ensoleillement (kW/m ²)	TDH (%)
1	1.8
0.8	2.4
0.6	2.3
0.4	4.1

Le système a été simulé sans champ de modules photovoltaïques. La figure 57 ci-dessus présente la tension de sortie d'une phase du système d'interfaçage et le courant de la même phase. Le courant est en avance par rapport à la tension d'un quart de période. Le système d'interfaçage bien que déconnecté du champ de modules a un comportement de condensateur et continue à suppléer les besoins en puissance réactive de la charge. Ainsi durant la nuit, le système d'interfaçage se comporte comme un STATCOM. Par conséquent, plus besoin de le déconnecter.

5.4 Simulation de l'interface avec la technique de contrôle indirecte du courant

L'interface simulée a pour fonctions le filtrage actif shunt des harmoniques de courant générés par la charge non linéaire, un redresseur en pont de diode (Figure 47 page 107). Les paramètres simulés sont ceux du tableau VIII (page 111). La figure 58 ci-dessous montre la poursuite du point de puissance maximum (a), le courant de la phase c du réseau i_{gc} (b), le courant de la phase c de la charge non linéaire i_{Lc} (c), le courant de compensation de la phase c du filtre, i_{cc} . La figure 59 présente le courant de la phase c du réseau et la tension au point de raccordement commun. Le courant du réseau et la tension au point de raccordement commun sont en phase ce qui signifie que le filtre compense la puissance réactive de la charge non linéaire. Le courant et la tension sont en

phase peu importe la variation de l'ensoleillement (0.4 kW/m^2 à 1 kW/m^2). L'amplitude du courant de source diminue avec l'augmentation de l'ensoleillement c'est-à-dire que de la puissance active est délivrée par le panneau. Ainsi, le système d'interfaçage se comporte non seulement en filtre actif mais aussi en générateur alimentant la charge non linéaire simultanément avec le réseau. Le courant de compensation a d'ailleurs une composante fondamentale lorsque l'ensoleillement augmente. Les valeurs des TDH obtenues en simulation montrent que le TDH augmente avec l'ensoleillement ce qui contredit les résultats du tableau IX et de [42] où une augmentation du TDH avec la diminution de l'ensoleillement pour divers onduleurs monophasés connectés au réseau a été observée. Il semble donc que moins l'onduleur injecte de puissance active dans la charge mieux il assure la compensation des harmoniques de courant. Ce qui n'est pas mal en soi et signifie que le système d'interfaçage peut rester fonctionnel même les jours nuageux voire pendant la nuit.

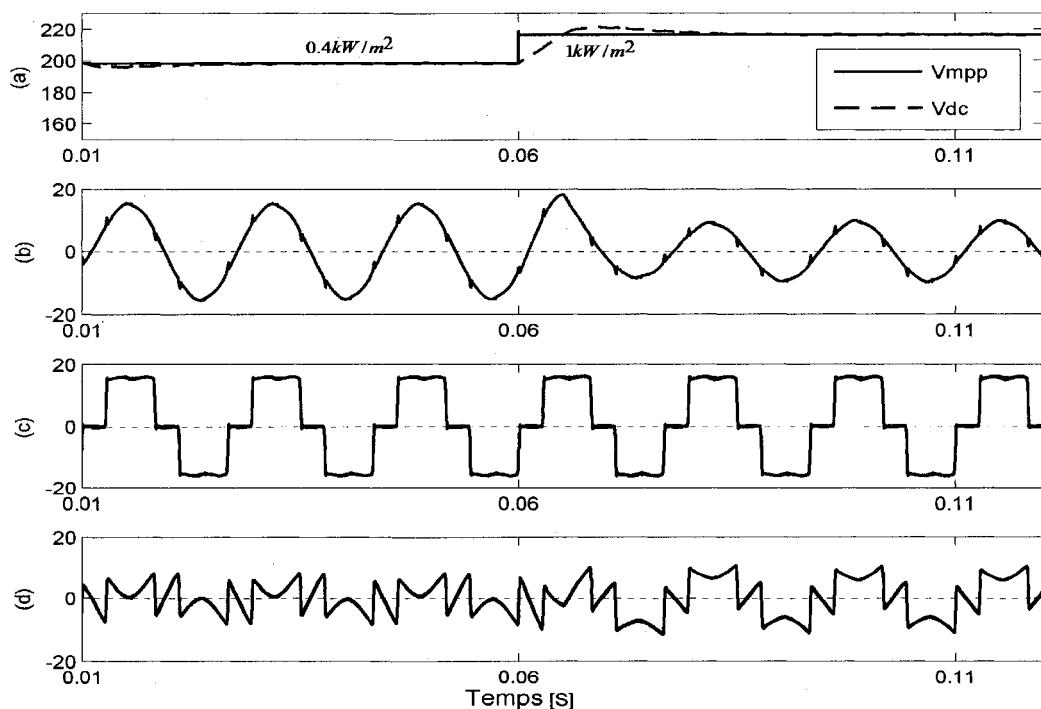


Figure 58 Résultats de simulation du système d'interfaçage en filtre actif

(a) MPPT, (b) i_{gc} (c) i_{Lc} (d) i_{cc}

Tableau XI

Valeurs de TDH du courant du réseau en fonction
de l'ensoleillement : configuration 3

Ensoleillement (kW/m^2)	TDH (%)
1	4.6
0.8	3.9
0.6	3.5
0.4	3.2

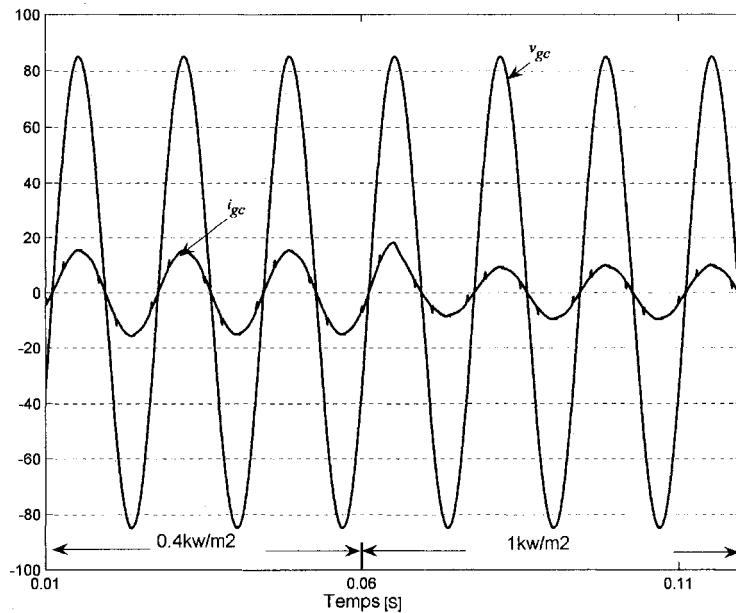


Figure 59 Courant du réseau et tension au PRC

La charge a été augmentée puis ramenée à sa valeur initiale, sous un ensoleillement constant. Sur la figure 60, le courant du réseau et la tension au PRC restent en phase malgré la variation de la charge. Donc le système d'interfaçage peut fonctionner en filtre actif et en compensateur de puissance réactive de la charge non linéaire lors des pointes de demande.

La charge a été réduite, sur le figure 61, pour un ensoleillement de 1 kW/m^2 , le courant est déphasé de 180 degrés par rapport à la tension du réseau ce qui signifie que le

courant change de sens. La configuration 3 du système d'interfaçage se comporte comme un générateur solaire en envoyant le courant produit par le champ de modules vers le réseau et une petite partie du courant vers la charge non linéaire. Lorsque la charge baisse les TDH de courant injecté dans le réseau corroborent la tendance des TDH des tableaux IX-X (diminution du TDH avec l'augmentation de l'ensoleillement).

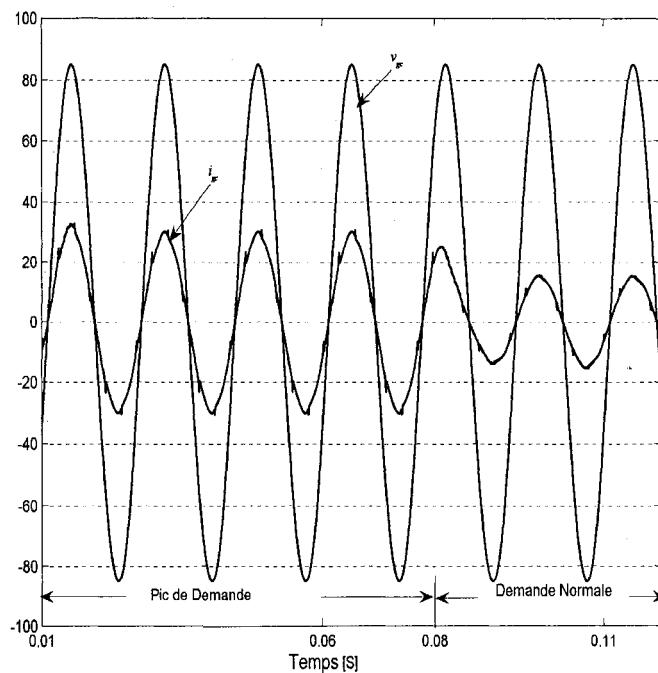


Figure 60 Courant du réseau et tension au PRC suite à une augmentation de charge

Tableau XII

Valeurs de TDH du courant du réseau
après réduction de la charge : configuration 3

Ensoleillement (kW/m^2)	TDH (%)
1	0.7
0.8	0.98
0.6	1.4
0.4	2.5

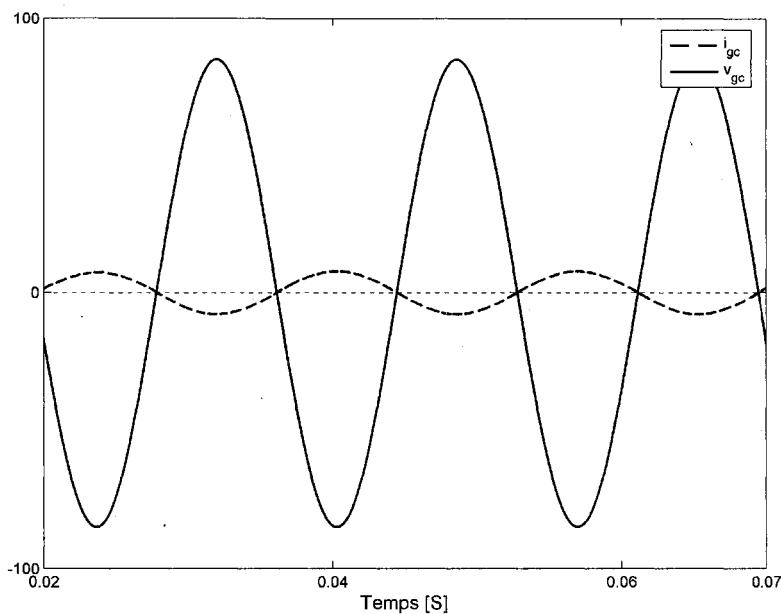


Figure 61 Courant et tension de la phase c après réduction de la charge

5.5 Conclusion

Les résultats de simulation sous divers ensoleillements confirment la validité des stratégies de commande adoptées. Pour les trois configurations simulées, la recherche de point de puissance maximum est opérante quel que soit l'ensoleillement. L'utilisation du champ de modules est donc optimisée pour les trois configurations d'interface simulées. Le courant injecté dans le réseau a un TDH conforme aux limites fixées par le standard IEEE 519-1992 et est en phase avec la tension du réseau. La compensation de puissance réactive de la charge linéaire RL est réalisée avec la deuxième configuration. Cette configuration a un comportement exclusif de STATCOM la nuit et de générateur solaire le jour. La troisième configuration arrive à compenser les harmoniques générés par la charge non linéaire en corrigeant le facteur de puissance et en poursuivant le point de puissance maximum. Lorsque la charge devient réduite l'excédent de courant est injecté dans le réseau avec facteur de puissance unitaire. Les TDH de courant du tableau XII ci-dessous sont inférieurs à ceux des tableaux IX-X, obtenus pour les configurations 1 et 2 lorsque le système d'interfaçage est utilisé comme générateur solaire.

CONCLUSION

L'énergie solaire est la base de toutes les formes d'énergies conventionnelles et renouvelables. L'énergie solaire photovoltaïque a de nombreux avantages autant sur le plan environnemental qu'économique dans la mesure où son utilisation n'émet aucun gaz à effet de serre. Avantageux sur le plan économique car de nombreuses firmes spécialisées dans la fabrication de cellules solaires et de système d'interfaçage du photovoltaïque avec le réseau ont vu le jour. A partir du modèle mathématique de la cellule de base, le modèle du champ de modules photovoltaïques est obtenu. Le modèle du champ de modules photovoltaïques a par la suite été simulé sous Matlab/Simulink comme une source de courant programmable. Il faut signaler qu'aucun modèle de cellule photovoltaïque ou de module n'est disponible dans la librairie de Matlab/Simulink. L'influence des conditions atmosphériques notamment la température et l'ensoleillement sur les performances du champ de modules a été démontré. La puissance de sortie du champ de modules est proportionnelle à l'ensoleillement. Pour un ensoleillement constant, le champ de modules opère mieux lorsque la température du champ de modules est plus basse. La température du champ de modules est supérieure à la température ambiante dépendamment de l'ensoleillement et de la ventilation du lieu où les champs de modules sont installés.

Trois configurations de systèmes d'interfaçage de l'énergie photovoltaïque avec le réseau de distribution ont été simulées dans le cadre de ce sujet de recherche de maîtrise. La première configuration est une interconnexion directe au réseau du système d'interfaçage sans charge intermédiaire. La seconde est une connexion avec charge linéaire intermédiaire, de type *RL*. La troisième configuration est une connexion avec charge non linéaire; pont de diodes. La particularité des trois configurations réside dans le fait qu'un onduleur réalise à la fois les fonctions de synchronisation du courant avec le réseau et de poursuite de point de puissance maximum. Il y a donc réduction du nombre de composants par rapport à la topologie classique qui inclut un hacheur pour la recherche du point de puissance maximum. La poursuite du point de puissance

maximum permet de tirer du champ de modules, la puissance maximum disponible. Le calcul des coordonnées (tension et courant) du point de puissance maximum a été effectué à l'aide des blocs de Simulink basés sur l'algorithme de Newton. La synchronisation du courant de sortie de l'interface avec la tension du réseau est nécessaire pour être conforme aux standards internationaux IEEE 929 et UL 1741. Un courant synchronisé à la tension du réseau assure que le fonctionnement des trois configurations de l'interface n'injecte pas de puissance réactive dans le réseau. La synchronisation du courant est contrôlée par la boucle d'asservissement interne. Cette boucle d'asservissement interne est commandée par un régulateur de type proportionnel et résonant pour la première configuration. La boucle interne de la deuxième configuration est contrôlée par deux régulateurs PI, synchrones soit un régulateur PI pour la composante directe du courant et l'autre pour la composante en quadrature. La troisième configuration utilise un régulateur proportionnel pour sa boucle de courant. Un filtre passif LCL, d'atténuation d'interférence magnétique est choisi pour les deux premières configurations. Le modèle en quadripôle du filtre et l'analyse de stabilité des diverses variables à l'aide du lieu des racines ont permis de choisir la variable de rétroaction. Cette analyse de stabilité a justifié pourquoi l'approche de commande indirecte du courant de sortie du filtre est préférable à la commande directe qui mène le système à l'instabilité lorsque le filtre LCL est utilisé. La commande indirecte consiste à contrôler le courant d'entrée i_S du filtre LCL au lieu du courant de sortie du filtre LCL i_R . Pour les deux premières configurations, une commande directe du courant de sortie de l'interface a été adoptée. La méthode d'amortissement passif de la résonance du filtre LCL est choisie pour la simulation en configuration 1. L'amortissement passif a consisté à l'insertion d'une résistance en série avec le condensateur du filtre LCL. Mais la résistance d'amortissement peut causer des pertes Joule au système et réduire son efficacité. Puis la résistance peut représenter un risque d'incendie pour le filtre. L'emploi de la résistance nécessite la mise en place d'un système d'évacuation de chaleur. C'est au vu de ces limitations qu'un amortissement actif de la résonance du filtre par l'ajout d'une boucle de commande supplémentaire a été adopté pour la

simulation de la configuration 2. La boucle interne supplémentaire est la boucle interne de commande du courant de la capacité C_f du filtre LCL. Cette boucle a été rajoutée au système pour le stabiliser, vu que le courant de la capacité pris comme variable de rétroaction du filtre LCL stabilise le système. La configuration 2 intègre la compensation de puissance réactive de la charge linéaire RL intermédiaire. La troisième configuration utilise une simple inductance comme filtre de sortie de l'onduleur avec une technique de commande indirecte du courant de sortie de l'interface.

Les trois configurations ont été simulées sous divers ensoleillements à une température de cellule photovoltaïque constante. Les résultats de simulation de la configuration 1 montrent un courant synchronisé à la tension du réseau et conforme aux standards en termes de distorsion harmonique. La distorsion harmonique est provoquée uniquement par le fonctionnement de l'onduleur puisque aucune charge n'est branchée entre le système d'interfaçage et le réseau. Les résultats de simulation de la configuration 2 montrent également une opération de l'interface à facteur de puissance unitaire et compensation de la puissance réactive de la charge linéaire intermédiaire. Le courant de sortie de l'interface est également conforme aux standards en termes de qualité de l'onde. La légère distorsion harmonique du courant est causée par la commutation de l'onduleur. Cette distorsion peut être plus élevée lorsque le filtre de sortie de l'onduleur est mal dimensionné ou lorsque les gains des compensateurs sont mal ajustés. Avec les stratégies de contrôle utilisées pour les deux premières configurations, le réseau est forcé à se comporter comme une charge résistive (facteur de puissance unitaire) malgré son inductance interne. La configuration 2 fonctionne comme un STATCOM lorsque la nuit tombe ou lorsque les conditions atmosphériques sont mauvaises. Sauf que la génération de la référence de la tension du bus continu n'est plus générée par les blocs Simulink de calcul de point de puissance maximum. La référence de la tension du bus continu devient une constante que l'on choisit assez proche de la tension au point de puissance maximum pour un ensoleillement donné. Les résultats de la troisième configuration prouvent que le système d'interfaçage réalise à la fois des fonctions de filtrage actif shunt des harmoniques de courant de la charge non linéaire, de compensation réactive

(correction de facteur de puissance) et de génération de puissance active à la charge indépendamment des conditions atmosphériques. Comme le fonctionnement des deux dernières configurations est indépendant des conditions atmosphériques, cela signifie que ces deux dernières configurations de l'interface sont opérationnelles vingt-quatre heures par jour. Le facteur d'utilisation du système d'interfaçage est ainsi optimisé. Au lieu de débrancher tout le système la nuit ou lors des mauvaises conditions atmosphériques comme c'est habituellement le cas, le système reste branché en tout temps. Pour éviter tout transit de puissance du réseau vers le champ de modules, une diode doit être montée entre le champ de modules solaires et le système de conditionnement de puissance. Débrancher et rebrancher le système en tout temps peut accélérer son endommagement. Donc avec les deux dernières configurations, l'espérance de vie de telles interfaces est augmentée.

RECOMMANDATIONS

Au terme de cette recherche quelques suggestions peuvent être émises en vue de son amélioration. Tout d'abord, la validation expérimentale des algorithmes de contrôle de l'interface simulés représenterait un plus grand support à toute la théorie énoncée dans ce mémoire. Le solaire bien que possédant toutes les vertus qui lui sont connues n'arrive pas à attirer les investisseurs à cause des coûts initiaux associés à l'implantation de telles interfaces. Tout de même le prix de la technologie solaire est en baisse continue. Pour intéresser plus d'investisseurs à la fabrication de systèmes d'interfaçage, les prototypes en laboratoire doivent être montés et leur conformité aux standards en termes de sécurité validée. Une étude économique comparative du coût de la production par kilowattheure avec le photovoltaïque par rapport aux énergies conventionnelles doit être menée.

Compte tenu du caractère diffus des énergies renouvelables, un système de conditionnement hybride associant diverses sources d'énergies renouvelables pourrait être la solution optimum. Puis des efforts doivent réalisées par les compagnies de fabrication de cellules solaires pour fabriquer de cellules plus efficaces et bon marché. Disposer des cellules plus efficaces permettrait de réduire la surface du champ de modules nécessaire pour la production de puissance. Il est commun de penser que le photovoltaïque ne sied pas aux pays tempérés mais dans le mémoire il a été montré que les performances de la cellule photovoltaïque sont meilleures pour de plus petites températures lors d'un ensoleillement constant. L'utilisation de panneaux solaires dans les pays tempérés conviendrait mieux au printemps. La connexion au réseau de systèmes solaires se heurte aux compagnies d'électricité qui exigent aux détenteurs de tels systèmes de souscrire à des compagnies d'assurance onéreuses. Un appui des gouvernements serait indispensable pour permettre la maturation de ce secteur de génération distribuée comme c'est souvent le cas pour le nucléaire où le gouvernement aide les compagnies à assurer les centrales nucléaires.

ANNEXE 1

Démonstration de la transformation en coordonnées stationnaires du contrôleur synchrone

Soit le vecteur v tel que :

$$v_{qd} = \begin{bmatrix} v_q & v_d \end{bmatrix}^T \quad (1.1)$$

La transformation de coordonnées $d-q$ synchrones (exposant e) en $d-q$ stationnaires (exposant s) (4.40) permet d'écrire :

$$\begin{aligned} v_q^e(t) &= v_q^s \cos(\omega_0 t) - v_d^s \sin(\omega_0 t) \\ v_d^e(t) &= v_q^s \sin(\omega_0 t) + v_d^s \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (1.2)$$

Par analogie l'équation (4.43) devient :

$$\begin{aligned} v_q^e(t) &= [h_{11}^s(t) * e_q^s(t) + h_{12}^s(t) * e_d^s(t)] \cos(\omega_0 t) \\ &\quad - [h_{21}^s(t) * e_q^s(t) + h_{22}^s(t) * e_d^s(t)] \sin(\omega_0 t) \\ v_d^e(t) &= [h_{11}^s(t) * e_q^s(t) + h_{12}^s(t) * e_d^s(t)] \sin(\omega_0 t) \\ &\quad + [h_{21}^s(t) * e_q^s(t) + h_{22}^s(t) * e_d^s(t)] \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (1.3)$$

La transformation inverse de (4.40) appliquée au vecteur d'erreur e :

$$\begin{aligned} e_q^s(t) &= e_q^e \cos(\omega_0 t) + e_d^e \sin(\omega_0 t) \\ e_d^s(t) &= -e_q^e \sin(\omega_0 t) + e_d^e \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (1.4)$$

En négligeant l'effet des contrôleurs de couplage h_{12}^s et h_{21}^s et en remplaçant le vecteur d'erreur dans (1.3) par (1.4) et si $h_{22}^s=h_{11}^s=h$

$$\begin{aligned}
 v_q^e(t) &= [h^s(t) * (e_q^e \cos(\omega_0 t) + e_d^e \sin(\omega_0 t))] \cos(\omega_0 t) \\
 &\quad - [h^s(t) * (-e_q^e \sin(\omega_0 t) + e_d^e \cos(\omega_0 t))] \sin(\omega_0 t) \\
 v_d^e(t) &= [h^s(t) * (e_q^e \cos(\omega_0 t) + e_d^e \sin(\omega_0 t))] \sin(\omega_0 t) \\
 &\quad + [h^s(t) * (-e_q^e \sin(\omega_0 t) + e_d^e \cos(\omega_0 t))] \cos(\omega_0 t)
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

Sachant que la transformée de Laplace d'un produit de convolution temporel de deux fonctions f et g est le produit des transformées de Laplace des deux fonctions et les égalités ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 \ell(f(t) * g(t)) &= F(s).G(s) \\
 \ell(f(t) \cos(\omega_0 t)) &= \frac{1}{2}[F(s + j\omega_0) + F(s - j\omega_0)] \\
 \ell(f(t) \sin(\omega_0 t)) &= \frac{j}{2}[F(s + j\omega_0) - F(s - j\omega_0)]
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

En posant, $f_1(t)=h^s(t)*(e_q^e \cos(\omega_0 t))$, la transformée de Laplace de $f_1(t) \cos(\omega_0 t)$ d'après (1.6) est :

$$\ell(f_1(t) \cos(\omega_0 t)) = \frac{1}{2}[F_1(s + j\omega_0) + F_1(s - j\omega_0)] \tag{1.7}$$

La même transformation appliquée à la fonction f_1 :

$$F_1(s) = \frac{1}{2} H^s(s) \cdot (E_q^e(s + j\omega_0) + E_q^e(s - j\omega_0)) \tag{1.8}$$

L'équation (1.8) dans (1.7) :

$$\frac{1}{4} (H^s(s + j\omega_0) \cdot (E_q^e(s + j2\omega_0) + E_q^e(s)) + H^s(s - j\omega_0) \cdot (E_q^e(s - j2\omega_0) + E_q^e(s))) \quad (1.9)$$

Par analogie, les transformations de Laplace ci-dessous sont obtenues :

$$\ell(h^s(t) * (e_d^e \sin(\omega_0 t)) \cos(\omega_0 t)) = \frac{j}{4} \left[\begin{array}{l} H^s(s + j\omega_0) \cdot (E_d^e(s + j2\omega_0) - E_d^e(s)) + \\ H^s(s - j\omega_0) \cdot (E_d^e(s) - E_d^e(s - j2\omega_0)) \end{array} \right] \quad (1.10)$$

$$\ell(h^s(t) * (-e_q^e \sin(\omega_0 t)) \sin(\omega_0 t)) = \frac{1}{4} \left[\begin{array}{l} H^s(s + j\omega_0) \cdot (E_q^e(s + j2\omega_0) - E_q^e(s)) - \\ H^s(s - j\omega_0) \cdot (E_q^e(s) - E_q^e(s - j2\omega_0)) \end{array} \right] \quad (1.11)$$

$$\ell(h^s(t) * (-e_d^e \cos(\omega_0 t)) \sin(\omega_0 t)) = \frac{j}{4} \left[\begin{array}{l} H^s(s + j\omega_0) \cdot (E_q^e(s + j2\omega_0) + E_q^e(s)) - \\ H^s(s - j\omega_0) \cdot (E_q^e(s) + E_q^e(s - j2\omega_0)) \end{array} \right] \quad (1.12)$$

En remplaçant les équations (1.9)-(1.12) dans (1.5), les transformées de Laplace V_q^e et V_d^e de v_q^e et v_d^e sont :

$$\begin{bmatrix} V_q^e(s) \\ V_d^e(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \left\{ \begin{array}{l} H_{11}^s(s + j\omega_0) + \\ H_{11}^s(s - j\omega_0) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} -jH_{11}^s(s + j\omega_0) + \\ jH_{11}^s(s - j\omega_0) \end{array} \right\} \\ \left\{ \begin{array}{l} -jH_{11}^s(s + j\omega_0) + \\ jH_{11}^s(s - j\omega_0) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} H_{11}^s(s + j\omega_0) + \\ H_{11}^s(s - j\omega_0) \end{array} \right\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_q^e(s) \\ E_d^e(s) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

L'équation (1.13) ci-dessus est la même que l'équation (4.44) du mémoire

ANNEXE 2

Démonstration du modèle d'état du filtre LCL

Des lois de Kirchhoff en tension et en courant, les équations différentielles suivantes sont déduites pour chacune des trois phases a , b et c .

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{Sa}}{dt} = v_{Sag} - R_1 i_{Sa} - v_{cam} - v_{mg} \\ L_1 \frac{di_{Sb}}{dt} = v_{Sbg} - R_1 i_{Sb} - v_{cbm} - v_{mg} \\ L_1 \frac{di_{Sc}}{dt} = v_{Scg} - R_1 i_{Sc} - v_{ccm} - v_{mg} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{Ra}}{dt} = -v_{Ran} - R_2 i_{Ra} + v_{can} \\ L_2 \frac{di_{Rb}}{dt} = -v_{Rbn} - R_2 i_{Rb} + v_{cbn} \\ L_2 \frac{di_{Rc}}{dt} = -v_{Rcn} - R_2 i_{Rc} + v_{ccn} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} C_f \frac{dv_{can}}{dt} = i_{Sa} - i_{Ra} \\ C_f \frac{dv_{cbn}}{dt} = i_{Sb} - i_{Rb} \\ C_f \frac{dv_{ccn}}{dt} = i_{Sc} - i_{Rc} \end{cases} \quad (2.3)$$

Les équations différentielles (2.3) résultent de la relation entre la tension aux bornes d'une capacité et du courant qui la traverse.

Soient les trois fonctions C_1 , C_2 et C_3 définissant l'état des interrupteurs supérieurs des bras 1,2 et 3 tels que :

$$\text{si } C_1 = 1 \quad v_{Sag} = v_{dc}$$

$$\text{si } C_1 = 0 \text{ (lorsque l'interrupteur inférieur du bras 1 est passant), } v_{Sag} = 0$$

Le modèle d'état moyen du filtre LCL est obtenu (tenant compte de l'état des interrupteurs) :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{Sa}}{dt} = C_1 v_{dc} - R_1 i_{Sa} - v_{cam} - v_{mg} \\ L_1 \frac{di_{Sb}}{dt} = C_2 v_{dc} - R_1 i_{Sb} - v_{cbm} - v_{mg} \\ L_1 \frac{di_{Sc}}{dt} = C_3 v_{dc} - R_1 i_{Sc} - v_{ccm} - v_{mg} \end{cases} \quad (2.4)$$

Le système étant supposé équilibré, les équations d'équilibre en courant et en tension ci-dessous sont obtenues :

$$\begin{cases} i_{Sa} + i_{Sb} + i_{Sc} = 0 \\ v_{Sag} + v_{Sbg} + v_{Scg} = 0 \\ v_{cam} + v_{cbm} + v_{ccm} = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

L'addition des trois équations du système (2.1) permet de trouver v_{mg} :

$$v_{mg} = \frac{1}{3} [C_1 + C_2 + C_3] \quad (2.6)$$

La valeur de v_{mg} de l'équation (2.6) introduite dans (2.1), le système d'équations suivant est obtenu :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{Sa}}{dt} = (C_1 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 C_i) v_{dc} - R_1 i_{Sa} - v_{cam} \\ L_1 \frac{di_{Sb}}{dt} = (C_2 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 C_i) v_{dc} - R_1 i_{Sb} - v_{cbm} \\ L_1 \frac{di_{Sc}}{dt} = (C_3 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 C_i) v_{dc} - R_1 i_{Sc} - v_{ccm} \end{cases} \quad (2.7)$$

Définissons les fonctions de commutation d_1 , d_2 et d_3 comme suit :

$$\begin{cases} d_1 = (C_1 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 C_i) \\ d_2 = (C_2 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 C_i) \\ d_3 = (C_3 - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 C_i) \end{cases} \quad (2.8)$$

A partir de (2.8) et de (2.7), l'équation (4.65) est obtenue

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Dorf, R. C. (2001). *Technology, humans, and society*. San Diego: Academic Press.
- [2] Académie canadienne du génie. (2002). *L'énergie et le changement climatique: une perspective canadienne*. En ligne. [http://www.acad-
eng-gen.ca/publis/rptecc26f.pdf](http://www.acad-eng-gen.ca/publis/rptecc26f.pdf). Consulté le 30 octobre, 2006
- [3] IFP. (2002). *Mieux comprendre avec l'IFP les enjeux énergétiques*. En ligne. <http://www.ifp.fr>. Consulté le 15 mai, 2006
- [4] Wikipédia. (2006). *Encyclopédie électronique*. En ligne. www.wikipedia.org, (consulté le 13 novembre, 2006)
- [5] IEEE. 2000. *IEEE Recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems*, std 929. New York: IEEE, 32 p.
- [6] IEEE. 1993. *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, std 519. New York: IEEE, 101 p.
- [7] Chen, Y. M., Liu, Y. C., & Wu, F. Y. 2004. « Multiinput converter with power factor correction, maximum power point tracking, and ripple-free input currents ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19 n° 3, p. 631 - 639.
- [8] Tae-Yeop Kim, Ho-Gyun Ahn, Seung Kyu Park, & Youn-Kyun Lee. 2001. « A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation ». In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2001)*. (Pusan, Jun. 12-16 2001), p. 1011-1014
- [9] Koutroulis, E., Kalaitzakis, K., Voulgaris, N.C. 2001. « Development of a Microcontroller-Based Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16 n° 1, p. 46-54.
- [10] Weidong, X., Dunford, W.G., 2004. « A Modified Adaptive Hill-Climbing MPPT Method for Photovoltaic Power Systems ». In *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, (PESC04)*. (Aachen, Jun. 20-25 2004), p. 1957-1963
- [11] Brambilla, A., Gambarara, M., Garutti, A., & Ronchi, F. 1999. « New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking ». In *30th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 1999)*. (Charleston Jun 27-Jul 1 1999) p. 632-637.

- [12] Murray Thomson, A. 2002. « Reverse osmosis desalination of seawater powered by photovoltaics without batteries ». PHD thesis, Loughborough, Loughborough University, 257 p.
- [13] Al-Amoudi, A., Zhang, L. 1998. « Optimal control of a grid-connected PV system for maximum power point tracking and unity power factor ». In *IEE- 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (PEVSD 1998)*. (London, Sep. 21-23 1998).
- [14] Hwang, L. H., Ahn, K.S., Lim, H.C., Kim, S.S. 2000. « Design Development and Performance of a 50 kW Grid Connected PV System with Three Phase Current Controlled Inverter ». In Photovoltaic Specialists Conference.
- [15] Twining, E., Holmes, D.G. 2003. « Grid Current Regulation of a Three-Phase Voltage Source Inverter With an LCL Input Filter ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18 n° 3, p. 888-895.
- [16] Zmood, D. N., Holmes, D.G., Bode, G.H. 2001. « Frequency Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37 n° 2, p. 601-610.
- [17] Abdel-Rahim, N., Quaicoe, J.E. 1994. « Three-phase voltage-source UPS inverter with voltage-controlled current-regulated feedback control scheme ». In *IEEE 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*. (Bologna, Sep. 5-9 1994).
- [18] Blasko, V., Kaura, V. 1997. « A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Converter ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33 n° 2, p. 542-550.
- [19] Liserre, M., Blaabjerg, F., Hansen, S. 2005. « Design and Control of an LCL-filter based Three-phase Active Rectifier ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41 n° 5, p. 1281-1291.
- [20] Raoufi, M., Lamchich, M.T. 2004. « Average Current Mode Control of a Voltage Source Inverter Connected to the Grid: Application to Different Filter Cells ». *Journal of electrical engineering*, vol. 55 n° 4, p. 77-82.
- [21] Zmood, D. N., Holmes, D.G., Bode, G.H. 2003. « Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 18 n° 3, p. 814-822.

- [22] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Borup, U., Liserre, M. 2004. « A New Control Structure For Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation ». In *19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2004)*. (Anaheim, Feb. 22-26 2004), p. 580-586.
- [23] Yu, H., Pan J., Xiang, A. 2005. « A multi-function grid-connected PV system with reactive power compensation for the grid ». *Solar Energy*, vol. 79, p. 101-106.
- [24] Zué, O. A., Chandra, A. 2006. « Simulation and Stability Analysis of a 100kW Grid Connected LCL Photovoltaic Inverter for Industry ». In *IEEE Power Engineering Society General Meeting*. (Montreal, June. 18-22 2006)
- [25] Singh, B. N., Chandra, A., Al-Haddad, K. 1998. « Performance comparison of two current control techniques applied to an active filter ». In *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power*, (Athens, Oct. 14-16 1998), p.133-138.
- [26] UL. 1999. *Standard for Static Inverters and Charge Controllers for Use in Photovoltaic Power Systems*, std 1741. New York: UL.
- [27] Masters, G. M. 2004. *Renewable and efficient electric power systems*. New Jersey: John Wiley & Sons, 654 p.
- [28] Labouret, A., Villoz, M. 2003. *Energie solaire photovoltaïque : le manuel du professionnel* « Collection EEA Série Electrotechnique ». Paris: Dunod, 303 p.
- [29] Equer, B., Percebois, J. 1993. *Energie solaire photovoltaïque* (Vol. 1). Paris: Ellipses, UNESCO.
- [30] Barker, P. P. 2002. « Ultracapacitors for use in power quality and distributed resource applications ». In *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. (Chicago, Jul. 21-25 2002), p 316-320.
- [31] Abdel-Rahim, N., Quaicoe, J.E. 1993. « Indirect current control scheme for a single-phase voltage-source utility interface inverter ». In *Electrical and Computer Engineering Conference*, (Vancouver, Sept.14-17 1993), p.305-308.
- [32] Twining, E. 2001. «Modeling grid connected voltage source inverter operation ». In *IEEE-AUPEC*.
- [33] Wildi, T., Sybille, G. 2000. *Electrotechnique*, 3^{ème} ed. Sainte-Foy (Qc): Presses de l'Université Laval, 1161p.

- [34] Mohan, N., Undeland, T M., Robbins, W. P. 2003. *Power electronics: converters, applications, and design* (3rd ed.). New Jersey: John Wiley & Sons, 802 p.
- [35] Mendalek, Nassar. 2003. « Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation ». Thèse de doctorat en génie, Montréal, École de technologie supérieure, 221 p.
- [36] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R., Blaabjerg, G.D. 2002. *Control in Power Electronics*. « Academic Press Series in Engineering »London: Academic Press, 518 p.
- [37] Bernet, S., Ponnaluri, S., & Teichmann, R. 2002. «Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern AC drives». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49 n°2, p.304-314.
- [38] IEC. 1998. *std 61000-3-4 Electromagnetic compatibility part 3-4*
- [39] Cecati, C., Dell'Aquila, A., Liserre, M., & Monopoli, V. G. 2003. « Design of H-bridge multilevel active rectifier for traction systems ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39 n°5, p.1541-1550.
- [40] Kuo, Y. C., Liang, T.J., Chen, J.F. 2003. « A High Efficiency Single- Phase Three wire Photovoltaic Energy Conversion System ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.50 n° 1, p. 116-122.
- [41] Nak-gueon Sung, J.-d. L., Bong-tae Kim, Minwon Park, In-keun Yu. 2002. « Novel concept of a PV power generation system adding the function of shunt active filter ». In *IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference, ASIA PACIFIC*, (Yokahama, Oct. 6-10 2002), p.1658-1663.
- [42] Sidrach-De-Cardona, M., Carretero, J. 2004. « Analysis of the current total harmonic distortion for different single-phase inverters for grid-connected pv-systems ». *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 87 n° 1-4, p. 529-540.
- [43] Sugimoto, H., Dong, H. 1997. « A new scheme for maximum photovoltaic power tracking control ». In *IEE-Power Conversion Conference (PCCON 1997)*, (Nagaoka, Aug. 3-6 1997), p.691-696.
- [44] Rowan, T. M., Kerkman, R.J. 1986. « A new synchronous current regulator and an analysis of current regulated PWM inverters ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22 n° 4, p. 678-690.

- [45] Mendalek, N., Al-Haddad, K., Dessaint, L.A., Fnaiech, F. 2001. « Nonlinear Control Strategy Applied To a Shunt Active Power Filter ». In *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*. (Vancouver, Jun. 17-21 2001), p.1877-1882.
- [46] Fukuda, S., Yoda, T. 2001. « A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37 n° 3, p. 888 - 895.
- [47] Kim, J., Choi, J. Hong, H. 2000. « Output LC Filter Design of Voltage Source Inverter Considering the Performance of Controller ». In *IEEE Power System Technology International Conference (PowerCon 2000)*. (Perth, Dec. 4-7 2000) p. 1659 - 1664
- [48] Sahoo, N. C., Panigrahi, B.K., Panda, G. 2002. « Application of a multivariable feedback linearization scheme for STATCOM control ». *Electric Power Systems Research*, vol. 62 n° 2, p. 81-91.
- [49] Slotine, J.-J. E., Li, W. 1991. *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall, 459 p.
- [50] Mendalek, Nassar. 1997. « Compensation active dans un réseau triphasé ». Rapport de projet de maîtrise en technologies des systèmes, Montréal, École de technologie supérieure, 104 p.
- [51] Nouhou, B. 1999. « Conception technico-économique d'un système de pompage autonome photovoltaïque aérogénérateur ». Mémoire de maîtrise, Montréal, École Polytechnique, 150 p.
- [52] Yacoubi, Loubna. 2004. « Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non polluants ». Thèse de doctorat en génie, Montréal, École de technologie supérieure, 283 p.
- [53] Jaboori, M. G., Saied, M.M., Hanafy, A.A.R. 1991. « A Contribution to the Simulation and Design Optimization of Photovoltaic Systems ». *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6 n° 3, p. 401-406.
- [54] Chen, Y., Keyue Ma, S. 2004. « A Cost Effective Single Stage Inverter With Maximum Power Point Tracking ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19 n° 5, p. 1289-1294.

- [55] Bueno, E. J., Espinosa, F., Rodriguez, F.J., Urefia, J., Cobreces, S. 2004. «Current control of voltage source converters connected to the grid through an LCL-filter ». In *IEEE-35th Annual Power Electronic Specialists Conference*, (Aachen, Jun. 20-25), p.68-73.
- [56] Leslie Jr, L. G. 2003. « Design and analysis of a grid connected photovoltaic generation system with active filtering function ». Master degree Thesis, Blacksburg, Virginia Polytechnic Institutue and State University, 112p.
- [57] Borle, L. J., Dymond, S.M., Nayar, C.V. 1997. « Development and testing of a 20-kW grid interactive photovoltaic power conditioning system in Western Australia ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1 n° 2, p. 502-508.
- [58] Nikraz, M., Dehbonei, H., Curtin, C.V.N. 2004. « Digital control of a voltage source inverter in photovoltaic applications ». In *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. (Aachen, Jun. 20-25 2004), p. 3266-3271
- [59] Hautier, J. P., Caron, J.P. 1999. *Electrotechnique convertisseurs statiques : méthodologie causale de modélisation et de commande*. « Méthodes et pratiques de l'ingénieur ». Paris: Technip, 308 p.
- [60] Tsai-Fu Wu, Hung-Shou Nien, Chih-Lung Shen, & Chen, T.-M. 2005. « A single-phase inverter system for PV power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41 n° 4, p. 1075-1083.
- [61] Ayoub, J., & Dignard-Bailey, L. 2004. « Situation présente et évolution du photovoltaïque rapport annuel canadien ». Varennes (Qc.) : Centre de la technologie de l'énergie de CANMET, 4 p.
- [62] Fonash, S. J. 1981. *Solar cell device physics* « Energy science and engineering: resources, technology, management ». San Diego: Academic Press, 332 p.
- [63] CTEC. (2006, 03 mai 2006). *Energies propres*. En ligne, <http://www.ctec-varennes.rncan.gc.ca/fr/er_re/pvb.html>. Consulté le 30 octobre, 2006
- [64] Hirsch, H. L. (2003). *Essential communication strategies for scientists, engineers, and technology professionals*. New Jersey: IEEE Press, 183p.
- [65] Labben-Ben Braiek, M. F., F., Al-Haddad, K. 2003. « Feedback Linearization Control Technique Applied to a Three Phase Shunt Active Power Filter ». In *29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2003)*. (Roanoke, Nov 2-6 2003), p. 1402-1407

- [66] Ponnaluri, S., Krishnamurthy, V., Kanetkar, V. 2000. « Generalized system design and analysis of PWM based power electronic converters ». *In 35th IEEE Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*. (Rome, Oct. 08- 12 2000).p. 1972-1979
- [67] *Guidelines for the economic analysis of renewable energy technology applications*. (1991). Paris: International Energy Agency, 175p.
- [68] Brey, J. J., Moreno, E., Garcia, C. 2002. « Integration of renewable energy sources as an optimised solution for distributed generation ». *In the 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2002)*. (Sevilla, Nov. 5-8 2002), p. 3355-3359.
- [69] Abdel-Rahim, N., Quaicoe, J.E. 1994. « Modeling and analysis of a feedback control strategy for three-phase voltage-source utility interface systems ». *In the 29th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. (Denver, Oct. 2-5 1994), p. 895-902.
- [70] Bose, B. K. 2002. *Modern power electronics and AC drives*. New Jersey: Prentice Hall, 711p.
- [71] Serpa, L. A., Kolar, J.W., Ponnaluri, S., Barbosa, P.M. 2005. « A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverter to the grid through LCL filters ». *In the 40th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. (Hong Kong, Oct. 2-6 2005), p. 565-571
- [72] Hernandez, J. C., Vidal, P. G., & Almonacid, G. 1998. « Photovoltaic in grid connected buildings. Sizing and economic analysis ». *Renewable Energy*, vol. 15, p. 562-565.
- [73] Uchilda, R., Yamada, T. 2000. « Power Electronics for High Power Applications in the 21st Century». *In the 35th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. (Rome, Oct. 8-12 2000), p. 20-27.
- [74] Ang, S. S. 1995. *Power switching converters* « Electrical engineering and electronics ». New York: M. Dekker, 412 p.
- [75] Borle, L. J., Nayar, C.V. 1996. « Rampa time current control ». *In the 1996 IEEE 11th Annual Power Electronics Conference and Exposition (APEC'96)*. (San Jose, Mar. 3-7 1996), p. 828-834.
- [76] Xantrex Technology Inc. 2005. *Residential solar*. En ligne. <http://www.xantrex.com/web/id/25/learn.asp>. Consulté le 6 décembre, 2005

- [77] Teodorescu, R., Blaabjerg, Liserre, M.,F., Dell'Aquila, A. 2003. « A stable three phase lcl filter based active rectifier without damping ». *In the 38th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. (Salt Lake City, Oct. 12-16 2003), p. 1552-1557
- [78] Qin, Y. C., Mohan, N., & Bonn, R. 2003. *Status and needs of power electronics for photovoltaic inverters*. Albuquerque: Sandia National Laboratories.
- [79] Uematsu, T., Tanaka, K., Takayanagi, Y., Kawasaki, H., Ninomiya, T. 2002. « Utility interactive inverter controllable for a wide range of DC input voltage ». *In IEEE-Power Conversion Conference (PCCON 2002)*. (Osaka, April. 2-5 2002), p. 498 – 503
- [80] Beer, D. F. 2003. *Writing and speaking in the technology professions*. New Jersey: IEEE Press, 517p.