

Tables des matières

FISAORANA	i
REMERCIEMENTS	iii
Tables des matières	v
Notations	ix
Liste des figures	xii
Liste des tableaux	xviii
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LE SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE	5
<i>I.1 Introduction</i>	<i>5</i>
<i>I.2 La conversion photovoltaïque</i>	<i>6</i>
I.2.1 Effet photoélectrique	6
I.2.2 La cellule photovoltaïque	9
<i>I.2.2.1 Rendement de conversion des cellules photovoltaïques</i>	<i>11</i>
<i>I.2.2.2 Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque</i>	<i>11</i>
<i>I.2.2.3 Caractéristique courant-tension d'une cellule PV</i>	<i>12</i>
<i>I.2.2.4 Facteur de remplissage</i>	<i>13</i>
<i>I.2.2.5 Influence de la température et de l'éclairement</i>	<i>13</i>
I.2.3 Les différentes technologies des cellules PV	15
<i>I.2.3.1 Le silicium cristallin</i>	<i>16</i>
<i>I.2.3.2 Les cellules à couches minces</i>	<i>17</i>
<i>I.2.3.3 Les Cellules Multi-jonctions</i>	<i>21</i>
<i>I.2.3.4 Les cellules organiques</i>	<i>22</i>
I.2.4 Le module photovoltaïque	23
<i>I.2.4.1 Association en série de n- cellules élémentaires</i>	<i>23</i>
<i>I.2.4.2 Association en parallèle de n-cellules élémentaires</i>	<i>24</i>
<i>I.2.4.3 Conception du module photovoltaïque</i>	<i>25</i>
<i>I.2.4.4 Fonctionnement du module à puissance maximale</i>	<i>27</i>
<i>I.3 Les convertisseurs statiques</i>	<i>28</i>
I.3.1. Connexion du panneau à la charge via un étage de conversion DC-DC	29
<i>I.3.1.1. Le hacheur</i>	<i>30</i>
<i>I.3.1.2. La recherche du point de puissance maximale</i>	<i>31</i>
I.3.2. Connexion du panneau à la charge via un étage de conversion DC-AC	33
<i>a. Onduleur central</i>	<i>34</i>
<i>b. Micro onduleur</i>	<i>34</i>
<i>c. Onduleur de chaîne</i>	<i>35</i>
<i>d. Onduleur multichaîne</i>	<i>35</i>
<i>I.4 Rendement d'une chaîne de conversion photovoltaïque</i>	<i>36</i>
I.4.1. Puissance maximale au niveau du modèle photovoltaïque	37
I.4.2. Qualité de la commande MPPT	38
I.4.3. Rendement du convertisseur de puissance	38
I.4.4. Rendement total de la chaîne de conversion	40

I.4.5.	Etude globale des pertes pour un convertisseur statique	40
I.4.5.1	<i>Pertes dans le MOSFET</i>	40
I.4.5.2	<i>Perte dans la diode</i>	41
I.4.5.3	<i>Pertes dans l'inductance</i>	42
I.5	Système PV autonome à micro onduleur	44
I.5.1.	Stockage d'énergie	45
I.5.1.1	<i>Caractéristiques de la batterie</i>	47
I.5.1.2	<i>Stockage hybride</i>	49
I.5.2.	Le micro onduleur	49
I.5.3.	Proposition de cette thèse	51
I.6	Conclusion	52

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES D'OPTIMISATION AU NIVEAU DE LA CONVERSION DE L'ENERGIE SOLAIRE EXTRAITE DES MODULES PHOTOVOLTAIQUES

		54
II.1	Introduction	54
II.2	Reuves des différentes commandes MPPT	54
II.2.1.	Première type de commande MPPT	55
II.2.2.	Les commandes MPPT à algorithmes performants	56
II.2.2.1.	<i>Les commandes « Perturb and Observe » (P&O)</i>	56
II.2.2.2.	<i>Les commandes « Hill Climbing »</i>	58
II.2.2.3.	<i>Les commandes « Incrément de conductance » (IncCond.)</i>	60
II.2.3.	Les commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité	63
II.2.3.1.	<i>Mesure de V_{oc}</i>	64
II.2.3.2.	<i>Mesure de I_{sc}</i>	64
II.2.4.	Les commandes MPPT basée sur le principe de la logique floue	65
II.2.5.	Les commandes MPPT de réseaux de neurones artificiels	67
II.2.6.	Apport du numérique dans les commandes MPPT à algorithmes performants	68
II.3	MPPT à commande extrême	71
II.3.1	Principe de la régulation extrême	71
II.3.2	Algorithme MPPT extrême	72
II.4	Evaluation d'une commande MPPT	74
II.4.1.	Facilité d'implémentation	74
II.4.2.	Réponse dynamique	74
II.4.3.	Portabilité	74
II.4.4.	Réponse fiable sur une large gamme de puissance	75
II.5	Modélisation d'une commande MPPT extrême contrôlé en mode glissant	75
II.5.1.	Le contrôle par mode glissant	75
II.5.2.	Approche asymptotique des caractéristiques I-V du module PV	76
II.5.3.	Commande MPPT par mode glissant	79
II.5.3.1.	<i>Les conditions d'accessibilité à la surface de glissement</i>	81
II.5.3.2.	<i>Contrôle équivalente</i>	83
II.5.3.3.	<i>Trajectoire pour atteindre le MPPT</i>	83
II.5.3.4.	<i>Influence des paramètres Δ, M, $K1$ et $K2$ – Fréquence des oscillations</i>	88
II.5.3.5.	<i>Amplitude de la fluctuation de puissance autour de P_{mp}</i>	89
II.5.3.6.	<i>Comportement sous une variation d'ensoleillement</i>	90
II.6	Simulation	92
II.6.1.	Réponses du système à l'état d'équilibre	93
II.6.2.	Réponses pour une variation d'irradiance	97
II.6.3.	Réponses à un changement sur les caractéristiques du module PV	98
II.7	Conclusion	100

CHAPITRE 3 : MODELISATION DE LA CONVERSION DC-AC A DEUX NIVEAUX : CONVERTISSEUR INTEGRE AU NIVEAU DU MODULE PV	101
III.1 Introduction	101
III.1.1. Topologie du hacheur ou hacheur	101
III.1.2. Topologie du convertisseur DC-AC ou onduleur	103
III.1.3. Approche de modélisation	105
<i>III.1.3.1 Notion sur la structure des systèmes des convertisseurs statiques</i>	<i>105</i>
<i>III.1.3.2 Hypothèses de modélisation</i>	<i>106</i>
<i>III.1.3.3 La cellule de commutation</i>	<i>106</i>
<i>III.1.3.4 Modélisation aux sens des valeurs moyennes</i>	<i>107</i>
III.2 Modélisation du hacheur survolteur quadratique	110
III.2.1. Modélisation du comportement dynamique du convertisseur	110
<i>III.2.1.1 Les différents modes de conduction du convertisseur</i>	<i>110</i>
<i>III.2.1.2 Modèle dynamique du convertisseur</i>	<i>112</i>
<i>III.2.1.3 Etude du convertisseur en régime permanent</i>	<i>113</i>
III.2.2. Intégration de l'étage de contrôle en mode glissant	126
<i>III.2.2.1 Contrôle en mode glissant</i>	<i>126</i>
<i>III.2.2.2 Analyse par contrôle équivalente</i>	<i>129</i>
<i>III.2.2.3 Le hacheur en mode de fonctionnement girateur de puissance</i>	<i>132</i>
III.2.3. Rendement du convertisseur	139
<i>III.2.3.1 Pertes en conduction</i>	<i>139</i>
<i>III.2.3.2 Pertes en commutation</i>	<i>143</i>
III.2.4. Simulation du modèle	144
<i>III.2.4.1 Réponse du convertisseur contrôlé en mode glissant avec une stabilisation indirecte par courant d'entrée</i>	<i>145</i>
<i>III.2.4.2 Réponse du convertisseur avec la régulation de tension à la sortie</i>	<i>146</i>
III.3 Modélisation de l'onduleur à pont complet	147
III.3.1. Modèle dynamique de l'onduleur autonome à pont complet	147
<i>III.3.1.1 Commande bipolaire</i>	<i>147</i>
<i>III.3.1.2 Commande unipolaire</i>	<i>149</i>
<i>III.3.1.3 Sinusoïde de référence</i>	<i>151</i>
III.3.2. Intégration du contrôle de courant par mode glissant	151
<i>III.3.2.1. Boucle de régulation du courant par mode glissant</i>	<i>151</i>
<i>III.3.2.2. Boucle de régulation de la tension</i>	<i>153</i>
III.3.3. Rendement de l'onduleur à pont complet	158
<i>III.3.3.1 Pertes en conduction</i>	<i>158</i>
<i>III.3.3.2 Pertes en commutation</i>	<i>158</i>
III.3.4. Simulation du modèle	160
<i>III.3.4.1 Réponse de l'onduleur pour une variation de VC</i>	<i>160</i>
<i>III.3.4.2 Réponse pour une variation de la puissance d'entrée</i>	<i>161</i>
III.4 Conclusion	162
CHAPITRE IV : LE MICRO ONDULEUR AUTONOME MONOPHASE	163
IV.1 Introduction	163
IV.2 Modèle linéaire du micro onduleur monophasé autonome	165
IV.2.1 Modèle moyen du convertisseur considérant le condensateur à l'entrée	165
IV.2.2 Modèle linéaire de l'onduleur à pont complet	167
IV.2.3 Modèle de l'algorithme MPPT	168
IV.3 Simulation	169
IV.3.1 Paramètres de simulation	169
<i>IV.3.1.1. Etage de conversion</i>	<i>169</i>

IV.3.1.2.	<i>Caractéristiques du module PV</i>	170
IV.3.2	Comportement du micro onduleur à l'équilibre	172
IV.3.2.1.	<i>Réponse à une variation d'irradiance</i>	172
IV.3.2.2.	<i>Réponses à l'état d'équilibre sous une irradiance constante</i>	174
IV.3.2.3.	<i>Réponse à un changement de la caractéristique du module PV</i>	177
IV.3.3	Comportement du micro onduleur en régime transitoire	178
IV.3.4	Rendement de conversion du micro onduleur	179
IV.3.4.1	<i>Rendement du convertisseur</i>	179
IV.3.4.2	<i>Rendement de l'onduleur à pont complet</i>	181
IV.4	Implémentation matérielle des différents étages du micro-onduleur	182
IV.4.1	L'algorithme MPPT	182
IV.4.2	Le hacheur survolteur quadratique	183
IV.4.3	L'onduleur à pont complet	184
IV.5	Conclusion	186
CONCLUSION GENERALE		187
ANNEXES		189
ANNEXE 1 : Publications niveau national et international		189
REFERENCES		226
RESUME		1
ABSTRACT		1

Notations

1- Minuscules latines

$x(t)$	vecteur d'état
$u(t)$	vecteur d'entrée

2- Majuscules latines

C_b	capacité de charge de la batterie
D	rapport cyclique
E	erreur
G	conductance
I_{cc}	courant de court circuit
I_{opt}	courant optimal
P	puissance
V_{oc}	tension en circuit ouvert
V_{opt}	tension optimale
V_{pm}	tension de puissance maximale
W_T	énergie totale
W_P	Watt par pic

3- Minuscules grecques

η	rendement
ε	erreur

4- Majuscules grecques

Δ	variation
----------	-----------

5- Notations spéciales

$\hat{}$	Incrément de variable
---------------------	-----------------------

6- Abréviations

AC	Alternatif Current
AM	Air Mass
a-Si	silicium amorphe
CCCS	Current Controlled Current Source
CCM	Continuous Conduction Mode
CS	convertisseur statique
c-Si	silicium cristallin
D	Rapport Cyclique
DC	Direct Current
DC- DC	continu continu
DC-AC	continu alternatif
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DOD	Depth of Discharge
FF	Fill Factor (facteur de remplissage)
HOMO	Highest Occupied molecular orbital
I _{cc}	Courant de court-circuit
IncCond	Incrément de Conductance
I _{opt} et V _{opt}	Courant et Tension Optimaux au PPM
LUMO	Lowest unoccupied molecular orbital
mc-Si	silicium monocristallin
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
η	Rendement
OLED	Organic Light-Emitting Diode

P&O	Perturb and Observe
pc-Si	silicium poly-cristallin
PECVD	Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition
PPM	Point de Puissance Maximum
PSI	Power Source Inverter
PV	Photovoltaïque
PWM	Pulse Width Modulation
Qg	Gate Charge
R_{dson}	Résistance à l'état passant d'un interrupteur MOSFET
Si	Silicium
SMC	Sliding Mode Control
SM-ESC	Sliding-Mode Extremum Seeking Control
SOC	State of Charge
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
TCO	Transparent Conductive Oxide
V_{co}	Tension de Circuit Ouvert
ZnO	Oxyde de Zinc
ZnS	Sulfure de Cadmium et Zinc Sulfuré

Liste des figures

Figure 1. 1: Normes de mesures du spectre d'énergie lumineuse émis par le soleil, notion de la convention AM.....	7
Figure 1. 2: Spectres solaires relevés dans plusieurs conditions selon la convention AM (source NREL Solar Spectrum).....	8
Figure 1. 3: Schéma de principe de la conversion photoélectrique.....	9
Figure 1. 4 : Caractéristiques I-V d'une cellule photovoltaïque soumise à différents éclairagements	10
Figure 1. 5: Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque	12
Figure 1. 6: Caractéristique courant-tension d'une cellule en silicium polycristallin. Courbe réelle mesurée par le constructeur	12
Figure 1. 7: Courbe représentant le facteur de remplissage pour une cellule photovoltaïque	13
Figure 1. 8: Caractéristique d'une cellule PV pour différents éclairagements	14
Figure 1. 9: Caractéristique d'un module PV pour différentes températures.....	15
Figure 1. 10: Schéma de principe d'une cellule à base de silicium cristallin.....	16
Figure 1. 11: Schéma de principe d'une cellule à base de Silicium Amorphe et comparaison à une cellule en Silicium Cristallin.....	18
Figure 1. 12: Schéma d'un module a-Si en couche mince	19
Figure 1. 13: Schéma de principe d'une cellule à base de CIGS.....	20
Figure 1. 14: Principe de la cellule multi-jonctions	21
Figure 1. 15: Schéma de principe d'une cellule organique	22
Figure 1. 16: Caractéristiques résultantes d'un groupement de n- cellules en série.....	23
Figure 1. 17: Caractéristique résultant d'un groupement de n-cellules en parallèle.....	24
Figure 1. 18: Architecture d'un module photovoltaïque avec diodes de protection.....	25
Figure 1. 19: Caractéristique I-V avec effet d'ombrage d'une des 36 cellules qui composent le module PV	26
Figure 1. 20 : Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode by-pass.....	27
Figure 1. 21: Caractéristiques I-V (en rouge) et P-V (en bleu) d'un module PV, et	28

Figure 1. 22: Chaîne de conversion photovoltaïque avec hacheur contrôlé par une commande MPPT sur charge DC.....	29
Figure 1.23: Convertisseurs DC-DC : (a) Dévolteur (Buck) ; (b) Survolteur (Boost) ;.....	30
Figure 1. 24:Recherche du point de puissance maximal: a) suite à une variation d'ensoleillement; b) suite à une variation de charge ; c) suite à une variation de température	32
Figure 1. 25: Topologies d'implémentation des onduleurs solaires	34
Figure 1. 26: Facteur de rendement de chaîne de conversion photovoltaïque	37
Figure 1.27: Exemple d'allure du rendement d'un convertisseur en fonction de sa puissance	39
Figure 1. 28: Circuit d'un hacheur survolteur incluant les pertes de l'inductance.....	42
Figure 1.29: Evolution du rendement du hacheur survolteur en fonction du rapport cyclique	43
Figure 1. 30:Installation PV résidentielle avec un micro onduleur	44
Figure 1. 31: Diagramme de Ragone.....	46
Figure 1.32 : Système PV autonome avec stockage hybride	49
Figure 2. 1:Algorithme de la première commande MPPT	55
Figure 2. 2:Caractéristique P-V d'un module PV	56
Figure 2. 3:Algorithme de la méthode "Perturb & Observe"	57
Figure 2. 4:Relation entre P_{PV} et le rapport cyclique D du convertisseur statique pour la méthode "Hill climbing "	58
Figure 2. 5:Algorithme de la commande "Hill Climbing"	59
Figure 2. 6: Principe de fonctionnement de la commande "Hill Climbing"	60
Figure 2. 7:Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de $dPPVdVPV$ sur : a) la caractéristique de puissance et ; b) de la valeur de $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$ sur la caractéristique de courant ...	61
Figure 2. 8:Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode IncCond	62
Figure 2. 9: Fonctionnement d'une commande MPPT de type IncCond.....	63
Figure 2. 10: Structure de base de la commande floue.....	66
Figure 2. 11:Exemple de réseau de neurones.....	67
Figure 2. 12:Principe du mode de recherche de la commande MPPT extrême	72

Figure 2. 13:Algorithme de la commande MPPT extrême	73
Figure 2. 14: Principe du contrôle par mode glissant pour $n=2$ et $m=1$	76
Figure 2. 15:Approche asymptotique des courbes caractéristiques du module PV	77
Figure 2.16: Schéma bloc de l'algorithme MPPT à commande par mode de glissement	80
Figure 2. 17: Les fonctions de commutation idéales pour le MPPT à mode glissant	81
Figure 2. 18: Les fonctions de commutation du MPPT à mode glissant proposé	83
Figure 2. 19: Séquence (u,v) suivant l'échelle de temps	83
Figure 2. 20:Trajectoire non linéaire de la puissance vers le maximum et représentation graphique dans le temps des variables de l'algorithme MPPT dans un régime établi.	84
Figure 2. 21:Amplitude de la référence de puissance et la conductance au point de puissance maximale	89
Figure 2. 22:Comportement du point de puissance pour une augmentation de la valeur d'ensoleillement	90
Figure 2. 23:Comportement du point de puissance pour une baisse de l'ensoleillement	91
Figure 2. 24: Diagramme de bloc pour la simulation de l'algorithme MPPT ESC-SMC	93
Figure 2. 25: Courbes des courants, tensions et puissance de la commande MPPT	94
Figure 2. 26:Trajectoire de l'algorithme vers le PPM	95
Figure 2. 27: Les variables du MPPT	95
Figure 2. 28:Evolution de la puissance vers le PPM après le démarrage de l'algorithme	96
Figure 2. 29:Trajectoire vers le PPM après le démarrage de l'algorithme	96
Figure 2. 30: Réponses en tension, courant et puissance au démarrage de l'algorithme	97
Figure 2. 31:Réponses du système pour une variation d'irradiance	98
Figure 2. 32: Réponses pour un changement brusque de 9 W de la puissance maximale du module	99
Figure 2. 33: Réponses pour un changement brusque de 16 W de la puissance maximale du module	99
Figure 3. 1: Hacheur survolteur quadratique en cascade	103

Figure 3. 2: Circuit de l'onduleur à pont complet.....	105
Figure 3. 3: Circuits équivalents du convertisseur en mode de conduction continu : a) état passant ; b) état bloqué.....	111
Figure 3. 4: Circuits équivalents du convertisseur en mode de conduction discontinue: a) état DCL1 ; b) état DCL2 ; et c) état DCL12	112
Figure 3. 5: Forme d'onde du courant $IL1$ en mode DCL1	115
Figure 3. 6: Formes d'onde des courants $ID1$ et $IL2$ en mode DCL2.....	118
Figure 3. 7: Formes d'onde des courants $IL1$, $ID1$ et $IL2$ en mode DCL12.....	121
Figure 3. 8: Représentation graphique des différents régions de conduction en fonction du rapport cyclique D et de constantes $K1_{crt}$ et $K2_{crt}$: a) régions CCM et DCL1; b) région CCM et DCL2 ; c) régions CCM , DCL1 et DCL2 ; et d) régions CCM , DCL12	125
Figure 3. 9: Représentation graphique du contrôle par mode glissant	127
Figure 3. 10: Circuit équivalent du hacheur survolteur quadratique avec l'étage de contrôle en mode glissant utilisant une stabilisation indirecte par courant d'entrée	129
Figure 3. 11: Diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur avec le contrôle par mode glissant	132
Figure 3. 12: Diagramme de bloc du hacheur survolteur quadratique en montage girateur de puissance	133
Figure 3. 13: Diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur avec le contrôle par mode glissant	136
Figure 3. 14: Diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur avec le contrôle par mode glissant et la régulation de la tension pour une charge de courant constant	138
Figure 3. 15: Circuit équivalent du convertisseur avec la boucle externe de régulation de la tension	139
Figure 3. 16: Circuit équivalent du convertisseur en mode CCM avec les modèles non -idéal des composants : a) interrupteur à l'état passant et b) interrupteur à l'état bloqué	140
Figure 3. 17: Tension de sortie vs. rapport cyclique pour différentes tensions d'entrée et charges résistives.....	142
Figure 3. 18: Transition de commutations des courants de diodes et interrupteur considérant le temps de montée et de descente	144
Figure 3. 19: Courbes des stimulus $i_{ref}(t)$, $v_i(t)$ et $i_0(t)$	145

Figure 3. 20: Allure de la tension et des courants : a) V_{C2t} et b) i_{L1t} comparé à la référence $i_{ref}(t)$	146
Figure 3. 21: Réponse du convertisseur avec la régulation de la tension de sortie : a) tension de sortie V_{C2t} , ; b) courant de référence $i_{ref}(t)$ et courant d'entrée i_{L1t} , ; c) courant de l'inductance $L2$ $i_{L2}(t)$ et d) les perturbations G et V_i	146
Figure 3. 22: Structure de l'onduleur à pont complet en commande bipolaire (S1 et S4: ON et S2 et S3 : OFF)	148
Figure 3. 23: Structure de l'onduleur à pont complet en commande bipolaire (S1 et S4 ON et S2 et S3 OFF)	148
Figure 3. 24: Onduleur à pont complet en commande unipolaire durant l'alternance positif: a) S1 et S4 ON , b) S2 et S4 ON	149
Figure 3. 25: Onduleur à pont complet en commande unipolaire durant l'alternance négative....	150
Figure 3. 26: Courbe du courant de référence et la bande hystérésis	152
Figure 3. 27: Diagramme de bloc de l'onduleur avec la boucle de courant en mode de glissement	153
Figure 3. 28: Diagramme de bloc de l'onduleur avec les boucles de régulation de tension et courant	154
Figure 3. 29: Diagramme de bloc de l'onduleur en boucle fermé	155
Figure 3. 30: Représentation graphique des commutations dans les MOSFET	159
Figure 3. 31: Régulation de la tension pour une variation de V_c	161
Figure 3. 32: Réponse de l'onduleur pour une variation brusque de la puissance d'entrée	161
Figure 3. 33: Allure de i_L pour une puissance de 100 W	162
Figure 4. 1: Structure du micro onduleur indiquant les étapes de conversion d'énergie et les fonctions de contrôle	163
Figure 4. 2: Diagramme de bloc du modèle linéaire du micro onduleur monophasé autonome ..	169
Figure 4. 3: Paramètres du module PV	171
Figure 4. 4: Caractéristiques I-V et P-V du module PV : (a) irradiance de 600 W/m ² ; (b) irradiance de 200 W/m ²	172
Figure 4. 5: Réponse du micro onduleur à une diminution de l'irradiance de 600 W/m ² à 200 W/m ²	173

Figure 4. 6: Réponse du micro onduleur à une augmentation de l'irradiance de 200 W/m ² à 600 W/m ²	174
Figure 4. 7: Courant, tension et puissance à l'entrée du micro onduleur	175
Figure 4. 8: Tension de sortie et courant d'entrée au niveau convertisseur à l'équilibre	176
Figure 4. 9: Allure de la tension et de la puissance à la sortie du micro onduleur à l'équilibre....	176
Figure 4. 10: Réponses du micro onduleur à une variation de la puissance maximale du module PV	177
Figure 4. 11: Réponses du micro onduleur pendant la phase transitoire	178
Figure 4. 12: Algorithme pour l'étude du rendement de conversion du convertisseur.....	180
Figure 4. 13: Rendement du convertisseur	181
Figure 4. 14: Rendement de l'onduleur à pont complet	182
Figure 4. 15: Circuit électronique du MPPT.....	183
Figure 4. 16: Circuit de contrôle du hacheur survolteur quadratique.....	184
Figure 4. 17: Circuit de l'onduleur à pont complet.....	185

Liste des tableaux

Tableau I: Comparaison de rendement des cellules solaires	15
Tableau II: Caractéristiques techniques des différents systèmes de configuration de l'onduleur ...	35
Tableau III: Liste sommaire des micro onduleurs commercialisés.....	50
Tableau IV: Exemple d'une table de vérité pour une commande logique floue	66
Tableau V: Principales caractéristiques des différentes techniques MPPT	70
Tableau VI: Equations différentielles décrivant le comportement dynamique de P_{pref} et G	85
Tableau VII: Les équations différentielles de l'erreur	86
Tableau VIII: Equations différentielles régissant les modes de conduction du convertisseur	112
Tableau IX: Valeurs des paramètres de l'onduleur.....	157
Tableau X : Valeurs des paramètres du convertisseur et de l'onduleur à pont complet	170

INTRODUCTION GENERALE

Selon le rapport de la Banque Mondiale sur l'objectif de l'énergie durable qui a pour ambition de garantir une énergie durable pour tous d'ici 2030, la promesse ne pourra être tenue que si les pays accélèrent radicalement la cadence et qu'ils ont accès aux dernières technologies et à des investissements supplémentaires. Les progrès sont beaucoup trop lents en Afrique [0.1]. On a fait des progrès considérables pour réduire l'intensité énergétique primaire ; malheureusement, leur rythme ne représente que les deux-tiers de celui qu'il faut suivre pour atteindre l'objectif fixé.

Entre 2010 et 2030, la consommation finale d'énergie renouvelable a continué de croître à un rythme accéléré. La part des énergies renouvelables dans le bouquet énergétique mondial est passée de 17,8 % en 2010 à 18,1 %, mais cette croissance n'est pas à la hauteur de la hausse requise. La croissance annuelle de la consommation d'énergies renouvelables modernes (ce qui exclut les biocarburants solides utilisés à des fins traditionnelles) s'est située à 4 %. Le volume annuel de la consommation d'énergie renouvelable est passé à 2,9 exajoules. Presque la moitié de cette hausse de la capacité de production totale est attribuée aux technologies d'énergie renouvelable. La baisse du coût des technologies, en particulier celui des piles photovoltaïques, y a contribué.

Pour le cas de Madagascar, un Programme d'Electrification Rurale a été mise en place et supervisé par l'Agence de Développement de l'Electrification Rurale. A court et moyen terme, le Programme va développer des Projets à grande échelle pour atteindre un taux d'accès à l'électricité en milieu rural de 6% d'ici fin 2015 et 10% en 2020. Ce programme s'inscrit dans le cadre de la Politique Générale de l'Etat et de la politique sectorielle favorisant la «Transition énergétique». Les objectifs globaux visent à : promouvoir l'accès aux services de l'électricité de la population pour soutenir et appuyer les initiatives de développement rural et le bon fonctionnement des services sociaux de base ; promouvoir et soutenir le secteur privé pour développer des exploitations durables, sous le régime de Concession et/ou d'Autorisation, au service des populations exclues du réseau interconnecté et des grands centres, sous forme d'appui technique et de financement des investissements et de gestion de la clientèle particulière.

Ce processus de libéralisation des marchés électriques permet le développement d'une offre nouvelle pour la production d'électricité. Les installations photovoltaïques sont une bonne alternative et connaissent une progression rapide en raison de son potentiel significatif comme

source d'énergie renouvelable. Cependant cette technologie présente encore des inconvénients. Nous pouvons citer le rendement de la conversion photovoltaïque qui reste relativement faible. Ceci présuppose l'utilisation et la mise en œuvre de techniques permettant d'optimiser le rendement de cette technologie en tirant le maximum de la puissance pouvant être produite. L'évolution continue de l'électronique de puissance, plus particulièrement les dispositifs de conversion de la puissance, a permis de concevoir de nouveaux schémas plus sophistiqués et moins encombrants améliorant par la même occasion leur rendement. Cela a une influence directe sur le rendement et le coût global du système photovoltaïque dans son ensemble.

Néanmoins, de nombreux problèmes techniques ont pu être relevés sur les premiers systèmes électroniques liés notamment au transfert et à la conversion de cette énergie vers la charge, montrant ainsi le manque d'optimisation du traitement de cette énergie ayant des comportements aléatoires. Aujourd'hui, la plupart des systèmes de conversion de nature onduleur souffrent souvent de faibles rendements en site réel de production qui en font encore des systèmes trop chers présentant en plus des déficiences importantes en termes de fiabilité. Ces différents constats ont motivé différents travaux de recherches pour rendre viables des sources photovoltaïques. Dans ces domaines, de nombreux progrès effectués sur les matériaux et les cellules au cours de ces dernières années sont à noter, notamment en termes de réduction de coût. Pour pallier aux nombreuses réticences des futurs acquéreurs et répondre aux exigences sur les performances escomptées sur les systèmes de conversion associés, il est important de faire un effort également en termes de recherche pour résoudre les nombreux problèmes techniques liés à l'électronique de puissance.

Ce travail de recherche a pour objectif l'optimisation du rendement d'un système photovoltaïque par conversion orientée au niveau du module PV. En effet avec l'avancée de la technologie de l'électronique de puissance, il est aujourd'hui possible de réaliser une unité regroupant l'algorithme de commande optimale permettant d'extraire le maximum de puissance disponible à partir des modules photovoltaïques et les stratégies de contrôle pour la gestion de l'énergie transmise du panneau à la charge. Ce concept nous paraît une solution intéressante pour les nombreux défis présents dans les systèmes PV comme les coûts engendré par l'étage de conversion, limite d'évolutivité. Le coût de l'installation PV, y compris des modules PV et convertisseurs de puissance augmente avec le nombre de modules PV dans le système. Ensuite, l'investissement initial pour la réalisation d'un système PV est important et nécessite une période

d'amortissement longue. Compte tenu de la durée de vie réduite des convertisseurs, le système nécessite un remplacement avant l'amortissement de l'investissement initial.

Nous avons plus particulièrement choisi l'étude de micro onduleur monophasé autonome fonctionnant à faible puissance. Le convertisseur de puissance est intégré directement au niveau du module PV, constituant un dispositif unique qui fonctionne en permanence optimisant la puissance. Comme chaque module PV a son propre convertisseur, l'effet de l'occultation partielle est réduit. En outre, le dispositif d'alimentation qui en résulte peut être plus facilement assemblé et reproduit conduisant à un produit souple prêt à être utilisé.

Ce travail de thèse est organisé comme suit. Dans le premier chapitre, nous présentons l'état de l'art d'un système photovoltaïque, en décortiquant tous les éléments constitutifs du système, de la source à la charge. La compréhension des fondamentaux, nous permettra de comprendre les propriétés de conversion et aussi ses limites. Nous rappelons le principe de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique reposant sur l'effet photoélectrique. Par la suite, nous présentons les technologies des cellules photovoltaïques, généralement classé en trois générations dans la littérature. En premier lieu les cellules multi-jonctions à haut rendement, suivi des nouvelles générations de cellules solaires, qui utilisent de nouveaux matériaux de type organique et les cellules PV à couches minces (Thin-Film) obtenues par déposition de couches minces successives. Les caractéristiques des cellules PV et leur modélisation sont présentés afin de définir leurs modes de fonctionnement. Nous étudierons ensuite la réalisation d'un module. Nous développons par la suite l'étude de l'étage d'adaptation constitué par les convertisseurs statiques. Afin de bien situer le cadre des travaux de cette thèse sur l'amélioration de la conversion d'énergie photovoltaïque en termes de rendement, nous effectuons un bref aperçu sur les définitions des rendements et l'étude des pertes dans les convertisseurs statiques. Ce chapitre se termine par un aperçu d'un système PV autonome et les enjeux actuels des systèmes à micro onduleur toujours dans l'objectif de produire le maximum de puissance à la charge en exploitant les avancées de la technologie de l'électronique de puissance.

Le second chapitre est focalisé sur la technique de recherche du point de puissance maximal. Nous présentons en premier lieu les algorithmes MPPT (Maximum Power Point Tracking) actuellement utilisés et les moyens techniques mis en jeu pour la poursuite de cette puissance. Nous présentons par la suite la technique de contrôle en mode glissant pour atteindre le maximum. Ces techniques sont appelées: "Sliding-Mode Extremum Seeking Control (SM-ESC)". Cette technique présente plusieurs avantages : sa facilité d'implémentation, les performances qui

peuvent être validés théoriquement, la stabilité du système. Nous avons choisi d'adopter cette technique pour notre système et présentons à la fin de ce chapitre une étude détaillée de cette approche et sa modélisation en vue de son intégration dans l'étage de conversion.

Dans le troisième chapitre, nous nous focalisons sur la modélisation des deux étages de conversion. La modélisation de ces deux étages de conversion a pour principal objectif la conception d'un micro onduleur monophasé sans transformateur à deux étages de conversion. Nous appliquons pour les deux étages les techniques de contrôle par mode glissant du chapitre précédent. Pour la modélisation des convertisseurs nous appliquons l'approche par valeur moyenne. Nous avons principalement axés notre choix sur les topologies de convertisseurs sans transformateur, ce qui a pour effet de réduire au maximum la taille du circuit. Le premier étage qui effectue l'adaptation continu-continu (DC-DC) est constitué d'un hacheur survolteur quadratique. Cette topologie répond à la nécessité d'avoir une valeur élevée du gain afin d'augmenter la tension relativement faible issue des modules PV (de l'ordre de 18 V à 36 V) à un niveau de tension élevée autour de 400 V. Le deuxième étage de conversion est constitué par un onduleur à pont complet. L'onduleur fonctionne comme une source de puissance et contrôlé par mode glissant pour assurer le suivi du courant sinusoïdal de référence. Une surface de glissement de premier ordre est utilisée pour contrôler le courant de sortie de l'onduleur. Une boucle de contrôle externe permet la régulation de la tension et définit l'amplitude de la tension de sortie, tandis que la forme d'onde sinusoïdale est donnée par un modulateur de largeur d'impulsion sinusoïdale ou SPWM (Sinusoïdal Pulse Width Modulation). Une série de simulation est présentée à la fin de ce chapitre pour prouver les résultats des analyses théoriques.

Le chapitre quatre est consacré à la modélisation du micro onduleur monophasé sans transformateur à deux étages de conversion. La topologie proposée est composée du hacheur survolteur avec un gain d'élévation quadratique intégrant une commande MPPT et un onduleur à pont complet, lesquels sont connectés en cascade. Le dispositif est développé pour travailler à faible niveau de puissance, alimenté par une tension d'entrée basse et fonctionne dans une structure isolée. Les circuits d'implémentation matérielle des différents blocs du micro onduleur sont présentés. Une série de simulation a été effectuée à l'aide de l'outil PSIM 11.0 pour vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble.

CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LE SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

I.1 Introduction

Dans le contexte global d'amélioration de rendement d'un système photovoltaïque, nous allons commencer cette thèse par l'état de l'art d'un système photovoltaïque, en décortiquant tous les éléments constitutifs du système, de la source à la charge. La compréhension des fondamentaux, nous permettra de comprendre les propriétés de conversion et aussi ses limites. En premier lieu, nous rappelons brièvement le principe de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique reposant sur l'effet photoélectrique, c'est à dire sur la capacité des photons à créer des porteurs de charge (électrons et trous) dans un matériau. La technologie photovoltaïque la plus utilisée depuis la création des premières cellules correspond à la filière silicium de type cristallin qui représente actuellement 90 % de la production mondiale pour les applications terrestres. Ceci peut s'expliquer par le fait que l'industrie photovoltaïque profite régulièrement du développement de l'industrie des semiconducteurs qui est capable de fournir une matière première d'excellente qualité pour les panneaux solaires ainsi que des processus de fabrication totalement maîtrisés.

Nous survolerons les technologies des cellules photovoltaïques, généralement classé en trois générations dans la littérature. A commencer par les cellules multi-jonctions à haut rendement dont le développement a été motivé en priorité par les applications spatiales où les performances de la cellule priment sur les coûts de fabrication. Ensuite les nouvelles générations de cellules solaires, qui utilisent de nouveaux matériaux de type organique. Ces nouveaux composés, en particulier les polymères, pourraient révolutionner le marché du PV grâce à leur faible coût de fabrication et leur facilité d'utilisation (flexibilité, légèreté). La recherche dans ce domaine est extrêmement active depuis plusieurs années et les avancées sont rapides. Les cellules PV à couche mince qui constituent les cellules de seconde génération car elles font historiquement suite aux cellules en silicium cristallin. Leur principal atout vient de la faible quantité de matériaux nécessaire à la fabrication d'une cellule comparé aux cellules classiques de la première génération. Les cellules couche mince les plus développées utilisent comme matériau de base le silicium amorphe, le Sélénium de Cuivre Indium Gallium (CIGS), le Tellure de Cadmium (CdTe) et on trouve de plus en plus de cellules multi-jonction améliorant les performances de cette filière.

Les caractéristiques des cellules PV et leur modélisation sont présentés ici afin de définir leurs modes de fonctionnement. Nous étudierons ensuite leurs interconnexions et les éléments de sécurité à introduire lors de la réalisation d'un module ou d'un champ PV. La compréhension du fonctionnement d'un module PV nous permettra d'appréhender les impacts importants que provoque la variation d'ensoleillement, la température, l'ombrage sur la production d'énergie dans les modules PV.

Par la suite l'étude de l'étage d'adaptation constitué par les convertisseurs statiques est développée. Les structures DC-DC utilisées classiquement pour apporter l'alimentation en continu, mais aussi les structures DC-AC essentiellement utilisées pour l'alimentation en alternatif. Afin de bien situer le cadre des travaux de cette thèse sur l'amélioration de la conversion d'énergie photovoltaïque en termes de rendement, nous effectuons un bref aperçu sur les définitions des rendements et l'étude des pertes dans les convertisseurs statiques. Ce chapitre se termine par un aperçu d'un système PV autonome et les enjeux actuels des systèmes à micro onduleur toujours dans l'objectif de produire le maximum de puissance à la charge en exploitant les avancées de la technologie de l'électronique de puissance..

I.2 La conversion photovoltaïque

I.2.1 Effet photoélectrique

Le rayonnement solaire est constitué de photons dont la longueur d'onde s'étend de l'ultraviolet (0.2 μm) à l'infrarouge lointain (2.5 μm). On utilise la notion AM (Air Mass) afin de caractériser le spectre solaire en termes d'énergie émise [1.1]. L'énergie totale transportée par le rayonnement solaire sur une distance soleil-terre est de l'ordre de 1350 W/m² (AM0) dans l'espace hors atmosphère terrestre (Fig. 1.1). Lorsque le rayonnement solaire traverse l'atmosphère, il subit une atténuation et une modification de son spectre, à la suite de phénomènes d'absorption et de diffusion dans les gaz, l'eau et les poussières. Ainsi, la couche d'ozone absorbe une partie du spectre lumineux provenant du soleil, et en particulier une partie des ultraviolets dangereux pour la santé. Le rayonnement solaire direct reçu au niveau du sol (à 90° d'inclinaison) atteint 1000 W/m² du fait de l'absorption dans l'atmosphère (AM1). Cette valeur change en fonction de l'inclinaison des rayons lumineux par rapport au sol. Plus l'angle de pénétration θ est faible, plus l'épaisseur atmosphérique que les rayons auront à traverser sera grande, d'où une perte d'énergie conséquente. Par exemple, l'énergie directe transportée par le rayonnement solaire atteignant le sol avec un angle de 48° avoisine les 833 W/m² (AM1.5).

Pour connaître le rayonnement global reçu au sol, il faut ajouter à ce dernier le rayonnement diffus. Le rayonnement diffus concerne tout le rayonnement dont la trajectoire entre le soleil et le point d'observation n'est pas géométriquement rectiligne et qui est dispersé ou réfléchi par l'atmosphère ou bien le sol. En considérant ceci, on obtient une référence du spectre global notée AM1.5 avec une puissance de 1000 W/m² correspondant à nos latitudes (Fig. 1.2).

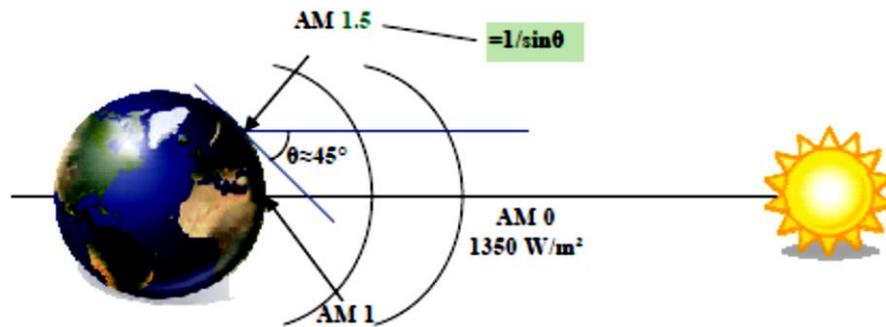


Figure 1. 1: Normes de mesures du spectre d'énergie lumineuse émis par le soleil, notion de la convention AM

L'effet photoélectrique a été découvert par Becquerel en 1839 [1.2]. Il a trouvé que certains matériaux pouvaient produire une petite quantité de courant électrique sous l'effet de la lumière. Par la suite, Albert Einstein a découvert, en travaillant sur l'effet photoélectrique, que la lumière n'avait pas qu'un caractère ondulatoire, mais que son énergie était portée par des particules, les photons. L'énergie d'un photon est donnée par la relation :

$$E = \frac{hc}{\lambda} \quad (1.1)$$

où h est la constante de Planck, c la vitesse de la lumière et λ sa longueur d'onde.

Ainsi, plus la longueur d'onde est courte, plus l'énergie du photon est grande. Cette découverte valut à Albert Einstein le prix Nobel en 1905.

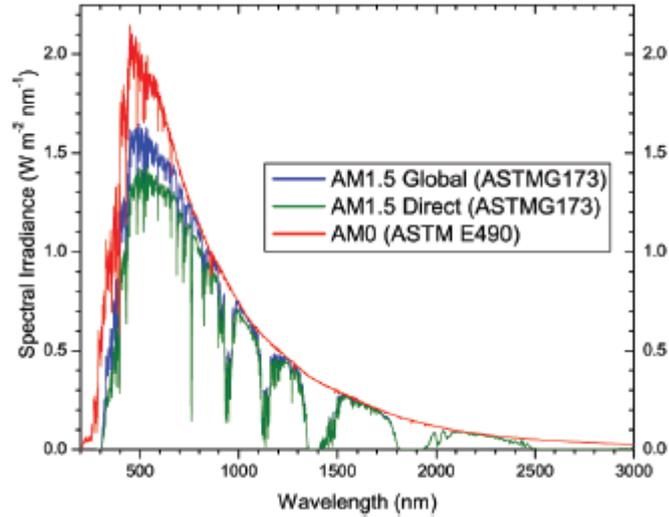


Figure 1. 2: Spectres solaires relevés dans plusieurs conditions selon la convention AM (source NREL Solar Spectrum)

La conversion photovoltaïque aujourd'hui largement utilisée peut être simplement définie comme la transformation de l'énergie des photons en énergie électrique grâce au processus d'absorption de la lumière par la matière. Lorsqu'un photon est absorbé par le matériau, il éjecte un électron d'un niveau d'énergie inférieur vers un niveau d'énergie plus élevé, créant ainsi une paire électron-trou, de même énergie électrique. Généralement, la paire électron-trou revient à l'équilibre en transformant son énergie électrique en énergie thermique. De même, toute l'énergie des photons n'arrivant pas à se transformer en électricité est absorbée par le matériau sous forme thermique. Le matériau constituant les capteurs PV a alors sa température interne qui augmente proportionnellement à l'énergie solaire reçue. Le taux de conversion photon-électron est faible car un certain nombre de conditions doivent être réunies pour que ce phénomène se produise. L'effet thermique est donc majoritaire sur la plupart des capteurs détériorant d'autant plus les performances de ces derniers [1.3].

Même si le phénomène électrique est secondaire devant le phénomène thermique, récupérer tout ou partie de l'énergie électrique est le premier objectif des capteurs photovoltaïques sous forme de cellules ou de générateurs. Cela est possible grâce par exemple à des cellules solaires réalisées en associant un matériau semiconducteur dopé N3 à un autre semiconducteur dopé P4 (Fig. 1.3). L'énergie produite par l'absorption d'un photon dans un matériau se traduit du point de vue électrique par la création d'une paire électron-trou. Cette réaction entraîne une différence de répartition des charges créant ainsi une différence de potentiel électrique, c'est

l'effet photovoltaïque. Le fait d'avoir associé deux types de matériaux pour créer une jonction permet de pouvoir récupérer les charges avant que ces dernières ne se soient recombinées dans le matériau qui redevient alors neutre. La présence de la jonction PN permet ainsi de maintenir une circulation de courant jusqu'à ses bornes. Le nombre de photons par unité de longueur d'onde est une donnée à connaître pour les applications photovoltaïques pour estimer l'énergie totale disponible. La longueur d'onde correspondant au maximum de photons est de l'ordre de 650 - 670 nm.

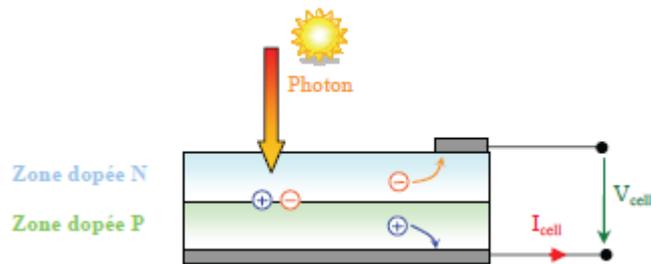


Figure 1. 3: Schéma de principe de la conversion photoélectrique

1.2.2 La cellule photovoltaïque

La plupart des cellules photovoltaïques utilisent des semiconducteurs pour récolter les paires électron-trou créées par la collision des photons dans le matériau. Cependant, selon le matériau utilisé, le nombre de photons utiles (qui peuvent être absorbés) diffère. En effet, chaque matériau possède son propre gap énergétique (bande d'énergie interdite). Tout photon possédant une énergie inférieure à ce gap et arrivant à la surface du matériau n'aura pas assez d'énergie pour arracher un électron au matériau même s'il entre en collision avec un. Le courant produit par un capteur photovoltaïque est donc beaucoup plus faible que la quantité de photons arrivant sur le matériau car plusieurs conditions doivent être réunies pour que réellement l'énergie d'un photon se traduise en courant (compatibilité du matériau avec les longueurs d'ondes du spectre solaire, énergie des photons à leur arrivée sur le matériau, probabilité de rencontre d'un photon avec un électron, incidence du rayonnement, épaisseur du matériau,...). De plus, un autre compromis doit être fait par le concepteur de capteurs PV. Si le gap du matériau est grand, peu de photons auront assez d'énergie pour créer du courant mais aux bornes de la cellule, la tension en circuit ouvert sera grande et facilitera d'autant plus l'exploitation de l'énergie électrique. A l'inverse, un matériau avec un faible gap absorbe plus de photons mais présente une tension plus faible à ses

bornes. Ce compromis a été quantifié par Shockley et Quessier [1.4]. Ainsi par exemple, avec un seul matériau, le rendement de conversion maximal théorique est de 31 % pour un gap énergétique d'environ 1.4 eV. Par comparaison le gap du silicium, qui est aujourd'hui le matériau le plus utilisé pour constituer des cellules dans les capteurs PV terrestres, n'est pas très loin de cet optimum avec 1.12 eV.

Ainsi, le maximum théorique pour une simple jonction Si est d'environ 29 %. La différence de potentiel présente aux bornes d'une jonction PN soumise à un éclairage est également mesurable entre les bornes de la cellule PV. Typiquement, la tension maximale d'une cellule (PN) est d'environ 0.5 à 0.8 V. Elle peut être directement mesurée à ses bornes sans charge (circuit ouvert). Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{oc}). Lorsque les bornes d'une cellule sont court-circuitées, on peut mesurer le courant maximal produit par la cellule PV et on le nomme communément courant de court-circuit I_{sc} (short circuit). Ces valeurs peuvent changer fortement en fonction du matériau utilisé, de la température et de l'ensoleillement. La figure 1.4 représente les caractéristiques typiques mesurables $I_{cell} = f(V_{cell})$ d'une jonction PN soumise à un flux lumineux constant et dans l'obscurité [1.5].

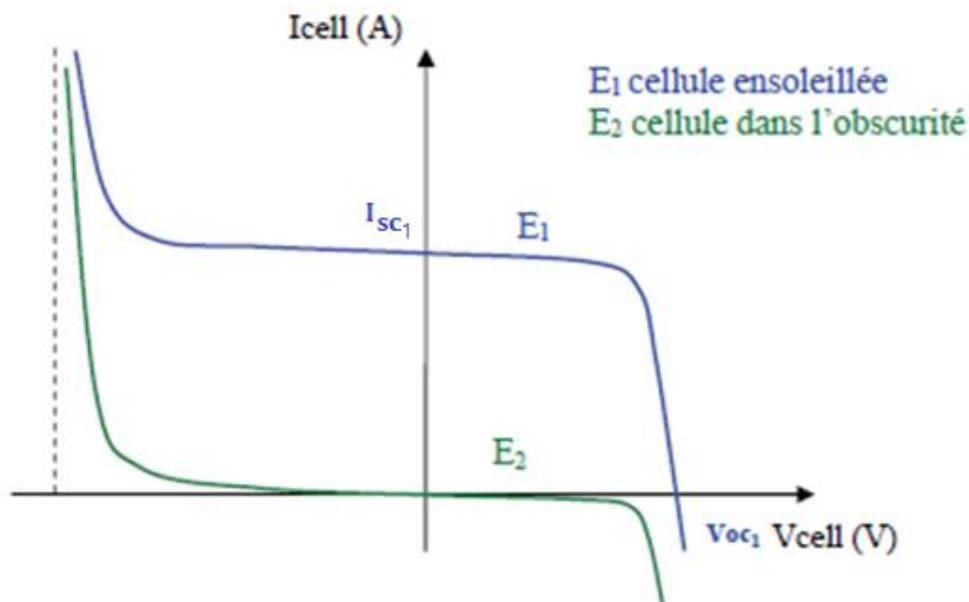


Figure 1. 4 : Caractéristiques I-V d'une cellule photovoltaïque soumise à différents éclairagements

I.2.2.1 Rendement de conversion des cellules photovoltaïques

Le rendement de conversion pour des cellules photovoltaïques correspond à la capacité de la cellule à transformer l'énergie des photons qu'elle absorbe. Ces mesures sont aujourd'hui normalisées. Les cellules solaires sont donc testées par les constructeurs sous un spectre lumineux artificiel correspondant à un spectre solaire typique AM1.5 (soit à l'irradiance totale reçue sur le sol terrestre à une altitude de 0° avec un angle de 48°) sous une température fixe de 25 °C. Pour simplifier, cette convention a permis de normaliser les rendements donnés dans les notices des capteurs. La puissance moyenne totale reçue lors des tests par les cellules assemblées en module PV est de 1000 W/m² sous 25 °C.

I.2.2.2 Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque

Lorsqu'une jonction PN réalisée à partir de matériaux sensibles à la lumière est éclairée, elle présente la particularité de pouvoir fonctionner en générateur d'énergie. Ce comportement en statique peut être décrit par l'équation électrique définissant le comportement d'une diode classique. Ainsi, le régime électrique statique d'une cellule photovoltaïque constituée d'une jonction PN en silicium peut être décrit par l'Eq. (1.2).

$$I_{cell} = I_{sc} - I_{sat} \exp \left[\left(\frac{V_{cell} + (I_{cell} R_{serie})}{\eta V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{cell} + I_{cell} R_{serie}}{R_{shunt}} \quad (1.2)$$

Où $V_T = \frac{kT}{e}$ représente le potentiel thermodynamique,

I_{sat} : le courant de saturation de la jonction,

k : la constante de Boltzman (1.381 10⁻²³ J/K),

T : la température de la cellule en Kelvin,

e : la charge d'un électron,

n : le facteur de non idéalité de la jonction,

I_{cell} , le courant fourni par la cellule,

V_{cell} la tension aux bornes de la cellule,

I_{sc} , le courant produit par la cellule lorsqu'elle est mise en court-circuit,

R_{shunt} , la résistance modélisant les courants de fuites de la jonction, et

R_{serie} , la résistance série caractérisant les diverses résistances de contacts et de connexions.

La figure 1.5 représente avec des composants électriques, le comportement électrique équivalent déduit de l'Eq. (1.2).

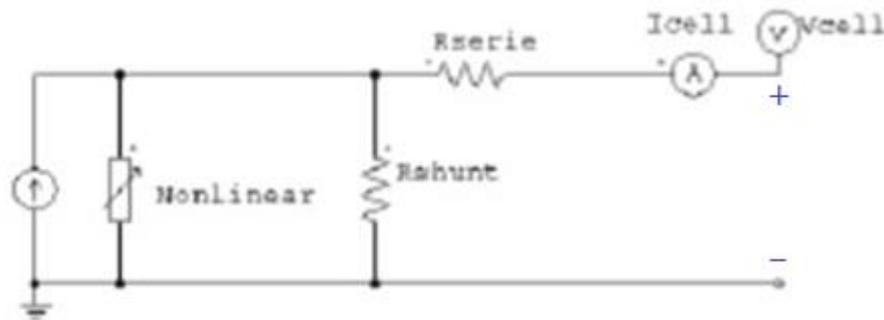


Figure 1. 5:Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque

I.2.2.3 Caractéristique courant-tension d'une cellule PV

La courbe présentée par la Fig. 1.6 représente la caractéristique courant-tension normalisée notée $I-V$ d'une cellule solaire en silicium polycristallin ayant un rendement de 19.8 %. La densité de courant délivrée par la cellule, ici notée J , est exprimée en Ampère par unité de surface (A/cm^2). La tension présente aux bornes de la cellule est exprimée en Volt et ne dépend pas de la surface de la cellule. Le courant de court-circuit de la cellule est de 38.1 mA/cm^2 (noté dans les notices constructeurs I_{sc} (Short-Circuit Current) et la tension de circuit ouvert V_{oc} (Open Circuit Voltage) s'élève à 654 mV .

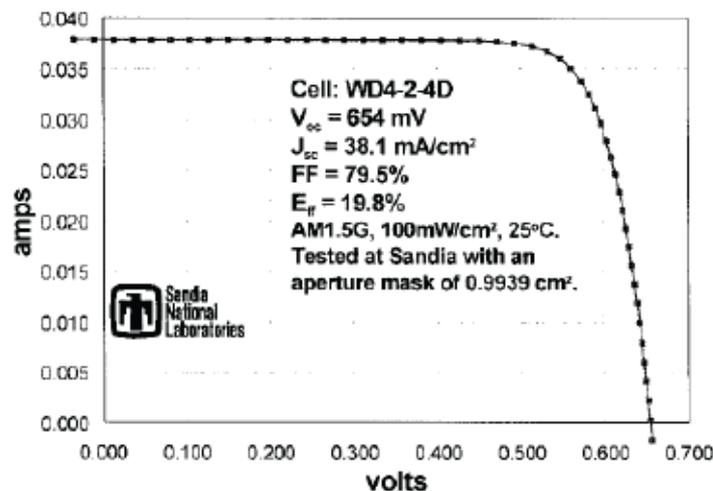


Figure 1. 6: Caractéristique courant-tension d'une cellule en silicium polycristallin. Courbe réelle mesurée par le constructeur

I.2.2.4 Facteur de remplissage

Le facteur de remplissage ou FF (*Fill Factor*) est un paramètre important utilisé à partir de la caractéristique I-V pour qualifier la qualité d'une cellule PV (Fig.1.7). Ce coefficient représente le rapport entre la puissance maximale que peut délivrer la cellule notée P_{max} et la puissance formée par le rectangle $I_{sc} * V_{oc}$. Plus la valeur de ce facteur sera grande, plus la puissance exploitable le sera également. Les meilleures cellules auront donc fait l'objet de compromis technologiques pour atteindre le plus possible les caractéristiques idéales.

$$FF = \frac{P_{max}}{I_{sc} * V_{oc}} \quad (1.3)$$

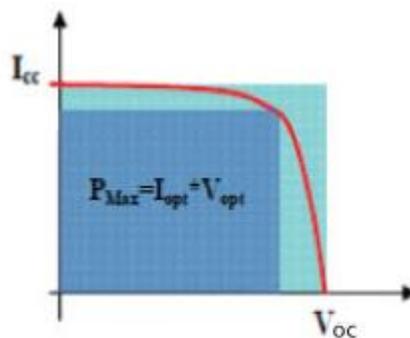


Figure 1. 7: Courbe représentant le facteur de remplissage pour une cellule photovoltaïque

I.2.2.5 Influence de la température et de l'éclairement

La caractéristique d'une cellule PV est directement dépendante de l'éclairement et de la température. La figure 1.8 donne l'allure générale des caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque pour différents éclairements.

Nous remarquons que, à température donnée, ici 25 °C :

- le courant de court-circuit I_{sc} varie proportionnellement à l'éclairement E ,
- la tension à vide V_{oc} varie peu avec l'éclairement. Elle peut être considérée comme une constante pour une installation donnée.

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

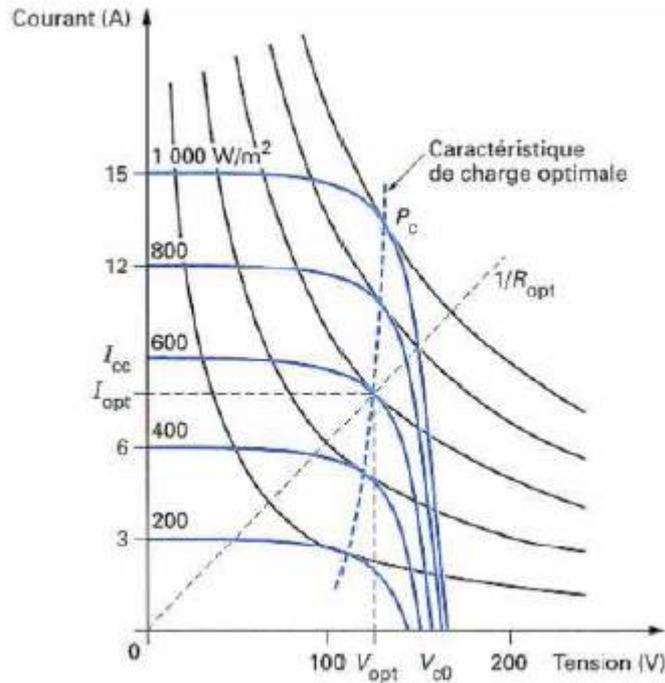


Figure 1. 8: Caractéristique d'une cellule PV pour différents éclaircements

La température a également une influence sur la caractéristique d'un générateur PV. La variation des caractéristiques d'un générateur PV de 160 W en fonction de la température à un éclairciment donné est présentée à la Fig. 1.9. L'éclairciment est ici fixé à 1000 W/m².

Nous remarquons qu'à éclairciment donné :

- la tension en circuit ouvert V_{oc} décroît avec la température. Plus la température est élevée plus V_{oc} est faible,
- le courant de court-circuit I_{sc} augmente avec la température. Cette hausse est nettement moins importante que la baisse de tension. L'influence de la température sur I_{sc} peut être négligée dans la majorité des cas.

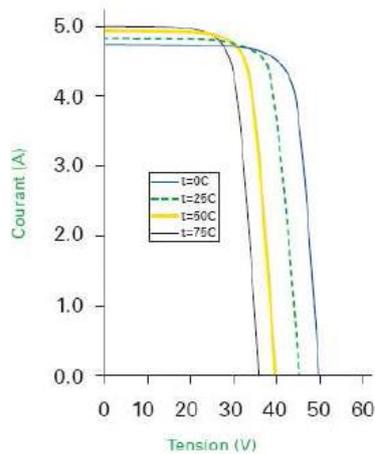


Figure 1. 9: Caractéristique d'un module PV pour différentes températures

1.2.3 Les différentes technologies des cellules PV

Plusieurs technologies sont actuellement développées pour la réalisation de cellules photovoltaïques. Les degrés de maturité, de performance et de durée de vie sont très différents d'une technologie à l'autre. Chaque filière possède ses avantages et ses inconvénients: rendement, coût de production, disponibilité des matières premières, difficultés d'industrialisation, courte durée de vie des cellules. La filière à base de silicium monocristallin domine actuellement le marché avec plus de 90% des ventes. Le tableau I compare le rendement des différentes technologies des cellules solaires commercialisées [1.6]. L'amélioration des rendements focalise particulièrement l'intérêt des recherches sur le photovoltaïque.

Tableau I: Comparaison de rendement des cellules solaires

Génération	Type de cellule	Rendement Module Commercial	Module prototype maximum	Record en Laboratoire
Première	Silicium mono cristallin	12 à 20%	22,70%	24,70%
	Silicium polycristallin	11 à 15%	16,20%	20,30%
Deuxième	Silicium cristallin (couche mince)	7%	9,40%	-
	Silicium amorphe (couche mince)	5 à 9%	10,40%	13,40%
	CdTe (Tellurure de Cadmium)	6 à 9%	-	16,70%
	CIS (Cuivre-Indium-Sélénium), CIGS	9 à 11%	13,50%	19,30%
	Cellules multijonction (technologie spatiale)	26 à 29,5%	25 à 30%	41%
Troisième	Cellules organiques	-	-	5%

Ces technologies coexistent sur le marché dans des proportions équivalentes depuis de nombreuses années malgré des prix et des rendements très différents.

Nous allons présenter dans ce qui suit le processus de fabrication des cellules selon la technologie.

I.2.3.1 Le silicium cristallin

Les cellules à partir de plaquettes de silicium cristallisé (c-Si) se divisent en deux catégories distinctes, celles à partir de silicium monocristallin (mc-Si) et celles à partir de silicium polycristallin (pc-Si). Le silicium monocristallin est plus cher que le silicium polycristallin mais permet d'obtenir un rendement plus élevé, avec près de 24,7 % contre 20,30 % de rendement record sur petite cellule en laboratoire.

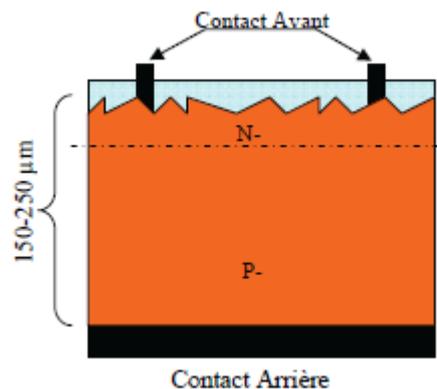


Figure 1. 10: Schéma de principe d'une cellule à base de silicium cristallin

Les modules en silicium cristallin sont fabriqués industriellement. La première étape consiste à fabriquer des lingots à base de silicium pur pour les différents processus de fusion et de cristallisation du silicium. Le matériau supérieur est le silicium monocristallin, typiquement produit par la méthode de Czochralski, consistant à introduire un germe préformé monocristallin dans le lingot de silicium [1.7]. Le silicium se solidifie sur ce germe et garde la même organisation cristalline que celui-ci. Le matériau inférieur est le silicium poly-cristallin, produit en lingots par le biais de différents procédés de fusion et de solidification du silicium. Sa cristallisation est assurée par un contrôle de la température de solidification. Après la solidification, les lingots sont découpés en fine couche d'environ 300 μm d'épaisseur grâce à un fil de diamant abrasif de 150 μm de diamètre [1.8]. Les wafers ont une taille de 125 x 125 mm pour une épaisseur de 330 μm . En plus d'obtenir des wafers plus fins, l'objectif est de réduire les pertes liées au sciage afin d'économiser le silicium. Les industriels du photovoltaïque développent des wafers de nouvelle génération de 210 x 210 mm² et plus large encore, tout en réduisant leur épaisseur pour arriver à

un objectif de 100 μm [1.9]. L'augmentation de la taille de ces cellules implique donc une augmentation de la puissance produite et donc du courant. Les cellules les plus performantes peuvent déjà fournir des courants de plus de 10 A sous une tension de 0.6 V.

Les wafers sont ensuite traités pour être dopés par diffusion dans le matériau même afin de constituer des jonctions PN. L'ajout d'une couche antireflet et la réalisation des contacts électriques en face arrière et en face avant termine le processus de fabrication des cellules. Les cellules photovoltaïques ainsi finies sont assemblées en série et/ou en parallèle, puis encapsulées pour devenir un module solaire photovoltaïque pouvant fonctionner pendant plus de 20 ans. En fonction de l'agencement des cellules dans le module, on obtient la puissance désirée pour une tension de sortie optimale correspondant au point de puissance maximum de l'ensemble (12 V, 24 V, 48 V). La grande majorité des panneaux solaires actuels peuvent délivrer une puissance de 50 à 200 Wp.

I.2.3.2 Les cellules à couches minces

Les cellules à couches minces (Thin-film) constituent les cellules de seconde génération car elles font historiquement suite aux cellules en silicium cristallin relativement épaisses. L'intérêt de la technologie couche mince vient de la faible quantité de matériaux nécessaire à la fabrication d'une cellule comparativement aux cellules classiques. Contrairement aux cellules en silicium cristallin de première génération, on ne dépose que la quantité de matériau photosensible efficace pour absorber l'essentiel du rayonnement solaire (quelques microns d'épaisseurs suffisent). Par ailleurs, on utilise des méthodes de fabrication moins coûteuses des cellules qui permettent une intégration totale.

Les trois technologies émergentes sont :

- i. le silicium amorphe et microcristallin noté TFSi (Thin-Film Silicon) ;
- ii. l'alliage Cu(In,Ga)Se (Cuivre-Indium/Gallium-Sélénium) CIGS, et
- iii. le semiconducteur polycristallin CdTe (Tellurure de Cadmium).

Le Silicium amorphe et microcristallin TFSi

Le silicium amorphe (a-Si) peut être directement déposé sur un substrat de verre à basse température par un procédé de dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma ou PECVD (Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition) [1.10]. On dépose d'abord, sur le verre, une couche d'oxyde transparente conductrice ou TCO (Transparent Conductive Oxide) d'une épaisseur de $0,5 \mu\text{m}$. Cette étape est suivie par les étapes de dépôt suivantes : une couche de a-Si de type N, puis une couche a-Si semi-isolante ($1 \mu\text{m}$) et enfin une couche de a-Si dopée P. Une dernière couche métallique arrière à base d'argent assure la connectique (Fig. 1.11).

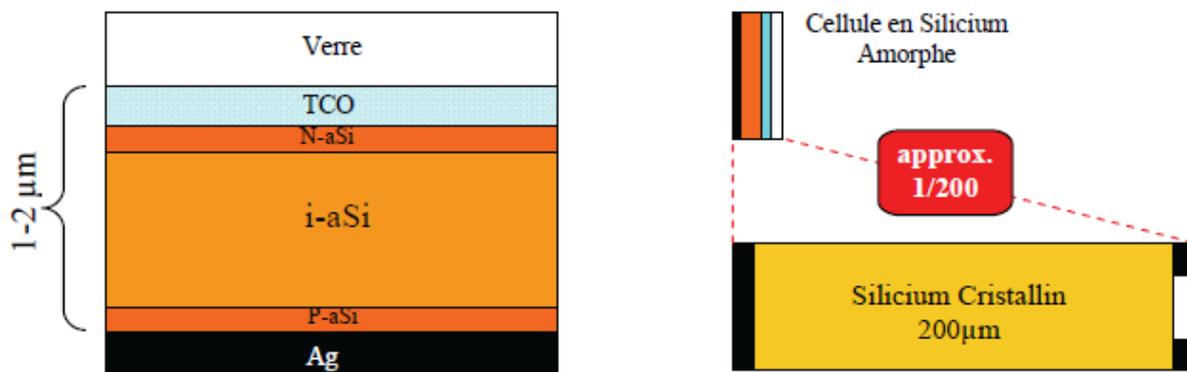


Figure 1. 11: Schéma de principe d'une cellule à base de Silicium Amorphe et comparaison à une cellule en Silicium Cristallin

Le processus de fabrication de ces cellules permet d'abaisser significativement les coûts de productions. En effet, le cycle de production ne nécessite que très peu d'énergie et le processus peut générer de grandes surfaces unitaires, de l'ordre du mètre carré, en un seul tenant. Pour fabriquer un module, il suffit d'ajouter au processus une déposition de matériau conducteur entre les cellules servant d'interconnexion entre elles (Fig. 1.12). Ainsi, grâce à cette souplesse de fabrication, il est possible de fabriquer simplement des panneaux de n'importe quelle puissance et tension en fonction de la demande et de l'application.

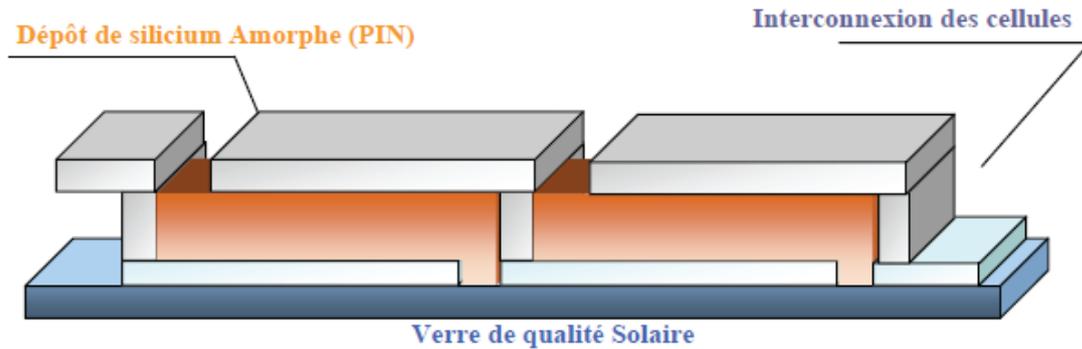


Figure 1. 12: Schéma d'un module a-Si en couche mince

Malgré des rendements de conversion faibles de l'ordre de 13,40 % (limités par le taux de recombinaisons très élevé), cette filière tend à se développer car le prix est dérisoire par rapport au coût actuel des cellules en Si de première génération. Le silicium amorphe, possédant un fort coefficient d'absorption, n'a besoin que d'une très faible épaisseur de silicium, de l'ordre du micron, réduisant par conséquent, considérablement, les coûts de matière première et le risque de pénurie liée au manque de silicium. De plus, le silicium amorphe reste relativement stable et peut produire de l'énergie même sous ensoleillement diffus et sous faible éclairage (et artificiel). Néanmoins, les modules en silicium amorphe ont une durée de vie plus courte par rapport aux modules en silicium cristallin (>10 ans contre >20 ans). En effet, leur taux de dégradation est presque trois fois supérieur à celui des panneaux en silicium cristallin et en particulier pendant les premiers six mois de fonctionnement [1.11].

Les cellules CGIS

Les cellules CGIS, alliage cuivre-indium/gallium-sélénium, sont constituées par empilement d'une couche métallique de molybdène de $0.5 \mu\text{m}$ d'épaisseur est déposée sur du verre pour réaliser le contact arrière. Puis on vient déposer une couche CIGS de type P, d'environ $1.5 \mu\text{m}$. Puis une couche de CdS (sulfure de cadmium) ou de ZnS (zinc sulfuré) d'environ 50 nm , et enfin une couche de ZnO (oxyde de zinc) de type N, de $1 \mu\text{m}$, servant de contact avant conducteur et transparent. Finalement, la cellule est encapsulée par un verre [1.12]. Le schéma de principe est présenté par la Fig. 1.13.

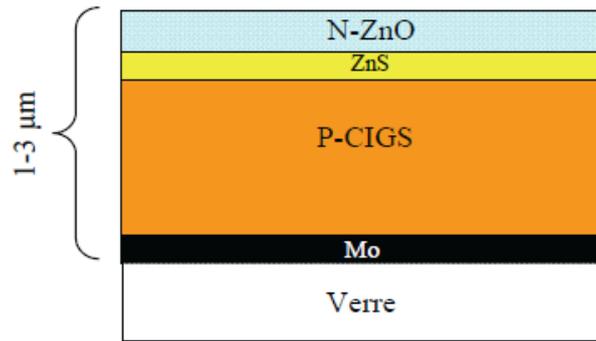


Figure 1. 13: Schéma de principe d'une cellule à base de CIGS

La technologie CIGS exhibe actuellement le meilleur rendement de production pour une cellule et pour des modules par rapport à toutes les technologies couches minces inorganiques avec des cellules pouvant atteindre 19,30 % en laboratoire et des modules commerciaux de 12 %. Cependant, il reste un grand nombre de points à améliorer afin de réduire le prix de ces cellules. Le principal challenge de la technologie CIGS couche mince est la réduction du prix des matériaux. Diverses pistes existent pour essayer de remplacer les matériaux chers comme l'indium et le gallium, par de l'aluminium.

Les cellules CdTe

Dans le cas du CdTe, une couche de CdS de type N est déposée sur du verre, puis une couche de CdTe de type P, d'environ 2 µm, et enfin une couche conductrice de carbone servant de deuxième contact. La simplicité chimique du matériau à base de tellure de cadmium (CdTe) et sa stabilité en font un matériau attractif. Ses propriétés thermo-physiques et ses caractéristiques chimiques permettent de fabriquer des cellules, simplement et à faible coût. Le rendement des cellules en CdTe dépend fortement de la manière dont les couches actives sont déposées (température de dépôt, vitesse et nature du substrat). Comparé aux autres technologies couche mince, le CdTe est plus facile à déposer et donc plus approprié à la production de module PV de surface importante.

D'un point de vue rendement énergétique, la filière CdTe, présente des rendements de cellules record de 16.5 % en laboratoire et des modules commerciaux à près de 10.7 %.

I.2.3.3 Les Cellules Multi-jonctions

La plupart des cellules photovoltaïques inorganiques sont constituées d'une simple jonction PN. Dans cette jonction, seuls les photons dont l'énergie est égale ou supérieure à la bande interdite du matériau, notée E_g [eV] sont capables de créer des paires électron-trou. En d'autres termes, la réponse photovoltaïque d'une cellule simple jonction est limitée. Seule la proportion du spectre solaire dont l'énergie des photons est supérieure au gap d'absorption du matériau est utile, l'énergie des photons plus faible n'est donc pas utilisable. D'autre part, même si l'énergie des photons est suffisante, la probabilité de rencontrer un électron est faible. Ainsi, la plupart des photons traversent le matériau sans avoir à transférer leur énergie. Une première solution pour limiter les pertes est connue de longue date du point de vue technologique : il suffit d'utiliser des systèmes à plusieurs niveaux, en empilant des jonctions possédant des gaps décroissants. Le principe est présenté à la Fig. 1.14. Ainsi il est possible d'exploiter le spectre solaire dans sa quasi-totalité avec des rendements de conversion très importants.

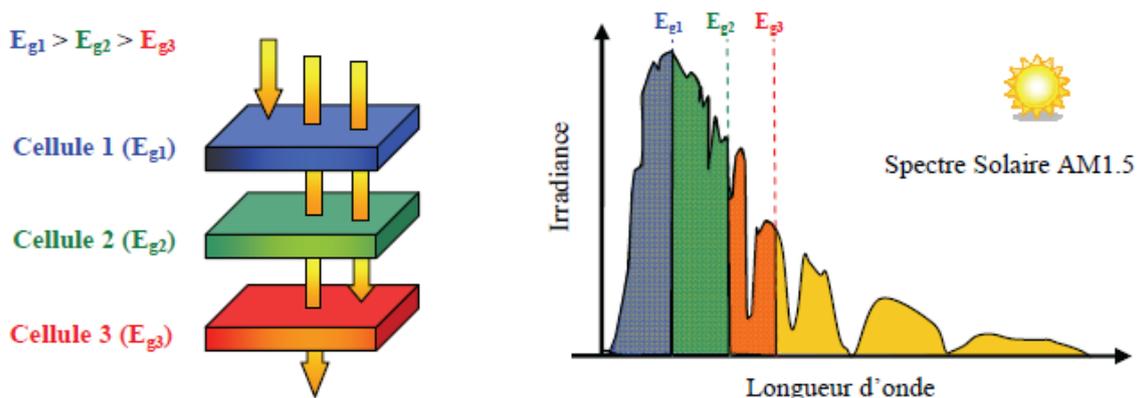


Figure 1. 14: Principe de la cellule multi-jonctions

Des cellules PV multi-jonctions à base d'association de matériaux semiconducteurs III-V (GaAs, AlGaAs, InGaAs, etc) ont ainsi été mises au point depuis les années 60 présentant des rendements très élevés supérieurs parfois à 40 %. Elles ne sont pas connues du grand public à cause de leur coût de fabrication, de loin les plus élevés actuellement (fabrication sous vide très poussé, croissance très lente, problème de casses et de défauts aux interfaces). Le développement des cellules à haut rendement a été motivé en priorité par les applications spatiales. Certaines recherches se concentrent sur l'amélioration des technologies de fabrication pour en baisser le coût et les adapter aux besoins terrestres. Ils se heurtent principalement aux problèmes d'interfaces

et de passage de petits volumes de fabrication à des grandes quantités. Aujourd'hui, les véhicules de courses terrestres ou bateaux les utilisent pour assurer leur autonomie. Mais cela reste des cellules beaucoup trop chères pour des applications domestiques.

I.2.3.4 Les cellules organiques

On utilise de plus en plus de matériaux organiques dans le domaine de l'optoélectronique, avec des perspectives d'électronique organique voire moléculaire, pour l'éclairage à l'aide de diodes électroluminescentes organiques ou OLED (Organic Light Emitting Diode). Ils possèdent des niveaux d'énergies susceptibles d'absorber les photons en créant des paires électron-trou utilisables grâce à des transitions entre les niveaux HOMO (Highest Occupied Molecular Orbital) et des niveaux LUMO (Lowest Unoccupied Molecular Orbital). Contrairement au cas des matériaux inorganiques, où les recombinaisons des paires électron-trou sont converties en chaleur, les recombinaisons dans le cas des matériaux organiques se traduisent par l'émission des photons (fluorescence, luminescence). La séparation des charges reste encore aujourd'hui un des points bloquants pour être effectuée efficacement. Si elles peuvent être séparées et transportées vers un circuit extérieur grâce à deux phases adjacentes, on obtient alors des cellules photovoltaïques d'un nouveau type (Fig. 1.15).

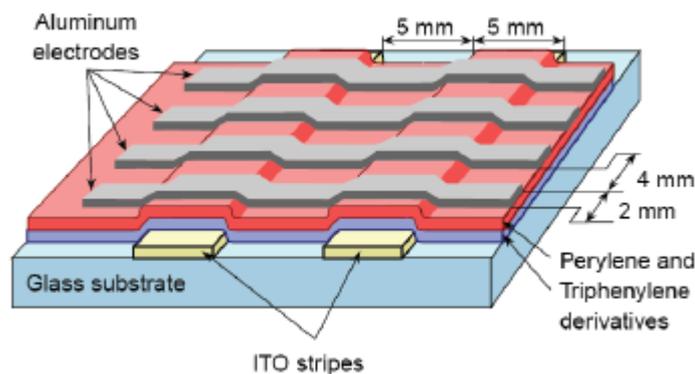


Figure 1. 15:Schéma de principe d'une cellule organique

Le rendement de ces cellules solaires organiques est encore inférieur à 3 % à cause justement de la nature du mélange et des problèmes de recombinaisons des porteurs de charges. L'oxydation de la cellule est encore un autre problème auquel il faut se pencher en recherche pour trouver des solutions viables à long terme.

1.2.4 Le module photovoltaïque

Dans cette thèse nous allons exploiter l'énergie électrique produite par le module photovoltaïque pour toute la chaîne de conversion. Il est alors important d'expliquer en détail ici la structure d'un module photovoltaïque. Dans des conditions d'ensoleillement standard (1000 W/m²; 25 °C ; AM1.5), la puissance maximale délivrée par une cellule silicium de 150 cm² est d'environ 2.3 Wp sous une tension de 0.5 V. Une cellule photovoltaïque élémentaire génère une énergie électrique de faible puissance insuffisante pour la plupart des applications domestiques ou industrielles. Le module photovoltaïque est réalisé par association, en série et/ou en parallèle, d'un grand nombre de cellules élémentaires.

1.2.4.1 Association en série de n- cellules élémentaires

Une association de n-cellules en série permet d'augmenter la tension du module PV. Les cellules sont alors traversées par le même courant et la caractéristique résultant du groupement série est obtenue par addition des tensions élémentaires de chaque cellule suivant la Fig. 1.16. L'équation (1.4) résume les caractéristiques électriques d'une association série de n_s cellules.

$$V_{CO_{n_s}} = n_s V_{CO} \quad \text{avec} \quad I_{SC} = I_{SC_{n_s}} \quad (1.4)$$

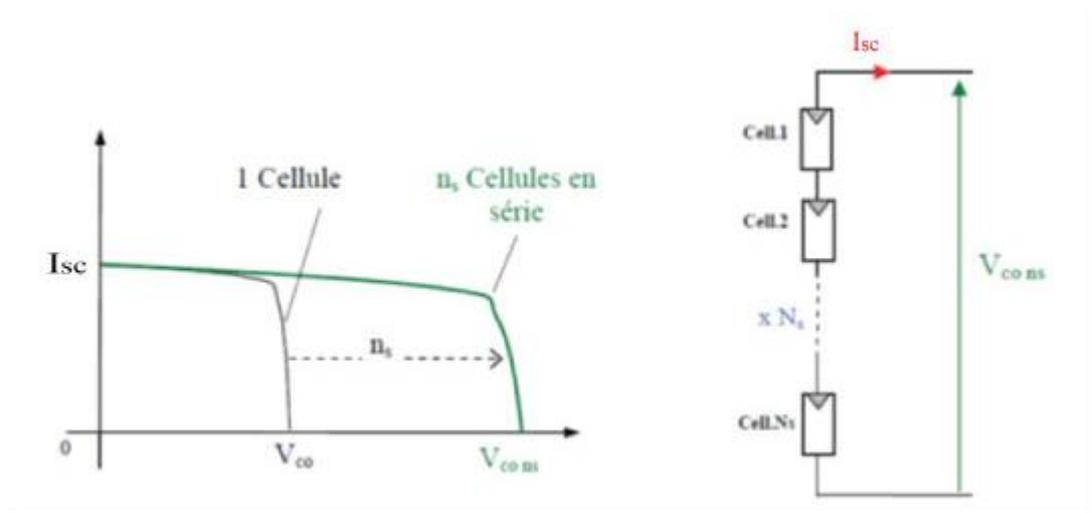


Figure 1. 16: Caractéristiques résultantes d'un groupement de n- cellules en série

Ce système d'association est le plus utilisé pour les modules photovoltaïques du commerce. L'association série permet d'augmenter la tension de l'ensemble et donc d'accroître la puissance de l'ensemble. Les panneaux commerciaux constitués de cellules de première génération sont habituellement réalisés en associant 36 cellules en série ($V_{cons} = 0.6 \text{ V} \cdot 36 = 21.6 \text{ V}$) afin d'obtenir une tension optimale du panneau V_{opt} proche de celle d'une tension de batterie de 12 V.

I.2.4.2 Association en parallèle de n-cellules élémentaires

Une association parallèle de n- cellules permet d'accroître le courant de sortie du module photovoltaïque. Dans un groupement de cellules identiques connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultant du groupement est obtenue par addition des courants (Fig. 1.17). L'équation (1.5) résume à son tour les caractéristiques électriques d'une association parallèle de n_p cellules.

$$I_{sc_{np}} = n_p I_{sc} \quad \text{avec } V_{oc_{np}} = V_{oc} \quad (1.5)$$

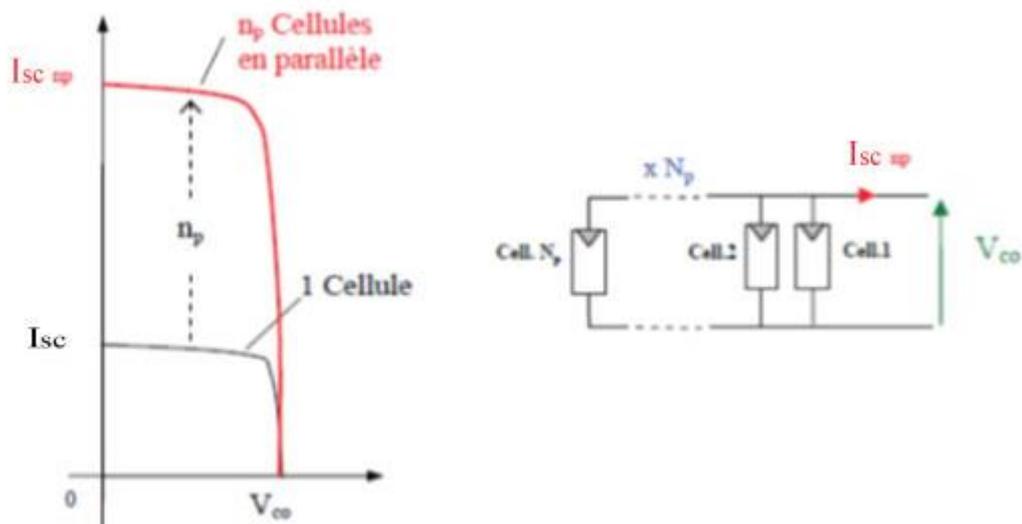


Figure 1. 17: Caractéristique résultant d'un groupement de n-cellules en parallèle

I.2.4.3 Conception du module photovoltaïque

Un module photovoltaïque est obtenu par association d'un réseau de $a_{np} * b_{ns}$ cellules en série/parallèle (Fig. 1.18). La conception d'un module PV repose depuis l'origine pour des besoins réservée aux applications de sites isolés. La tension de fonctionnement de ces installations était imposée par la tension des batteries utilisées pour stocker l'énergie. Ces systèmes fonctionnant avec des batteries au plomb, leurs tensions étaient de 12 V, 24 V ou 48 V. Cette raison historique explique que la quasi-totalité des modules existants aujourd'hui ont encore une tension de sortie de 12 V ou 24 V.

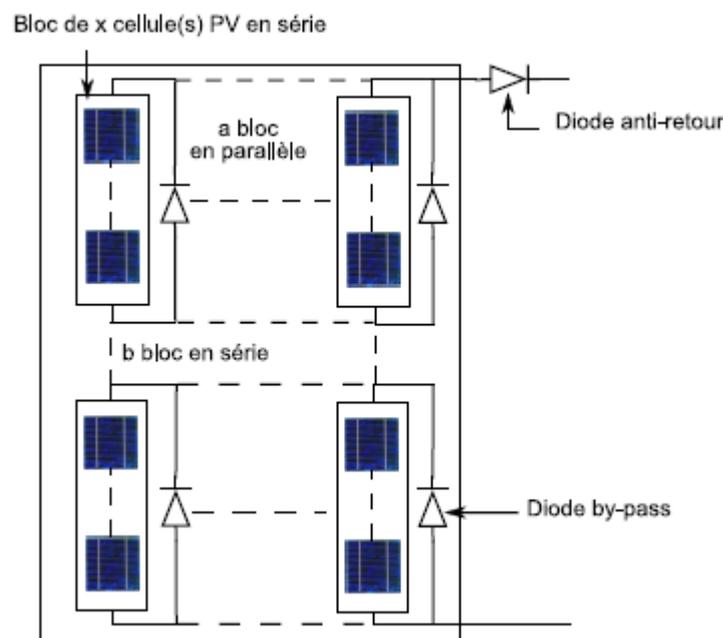


Figure 1. 18:Architecture d'un module photovoltaïque avec diodes de protection

La caractéristique globale d'un module PV peut varier en fonction de l'éclairement, la température, du vieillissement des cellules et les effets d'ombrage ou d'inhomogénéité de l'éclairement. De plus une dégradation d'une des cellules mises en série peut provoquer une forte diminution du courant solaire produit par le module photovoltaïque. Lorsque le courant débité est supérieur au courant produit par la cellule faiblement éclairée, la tension de celle-ci devient négative et devient un élément récepteur. Celle-ci se trouve dans une situation où une quantité trop importante de puissance électrique est dissipée, ce qui pourrait aboutir à sa destruction si le défaut persiste trop longtemps [1.13][1.14].

La diode by-pass

On associe aux modules PV des diodes by-pass pour protéger les cellules qui deviennent passives. Des mesures réalisées sur un module photovoltaïque commercial de 85 Wc sur lequel on suit de plus près le comportement d'une des 36 cellules à différents niveaux d'ombrage sont présentées à la Fig. 1.19.

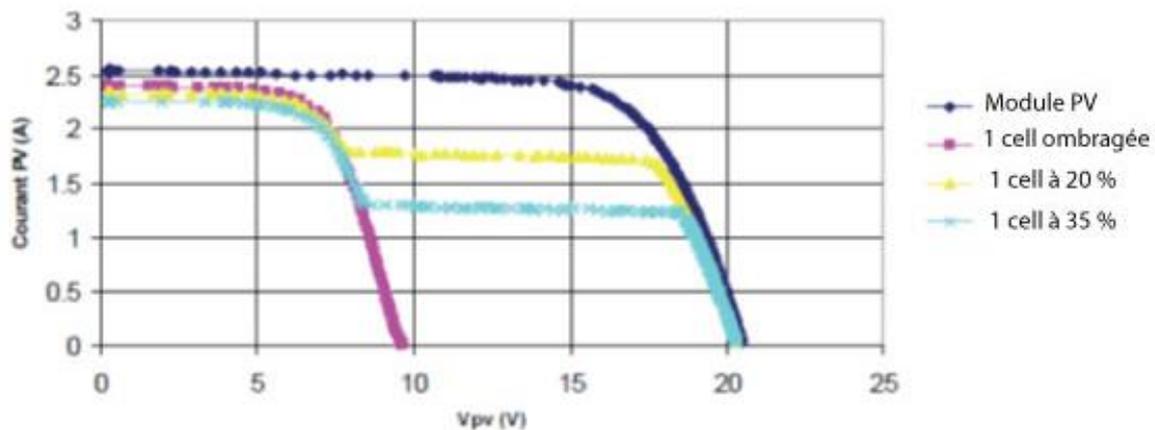


Figure 1. 19: Caractéristique I-V avec effet d'ombrage d'une des 36 cellules qui composent le module PV

On observe bien la déformation de la courbe $I-V$ liée à un effet d'ombrage partiel du module PV. La diode by-pass lorsqu'elle se met à fonctionner, court-circuite alors une partie du panneau (Fig. 1.20) évitant ainsi la circulation de courants inverses au sein des cellules défectueuses. Par contre, cette solution efficace réduit d'autant la puissance délivrée ainsi que la tension aux bornes du panneau PV. La dégradation d'une seule cellule condamne donc le groupe de cellules associé à la cellule défectueuse et protégée par la diode by-pass qui l'empêche ainsi de pas participer à la production d'énergie. Ce phénomène de perte partielle de puissance est à comparer à la perte totale d'un module entier en cas de problème sur une cellule avec un module fonctionnant sans protection [1.15][1.16].

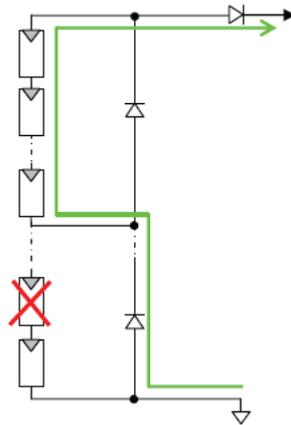


Figure 1. 20 : Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode by-pass

La diode anti-retour

Une autre protection consiste à protéger le module photovoltaïque contre les courants négatifs qui pourraient être générés lors de différentes connexions en parallèle de plusieurs modules, lorsque le module devient récepteur plutôt que générateur. Ainsi, une diode anti-retour est mise en série avec chaque branche. Le risque est que des chaînes de cellules fortement éclairées débitent dans des chaînes soumises à moins d'éclairement. La présence de cette diode anti-retour permet d'éviter tous les courants négatifs y compris provenant de la charge, comme une batterie par exemple fonctionnant tout le temps et pouvant débiter sur le module PV la nuit.

I.2.4.4 Fonctionnement du module à puissance maximale

Nous avons vu qu'une cellule ou un groupement de cellules présente une caractéristique $I-V$ non linéaire, courbe en rouge de la Fig.1.21. La caractéristique $P-V$ peut être également tracée, courbe en bleue de la Fig.1.21. Cette caractéristique met en évidence un point de puissance maximale. Si la droite tracée en noire représente la caractéristique d'une charge résistive, lors d'une connexion du générateur PV à cette charge résistive, c'est l'intersection des caractéristiques $I-V$ du module PV et de la charge qui définira le point de fonctionnement.

Si la connexion entre le module PV et la charge se fait directement, alors le point de fonctionnement du module PV ne pourra pas être piloté. C'est la charge, en fonction de son impédance qui déterminera le point de fonctionnement et le générateur PV ne pourra pas fonctionner à son point de puissance maximale ou MPP (Maximum Power Point).

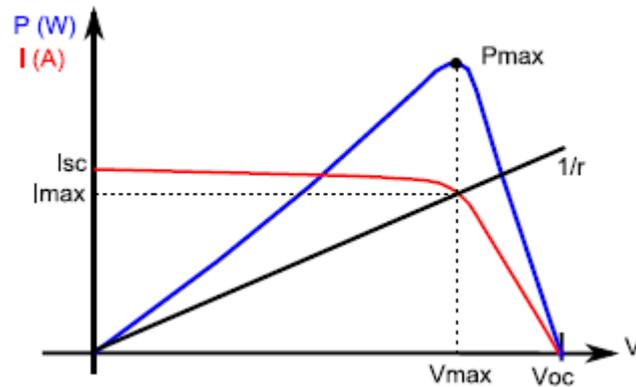


Figure 1. 21: Caractéristiques I - V (en rouge) et P - V (en bleu) d'un module PV, et le point de puissance maximale

Dans les systèmes photovoltaïques, la livraison de la totalité de la puissance disponible au niveau du module PV est l'objectif principal. La présence de convertisseur (DC-DC ou/et DC-AC) permet la mise en place d'algorithmes de recherche de point de puissance maximum ou MPPT (Maximum Power Point Tracking). Ces algorithmes vont modifier l'impédance équivalente du convertisseur pour s'assurer que le générateur PV fonctionne à sa puissance maximale.

Nous allons présenter dans la section suivante l'état de l'art des convertisseurs DC-DC et DC-AC dans un système photovoltaïque. La recherche du point de puissance maximal sera largement étudiée dans le chapitre 2.

I.3 Les convertisseurs statiques

L'électronique de puissance est au cœur du système photovoltaïque et a des impacts importants la qualité de l'énergie produite. Les convertisseurs statiques font partie de la chaîne de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique basée sur l'effet photovoltaïque. Quelle que soit son architecture, cette chaîne de conversion peut se décomposer en plusieurs sous-systèmes délimités selon leurs fonctionnalités. Le système photovoltaïque peut être raccordé à un réseau de distribution d'électricité ou fonctionner en site isolé. Ce travail est axé sur les systèmes autonomes ou en site isolé.

Les caractéristiques non-linéaires du module photovoltaïque et sa sensibilité aux conditions extérieures, comme l'éclairement et la température, induisent des pertes énergétiques.

L'utilisation d'un étage de conversion afin d'optimiser la production d'énergie à tout moment est nécessaire. Le travail effectué dans le cadre de cette thèse a été consacré à l'étude d'une chaîne de conversion continu – alternatif (DC-AC). Pour une meilleure compréhension du travail présenté, nous rappelons ainsi divers principes de fonctionnement des étages de conversion ainsi que des éléments électroniques qui les composent.

1.3.1. Connexion du panneau à la charge via un étage de conversion DC-DC

La figure 1.22 présente le schéma de principe d'un module photovoltaïque doté d'un étage de conversion DC-DC entre le panneau et la charge de sortie. Cette structure correspond à un système autonome. Il permet le plus souvent d'alimenter une batterie servant de stockage d'énergie ou une charge qui ne supporte pas les fluctuations de tension. Cet étage d'adaptation dispose d'une commande MPPT qui lui permet de rechercher le MPP que peut fournir un panneau solaire photovoltaïque. L'algorithme de recherche MPPT peut être plus ou moins complexe en fonction du type d'implantation choisi et des performances recherchées. Les algorithmes performants doivent jouer sur la variation du rapport cyclique du convertisseur de puissance associé.

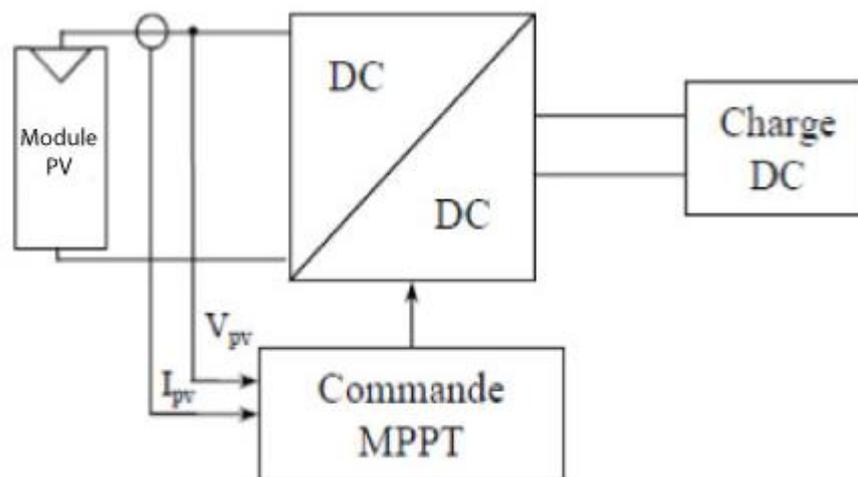


Figure 1. 22: Chaîne de conversion photovoltaïque avec hacheur contrôlé par une commande MPPT sur charge DC

I.3.1.1. Le hacheur

La structure du hacheur est choisie en fonction de la charge à alimenter. Elle peut être survolteur, dévolteur ou dévolteur/survolteur. Le hacheur ou hacheur a pour rôle la régulation de la tension d'entrée pour un transfert de puissance maximale vers la charge, en maintenant le point de fonctionnement très proche du point de puissance maximale pour n'importe quelles conditions de fonctionnement : variation de température, irradiance, caractéristique de charge. La tension de référence est imposée par un algorithme de commande.

La figure 1.23 présente les trois structures de base les plus utilisés des convertisseurs DC-DC.

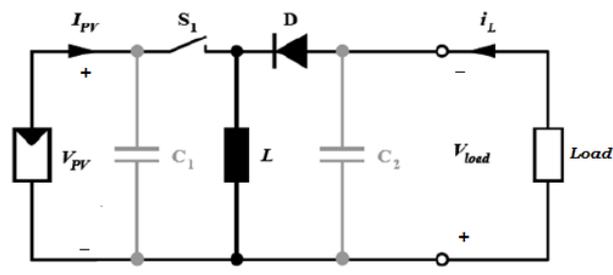
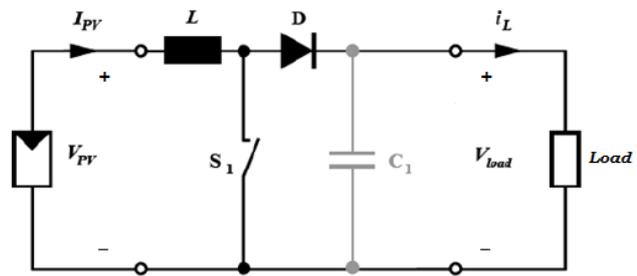
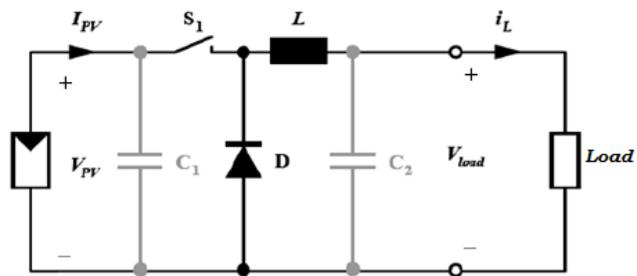


Figure 1.23: Convertisseurs DC-DC : (a) Dévolteur (Buck) ; (b) Survolteur (Boost) ; (c) Dévolteur/Survolteur (Buck/Boost)

Un convertisseur Buck, ou hacheur dévolteur, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge, lorsque le point de fonctionnement en couplage direct est à gauche du MPP.

Un hacheur survolteur, ou hacheur survolteur, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur. Ce type de convertisseur peut être utilisé comme adaptateur source-charge, lorsque le point de fonctionnement en couplage direct est à droite du MPP. Nous nous intéressons plus particulièrement à cette structure.

Un convertisseur Buck-Boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse.

Dans les trois cas cités en haut, l'adaptation entre la source et la charge est réalisée en choisissant des valeurs adéquates du rapport cyclique. L'interrupteur utilisé est un dispositif à semiconducteur en commutation. Généralement, un MOSFET est utilisé pour son faible temps de commutation afin de minimiser les pertes de puissance. Généralement, pour les convertisseurs DC-DC, l'interrupteur est commandé par un signal PWM (Pulse Width Modulation). Un signal PWM est un signal rectangulaire de fréquence fixe, mais dont le rapport cyclique D est variable. La valeur du rapport cyclique permet de contrôler la quantité d'énergie transmise.

I.3.1.2. La recherche du point de puissance maximale

Le suivi du point de puissance maximale (PPM) est réalisé au moyen d'une commande MPPT qui agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique pour rechercher et atteindre le PPM du module PV, qu'elles que soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment.

La figure 1.24 illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal PPM_1 vers un nouveau point $P1$ de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum.

- Cas a : pour une variation d'ensoleillement, il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum PPM_2 .

- Cas b : pour une variation de charge, on peut également constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande.
- Cas c : pour une variation de température de fonctionnement du module PV, les contraintes sont différentes des deux cas précédent.

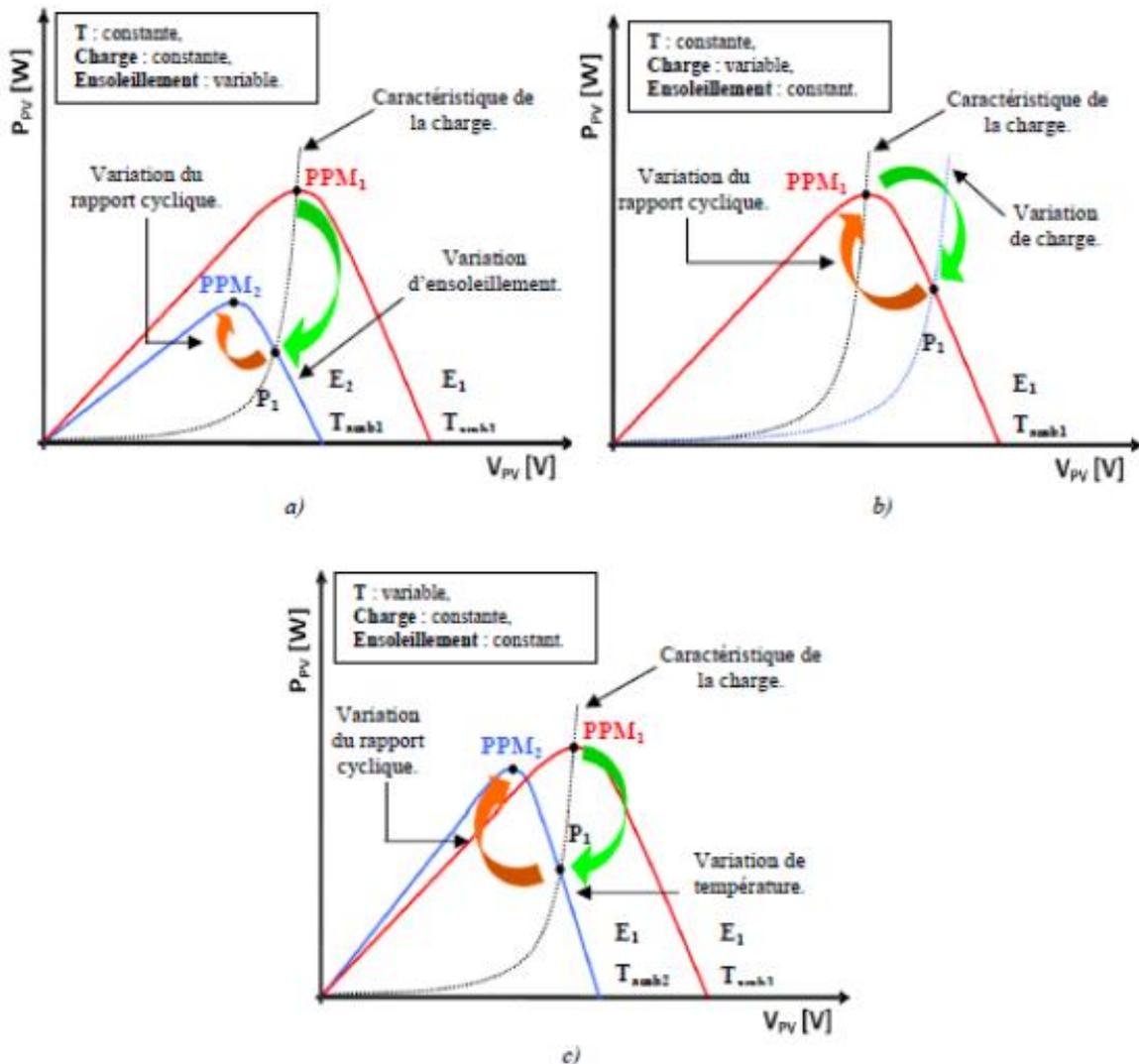


Figure 1. 24: Recherche du point de puissance maximal: a) suite à une variation d'ensoleillement; b) suite à une variation de charge ; c) suite à une variation de température

Il existe plusieurs techniques de recherche du PPM. On a élaboré un algorithme extrême numérique proche des commandes de type Perturb & Observe. Cette commande impose une oscillation permanente autour du PPM. En effet, cette oscillation est nécessaire pour connaître les

variations de la puissance de sortie du module et ainsi pouvoir réajuster le rapport cyclique du convertisseur électrique en un temps minimal. On constate un fonctionnement dynamique en régime transitoire optimal entraînant une rapidité de recouvrement de nouveaux PPM rarement existante dans les autres types de MPPT (de l'ordre de la milliseconde). Le Chapitre 2 de ce travail est consacré entièrement à cet effet.

1.3.2. Connexion du panneau à la charge via un étage de conversion DC-AC

La conversion du courant continu issue des modules photovoltaïques en courant alternatif est assurée par l'onduleur. Grâce à l'avancement des technologies en électronique de puissance il est aujourd'hui fréquent d'avoir des onduleurs qui intègre déjà la technique MPPT avant la conversion, ce qui permet de s'assurer que les panneaux fonctionnent à leur point de puissance maximale. Les onduleurs sont souvent classés selon son mode opératoire, mais elles peuvent être classées aussi selon la topologie d'implémentation dans le système photovoltaïque. Ainsi on peut les classer en quatre catégories [1.6] :

- Onduleur centralisé, autour de kW à 100 MW
- Micro onduleur ou onduleur module, typiquement évalué autour de 50 à 500 W
- Onduleur de chaîne, typiquement évalué autour de 500 W à quelques kW. Une chaîne est un ensemble de modules photovoltaïque connectés en série.
- Onduleur multi chaîne, typiquement évalué autour de 1 kW à 10 kW

La figure 1.25 présente les différentes topologies d'implémentation des onduleurs dans un système photovoltaïque.

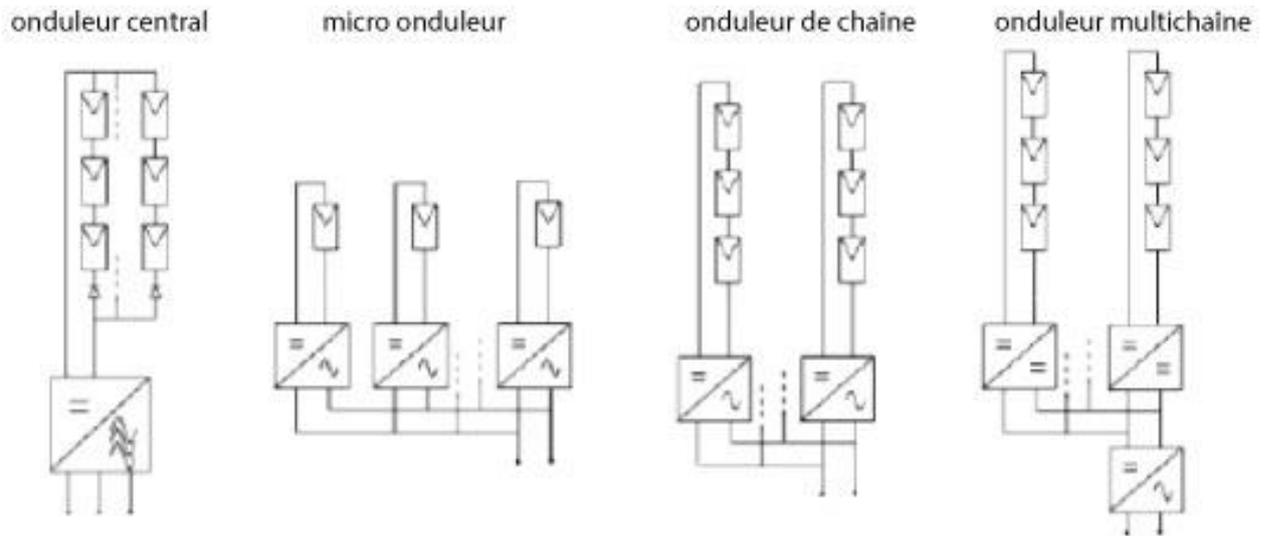


Figure 1. 25: Topologies d'implémentation des onduleurs solaires

a. Onduleur central

Il s'agit d'une implémentation simple avec un seul onduleur central répondant à tous les modules PV du système. Alors que cette topologie onduleur augmente la facilité de conception et de mise en œuvre, il souffre de plusieurs inconvénients. Pour les grands systèmes, de grandes quantités d'alimentation de courant continu seront transférées sur un long câble pour atteindre l'onduleur central. Cela augmente les coûts de câblage et diminue également la sécurité. Une implémentation de MPPT à l'intérieur de l'onduleur central répondra seulement à l'ensemble du système. Pour différents modules, les chaînes sont incompatibles, par exemple, à cause de l'ombrage partiel, la production globale du système est considérablement réduite. Aussi, le système est habituellement conçu pour une puissance fixe. Il y a peu de place pour l'extensibilité du système si plus de chaînes et de modules doivent être ajoutés.

b. Micro onduleur

Chaque module possède un convertisseur dédié intégrant un MPPT. Cette topologie est ainsi plus résistante aux effets d'ombrage partiel par rapport à la topologie de l'onduleur central. Les micro onduleurs offrent une flexibilité élevée car l'extension de la taille du système sous cette topologie est beaucoup plus simple. En outre, les coûts de câblage du courant continu sont considérablement réduits.

c. Onduleur de chaîne

Le concept vise à établir un équilibre entre les topologies d'onduleur module et d'onduleur central. La topologie d'onduleur de chaîne est plus résistante comparé à l'onduleur central. Chaque chaîne fonctionne indépendamment à son PPM, garantissant un rendement énergétique supérieur. Les onduleurs string sont plus petits que les onduleurs centraux. Toutefois son implémentation est plus complexe que l'onduleur de module. Aussi l'ombrage partiel a une grande influence sur l'onduleur string que sur les micro onduleurs.

d. Onduleur multichaîne

Le concept vise à combiner au haut rendement énergétique de l'onduleur de chaîne et le coût faible de l'onduleur central. Chaque chaîne est préalablement conçue utilisant un hacheur à faible puissance. Chaque chaîne a son propre PPM implémenté avec le hacheur . Tous les convertisseurs sont connectés avec l'onduleur via un bus DC. A un certain niveau de puissance, seulement une nouvelle chaîne avec hacheur doit être jointe pour augmenter la taille du système.

Récemment, on a vu apparaître un nouveau concept hybride se basant sur les avantages et les inconvénients de chacune des méthodes citées précédemment. Les onduleurs de chaîne et micro onduleurs sont reconnus pour leur meilleure réponse aux variations d'ensoleillement et aux inhomogénéités lumineuses mais aussi pour leur facilité d'installation. D'autre part, l'onduleur central est souvent moins cher en termes d'équipement électronique qui est très modeste; il dispose d'un meilleur rendement ; et en plus, il est plus fiable. Les caractéristiques techniques de ces différents systèmes de configuration sont résumées dans le Tableau II. Les dernières données correspondant aux micro onduleurs s'affranchissent en grande partie des problèmes d'ombrage et optimisent la production d'un module PV de façon remarquable. Plusieurs axes de recherche sont encore en cours pour le développement technologique des micro onduleurs pour les rendre aussi fiables que les onduleurs centralisés.

Tableau II: Caractéristiques techniques des différents systèmes de configuration de l'onduleur

	Onduleur central	Onduleur de chaîne	Micro onduleur
Tension PV	340-800 V	150 – 800 V	17- 90 V
Pertes DC	~ 1-5 % en fonction de la tension et de la distance	~ 1% en fonction de la tension et de la distance	Négligeable
Rendement de conversion	95 – 97%	92-96%	93 – 96 %

I.4 Rendement d'une chaîne de conversion photovoltaïque

Par définition, une chaîne de conversion est optimale si la puissance maximale pouvant être générée à un instant donnée par les panneaux photovoltaïque est entièrement transférée à la charge sans aucune perte. Pour s'approcher de cet idéal, il est nécessaire de localiser avec précision les origines des pertes et de les dissocier. Différentes définitions de rendement existent séparément, pour chacune des parties : modules PV, commande MPPT, étage de conversion. La figure 1.26 présente les différents rendements d'une chaîne de conversion photovoltaïque.

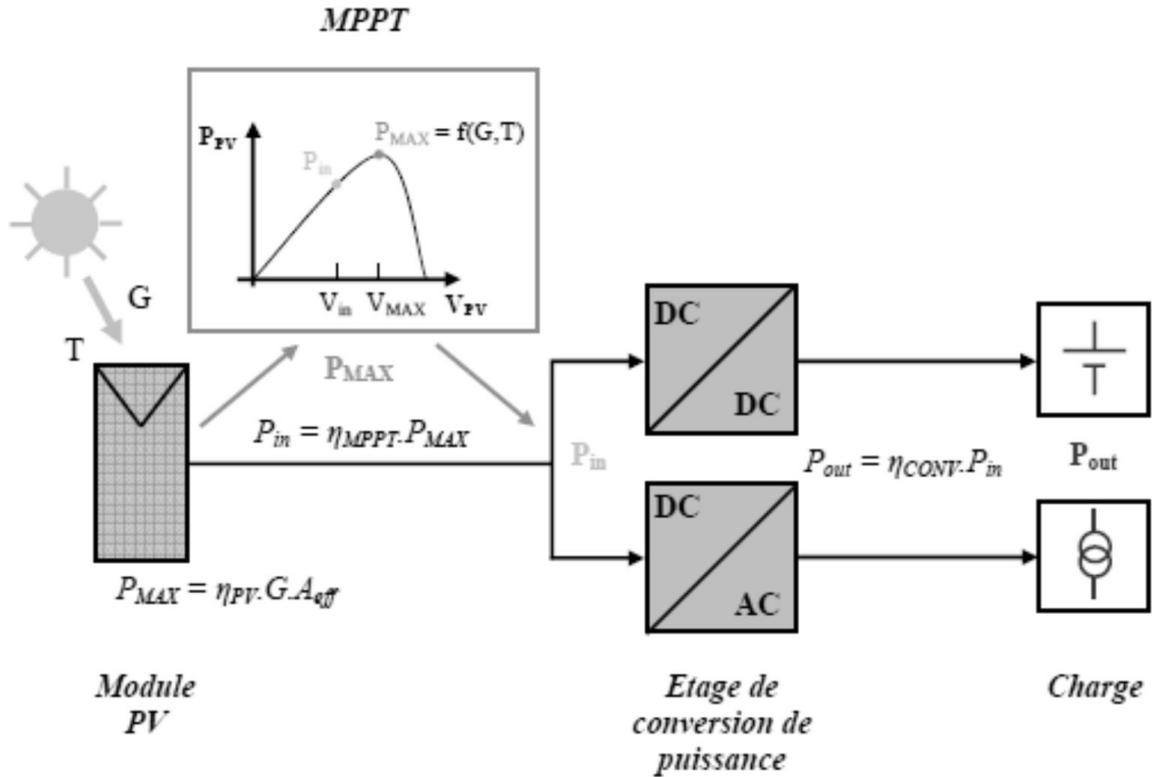


Figure 1. 26: Facteur de rendement de chaîne de conversion photovoltaïque

1.4.1. Puissance maximale au niveau du modèle photovoltaïque

La qualité d'un module photovoltaïque peut être définie par sa capacité à restituer le maximum de la puissance lumineuse absorbée.

L'irradiance G [W/m^2] représente la puissance lumineuse reçue par le panneau par unité de surface. Ce qui donne pour un panneau d'une surface A_{eff} [m^2], une puissance totale nommée GA_{eff} . Le rendement maximum de la conversion de l'énergie des photons en quantité d'électrons extraits d'un panneau solaire est alors noté η_{PV} est défini selon l'Eq. (1.5) :

$$\eta_{PV} = \frac{P_{max}}{GA_{eff}} \quad (1.5)$$

où :

P_{max} est le maximum de puissance potentiellement disponible à la sortie d'un panneau PV (cette valeur varie en fonction des conditions météorologiques, du niveau d'ensoleillement, de la température),

A_{eff} est la surface effective du module PV représentant uniquement la partie active effectuant la conversion.

1.4.2. Qualité de la commande MPPT

La qualité d'une commande MPPT peut être définie comme la position du point de fonctionnement du système par rapport au PPM [1.17].

La puissance P_{in} effectivement délivrée par le module PV dépend de la commande utilisée au niveau du convertisseur (MPPT, asservissement de tension, connexion,...). Le rendement du point de fonctionnement qui en découle, noté η_{MPPT} , permet de mesurer l'efficacité de la commande qui a en charge le contrôle du convertisseur de puissance. Cela donne le pourcentage de pertes de puissance d'un module PV par rapport à la puissance maximale délivrée.

$$\eta_{MPPT} = \frac{P_{in}}{P_{max}} \quad (1.6)$$

Les performances d'une commande MPPT ne se résument pas seulement à η_{MPPT} . D'autres critères sont importants pour évaluer les qualités de ce type de commande, à savoir :

- le temps de réponse et son aptitude à fonctionner sur une large gamme de puissance importante ;
- le niveau de complexité de l'algorithme et son coût d'implémentation.

Le choix repose sur la simplicité et le coût. Un bon comportement en dynamique afin de pouvoir piloter l'étage d'adaptation et assurer que la recherche du nouveau MPP, suite aux changements d'éclairement ou de température, doit être effectuée le plus rapidement possible. La précision et la stabilité quelles que soient ses conditions d'utilisation et capable de fonctionner avec des panneaux de différentes technologies tout en gardant le même taux de précision et de robustesse.

1.4.3. Rendement du convertisseur de puissance

Le rendement d'un convertisseur de puissance peut être défini comme la capacité de ce dernier à restituer à son port de sortie, le maximum de puissance présente à son port d'entrée, définie par l'Eq. (1.7).

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.7)$$

où P_{in} représente la puissance en entrée du convertisseur et P_{out} la puissance en sortie du convertisseur.

L'étage de conversion est correctement dimensionné si le rendement de conversion électrique est maximal pour la plage de fonctionnement nominale. Ceci permet de minimiser au maximum les pertes de conversion dans le temps au fur et à mesure de l'utilisation des convertisseurs statiques. Si l'on considère l'évolution du rendement η_{conv} d'un étage de conversion en fonction de la puissance transmise de la Fig. 1.27, la zone optimale d'utilisation typique d'un convertisseur statique pour une application PV est comprise généralement entre 20 % et 100 % de sa puissance nominale.

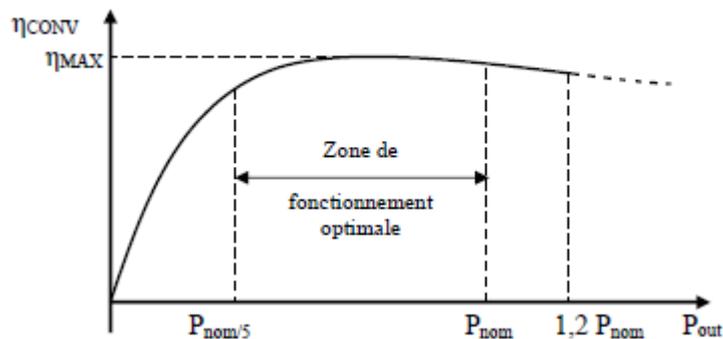


Figure 1.27: Exemple d'allure du rendement d'un convertisseur en fonction de sa puissance

Pour des applications utilisant des sources d'énergies renouvelables, subissant de fortes modifications de leur point de fonctionnement liés aux changements de conditions météorologiques, l'étage de conversion peut subir à ses bornes d'entrée de larges variations de P_{in} allant d'une puissance nulle à une puissance supérieure à la puissance nominale, sans qu'il soit possible de prévoir les instants de variations ni leurs amplitudes. Pour une puissance de fonctionnement inférieure à 20 % de la puissance nominale, le comportement naturel du rendement de conversion de l'étage d'adaptation est de chuter fortement. La chaîne de conversion ne peut plus transmettre l'énergie électrique produite par les modules PV à une charge. A cause de la présence du convertisseur, la production globale peut chuter à zéro même si les lois de commande de type MPPT assurent au générateur une production de sa puissance maximale par rapport aux conditions climatiques.

I.4.4. Rendement total de la chaîne de conversion

Le rendement total de la chaîne de conversion noté η_{TOTAL} est le produit des trois rendements précédemment définis :

$$\eta_{TOTAL} = \eta_{PV} \cdot \eta_{MPPT} \cdot \eta_{conv} = \frac{P_{max}}{GA_{eff}} \cdot \frac{P_{in}}{P_{max}} \cdot \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.8)$$

Le rendement de la chaîne de conversion est fonction de η_{MPPT} et η_{conv} donné par l'Eq. (1.9). Ces rendements sont des rendements instantanés, mesurés pour un intervalle de temps très court pour une période de commutation des convertisseurs statiques.

I.4.5. Etude globale des pertes pour un convertisseur statique

Les principaux éléments constituant un convertisseur statique (CS) sont une ou plusieurs cellules de commutation transistor-diode ainsi que divers éléments passifs (inductances, condensateurs). Le rendement de conversion, où P_{out} correspond à la puissance à l'entrée P_{in} à laquelle on soustrait les pertes engendrées par l'étage de conversion, peut s'écrire :

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - pertes_{CS}}{P_{in}} \quad (1.9)$$

$pertes_{CS}$ sont réparties entre les principaux éléments du CS. Les pertes sur la cellule de commutation représentent à elle seule la moitié des pertes dans un CS. Les autres pertes sont induites par les éléments parasites des éléments passifs. Les inductances et les condensateurs présentent des pertes par effet joule modélisables électriquement par des résistances équivalentes (Equivalent Serie Resistance). Pour étudier globalement l'influence des pertes sur le rendement une approximation de ces différentes pertes peut être effectuée.

I.4.5.1 Pertes dans le MOSFET

Le transistor dissipe de l'énergie durant les phases d'amorçage (W_A), de conduction (W_{ON}) et de blocage W_{OFF} correspondant à une énergie totale W_T par période de découpage égale à :

$$W_T = W_A + W_{ON} + W_{OFF} \quad (1.10)$$

La puissance alors dissipée par le transistor peut s'écrire :

$$P_{tran} = P_A + P_{ON} + P_{OFF} = F \cdot W_T = F \cdot W_A + F \cdot W_{OFF} + F \cdot W_{ON} \quad (1.11)$$

Le comportement d'un MOSFET est assimilable à une résistance en régime de conduction [1.18], la puissance dissipée durant cette phase est définie par l'Eq.(1.12) :

$$P_{ON} = F \cdot W_{ON} = \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_{ON} \cdot I_g = D \cdot R_{DSON} \cdot I_g^2 \quad (1.12)$$

L'énergie dissipée lors des commutations s'exprime par :

$$W_A + W_{OFF} = \frac{1}{2} V_{DC} (I_g + I_{RM}) \cdot t_{ON} + \frac{1}{2} V_{DC} I_g t_{OFF} \quad (1.13)$$

avec :

V_{DC} : tension aux bornes du transistor à l'état bloqué,

I_{RM} : amplitude du courant de recouvrement de la diode,

t_{ON} : durée de la phase de commutation,

t_{OFF} : durée de la phase de blocage.

En résumé, les pertes totales au niveau du MOSFET peuvent être évaluées par :

$$P_{tran} = \frac{1}{2} V_{DC} (I_g + I_{RM}) \cdot t_{ON} \cdot F + \frac{1}{2} V_{DC} I_g t_{OFF} \cdot F + D \cdot R_{DSON} \cdot I_g^2 \quad (1.14)$$

I.4.5.2 Perte dans la diode

Seules les pertes en conduction sont à considérer pour une diode dans une cellule de commutation, les autres pertes ayant été prises en compte dans les pertes en commutation du composant actif de la cellule de commutation.

Les diodes présentent à l'état ON des pertes en conduction qui peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$P_D = (1 - D) \cdot V_{ON} \cdot I_g \quad (1.15)$$

Où

$$V_{ON} = R_{ON} I_g + V_F$$

R_{ON} : résistance équivalente déduite de la pente de la caractéristique statique I - V ,

V_F : tension d'intersection entre la pente I - V et l'abscisse des tensions,

D : rapport cyclique.

Les pertes au niveau du MOSFET et de la diode dépendent principalement de la température et du circuit auquel ils sont associés. En effet, le circuit extérieur impose la valeur du courant à l'état passant et la tension aux bornes des interrupteurs à l'état bloqué, de plus, il impose également la vitesse $\frac{di}{dt}$ à laquelle le courant s'établit ou disparaît.

I.4.5.3 Pertes dans l'inductance

Le modèle équivalent électrique d'une inductance peut se réduire à une inductance idéale mise en série avec une résistance R_L correspondant dans les notices constructeurs à ESR_L . La présence de cette résistance engendre des pertes directes par effet joule liées d'une part aux conducteurs et d'autre part aux pertes induites par le noyau magnétique (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) qui dépendent en plus de la fréquence et de la variation du flux. La figure 1.28 représente un hacheur survolteur où ce type de pertes est matérialisé. Ce circuit nous permet d'établir une relation montrant l'influence des pertes engendrées par l'inductance sur le rendement de ce convertisseur en fonction des grandeurs électriques du circuit.

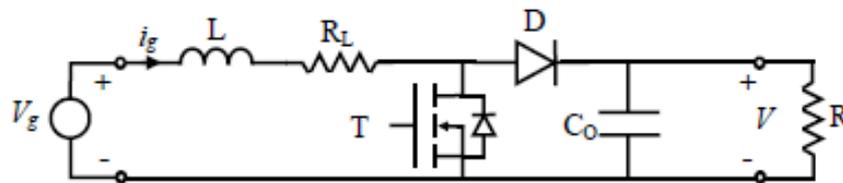


Figure 1. 28: Circuit d'un hacheur survolteur incluant les pertes de l'inductance

A partir des expressions de la tension moyenne des inductances et du courant moyen des condensateurs, nous pouvons écrire les Eqs. (1.16) et (1.17) suivantes [1.19]:

$$\langle V_L \rangle = 0 = V_g - R_L I_g - (1 - D)V \quad (1.16)$$

$$\langle i_C \rangle = 0 = (1 - D)I_g - \frac{V}{R} \quad (1.17)$$

En posant $(1 - D) = D'$, les Eq. (1.16) et (1.17) deviennent :

$$\langle V_L \rangle = 0 = V_g - R_L I_g - D'V \quad (1.18)$$

$$\langle i_C \rangle = 0 = D'I_g - \frac{V}{R} \quad (1.19)$$

Une expression du rendement du hacheur survolteur mettant en évidence l'influence des pertes R_L de la bobine est établie par:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{D'^2 R}} \quad (1.20)$$

A partir de l'Eq. (1.20), nous pouvons voir que le rendement de ce convertisseur est fortement lié au rapport $\frac{R_L}{D'^2 R}$. Ainsi, pour obtenir un rendement de conversion élevé, la valeur de R_L doit être faible par rapport à $D'^2 * R$. Pour de faibles valeurs de D , soit D' proche de l'unité, cette condition est facile à obtenir. Par contre, lorsque D' tend vers zéro, le rendement du convertisseur chute fortement en fonction de R_L .

La figure 1.29 résume l'évolution du rendement du hacheur survolteur en fonction du rapport cyclique pour différentes valeurs de R_L/R . Pour cette structure, l'amplification de la tension de sortie maximale possible est ainsi limitée au double de la tension d'entrée, à cause de la valeur de R_L .

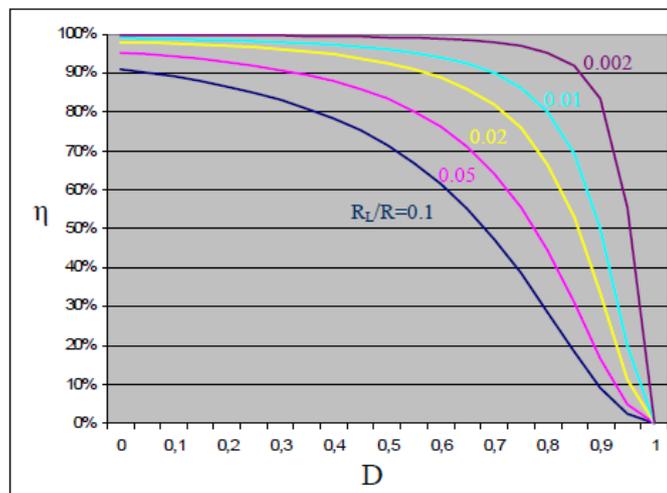


Figure 1.29: Evolution du rendement du hacheur survolteur en fonction du rapport cyclique

De nouvelles structures de hacheur survolteur sont proposées dans la littérature dans l'objectif d'améliorer le rendement en tenant compte du compromis imposé par le rapport cyclique.

I.5 Système PV autonome à micro onduleur

La discrétisation de l'étage d'adaptation de puissance pour les applications photovoltaïques semble une solution avantageuse dans un but d'optimisation et d'augmentation de la production électrique solaire. Une étude validée de ce type d'architecture, dites architecture distribuée en opposition à une architecture centralisée, montrant des gains énergétiques de 5 à 30 %, a été présentée dans le cadre de la thèse d'Angel Cid-Pastor [1.20]. De nos jours, si on considère le critère rendement η_{conv} des convertisseurs de puissance, des rendements de conversion supérieurs à 95 % sont obtenus sans trop de difficulté lorsque la puissance à transférer est supérieure à 50 W.

Nous avons opté pour les étages de conversion de puissance électronique intégrés au plus près de la source photovoltaïque, afin de minimiser au maximum les diverses connexions génératrices de pertes dans l'étage de conversion (DC-DC, DC-AC) et de réduire considérablement l'encombrement de l'étage en faisant appel aux techniques les plus avancées en termes d'intégration de puissance. La figure 1.30 présente une installation PV résidentielle avec un micro onduleur.



Figure 1. 30:Installation PV résidentielle avec un micro onduleur

- (1) : Micro onduleur, (2) : Bus AC , (3) : Panneau de communication, (4) : Routeur Ethernet,
(5) : Moniteur

Comme le dimensionnement a une incidence sur le prix, la qualité et la pérennité du système PV en site isolé, il constitue donc une étape cruciale lors de la mise en place du système.

Il dépend:

- de l'ensoleillement sur le site au cours de l'année,
- de l'énergie requise par chaque récepteur à alimenter,
- du rendement énergétique de l'ensemble des composants y compris le stockage.

Il est alors évident qu'une demande importante en énergie augmentera la taille et le coût du système tandis que le choix de composants à haut rendement énergétique permettra de les réduire.

1.5.1. Stockage d'énergie

Pour une installation qui fonctionne en site isolé, le recours à un système de stockage est indispensable pour assurer l'autonomie. En effet, la nature intermittente de ces sources nécessite un système de soutien, dont le rôle est d'accumuler l'excédent d'énergie produite et de fournir le complément nécessaire lors d'un déficit de production. Il existe de nombreux moyens de stockage de l'électricité. Le diagramme de Ragone (Fig. 1.31), décrit les performances énergie-puissance massiques des technologies les plus utilisées. En règle générale, pour les applications renouvelables, ce sont les batteries et les super-capacités qui sont les plus utilisées. Les deux solutions peuvent être utilisées simultanément. D'un côté, les batteries confèrent une forte densité énergétique à faible densité de puissance, ce qui permet de satisfaire les régimes stationnaires de fonctionnement. D'un autre côté, les super-capacités dont la puissance massique est importante (faible densité énergétique) sont plutôt destinées à satisfaire le fonctionnement en régime transitoire. L'énergie solaire n'étant pas disponible la nuit ou en un temps nuageux, il est nécessaire d'équiper les systèmes photovoltaïques autonomes par des batteries d'accumulateurs qui permettent de stocker l'énergie et de la restituer en temps voulu.

Pour les systèmes photovoltaïques, l'intermittence de la source est de deux sortes :

- les fluctuations diurnes, la différence de l'éclairement énergétique au cours de la période de 24 heures, et
- les fluctuations saisonnières, la différence de l'éclairement énergétique durant l'été et l'hiver.

La demande de la charge est importante le soir. Pour un système autonome sans stockage, même si le soleil génère suffisamment d'énergie pour la journée, le système ne parvient pas à utiliser ce surplus d'énergie pour alimenter les charges lorsque l'énergie solaire n'est pas suffisante. D'où la nécessité d'intégrer la batterie dans le système PV : l'excès d'énergie du soleil pendant la journée

peut être stockée dans la batterie. La batterie peut alors se décharger pendant les périodes de faible irradiation solaire pour satisfaire les demandes des charges.

Il existe plusieurs options technologiques pour répondre aux exigences de stockage, les batteries sont les plus fiables pour les systèmes photovoltaïques en petite et moyenne échelle. Les batteries sont des dispositifs électrochimiques qui convertissent l'énergie chimique en énergie électrique. De nombreuses technologies de batteries existent, avec notamment les systèmes Plomb-Acide, Nickel-Cadmium, Ni-Meta Hydrure, Lithium-Polymère et Lithium-Ion. Le diagramme de Ragone (Fig.1.31) montre que les technologies à base de Lithium sont les plus performantes en termes de densité d'énergie. Les technologies à base de plomb-acide montrent la plus basse densité d'énergie volumétrique et gravimétrique.

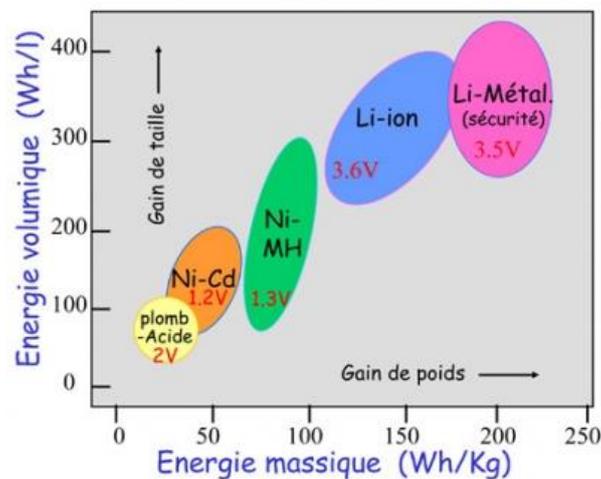


Figure 1. 31: Diagramme de Ragone

La densité d'énergie volumique est la quantité d'énergie stockée par volume de la batterie mesurée en Wh/l. Plus cette quantité est grande plus la taille de la batterie est petite. La densité d'énergie massique est la quantité d'énergie stockée par masse de la batterie, mesurée en Wh/kg. Plus cette quantité est grande plus la batterie est légère.

Les deux options de stockage pour système PV restent les batteries Plomb-Acide et Lithium-Ion. Ils sont similaires dans le sens que leurs électrodes subissent une transformation chimique au cours de la charge et de la décharge.

I.5.1.1 Caractéristiques de la batterie

Les paramètres déterminant déterminent le choix et le dimensionnement de la batterie dépendent des caractéristiques suivantes.

Tension nominale

C'est la tension nominale à laquelle la batterie fonctionne. Les batteries Plomb-Acide ou batteries solaires sont généralement évaluées à 12 V, 24 V ou 48 V. Pour le besoin du système photovoltaïque plusieurs batteries sont interconnectées pour obtenir la tension requise par le système.

Capacité

Mesurée en ampère - heure [Ah]. C'est la quantité de charge que la batterie peut délivrer à la tension nominale. Par exemple une nouvelle batterie avec une capacité de *10 Ah*, théoriquement peut fournir un courant de *1 A* pendant *10 h* à la température ambiante.

Capacité d'énergie

C'est la quantité totale d'énergie que la batterie peut stocker, mesurée en watt - heure [Wh].

Régime de décharge (C_{rate})

C'est la mesure du taux auquel la batterie est déchargée relativement à sa capacité maximale en guise de fraction et qui donne aussi une indication sur la durée de la décharge. Par exemple, le régime de décharge *1 C* signifie que la batterie sera complètement déchargée en 1 h. Une batterie de *10 Ah* déchargée à un régime de C_{rate} 1 C sera complètement déchargée après une heure à un courant de *10 A*. A un régime de *5 C*, le courant de décharge sera de *50 A* et la batterie sera déchargée *1/5 h*.

Efficacité de stockage

C'est le pourcentage de l'énergie stockée totale en sortie par rapport à l'énergie totale stockée en entrée.

Etat de charge ou SOC (State of Charge)

C'est une expression de la capacité de charge disponible de la batterie à un instant donné exprimée en un pourcentage de sa capacité maximale. Par exemple une batterie de 10 Ah qui a épuisé 2 Ah a un SOC de 80 %.

Profondeur de décharge ou DOD (Depth of Discharge)

C'est le pourcentage de la capacité de la batterie qui est déchargé. Par exemple une batterie de 10 Ah qui a épuisé 2 Ah a un DOD de 20 %.

Durée de cycle de vie

Est définie comme le nombre de cycle de charge et décharge de la batterie après lequel la capacité de la batterie descend à moins 80% de sa valeur nominale. Le cycle de vie de la batterie dépend fortement du DOD à partir de laquelle le cycle de charge se termine. Il dépend aussi de la température.

Capacité nominale

Le dimensionnement des batteries requiert donc une attention particulière afin d'augmenter la durée de vie de ces dernières et par la même occasion diminuer le coût global du système. Par exemple si nous souhaitons obtenir une autonomie de 2 jours avec une profondeur de décharge de 60 % pour des besoins journaliers de 3 kWh. La capacité nominale des batteries est donnée par la relation suivante :

$$C_b = \frac{B_j \cdot J_{aut}}{V_{bat} \cdot \eta_b \cdot D_b} \quad (1.21)$$

avec :

C_b : la capacité nominale des batteries [Ah]

B_j : les besoins énergétiques journaliers [Wh]

J_{aut} : le nombre de jour d'autonomie

V_{bat} : la tension nominale des batteries [V]

η_b : le rendement énergétique des batteries

D_b : la profondeur de décharge des batteries.

I.5.1.2 Stockage hybride

Pour le système autonome étudié ici, nous proposons l'utilisation d'une source hybride de stockage dont chaque élément a une fonction spécifique : soit en énergie, soit en puissance. La batterie assurant la fonction « énergie » est dimensionnée en puissance moyenne tandis que le super condensateur ayant pour fonction « puissance » est dimensionné en puissance transitoire. Le schéma synoptique d'un tel système avec stockage hybride est représenté à la Fig.1.32.

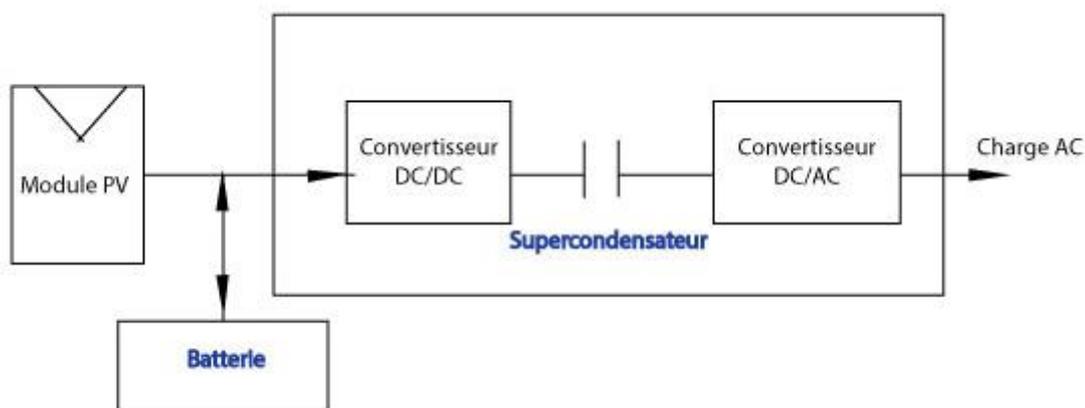


Figure 1.32 : Système PV autonome avec stockage hybride

La batterie est connectée au bus continu à travers un convertisseur bidirectionnel pilotant leurs charges et décharges. [1.21]. Le super-condensateur fait partie intégrante de l'étage de conversion de puissance. Elle est dimensionnée pour fournir la puissance nécessaire pendant les phases transitoires.

1.5.2. Le micro onduleur

Le nom de micro onduleur est donné commercialement aux onduleurs qui fonctionnent à faible puissance, inférieure à 500 W. Il faut noter que les onduleurs utilisés dans les systèmes photovoltaïques sont différents des onduleurs génériques par le fait que les onduleurs PV doivent extraire le maximum de puissance issue du module PV. Le tableau III présente une liste des micro onduleurs présents sur le marché.

Tableau III: Liste sommaire des micro onduleurs commercialisés

Fabricants	Garantie [Années]	Puissance nominale [W]	Rendement max. [%]	Poids [kg]	Taille			Densité de puissance [W/cm ³]
					Largeur [cm]	Hauteur [cm]	Epaisseur [cm]	
Aurora [1.22]	*NS	300	95.5	1.50	21.00	16.00	5.00	0.18
Direct-grid[1.23]	20	460	*NS	2.17	22.53	22.76	3.05	0.29
Emphase[1.24]	25	215	96.5	1.60	16.30	17.30	2.50	0.30
Enecsys [1.25]	20	200	94	1.80	26.20	16.00	3.50	0.14
iEnergy[1.26]	25	240	94	1.60	23.20	21.10	4.31	0.11
Involar[1.27]	15	250	95	2.90	23.50	14.40	5.30	0.14
SolarBridge[1.28]	25	240	95.5	2.41	20.32	16.51	3.17	0.22
SolarEuropa[1.29]	15	250	95	2.40	23.00	13.80	3.50	0.22
Sparq[1.30]	25	190	95	1.45	19.05	12.70	3.04	0.26
SunSine[1.31]	20	200	*NS	*NS	*NS	*NS	*NS	*NS
ReneSola[1.32]	25	250	96.3	2.00	23.00	13.80	3.50	0.22
APS[1.33]	25	250	95.5	1.50	16.00	15.00	2.90	0.36
Siemens[1.34]	25	215	96.3	1.60	17.30	16.40	2.50	0.30
ABB[1.35]	10	250	96.5	1.65	26.60	24.60	3.50	0.11
AE Conversion[1.36]	*NS	250	93.5	2.50	31.4	26.7	6.65	0.04

Le concept de micro onduleur apparaît comme une solution intéressante pour les nombreux défis présents dans les systèmes PV. On peut mettre en évidence que les installations PV n'étaient pas populaires dans le passé pour plusieurs raisons: durée de vie courte des convertisseurs, des coûts d'entretien de l'étage de conversion, limite d'évolutivité. Le coût de l'installation PV, y compris des modules PV et convertisseurs de puissance augmente avec le nombre de modules PV dans le système. Ensuite, l'investissement initial pour la réalisation d'un système PV est important et nécessite une période d'amortissement longue. Compte tenu de la durée de vie réduite des convertisseurs, le système nécessite un remplacement avant l'amortissement de l'investissement initial.

Il est alors nécessaire de penser à une solution de faible puissance dans lequel le convertisseur de puissance peut être intégré directement avec les modules PV, constituant un dispositif unique qui fonctionne en permanence optimisant la puissance. Comme chaque module PV a son propre convertisseur, l'effet de l'occultation partielle est réduit. En outre, le dispositif d'alimentation qui en résulte peut être plus facilement assemblé et reproduit conduisant à un produit souple prêt à être utilisé.

Tendance de la recherche sur les micro onduleurs

De nombreux groupes de recherche partout dans le monde considèrent les micro-onduleurs comme un sujet attrayant dans les domaines de l'électronique de puissance et de contrôle. Les motivations de cette recherche ont été signalées dans [1.37],[1.38]. Bien que le rendement de certaines topologies ait atteint des niveaux supérieurs à 95 %, selon le Tableau I, la recherche de l'amélioration du rendement à partir d'autres topologies peut offrir d'autres avantages et changer les préférences industrielles actuelles. En raison du rendement faible des modules PV commerciales, tout watt supplémentaire potentiellement exploitable est une contribution importante dans le contexte de la technologie de production électrique axée sur les micro onduleurs.

L'avancée de la technologie pour les semiconducteurs de puissance a conduit à une augmentation de la densité de puissance dans plusieurs applications d'électronique de puissance. L'utilisation du SiC ou du GaN pour les diodes et des transistors MOSFET a augmenté le niveau de rendement des convertisseurs statiques et réduit de nombreux phénomènes indésirables [1.39]. La fiabilité est aussi un autre aspect clé dans le développement du micro onduleur. Elle peut être améliorée en concevant des systèmes plus stables et robustes à travers le contrôle. La commande des variables comme la température, le courant continu injecté, est nécessaire afin d'éviter des dysfonctionnements dans le système. La durée de vie du micro onduleur est également un facteur clé dans le développement de la technologie photovoltaïque. Un des problèmes le plus pertinent dans les systèmes photovoltaïques durant les dernières décennies est la durée de vie réduite des convertisseurs de puissance en comparaison avec les modules PV [1.40]. En effet le découplage des modules PV et le convertisseur est assuré par des condensateurs électrolytiques. La durée de vie réduite de ces éléments, principalement en raison de la température, le niveau de tension et la variation de courant affectent le micro onduleur. Les progrès dans l'amélioration des condensateurs plus efficaces et moins sensibles permettent le remplacement des condensateurs électrolytiques par de condensateurs à film mince [1.41], augmente la durée de vie des onduleurs photovoltaïques.

1.5.3. Proposition de cette thèse

La plupart des micro onduleurs disponible sur le marché et les travaux de recherché sur les micro onduleurs sont axés sur une utilisation en système connecté au réseau. Nous apportons une

contribution importante dans cette thèse en exploitant cette technologie pour un système autonome. Nous allons proposer une architecture à deux étages de conversion, en intégrant le MPPT dans l'étage de conversion DC-DC. Pour cela, nous allons premièrement exploiter les atouts du numérique en développant un algorithme MPPT par recherche extrême. L'algorithme MPPT est ensuite intégré dans l'étage de conversion DC par contrôle en mode glissant. La commande obtenue peut être classé dans la famille des MPPT par recherche extrême par mode glissant (Sliding Mode Extremum Seeking Control) [1.41][1.42]. Le contrôle par mode glissant est choisi pour sa facilité d'implémentation et est adopté dans tous les étages de conversion de notre micro onduleur

Nous allons par la suite procéder à la modélisation de notre micro onduleur, qui a une structure à deux étages. Par souci de la réduction de la taille, nous basons notre étude sur des topologies sans transformateur. Pour le cas du hacheur, nous avons choisi la topologie d'un hacheur survolteur quadratique pour la base de notre étude. Ce type de hacheur a été récemment fait l'objet d'étude sur les aspects de rendement, performance dynamique, conduction en mode discontinu tout en tenant compte de la stabilité le contrôle [1.43][1.44].

L'étage de conversion DC-AC est un onduleur à pont complet. Pour extraire le maximum de puissance à partir du module PV jusqu'à la source, nous avons opté pour à une structure de girateur de puissance pour l'étage de conversion DC-DC. Celle-ci injecte la puissance extraite à l'onduleur à pont complet, ce dernier aussi est traité comme une source de puissance. Une étude approfondie des étages de conversion est effectué en appliquant la méthode de contrôle par mode glissante. Le fonctionnement de l'ensemble est simulé et démontre que les techniques proposés apportent une innovation sur l'utilisation des micros onduleurs pour les structures autonomes

I.6 Conclusion

Les thématiques développées dans ce chapitre visent à préciser les objectifs de ce travail de thèse. Nous avons survolé l'état de l'art du système photovoltaïque, en partant de la technique de base de la conversion photovoltaïque, les différentes techniques actuellement utilisés pour la fabrication des cellules solaires et la réalisation des modules photovoltaïque qui est la source d'énergie d'un système photovoltaïque. La deuxième partie était dédiée aux convertisseurs statiques, interfaces de conversion d'énergie permettant l'acheminement de l'énergie produite par les sources à la charge. Ainsi, nous avons présenté les deux types d'étage de conversion, DC/DC et DC/AC L'analyse des différentes structures de convertisseur ainsi que les techniques

appliquées pour transmettre le maximum de puissance de la source à la charge nous a conduit à localiser les différents pertes qui influent sur le rendement d'un système photovoltaïque. Nous avons vu que la température, l'irradiance, l'ombrage ont des effets sur les cellules qui constituent le module photovoltaïque, ce qui implique une perte de puissance au niveau de la source. La qualité de la commande pour la recherche du point de puissance maximale joue aussi un rôle important sur le rendement du système. Par la suite nous avons présenté les pertes au niveau des convertisseurs statiques. Ces problèmes caractéristiques, liés au rendement d'un système PV, nous font envisager de nouvelles architectures pour l'étage de conversion DC-DC et DC-AC.

Tenant en compte de la tendance actuel de la recherche lié à ce sujet il s'avère que la discrétisation de l'étage d'adaptation par le biais de l'électronique de puissance semble une solution prometteuse dans la course à l'optimisation. Nous orientons notre étude en vue de l'intégration de notre solution à un système autonome. Dans ce qui suit nous allons nous détacher de l'ensemble et se focaliser sur l'optimisation du rendement par la recherche du point maximum, ainsi que l'insertion de l'algorithme dans l'étage de conversion DC-DC.

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART DES TECHNIQUES D'OPTIMISATION AU NIVEAU DE LA CONVERSION DE L'ENERGIE SOLAIRE EXTRAITE DES MODULES PHOTOVOLTAIQUES

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous ferons un tour d'horizon des algorithmes MPPT actuellement utilisés dans l'objectif de bien comprendre la technique de recherche du point de puissance maximum et les moyens techniques mis en jeu pour la poursuite de cette puissance maximum. En considérant le suivi de puissance maximum comme un problème d'optimisation, la stratégie de contrôle en mode de glissement pour atteindre le maximum peut être utilisée. Cette technique est appelée : « Sliding-Mode Extremum Seeking Control » (SM-ESC). Une approche pour résoudre le problème en appliquant les modes glissantes a été présentée par Utkin en 1981 [2.1].

Notre intérêt s'est porté sur les avantages de cette technique tout en tenant compte de l'objectif d'optimisation de rendement de la chaîne de conversion. Les principales caractéristiques se résument par sa facilité d'implémentation, les performances qui peuvent être validés théoriquement, et la stabilité du système. Beaucoup d'études ont adopté que le contrôle en mode de glissement est adéquate pour contrôler les systèmes avec les convertisseurs statiques composés d'interrupteurs (switched mode controller). Une étude détaillée de cette approche et la modélisation du système est présentée, suivie d'une série de simulation. L'algorithme de contrôle est appliqué directement à la sortie du module et rattaché à l'étage de conversion DC-DC. Le contrôle par mode glissant permet d'atteindre une bonne performance avec un convertisseur à gain élevé, indépendamment du rapport cyclique. Un choix optimal des paramètres de contrôle permet d'atteindre les performances de l'ensemble du système.

II.2 Revues des différentes commandes MPPT

Les commandes présentées dans ce paragraphe sont classées suivant les critères de précision, rapidité afin de mettre en avant une évaluation comparative.

II.2.1. Première type de commande MPPT

L'algorithme mis en œuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. Il a été destiné aux applications spatiales, qui comptent moins de contraintes en variation de température et d'éclairement, comparées à celles pour les applications terrestres.

La première loi de commande MPPT a été publiée en 1968, adaptée à une source d'énergie renouvelable photovoltaïque. Son principe a été décrit par A.F. Boehringer [2.2]. La commande est basée sur un algorithme de contrôle adaptatif, permettant de maintenir le système à son point de puissance maximum, comme décrit sur la Fig. 2.1.

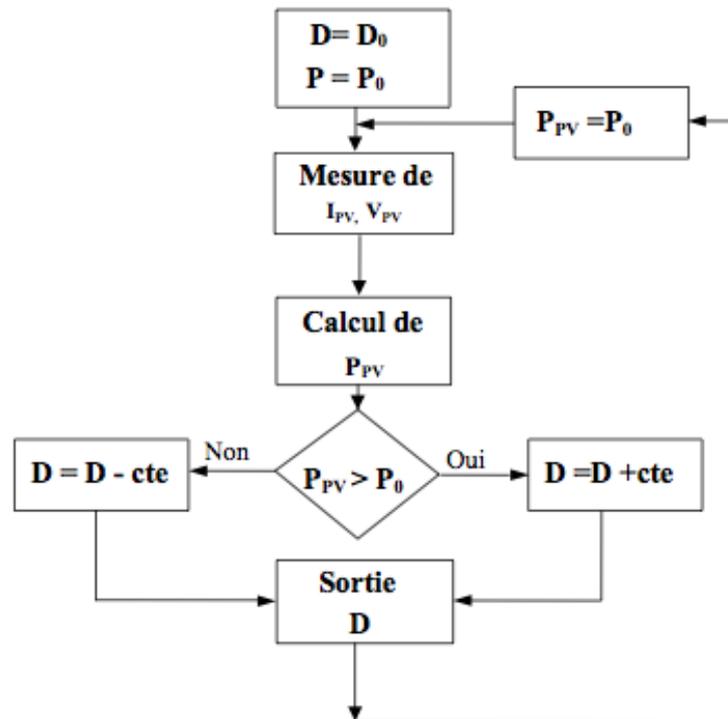


Figure 2. 1: Algorithme de la première commande MPPT

Il consiste à calculer la puissance à l'instant t_i à partir des mesures de I_{PV} et V_{PV} , et de faire la comparaison à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant t_{i-1} . A partir de là, un nouveau rapport cyclique D est calculé et est appliqué au convertisseur statique. Ce principe reste le même pour les algorithmes numériques performants de nos jours, cependant le temps de

réaction a été amélioré ainsi que la précision de la recherche du PPM associée à un certain nombre de précautions.

II.2.2. Les commandes MPPT à algorithmes performants

On peut trouver différents types d'algorithmes effectuant la recherche du PPM dans la littérature. Les trois méthodes les plus rencontrées sont : Hill Climbing, Perturb & Observe (P&O), Incrément d'Inductance (IncCond) [2.3]. Nous présentons dans ce qui suit leurs principes.

II.2.2.1. Les commandes « Perturb and Observe » (P&O)

Le principe des commandes MPPT de type P&O consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte. Comme illustré à la Fig. 2.2, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV} , le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM [2.4]. Si la puissance P_{PV} décroît, le système a dépassé le PPM. Le même raisonnement est effectué pour une décroissance de la tension. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique $P-V$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire converger ce dernier vers la puissance maximale à travers un ordre de commande approprié.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance P_{PV} augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau PPM.

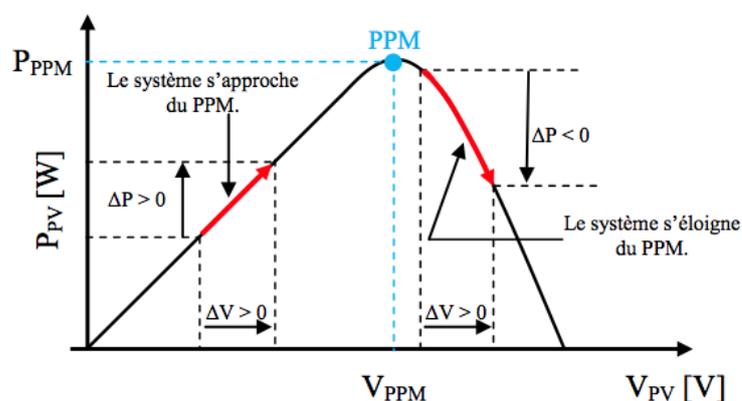


Figure 2. 2:Caractéristique P-V d'un module PV

La figure 2.3 représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type P&O [2.5], où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Deux types de capteurs (capteur de courant et capteur de tension du module PV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du module PV à chaque instant.

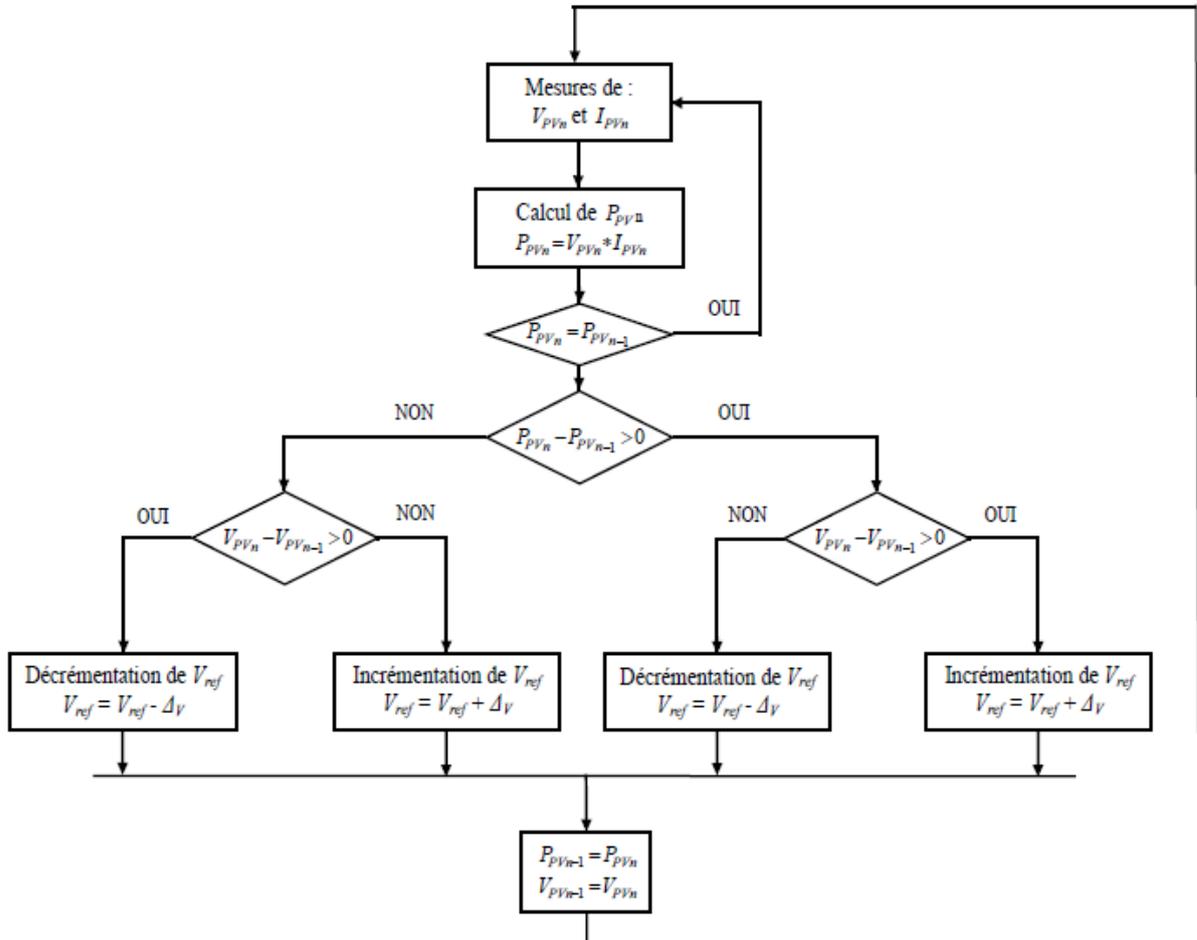


Figure 2. 3:Algorithme de la méthode "Perturb & Observe"

Par sa facilité d'implémentation, la méthode P&O est largement utilisée. Cependant elle représente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi. La procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM lorsqu'il est atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Par contre une faible valeur d'incrément ralenti la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité.

La commande MPPT selon la méthode P&O permet d'obtenir un rendement plus important durant une journée relativement ensoleillée, où le PPM évolue lentement et proportionnellement au soleil. Pour une journée présentant de forts changements d'irradiations très fréquents, cette commande présente plus de pertes, engendrées par le temps de réponse de la commande pour atteindre le nouveau PPM.

II.2.2.2. Les commandes « Hill Climbing »

La technique de contrôle nommée « Hill Climbing » consiste à faire monter le point de fonctionnement le long de la caractéristique du module PV présentant un maximum. Deux pentes sont possibles. La recherche s'arrête quand le point de puissance maximal est atteint. Cette méthode est basée sur la relation entre la puissance du panneau et la valeur du rapport cyclique appliqué au convertisseur statique [2.5]. Suivant la Fig. 2.4, le PPM est atteint lorsque $\frac{dP_{PV}}{dD}$ est forcé à zéro par la commande. L'algorithme de cette méthode est présenté à la Fig.2.5.

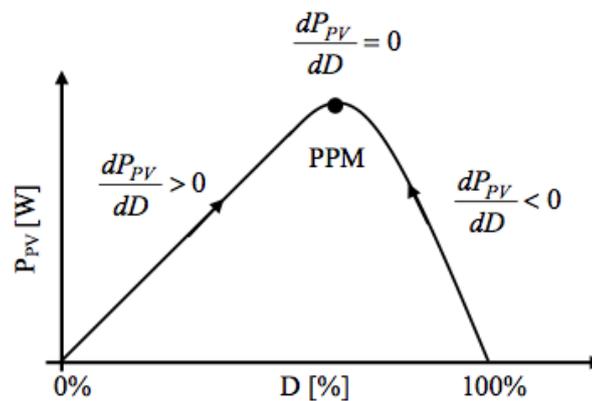


Figure 2. 4:Relation entre P_{PV} et le rapport cyclique D du convertisseur statique pour la méthode "Hill climbing "

La variable *Slope* prend la valeur « 1 » ou « -1 » suivant la direction que l'on doit donner à la recherche pour augmenter la puissance en sortie du panneau. D représente le rapport cyclique, P_{PV} est la puissance du générateur, a représente la variable d'incrément du rapport cyclique. La puissance P_{PVn} est périodiquement comparée à la valeur déterminée précédemment P_{PVn-1} , en fonction du résultat de la comparaison le signe de la valeur *Slope* change ou reste identique. Ce qui a pour effet d'incrémenter ou de décrémenter la valeur du rapport cyclique. Une fois le PPM

atteint, le système oscille autour de ce dernier indéfiniment rejoignant alors les compromis à faire entre rapidité et précision.

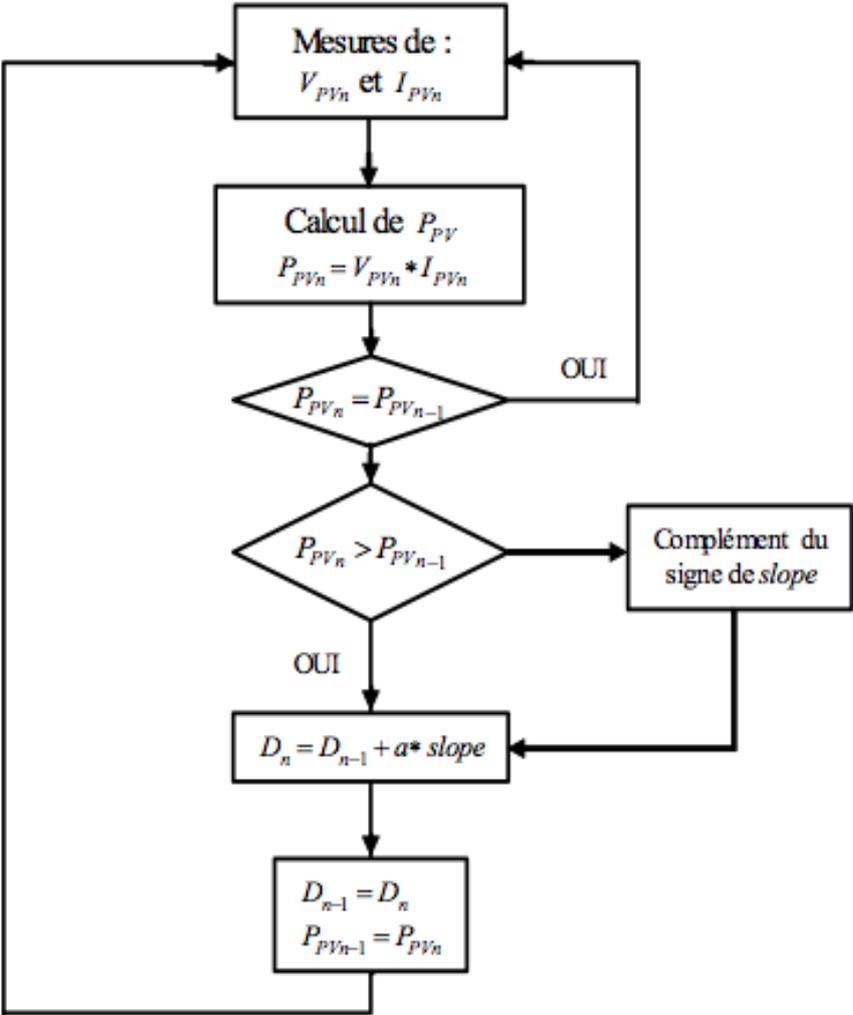


Figure 2. 5:Algorithme de la commande "Hill Climbing"

Le principe de fonctionnement de cette commande est illustré à la Fig. 2.6 :

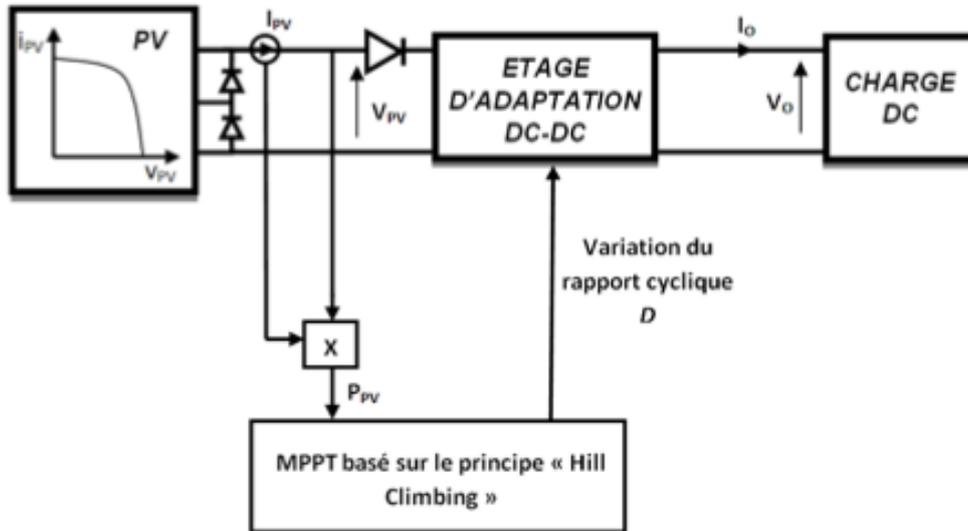


Figure 2. 6: Principe de fonctionnement de la commande "Hill Climbing"

L'avantage de cette technique est qu'elle est simple à mettre en œuvre. Par contre, elle possède les mêmes inconvénients que la méthode P&O concernant des oscillations autour du PPM en régime établi et une perte occasionnelle de la recherche du PPM lors d'un changement brusque des conditions climatiques.

II.2.2.3. Les commandes « Incrément de conductance » (IncCond.)

Pour chercher les PPM, cette technique se base sur la connaissance de la variation de conductance du module PV et des conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un PPM [2.6]. La conductance du module PV est définie par le rapport entre le courant et la tension du module PV selon l'Eq.(2.1).

$$G = \frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (2.1)$$

Un incrément de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (2.2)$$

L'évolution de la puissance du module P_{PV} par rapport à la tension V_{PV} donne la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Lorsque la dérivée de la puissance est nulle, on est sur le PPM. Si elle est positive le point d'opération se trouve à gauche du maximum. Lorsqu'elle est négative, on se situe à droite.

Le positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$, est illustré sur la Fig.2.7.

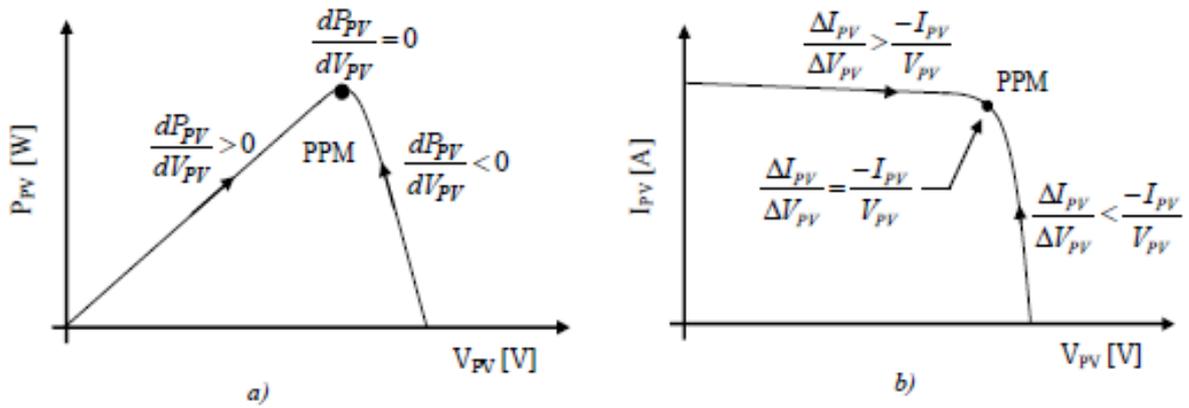


Figure 2. 7:Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$ sur : a) la caractéristique de puissance et ; b) de la valeur de $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}}$ sur la caractéristique de courant

Le lien entre la conductance et la dérivée de la puissance $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$ peut être décrit par l'Eq.(2.3).

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \cdot V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \cong I_{PV} + V_{PV} \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (2.3)$$

On peut alors écrire de nouvelles conditions sur la variation de conductance sur la dérivée de puissance :

si $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > -\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est à gauche du PPM ;

si $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = -\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est sur le PPM ; (2.4)

si $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < -\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$, le point de fonctionnement est sur le PPM.

Le maximum de puissance peut être alors poursuivi en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance $\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$ avec celle de l'incrément de conductance $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}}$ comme l'illustre l'algorithme de la Fig.2.8.



Figure 2. 8: Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode IncCond

V_r : correspond à la tension de référence et force le module PV à fonctionner à cette valeur.

Si on est au PPM, alors la tension V_r correspond bien à la tension optimale V_{opt} . Une fois le PPM atteint, le point de fonctionnement peut être maintenu sur cette position jusqu'à la détection d'une variation de ΔI_{pv} . Cela indique alors un changement de conditions climatiques, donc un nouveau PPM à rechercher. Pour cela l'algorithme incrémente ou décrémente la valeur de V_r jusqu'à atteindre le PPM. Le schéma de principe de cette méthode est illustré sur la Fig. 2.9.

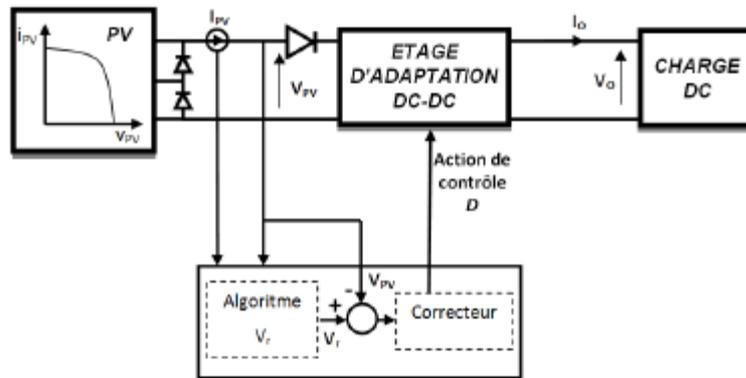


Figure 2. 9: Fonctionnement d'une commande MPPT de type IncCond

Théoriquement, avec la méthode de contrôle de type IncCond, il est possible de trouver un PPM et de s'y immobiliser en stoppant la perturbation. Dans ce cas là, ΔP_{PV} est nul et c'est le contrôle de l'apparition de ΔI_{PV} qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de V_r pour atteindre un nouveau PPM. Ceci se produit par exemple lors de variation d'ensoleillement. Ceci constitue une propriété intéressante par rapport aux deux types de MPPT précédents car en régime établi, il n'y a pas de pertes par rapport au PPM. De plus cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au PPM.

En pratique, le système présente une oscillation comme la commande P&O autour du PPM, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée (I_{PV} et V_{PV}) et de la difficulté au système de bien analyser si la relation est bien remplie ou non. Cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de la rechercher. Par rapport à la commande P&O, le temps d'exécution de l'algorithme est plus long car ce dernier est plus complexe. De ce fait, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant est augmenté engendrant un retard sur la détection des variations climatiques.

II.2.3. Les commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité

Le mode de fonctionnement de ce type de commande est basé sur des relations de proportionnalité entre les paramètres optimaux caractérisant le point de puissance maximal (V_{opt} et I_{opt}) et les paramètres caractéristiques du module PV (V_{oc} et I_{sc}). Suivant le paramètre contrôlé, on parle de commande en régulation de courant ou de tension.

II.2.3.1. Mesure de V_{oc}

Cette technique de recherche du PPM est très simple. Elle consiste à définir la tension du panneau (V_{PV}) avec une tension de référence qui correspond à la tension optimale (V_{opt}). L'erreur de tension est alors utilisée pour ajuster le rapport cyclique du convertisseur statique, afin de faire coïncider les deux tensions [2.7]. La tension de référence est obtenue à partir de la connaissance de la relation linéaire existante entre V_{opt} et V_{oc} d'un module PV :

$$V_{opt} = k_v V_{oc} \quad (2.5)$$

avec k_v correspondant à un facteur de tension dont la valeur dépend du module PV utilisé et de la température de fonctionnement. Généralement, pour des modules en Si, il est compris entre 0,71 et 0,78. A partir de l'Eq.(2.5) et connaissant k_v , il faut mesurer la tension de circuit ouvert V_{oc} afin d'en déduire la tension de référence V_{opt} à appliquer au PV.

L'inconvénient majeur de cette technique réside dans la nécessité d'effectuer la mesure de V_{oc} de temps en temps et l'obligation de déconnecter la charge durant cette mesure impliquant une perte de transfert de puissance à chaque mesure. Un autre inconvénient est l'hypothèse faite sur l'évolution de k_v dans un module PV suivant les différents points de fonctionnement des caractéristiques de puissance. Pour la plupart des modules en Si, ce coefficient affiche une variation d'au moins 10 % de ce facteur en fonction de la température de fonctionnement. Ces commandes sont très simples et très robustes mais ne présentent pas assez de précisions inhérentes à leur principe même de fonctionnement pour être retenues dans des systèmes de conversion récents.

II.2.3.2. Mesure de I_{sc}

Cette méthode est basée sur la connaissance de la relation linéaire en première approche entre I_{opt} et I_{sc} , donné par l'Eq. (2.6) [2.8].

$$I_{opt} = k_I I_{sc} \quad (2.6)$$

avec k_I correspondant à un facteur de courant qui dépend aussi du module utilisé et est généralement compris entre 0.78 et 0.92.

L'équation (2.6) montre que le courant I_{opt} peut être déterminé par une mesure de I_{sc} et que le PPM peut être atteint en appliquant un courant de référence égal à I_{opt} à la régulation en courant du convertisseur. La mesure de I_{sc} implique une perte de transfert de puissance due à la mise en court-circuit du module PV. Cette méthode peut s'avérer plus précise que la précédente car la température n'influence pas trop ce coefficient.

En résumé, les commandes basées sur des relations de proportionnalité sont plus faciles à mettre en œuvre et moins coûteuses que les commandes précédentes. Par contre la précision est faible à cause des procédés d'estimation des paramètres caractéristiques du module (I_{cc} et V_{co}) qui ne peuvent pas se faire trop souvent. L'échelle temporelle de réaction est en effet de la minute. A chaque fois qu'une mesure de courant ou de tension est faite, cela entraîne un arrêt obligatoire de transfert de puissance, entraînant des pertes énergétiques qui ne sont pas négligeables au cours d'une journée.

II.2.4. Les commandes MPPT basée sur le principe de la logique floue

Les commandes basées sur la logique floue sont de plus en plus populaires grâce à l'évolution des microcontrôleurs. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. Elles peuvent aussi traiter des non linéarités [2.9].

Le principe d'une commande floue se base sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur E et la variation d'erreur ΔE et une variable de sortie ΔD équivalent à la variation du rapport cyclique. La valeur de la variable de sortie, qui pilote le convertisseur statique pour rechercher le PPM, est déterminée à l'aide d'une table de vérité et de l'évolution des paramètres d'entrée.

La commande floue comprend trois étapes : la fuzzification , la lecture de la table de vérité , et la défuzzification.

Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variable linguistique pouvant prendre les cinq valeurs suivantes : Negative Big (NB) , Negative Small (NS), Zéro (ZE), Positive Small (PS), Positive Big (PB), selon la structure de base de la commande logique floue illustrée à la Figure 2.10 .

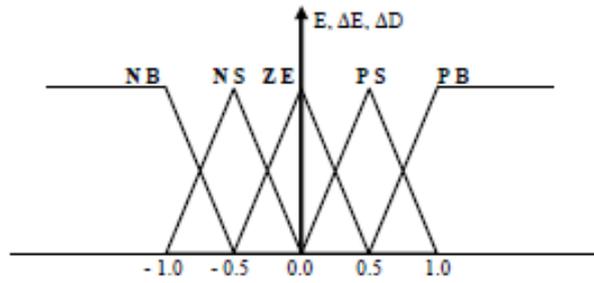


Figure 2. 10: Structure de base de la commande floue

Les paramètres d'entrées E et ΔE sont liés aux Eq. (2.7) et (2.8) suivantes :

$$E(n) = \frac{P(n) - P(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \quad (2.7)$$

$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad (2.8)$$

En fonction de leurs évolutions et d'une table de vérité comme indiquée dans le Tableau IV, une valeur est attribuée au paramètre de sortie ΔD .

Tableau IV: Exemple d'une table de vérité pour une commande logique floue

$E \backslash \Delta E$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

La variable linguistique assignée à ΔD , dépend des différentes combinaisons entre E et ΔE . Par exemple, si les variables d'entrée (E et ΔE), ont comme valeur PB et ZE correspondant à un point de fonctionnement très éloigné du PPM, d'après la table de vérité, la valeur donnée à la variable de sortie ΔD est PB , ce qui implique une forte variation positive du rapport cyclique pour atteindre le PPM. En résumé, les variations du rapport cyclique dépendent de la différence de position entre le point de fonctionnement et un PPM. Ainsi, dès que ce dernier s'approche du PPM, les incréments appliqués à ΔD s'affinent jusqu'à atteindre le PPM.

La défuzzification consiste à convertir cette fois, une variable linguistique en variable numérique. Cette étape ne s'applique qu'à la variable de sortie ΔD , afin de pouvoir piloter le convertisseur de puissance à atteindre le PPM.

En résumé, cette méthode s'avère être très performante lors de changement des conditions climatiques, cependant sa précision en statique est fortement liée à la complexité de la table de vérité employée entraînant la nécessité du choix obligatoire d'un microcontrôleur ayant une grande capacité de calculs tenant compte des nombreuses disparités des paramètres électriques du panneau. Cette commande peut présenter les meilleures performances en termes de précision et de rapidité de recouvrement de PPM mais elle entraîne obligatoirement une consommation énergétique non négligeable liée au microprocesseur ainsi qu'un surcoût.

II.2.5. Les commandes MPPT de réseaux de neurones artificiels

La technique de réseaux de neurones est, elle aussi, de plus en plus utilisée, car elle offre une grande alternative pour résoudre des problèmes complexes. Ces dernières années, l'utilisation de cette méthode dans divers domaines d'application ne cesse d'augmenter car elle fonctionne à partir d'une boîte noire qui n'exige pas d'informations détaillées sur le fonctionnement du système [2.10]. Elle établit des relations entre les variables d'entrée et de sortie en analysant les précédentes données mémorisées. Un autre avantage est qu'elle peut traiter des problèmes d'une grande complexité grâce à des paramètres interdépendants.

Les réseaux de neurones sont composés généralement de trois couches différenciées: la couche d'entrée, la couche cachée, et la couche de sortie (Fig. 2.11).

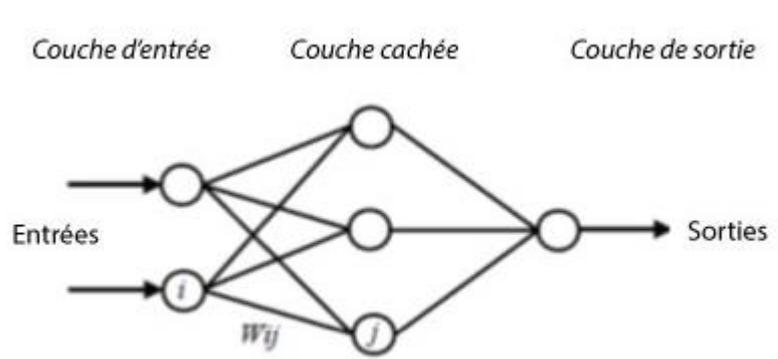


Figure 2. 11:Exemple de réseau de neurones

Le nombre de nœuds au niveau des différentes couches est variable en fonction du degré d'apprentissage souhaité et de la précision de la commande souhaitée. Pour une commande MPPT, les variables d'entrées peuvent donc être les paramètres caractéristiques d'un module PV (V_{OC} , I_{SC}) associées ou non à des données atmosphériques comme la température ou l'irradiation ou bien une combinaison de ces dernières. La sortie est généralement un ou plusieurs

signaux de référence comprenant au moins le rapport cyclique permettant de commander le CS pour fonctionner le plus souvent possible au PPM. La qualité de la recherche du PPM dépend essentiellement de l'algorithme utilisé dans la couche cachée et de la construction proprement dite du réseau. Ainsi, l'importance entre deux nœuds de la valeur du poids choisi W_{ij} est à prendre en compte. Pour identifier avec précision les différents PPM éventuels, les poids W_{ij} doivent être initialement déterminés avec le plus de soin possible à travers des procédures d'apprentissage laborieuses et spécifiques à chaque module et chaque type de charge. De plus, cet apprentissage doit être révisé régulièrement (typiquement chaque mois) pour mettre à jour les relations entre les entrées et les sorties du réseau. Ce qui rend cette commande fastidieuse en entretien et en maintenance.

II.2.6. Apport du numérique dans les commandes MPPT à algorithmes performants

Les méthodes P&O, IncCond et Hill Climbing, sont couramment utilisées car leur implémentation en numérique sont simple. Cependant elles présentent quelques problèmes d'optimisation tels que la présence d'oscillations autour du PPM et des confusions sur le sens de poursuite lors de changements de conditions atmosphériques. Leurs modes de recherche dépendent fortement d'une variable d'incrément dont la valeur choisie est le fruit d'un compromis entre précision et rapidité. Un incrément d'une grande valeur améliore le temps de réponse au détriment de la précision. Un incrément de faible valeur aura l'effet inverse et permet d'obtenir une grande précision.

Généralement, la commande P&O peut être désorientée si une forte variation d'ensoleillement intervient entre deux échantillons de puissance. Pendant cet événement, l'algorithme de recherche est dans l'incapacité d'interpréter si cette variation de puissance est provoquée par l'incrément de la tension de référence ou par un changement des conditions climatiques. Une solution a été proposée, consistant à effectuer une mesure de puissance supplémentaire au milieu de la période d'échantillonnage (P_x) pour vérifier l'évolution de la puissance. Ainsi une évolution linéaire signifie que le système n'a pas été perturbé par des variations météorologiques et que la variation de puissance entre $P(k)$ et $P(k+1)$ n'est due qu'à la variable d'incrément. Par contre, la présence d'un changement d'irradiation entre les deux échantillons $P(k)$ et $P(k+1)$ se traduit par une évolution non linéaire et l'algorithme générera alors une erreur. Ensuite l'algorithme de recherche analyse la valeur de cette erreur afin d'inverser ou

de maintenir le sens de recherche. Les résultats expérimentaux montrent alors un meilleur suivi du PPM en présence de variation climatique par rapport à une méthode conventionnelle [2.11].

Une commande MPPT adaptative basée sur le principe Hill Climbing a adopté aussi un algorithme de recherche qui combine les deux améliorations apportées sur la commande P&O. La valeur de la variable d'incrément s'ajuste en fonction de l'évolution de la puissance dans le but d'améliorer les performances en mode dynamique et statique. Cette commande est aussi capable d'interpréter la cause de fortes variations de puissance afin d'adapter le sens de poursuite pour que le système converge toujours vers le PPM. Les résultats de simulations montrent que l'erreur statique, correspondant à la position du point de fonctionnement par rapport au PPM en régime établi, est équivalente à une commande traditionnelle possédant une variable d'incrément relativement faible, de l'ordre de 0,4 %. Le temps de recouvrement mis par cette méthode, suite à un accroissement de l'irradiation de 510 W/m² à 990 W/m² est de 8,5 s au lieu de 13 s imposé par la valeur de l'incrément à 0,4 %, soit une amélioration de la réponse dynamique de la commande de l'ordre de 34,62 %. Le rendement MPPT obtenu avec cette technique est de 98,45 % [2.12].

La variation de la variable d'incrément peut également s'appliquer sur une commande basée sur le principe de l'incrément de conductance. La valeur de la variable est ajustée selon la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Quand le point de fonctionnement se trouve éloigné du PPM, la valeur d'incrément augmente de façon à ce que le point de fonctionnement se rapproche le plus rapidement possible du PPM tandis que lorsque celui-ci se trouve à proximité du PPM, la variable diminue progressivement jusqu'à se positionner, théoriquement, sur le PPM avec le plus de précision possible. Le signe de la variable d'incrément dépend de la position du point de fonctionnement sur la caractéristique $I-V$ du PV [2.13]

Une autre proposition est faite pour diminuer le temps de réponse de la commande IncCond.. La caractéristique $P-V$ est divisée en deux régions, dont l'une contient le PPM. La fonction correspondante à cette division est nommée $V_{TN} = f(I_{PV})$. Cette fonction permet, à partir des coordonnées du point de fonctionnement (I_n et V_n), de déterminer la position de ce dernier par rapport au PPM. Si la valeur V_{TN} déterminée à partir du courant I_n est inférieure à V_n , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve dans la région démunie du PPM. Ainsi pour converger rapidement vers celui-ci, la tension de référence V_r présente dans l'algorithme IncCond prend la valeur de V_{TN} , correspondant à une forte valeur d'incrément. Lorsque le point de fonctionnement coïncide avec la fonction $V_{TN} = f(I_{PV})$ ou rentre dans la région munie du PPM, la

commande retrouve le fonctionnement classique d'une commande IncCond avec un pas d'incrément fixe. La division de la caractéristique PV peut être réalisée par une fonction linéaire, ou par une fonction carrée pour avoir une meilleure précision pour les faibles puissances ou par une combinaison de plusieurs fonctions linéaires. L'inconvénient de cette méthode est que la fonction $f(I_{PV})$ est basée sur les paramètres du panneau PV, ce qui sous-entend un réajustement des paramètres en fonction du panneau PV connecté, de plus selon la fonction utilisée pour diviser la caractéristique $I-V$, le processeur doit être muni d'une forte capacité de calculs [2.14].

Le Tableau V résume les principales caractéristiques des différentes techniques MPPT.

Tableau V: Principales caractéristiques des différentes techniques MPPT

Technique MPPT	η_{MPPT} (%)	Connaissance technologique du module PV nécessaire	Mise à jour périodique manuelle nécessaire	Mode d'implantation analogique ou numérique	Vitesse de recouvrement	Complexité d'implémentation	Type de capteurs
P&O (incrément fixe)	Variable 81,5% à 96,5%	NON	NON	Les deux	Variable	Basse	1 tension 1 courant
IncCond (incrément fixe)	Variable 89,9% à 98,2%	NON	NON	Numérique	Variable	Moyenne	1 tension, 1 courant
Hill Climbing (incrément fixe)	Variable 95,5% à 99,1%	NON	NON	Les deux	Variable	Basse	1 tension, 1 courant
Fraction de V_{co}	88,1%	OUI	OUI	Les deux	Moyenne	Basse	1 tension
Fraction de I_{sc}	N.S.	OUI	OUI	Les deux	Moyenne	Moyenne	1 courant
Logique floue	N.S.	OUI	OUI	Numérique	Rapide	Haute	Variable

II.3 MPPT à commande extrême

Les travaux au niveau de ce type de commande ont débuté en 1998, dont le but était de mettre au point une nouvelle commande MPPT palliant les principaux inconvénients des autres MPPT. Les résultats et les performances obtenus au niveau de cette commande ont fait l'objet d'un dépôt de brevet [2.15], publié en Juillet 2002. Par la suite le concept a été repris par A. Cid Pastor pour l'élaboration de modules PV électroniques [2.16]

II.3.1 Principe de la régulation extrême

La commande extrême est souvent utilisée comme solution de régulation possible pour les systèmes ne pouvant pas faire appel à une régulation classique mais entrant dans le cas où, pour un régulateur ayant X_s comme grandeur de sortie et X_e comme grandeur d'entrée, une seule mesure permet de connaître X_s par rapport à X_e . C'est le cas par exemple d'un système où la fonction reliant X_s et X_e se modifie au cours du temps, et ce, de manière aléatoire.

Lorsqu'une régulation extrême est mise en place dans ce type de système, pour connaître la réponse en sortie, une des solutions consiste à déplacer le signal d'entrée X_e afin d'établir la relation entre X_s et X_e à un instant donné. On peut ainsi appréhender si X_s évolue ou non vers l'extrémum. Le déplacement de X_e porte le nom d'action de recherche. L'information obtenue à l'aide de cette action permet de faire évoluer X_e pour que X_s atteigne sa valeur extrême. C'est l'action de travail du système. L'action de recherche constitue à une perturbation dans le régulateur extrême, provoquant ainsi un mouvement oscillant autour de l'extrémum. Elle permet aussi de connaître d'une manière plus ou moins précise, la pente ou le signe d'une caractéristique extrême. L'action de travail permet de commander le système pour que X_s atteigne sa valeur extrême.

Ce type de commande permettant de connaître l'évolution d'un paramètre d'une variable physique à l'aide de la variation ou de la perturbation du paramètre d'entrée est souvent utilisé pour la recherche d'un extrême (minimum ou maximum) [2.17]. Dans le cas des modules PV, une commande MPPT extrême oblige le point de fonctionnement du module à se rapprocher du PPM et à osciller autour de ce dernier indéfiniment à travers l'action sur un des paramètres d'entrée du module.

II.3.2 Algorithme MPPT extrême

La figure 2.12 présente le principe du mode de recherche du PPM de la commande extrême.

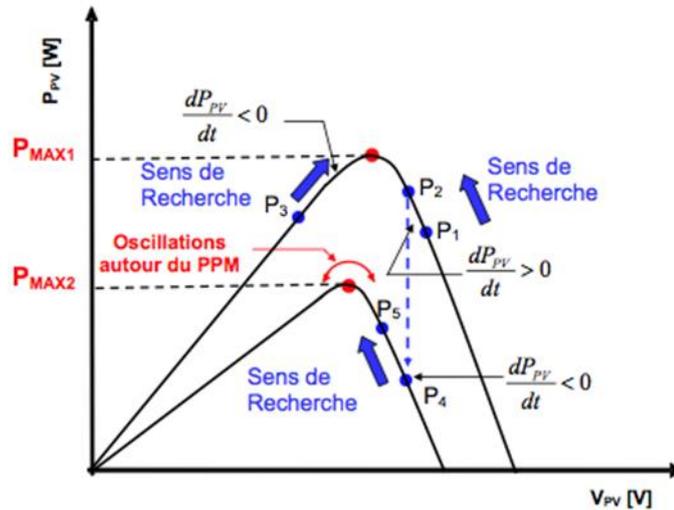


Figure 2. 12:Principe du mode de recherche de la commande MPPT extrême

Il est nécessaire de connaître la tension V_{PV} et le courant I_{PV} en permanence aux bornes du module. Une multiplication de ces valeurs permet d'établir une image de la puissance (P_{PV}). L'image de la puissance obtenue est comparée à l'échantillon de puissance déterminé précédemment (P_{PV-1}). Ces deux images permettent ainsi de constituer la fonction "dérivée de puissance". Cette fonction permet de connaître en permanence si la puissance fournie par le module s'approche ou s'éloigne du PPM.

Une dérivée de puissance positive (de P1 vers P2) implique que le point de fonctionnement s'approche du PPM, donc le sens de recherche est maintenu. Lorsque le signe de la dérivée est négatif (de P2 vers P3), cela signifie que le PPM est dépassé. Dans ce cas, on inverse le sens de recherche pour converger à nouveau vers le PPM. Un temps d'attente est introduit pour s'assurer que le convertisseur se trouve en régime établi avant tout changement de rapport cyclique. Ce délai a aussi son importance lors de variations brusques d'ensoleillement (par exemple de P2 à P4). Dans ce cas la dérivée de puissance est négative. Ce qui implique logiquement une bonne interprétation de la commande MPPT comme un dépassement du PPM, donc une inversion

nécessaire du sens de recherché quasi- immédiate. L’algorithme de recherche est représenté par la Fig. 2.13.

Le principe de cet algorithme, se résume comme suit:

- quand la dérivée de puissance est positive, le signal *ref* est maintenu
 - quand la dérivée de puissance est négative et que l’autorisation de changement est accordée, le sens de recherche est inversé. Le signal *ref* est mise à jour.
 - chaque mise à jour du signal pour une dérivée négative implique une initialisation du délai.
- Chaque fois que le sens de recherche est inversé, un timer d’inhibition est active. Ainsi, pour pouvoir changer la valeur de ce signal, il faut remplir deux conditions :
- détecter une dérivée de puissance négative ;
 - et attendre l’écoulement du délai représenté par la variable ($D=1$). $D = 1$ signifie délai écoulé, $D = 0$ délai non écoulé.

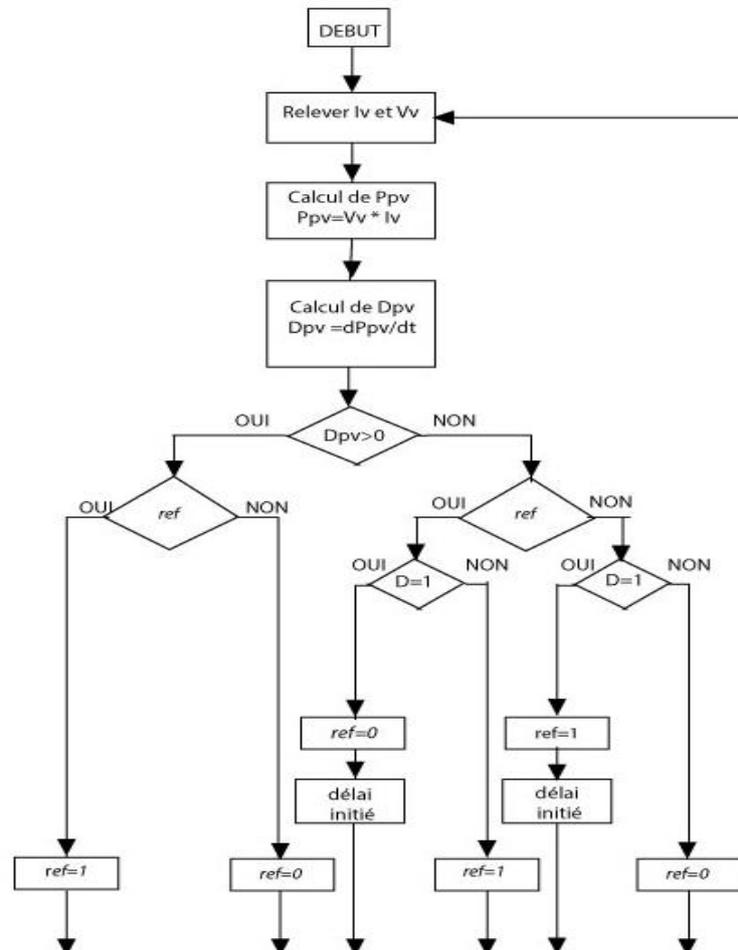


Figure 2. 13:Algorithme de la commande MPPT extrême

II.4 Evaluation d'une commande MPPT

Les performances d'une commande MPPT ne se résument pas au rendement du point de fonctionnement η_{MPPT} . D'autres critères, comme le temps de réponse et son aptitude à fonctionner sur une large gamme de puissance sont importants pour évaluer les qualités de ce type de commande.

II.4.1. Facilité d'implémentation

En plus de ses performances théoriques, il est important de connaître le niveau de complexité de l'algorithme entraînant des difficultés d'implémentation et des pertes liées directement au nombre de calculs nécessaires. En résumé, une commande MPPT doit avoir un niveau de simplicité important favorisant une faible consommation et donc un coût de développement raisonnable pour que sa présence compense le surcoût généré. En effet, il ne faut pas oublier que dans un contexte énergétique fortement concurrentiel, le fait d'insérer un étage d'adaptation avec une commande MPPT doit avoir un gain du point de vue énergétique recouvrant le surplus économique. Sinon, cette solution ne sera jamais viable du point de vue industriel. Dans le cas contraire, la commande aussi performante qu'elle soit en termes de rendement, présente trop de contraintes pour être choisie pour ce type d'application.

II.4.2. Réponse dynamique

Une commande MPPT doit avoir un bon comportement en dynamique afin de pouvoir piloter l'étage d'adaptation et assurer que la recherche du nouveau PPM, suite aux changements d'éclairement ou de température, soit faite le plus rapidement possible.

II.4.3. Portabilité

Une commande MPPT doit être précise et stable quelles que soient ses conditions d'utilisation. C'est-à-dire qu'elle ne doit pas être conçue pour fonctionner pour un seul type de panneau. Elle doit être la plus universelle possible, capable de fonctionner avec des panneaux de différentes technologies sans trop de modifications, tout en gardant le même taux de précision et de robustesse.

II.4.4. Réponse fiable sur une large gamme de puissance

Une commande MPPT, utilisée dans des applications photovoltaïques, est supposée suivre le PPM généré par un module PV, quel que soit le niveau d'ensoleillement. La commande MPPT doit atteindre le PPM avec une erreur statique relativement faible, correspondant à la position du point de fonctionnement par rapport au PPM, sur une large gamme de puissance.

II.5 Modélisation d'une commande MPPT extrême contrôlé en mode glissant

Nous allons étudier dans ce qui suit la modélisation de la commande MPPT extrême contrôlé en mode glissant (SMESC) [2.18][2.19]. Une récente étude décrit l'analyse l'algorithme pour une application dans un système photovoltaïque [2.19]. Les paramètres du module PV et le comportement du convertisseur statique sont tenues en compte. Une série de simulation est présentée pour prouver la performance du système de contrôle et la stabilité.

II.5.1. Le contrôle par mode glissant

On souhaite appliquer une commande à un système pouvant être non linéaire et présenté des discontinuités, s'exprimant en modèle d'état par :

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (2.9)$$

où $x \in R^n$ est le vecteur d'état, et $u \in R^m$ l'entrée de commande.

Les régions continues de l'espace sont séparées les unes des autres par m ensembles de points discontinus, nommés surfaces de discontinuité ; l'intersection de celles-ci forme une surface de dimension m nommée surface de glissement. L'espace où évolue l'état x continu est donc de dimension $n-m$.

La surface de glissement est caractérisé par une équation $v(x) = 0$, $v(x, t)$ étant une vecteur fonction de taille m , représentant la « distance » de x à la surface à chaque instant. On en déduit ainsi la définition mathématique de la surface de glissement : $SG = \{x \in R^n | v(x) = 0\}$. Chacune de ses composantes $v_i(x, t)$ est associée à une surface de discontinuité, et permet de répondre à un objectif de contrôle.

La procédure consiste à faire passer x d'une région continue à l'autre en commutant u -c'est le mode transitoire du système-, jusqu'à osciller autour de la surface de glissement avec une

erreur acceptable E . Une fois celle-ci atteinte, x la suit et doit s'y maintenir : c'est le mode de glissement du système. Le principe est résumé à la Fig. 2.14, dans le cas où $n=2$ et $m=1$. Cette commande a donc la particularité d'atteindre sa cible en un temps fini, correspondant au temps d'établissement du mode de glissement, contrairement aux commandes continues qui ne font que l'approcher asymptotiquement.

Le mode glissement existe si :

$$\lim_{v \rightarrow 0^-} v > 0 \text{ et } \lim_{v \rightarrow 0^+} v < 0$$

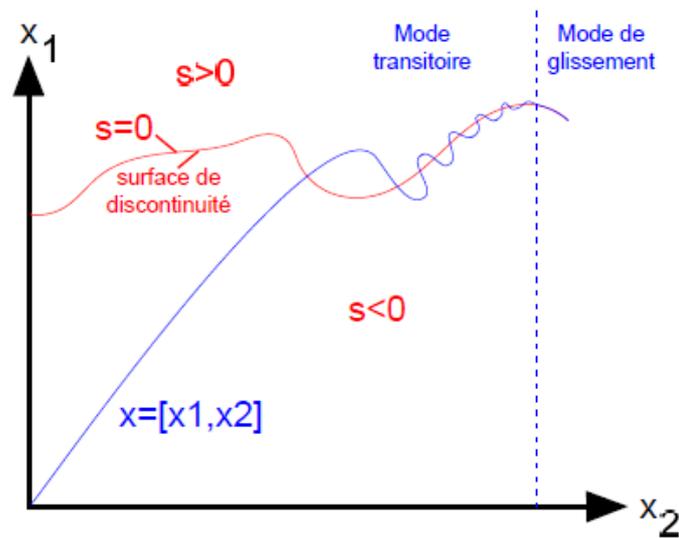


Figure 2. 14: Principe du contrôle par mode glissant pour $n=2$ et $m=1$

II.5.2. Approche asymptotique des caractéristiques I-V du module PV

Généralement, dans un algorithme MPPT, la caractéristique de puissance versus rapport cyclique est utilisée. Comme nous allons par la suite intégrer notre commande à un convertisseur à gain élevé, le rapport cyclique peut aussi être élevé. Nous allons donc utiliser l'approximation asymptotique des caractéristiques $I-V$ et $P-V$ du module PV afin de déterminer la courbe caractéristique $P-G$. La caractéristique $P-G$ sera utilisé par la suite dans la boucle de contrôle de la commande MPPT.

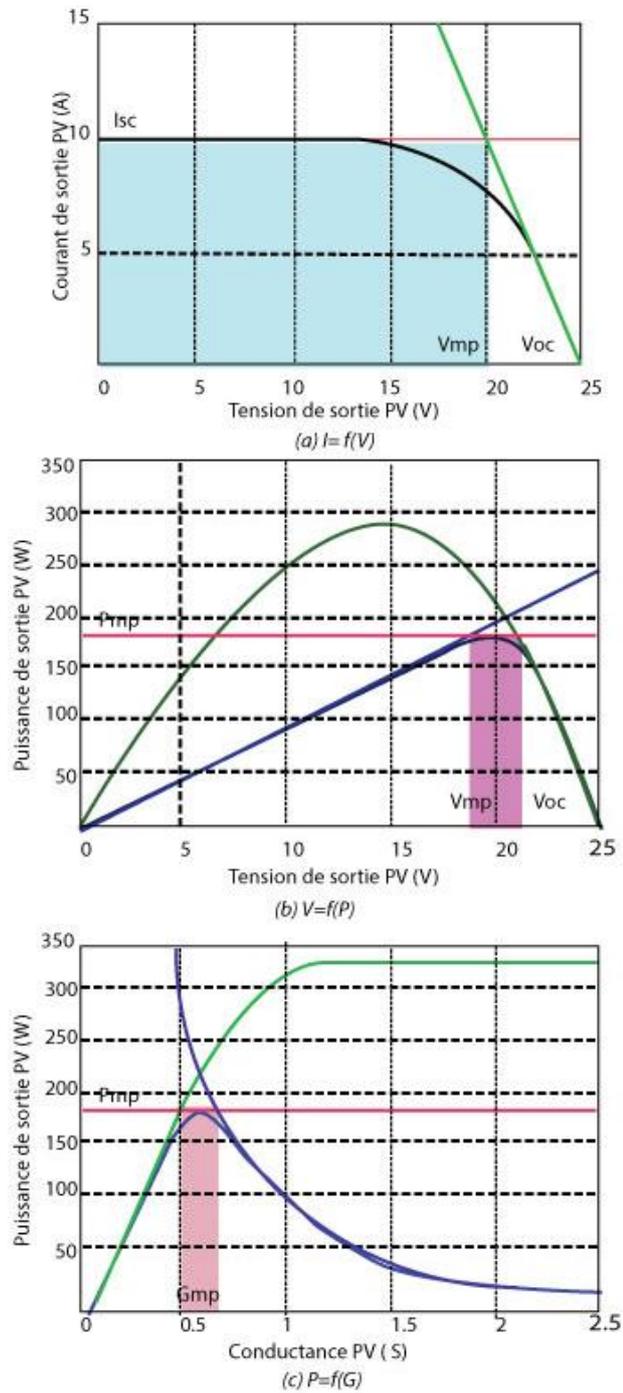


Figure 2. 15: Approche asymptotique des courbes caractéristiques du module PV

La courbe $I-V$ présente 2 asymptotes (Fig. 2.15). Elles sont définies à partir des valeurs de courant court-circuit (I_{cc}), la tension en circuit-ouvert (V_{oc}) et la tension de puissance maximale (V_{pm}).

Démonstration :

♣

$$i_p(v_p) = \begin{cases} I_{cc} & 0 < v_p < v_{pm} \\ -G_0(v_p - V_{oc}) & V_{pm} < v_p < V_{oc} \end{cases} \quad (2.10)$$

où

$$G_0 = I_{cc}/(V_{oc} - V_{pm}).$$

La caractéristique P - V peut être déduit de cette approximation en multipliant par v_p . Les deux asymptotes sont transformées en courbe suivant la présentation à la Fig. 2.15 (b). Pour améliorer l'approximation une troisième asymptote est introduit correspondant à la puissance maximale (P_{pm}), en rouge sur la Fig. 2.15(b). L'expression analytique de cette approximation est donnée par l'Eq. (2.11).

$$p_p(v_p) = \begin{cases} I_{cc} & v_p \ 0 < v_p < V_1 \\ P_{pm} & V_1 < v_p < V_2 \\ -G_0(v_p^2 - V_{oc}v_p) & V_2 < v_p < V_{oc} \end{cases} \quad (2.11)$$

Où

$$V_1 = P_{pm}/I_{cc} \quad (2.12)$$

$$V_2^2 - V_{oc}V_2 + \frac{P_{pm}}{G_0} = 0 \quad (2.13)$$

Pour obtenir la caractéristique P - G , la variable G est introduite dans la précédente approximation. G est défini par l'Eq.(2.14) :

$$G = i_p/v_p \quad (2.14)$$

$$v_p^2 = p_p/G \quad (2.15)$$

En remplaçant v_p de l'Eq. (2.11), on obtient :

$$p_p(G) = \begin{cases} G_0^2 V_{oc}^2 \frac{G}{(G+G_0)^2} & 0 < G < G_1 \\ P_{pm} & G_1 < G < G_2 \\ \frac{I_{sc}^2}{G} & G_2 < G < \infty \end{cases} \quad (2.16)$$

où

$$G_2 = I_{cc}^2/P_{mp} \text{ et } G_1 = (G_0^2 V_{oc}^2 [1 - \sqrt{1 - 4P_{pm}/(V_{oc}^2 G_0)}] - 2G_0 P_{pm})/2P_{pm}. \quad (2.17)$$

Les courbes résultantes sont présentées à la Fig.2.15 (c). Les dérivées maximums des deux asymptotes de la courbe $p_p(G)$ sont évalués pour $G = G_1$ et $G = G_2$.

$$\frac{dP_p}{dG}(G_1) = \frac{G_0^2(G_0 - G_1)V_{oc}^2}{(G_1 + G_0)^3} \quad (2.18)$$

$$\frac{dP_p}{dG}(G_2) = -\frac{I_{cc}^2}{G_2^2} \quad (2.19)$$

◆

D'après cette analyse nous avons démontré que la valeur élevée du rapport cyclique est située entre la petite valeur de conductance et la valeur de la conductance autour du puissance maximale P_{pm} . Les conditions de la caractéristique $P-G$ s'avèrent alors être une meilleure alternative.

II.5.3. Commande MPPT par mode glissant

Sur la base du fondement théorique du contrôle par mode glissant ou SMC (Sliding Mode Control) ainsi que la modélisation asymptotique du module PV, on va appliquer le contrôle par mode glissant pour la détection du MPPT de notre système.

L'idée principale est de définir la surface de glissement :

$$S(P_{p_{ref}}, P_p) = \varepsilon(t) = P_{p_{ref}}(t) - P_p(t) \quad (2.20)$$

et à chaque instant t , extraire la puissance $P_p(t)$ du module PV à la valeur moyenne de la puissance de référence. Ceci est possible en agissant sur la conductance $G(t)$.

L'algorithme assure que la puissance de référence $P_{p_{ref}}(t)$ augmente automatiquement jusqu'à ce qu'elle atteigne la puissance maximale P_{mp} et sera maintenu. Si un changement brusque d'irradiation solaire apparaît, un changement discontinu sur $P_p(t)$ peut-être observé. Grâce à la stratégie de contrôle en mode de glissement, l'algorithme est capable de redéfinir la puissance de référence $P_{p_{ref}}(t)$, qui par la suite converge vers la nouvelle puissance maximale admissible.

Le schéma bloc de la méthode est présenté à la Fig. 2.16.

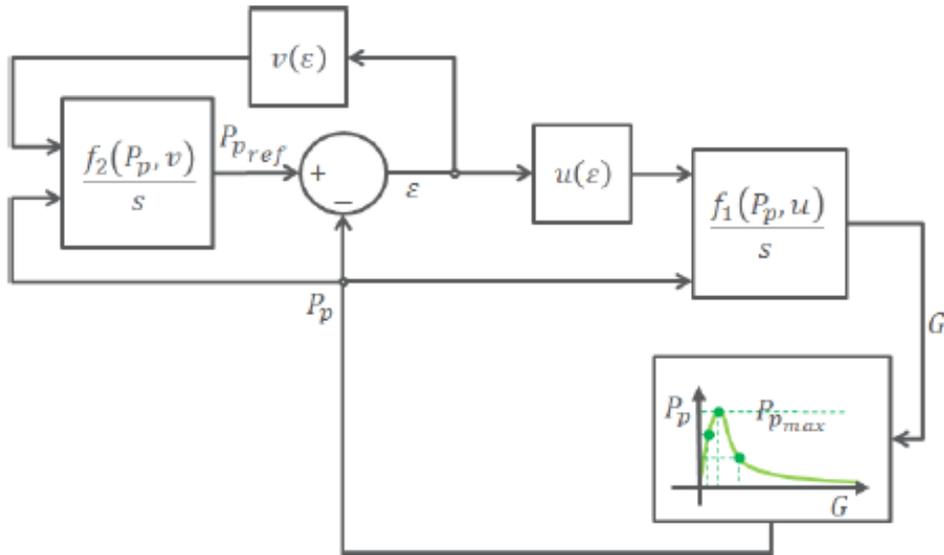


Figure 2.16: Schéma bloc de l'algorithme MPPT à commande par mode de glissement

Les équations qui régissent le fonctionnement du diagramme de bloc de la Fig. 2.16 sont comme suit :

$$\frac{dG}{dt} = f_1(P_p, u) \quad (2.21)$$

$$\frac{dP_{p_{ref}}}{dt} = f_2(P_p, v) \quad (2.22)$$

$$f_1(P_p, u) = K_1 P_p u, K_1 > 0 \quad (2.23)$$

$$f_2(P_p, v) = K_2 P_p + M P_p v, K_2 > 0, M > 0 \quad (2.24)$$

$$\varepsilon(t) = P_{p_{ref}}(t) - P_p(t) \quad (2.25)$$

$$u = \text{sign}(\varepsilon) \quad (2.26)$$

$$v = -\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{sign}(\varepsilon) \quad (2.27)$$

Les signaux u et v sont présentés sur la Fig. 2.17.

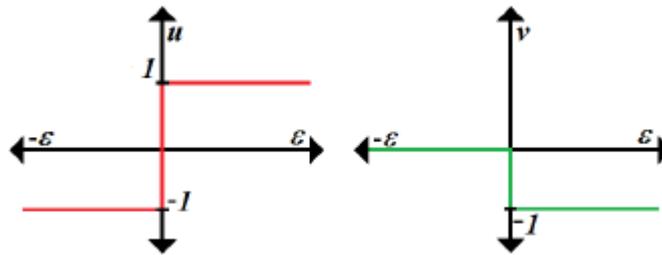


Figure 2. 17: Les fonctions de commutation idéales pour le MPPT à mode glissant

II.5.3.1. Les conditions d'accessibilité à la surface de glissement

L'analyse qui suit permet de déterminer les contraintes sur les constantes M , K_1 et K_2 garantissant que la surface de glissement est toujours accessible.

Démonstration :

♣

En considérant la fonction de Lyapunov :

$$V(\varepsilon) = \frac{1}{2} \varepsilon^2 \quad (2.28)$$

L'accessibilité est assurée si $\dot{\varepsilon}\varepsilon < 0$. Nous avons :

$$\varepsilon \dot{\varepsilon} = \varepsilon P_p \left[-\frac{1}{2} M - \frac{1}{2} M \text{sign}(\varepsilon) + K_2 - \frac{dP_p}{dG} K_1 \text{sign}(\varepsilon) \right] \quad (2.29)$$

$$\text{Mais } \varepsilon = |\varepsilon| \text{sign}(\varepsilon) \text{ et } |\varepsilon| = \varepsilon \cdot \text{sign}(\varepsilon) \quad (2.30)$$

$$\varepsilon \dot{\varepsilon} = P_p \left[-\frac{1}{2} M \varepsilon - \frac{1}{2} M |\dot{\varepsilon}| + K_2 \varepsilon - \frac{dP_p}{dG} K_1 |\varepsilon| \right] = |\varepsilon| P_p \left[-\frac{1}{2} M \text{sign}(\varepsilon) - \frac{1}{2} M + K_2 \text{sign}(\varepsilon) - \frac{dP_p}{dG} K_1 \right] \quad (2.31)$$

1) Si $\varepsilon > 0$

$$\varepsilon \dot{\varepsilon} = |\varepsilon| P_p \left[-M + K_2 - \frac{dP_p}{dG} K_1 \right] \quad (2.32)$$

$$\text{Si } M > K_2 + \left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max} K_1 \text{ alors } M > K_2 - \frac{dP_p}{dG} K_1 \text{ et } \varepsilon \dot{\varepsilon} < 0 \quad (2.33)$$

2) Si $\varepsilon < 0$

$$\varepsilon \dot{\varepsilon} = |\varepsilon| \left[-K_2 P_p - \frac{dP}{dG} K_1 P_p \right] = |\varepsilon| P_p \left[-K_2 - \frac{dP}{dG} K_1 \right] \quad (2.34)$$

$$\text{Si } K_2 > \left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max} K_1 \text{ alors } K_2 > -\frac{dP_p}{dG} K_1 \text{ et } \varepsilon \dot{\varepsilon} < 0 \quad (2.35)$$

Les conditions pour garantir $\varepsilon \dot{\varepsilon} < 0$ sont :

$$M > K_2 + \left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max} K_1 \text{ et } K_2 > \varepsilon \dot{\varepsilon} < K_1 \quad (2.36)$$

◆

Les conditions de l'Eq.(2.36) montrent que l'algorithme atteint la surface de glissement au moins asymptotiquement. Dans la pratique il est nécessaire d'atteindre la surface de glissement en un temps fini. Les conditions précédentes sont aussi dépendantes de la connaissance de $\left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max}$ à partir de la courbe caractéristique P-G du module PV et l'approximation qu'on a vu précédemment.

II.5.3.2. Contrôle équivalente

Nous supposons que l'algorithme a atteint le surface de glissement, nous avons $\varepsilon(t) = 0$ et $P_p(t) = P_{p_{ref}}(t)$.

Les fonctions équivalentes de contrôles, notée u_{eq} et v_{eq} doivent satisfaire la condition $\frac{d\varepsilon}{dt} = 0$.

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = MP_p v_{eq} + K_2 P_p - \frac{dP_p}{dG} K_1 P_p u_{eq} = 0 \text{ avec } -1 < v_{eq} < 0 \text{ et } -1 < u_{eq} < 1 \quad (2.37)$$

Si $P_{p_{ref}}(t)$ change et si les conditions d'accessibilité sont satisfaites, $P_p(t)$ suit la référence $P_{p_{ref}}(t)$.

II.5.3.3. Trajectoire pour atteindre le MPPT

Pour analyser l'évolution de $P_{p_{ref}}(t)$, il faut remarquer que les non linéarités u et v sont bien implémenté pratiquement. Comme indiqué précédemment dans l'approche de contrôle à mode glissant, une bande hystérésis Δ est introduite dans la fonction de commutation v . La fonction de commutation u est maintenue idéale.

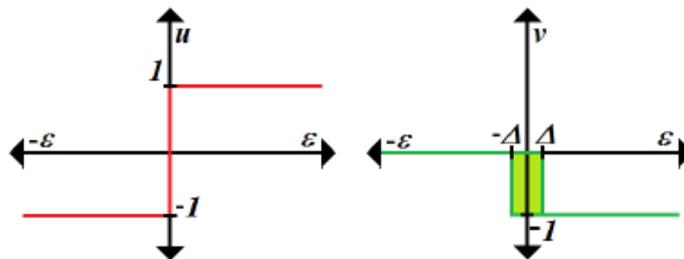


Figure 2. 18: Les fonctions de commutation du MPPT à mode glissant proposé

La forme d'onde associée à ε présente un comportement résultant d'une séquence répétée comme présenté sur la Fig. 2.19 ci-dessous avec des intervalles de temps associés.

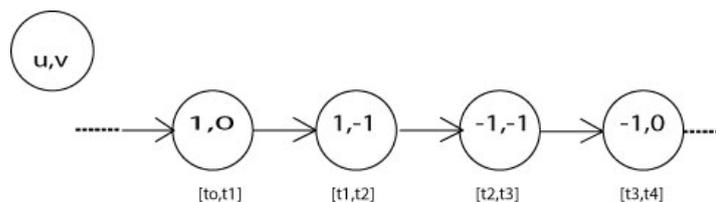


Figure 2. 19: Séquence (u,v) suivant l'échelle de temps

La trajectoire causée par cette séquence répétée sur la caractéristique de puissance est présenté sur la Fig. 2.20.

Si $P_{p_{ref}}(t_4) > P_{p_{ref}}(t_0)$, après chaque séquence, $P_{p_{ref}}(t)$ augmente.

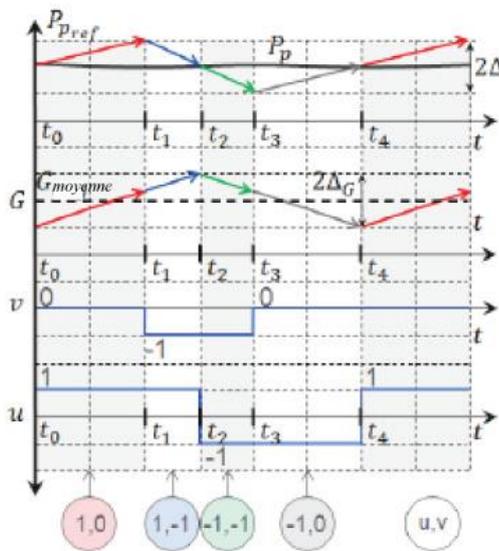
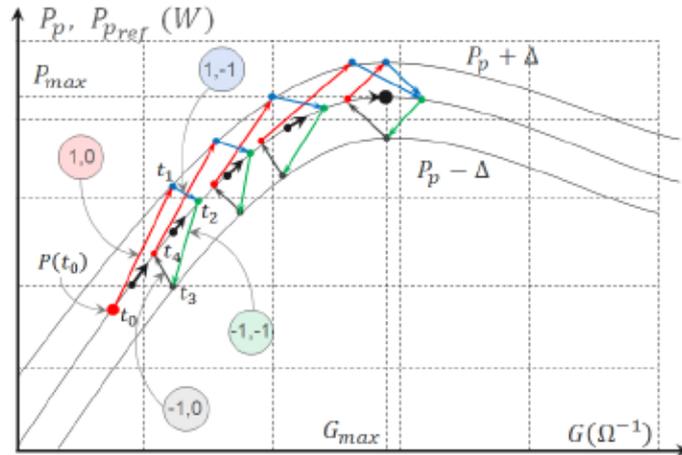


Figure 2. 20:Trajectoire non linéaire de la puissance vers le maximum et représentation graphique dans le temps des variables de l'algorithm MPPT dans un régime établi.

Les équations décrivant les mouvements de $P_{p_{ref}}(t)$ et $G(t)$ à chaque intervalle de temps sont calculés à partir des Eq. (2.38) et (2.39) :

$$\frac{dP_{p_{ref}}}{dt} = K_2 P_p + M P_p v \quad (2.38)$$

$$\frac{dG}{dt} = K_1 P_p u \quad (2.39)$$

Le tableau VI présente les équations différentielles décrivant le comportement dynamique de P_{pref} et G suivant les séquences (u, v) .

Tableau VI: Equations différentielles décrivant le comportement dynamique de P_{pref} et G

$[u, v]$	Equations différentielles décrivant le comportement dynamique de P_{pref} et G	
[1,0]	$\left. \frac{dP_{pref}}{dt} \right _{(1,0)} = K_2 P_p$	$\left. \frac{dP_{pref}}{dG} \right _{(1,0)} = \frac{K_2}{K_1}$
	$\left. \frac{dG}{dt} \right _{(1,0)} = K_1 P_p$	
[1,-1]	$\left. \frac{dP_{pref}}{dt} \right _{(1,-1)} = [K_2 - M] P_p$	$\left. \frac{dP_{pref}}{dG} \right _{(1,-1)} = \frac{K_2 - M}{K_1}$
	$\left. \frac{dG}{dt} \right _{(1,-1)} = K_1 P_p$	
[-1,-1]	$\left. \frac{dP_{pref}}{dt} \right _{(-1,-1)} = [K_2 - M] P_p$	$\left. \frac{dP_{pref}}{dG} \right _{(-1,-1)} = \frac{M - K_2}{K_1}$
	$\left. \frac{dG}{dt} \right _{(-1,-1)} = -K_1 P_p$	
[-1,0]	$\left. \frac{dP_{pref}}{dt} \right _{(-1,0)} = K_2 P_p$	$\left. \frac{dP_{pref}}{dG} \right _{(-1,0)} = -\frac{K_2}{K_1}$
	$\left. \frac{dG}{dt} \right _{(1,0)} = -K_1 P_p$	

L'erreur est définie par l'Eq. (2.40).

$$\varepsilon = P_{pref} - P_p \text{ et } \frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{dP_{pref}}{dt} - \frac{dP_p}{dt} = \left[\frac{dP_{pref}}{dG} - \frac{dP_p}{dG} \right] \frac{dG}{dt} \quad (2.40)$$

Les équations différentielles décrivant les mouvements de l'erreur dans chaque intervalle de temps sont données dans le Tableau VII .

Tableau VII: Les équations différentielles de l'erreur

[u,v]	Equations différentielles décrivant le comportement dynamique de l'erreur ε
[1,0]	$\left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right _{(1,0)} = \left[\frac{K_2}{K_1} - \frac{dP_P}{dG} \right] K_1 P_P = \left[K_2 - K_1 \frac{dP_P}{dG} \right] P_P$
[1,-1]	$\left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right _{(1,-1)} = \left[\frac{K_2 - M}{K_1} - \frac{dP_P}{dG} \right] K_1 P_P = \left[K_2 - M - K_1 \frac{dP_P}{dG} \right] P_P$
[-1,-1]	$\left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right _{(-1,-1)} = \left[\frac{M - K_2}{K_1} - \frac{dP_P}{dG} \right] (-K_1 P_P) = \left[K_2 - M + K_1 \frac{dP_P}{dG} \right] P_P$
[-1,0]	$\left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right _{(-1,0)} = \left[-\frac{K_2}{K_1} - \frac{dP_P}{dG} \right] (-K_1 P_P) = \left[K_2 + K_1 \frac{dP_P}{dG} \right] P_P$

Démonstration :

♣

A partir des équations d'accessibilité :

$$M > K_2 + \left| \frac{dP_P}{dG} \right|_{max} K_1 \quad \text{et} \quad K_2 > \left| \frac{dP_P}{dG} \right|_{max} K_1 \quad (2.41)$$

On peut déduire que :

$$\left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right|_{(1,0)} > 0, \left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right|_{(1,-1)} < 0, \left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right|_{(-1,-1)} < 0, \left. \frac{d\varepsilon}{dt} \right|_{(-1,0)} > 0 \quad (2.42)$$

Cette analyse correspond à la trajectoire définie dans la Fig. 2.19.

Dans la pratique, Δ est très petit, et P_p et $\frac{dP_P}{dG}$ ne varient pas considérablement dans l'intervalle de longueur Δ . On considère alors qu'elles sont constantes dans cet intervalle.

En prenant en considération les équations décrivant ε , nous déduisons que :

$$t_1 - t_0 \cong \frac{\Delta}{\left[K_2 - K_1 \frac{dP_P}{dG} \right] P_P}, \quad t_2 - t_1 \cong \frac{\Delta}{\left[M - K_2 + K_1 \frac{dP_P}{dG} \right] P_P}, \quad t_3 - t_2 \cong \frac{\Delta}{\left[M - K_2 - K_1 \frac{dP_P}{dG} \right] P_P}, \quad (2.43)$$

En considérant les équations différentielles de l'erreur ε , la variation de $P_{P_{ref}}$ peut être exprimée dans l'intervalle $[t_0, t_4]$ comme suit :

$$\begin{aligned} P_{P_{ref}}(t_4) &\cong P_{P_{ref}}(t_0) + K_2 P_P(t_1 - t_0) + (K_2 - M) P_P(t_2 - t_1) + (K_2 - M) P_P(t_3 - t_2) + \\ K_2 P_P(t_4 - t_3) &= P_{P_{ref}}(t_0) + K_2 P_P(t_4 - t_0) - M P_P(t_3 - t_1) \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$K_2 P_P(t_4 - t_0) - M P_P(t_3 - t_1) = \Delta[f(K_2) - f(M - K_2)] \quad (2.45)$$

Si $f(K_2) - f(M - K_2) > 0$, ceci implique que $P_{P_{ref}}(t_4) > P_{P_{ref}}(t_0)$.

Tant que : $f < 0$, K_2 et $M - K_2 \neq K_1 \frac{dP_P}{dG}$ des conditions d'accessibilités, on peut conclure que :

$$f(K_2) - f(M - K_2) > 0 \text{ si et seulement si } M > 2K_2$$

Cette condition s'ajoute aux conditions d'accessibilités pour définir les contraintes que les paramètres M, K_1 et K_2 doivent satisfaire. Le plus important est de connaître $\left. \frac{dP_P}{dG} \right|_{max}$ à partir de la courbe caractéristique du module PV.

En résumé, les propriétés attendus de l'algorithme est garantie si les paramètres M, K_1 et K_2 sont définis en remplissant les contraintes ci-dessous :

$$M > 2K_2 \text{ et } K_2 > \left. \frac{dP_P}{dG} \right|_{max} K_1 \quad (2.46)$$

A partir de cette analyse, on peut déduire que, $P_{P_{ref}}(t)$ s'accroît jusqu'à atteindre P_{mp} et reste aux alentours où il impose la condition $P_P \cong P_{mp}$.

On a alors :

$$\frac{dP_{P_{ref}}}{dt} \cong \frac{dP_P}{dt} \cong \frac{dG}{dt} \cong 0 \quad (2.47)$$

En invoquant l'expression de la dérivée de l'erreur dans la surface de glissement, on peut déduire l'expression des fonctions de contrôles équivalentes :

$$v_{eq} = -\frac{K_2}{M} > -1 \text{ et } u_{eq} = 0 \quad (2.48)$$

◆

II.5.3.4. Influence des paramètres Δ , M , K_1 et K_2 – Fréquence des oscillations

La période de l'oscillation T_P autour de la puissance P_P est égale à $t_4 - t_0$.

$$T_P = \frac{2K_2\Delta/P_P}{K_2^2 - K_1^2 \left(\frac{dP_P}{dG}\right)^2} + \frac{2(M-K_2)\Delta/P_P}{(M-K_2)^2 - K_1^2 \left(\frac{dP_P}{dG}\right)^2} \quad (2.49)$$

Quand l'algorithme atteint P_{mp} , on a :

$$\frac{dP_{P_{ref}}}{dG} \cong \frac{dP_P}{dG} \cong 0 \quad (2.50)$$

et

$$\left. \frac{dP_{P_{ref}}}{dG} \right|_{(1,0)} + \left. \frac{dP_{P_{ref}}}{dG} \right|_{(1,-1)} + \left. \frac{dP_{P_{ref}}}{dG} \right|_{(-1,-1)} + \left. \frac{dP_{P_{ref}}}{dG} \right|_{(-1,0)} = \frac{K_2}{K_1} + \frac{K_2-M}{K_1} + \frac{M-K_2}{K_1} - \frac{K_2}{K_1} = 0 \quad (2.51)$$

alors :

$$T_p = T_{mp} = \frac{2\Delta M}{K_2(M-K_2)P_{mp}} \quad (2.52)$$

La fréquence autour de l'oscillation est obtenue à partir de l'Eq.(2.52)

$$f_{mp} = \frac{K_2(M-K_2)P_{mp}}{2\Delta M} \quad (2.53)$$

où Δ et K_2 sont fixes, en considérant les contraintes $2K_2 < M < \infty$

$$f_{mp} \in \left] \frac{K_2 P_{mp}}{4\Delta}, \frac{K_2 P_{mp}}{2\Delta} \right[$$

Il est donc possible de contrôler la fréquence f_{mp} en choisissant les valeurs appropriées de Δ , M et K_2 .

II.5.3.5. Amplitude de la fluctuation de puissance autour de P_{mp}

La figure 2.21 présente l'amplitude de la référence de puissance et la conductance au point de puissance maximale.

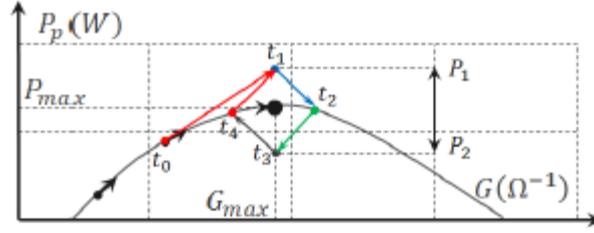


Figure 2. 21: Amplitude de la référence de puissance et la conductance au point de puissance maximale

$$\Delta P_{P_{ref}} = P_{P_{ref}}(t_1) - P_{P_{ref}}(t_3) = -(K_2 - M)P_P(t_2 - t_1) - (K_2 - M)P_P(t_3 - t_2) =$$

$$((M - K_2) P_P(t_3 - t_1)) = \frac{2(M - K_2)^2 \Delta}{(M - K_2)^2 - \left(\frac{dP_P}{dG}\right)^2 K_1^2} \quad (2.54)$$

Au maximum ; $\frac{dP_P}{dG} \cong 0$ et donc $\Delta P_{P_{ref}} = 2\Delta$

Δ est donc le seul paramètre invoqué dans l'expression de fluctuation de puissance.

La conductance est donc comprise dans la largeur :

$$\Delta G = G(t_2) - G(t_4) = K_1 \frac{\Delta M}{\left[M - K_2 - K_1 \frac{dP_P}{dG}\right] \left[K_2 + K_1 \frac{dP_P}{dG}\right]} \quad (2.55)$$

Au point de puissance maximale, $\frac{dP_P}{dG} \cong 0$

$$\Delta G = \frac{K_1 \Delta M}{(M - K_2) K_2} \quad (2.56)$$

En considérant les contraintes : $2K_2 < M < \infty$

$$\Delta G \in \left] \frac{K_1 \Delta}{K_2}, \frac{2K_1 \Delta}{K_2} \right[$$

En conclusion, la valeur de Δ contrôle l'amplitude de la fluctuation de puissance autour de P_{mp} ; les valeurs de M, K_1 et K_2 servent à contrôler les fluctuations de la fréquence et de la conductance autour du maximum.

Ces paramètres doivent satisfaire les contraintes :

$$M > 2K_2 \text{ et } K_2 > \left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max} K_1 \quad (2.57)$$

Tenant compte de la deuxième inégalité, on peut remarquer que plus K_1 est petit, plus l'algorithme est sensible à $\left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max}$, donc faible est l'action sur $G(t)$. Cette action est suffisante pour garantir un bon comportement de l'algorithme.

II.5.3.6. Comportement sous une variation d'ensoleillement

Quand la valeur d'ensoleillement est constante, le comportement de la puissance délivrée par le module PV est une courbe représentant la caractéristique du module. Pour notre cas, représenté en fonction de la conductance (P-G).

Pour un changement brusque de l'ensoleillement, deux cas peuvent survenir :

- augmentation de la valeur d'ensoleillement ; ou
- baisse de la valeur d'ensoleillement.

Etude du cas (1) : augmentation de la valeur d'ensoleillement

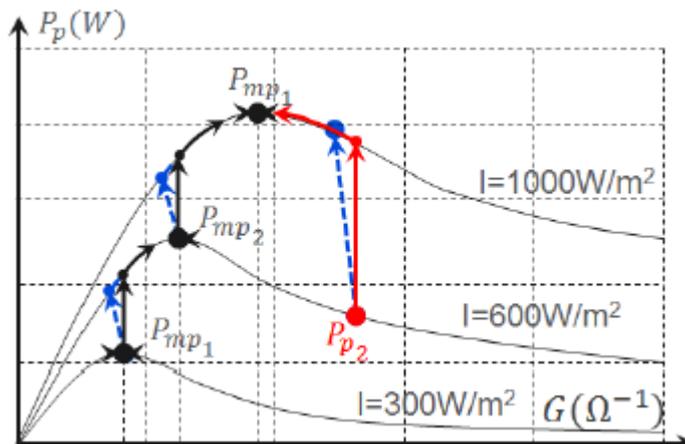


Figure 2. 22:Comportement du point de puissance pour une augmentation de la valeur d'ensoleillement

Avant le changement, $P_{pref}(t) = P_{mp2}$, à cause du changement au temps t_{mp2} , $P_p(t)$ subit une discontinuité et la caractéristique du module change, suivant la Fig. 2.22.

Démonstration :

♣

Nous avons :

$$\varepsilon(t_{mp2}^+) = P_{P_{ref}}(t_{mp2}^+) - P_p(t_{mp2}^+) < 0 \quad (2.58)$$

Pour $t > t_{mp2} + \delta, \delta > 0$, on a :

$$\frac{dP_{P_{ref}}(t)}{dt} = K_2 P_p(t) > 0 \text{ et } \frac{dG(t)}{dt} = -K_1 P_p(t) < 0 \quad (2.59)$$

Deux cas sont à considérer sur la courbe caractéristique :

1^{er} cas : si $\frac{dP_p(t_{mp2}^+)}{dG} > 0$, $P_{pref}(t)$ augmente et $P_p(t)$ diminue jusqu'à ce qu'ils seront égales.

Suivant les précédentes analyses, $P_{pref}(t)$ évolue pour atteindre le nouveau maximum.

2^{ème} cas : si $\frac{dP_p(t_{mp2}^+)}{dG} < 0$, $P_{pref}(t)$ et $P_p(t)$ s'accroissent. Mais suivant les conditions d'accessibilités, nous avons :

$$\frac{dP_{P_{ref}}(t)}{dG} = -\frac{K_2}{K_1} < \frac{dP_p(t)}{dG} \implies \frac{dP_{P_{ref}}(t)}{dt} > \frac{dP_p(t)}{dt} \quad (2.60)$$

$P_{pref}(t)$ augmente plus rapidement que $P_p(t)$, à un instant leurs valeurs sont égales. En tenant compte des analyses précédentes, $P_{pref}(t)$ évolue pour atteindre le nouveau maximum.

Etude du cas (2) : baisse de la valeur d'ensoleillement

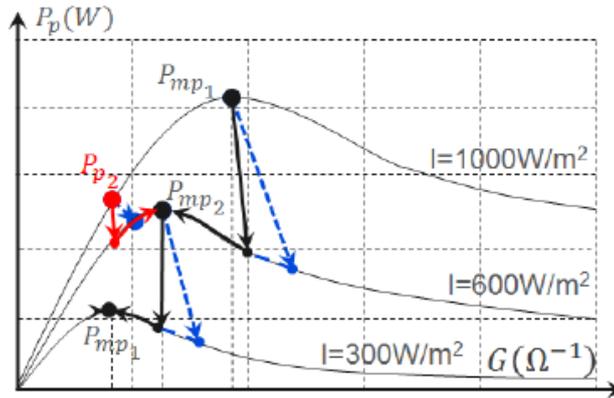


Figure 2. 23:Comportement du point de puissance pour une baisse de l'ensoleillement

Nous avons :

$$\varepsilon(t_{mp2}^+) = P_{P_{ref}}(t_{mp2}^+) - P_p(t_{mp2}^+) < 0 \quad (2.61)$$

Pour $t > t_{mp2} + \delta, \delta > 0$, on a :

$$\frac{dP_{P_{ref}}(t)}{dt} = (K_2 - M)P_p(t) > 0 \text{ et } \frac{dG(t)}{dt} = K_1P_p(t) > 0 \quad (2.62)$$

Deux cas sont à considérer :

1^{er} cas : si $\frac{dP_p(t_{mp2}^+)}{dG} > 0$, $P_{pref}(t)$ diminue et $P_p(t)$ s'accroît jusqu'à ce qu'ils sont égales. Suivant les précédentes analyses, $P_{pref}(t)$ évolue pour atteindre le nouveau maximum.

2^{ème} cas : si $\frac{dP_p(t_{mp2}^+)}{dG} < 0$, $P_{pref}(t)$ et $P_p(t)$ diminuent. Mais suivant les conditions d'accessibilités, nous avons :

$$\frac{dP_{P_{ref}}(t)}{dG} = \frac{K_2 - M}{K_1} < \frac{dP_p(t)}{dG} \Rightarrow \frac{dP_{P_{ref}}(t)}{dt} < \frac{dP_p(t)}{dt}$$

$P_{pref}(t)$ décroît plus rapidement que $P_p(t)$, et à un instant donné leurs valeurs seront égales. En tenant compte des précédentes analyses, $P_{pref}(t)$ évolue pour atteindre le nouveau maximum. ♦

En résumé, pour une variation de l'ensoleillement, l'algorithme proposé permet d'extraire le maximum de puissance du module PV, toujours en considérant la valeur de $\left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max}$.

II.6 Simulation

Nous avons effectué une série de simulation avec l'outil de simulation de circuit électronique PSIM pour vérifier le comportement de l'algorithme MPPT suivant la théorie. Le diagramme du circuit de simulation est présenté sur la Fig. 2.24. Nous avons utilisé le modèle fonctionnel d'un module PV disponible dans PSIM pour la simulation, dont $V_{oc}=5 V$ et $I_{sc}=5 A$. Le hacheur est remplacé par une source de courant contrôlé par courant ou CCCS (Current Controlled Current Source), la valeur de la conductance de la source est donnée par la sortie du MPPT et la tension à la sortie du module. Un condensateur de $10 \mu F$ est placé en parallèle avec le module, qui joue le rôle de filtre passe-bas. Les paramètres de l'algorithme sont $K1 = 0.2$, $K2 = 10$, $M = 40$, $\Delta = 2$ et $\left| \frac{dP_p}{dG} \right|_{max} = 17$.

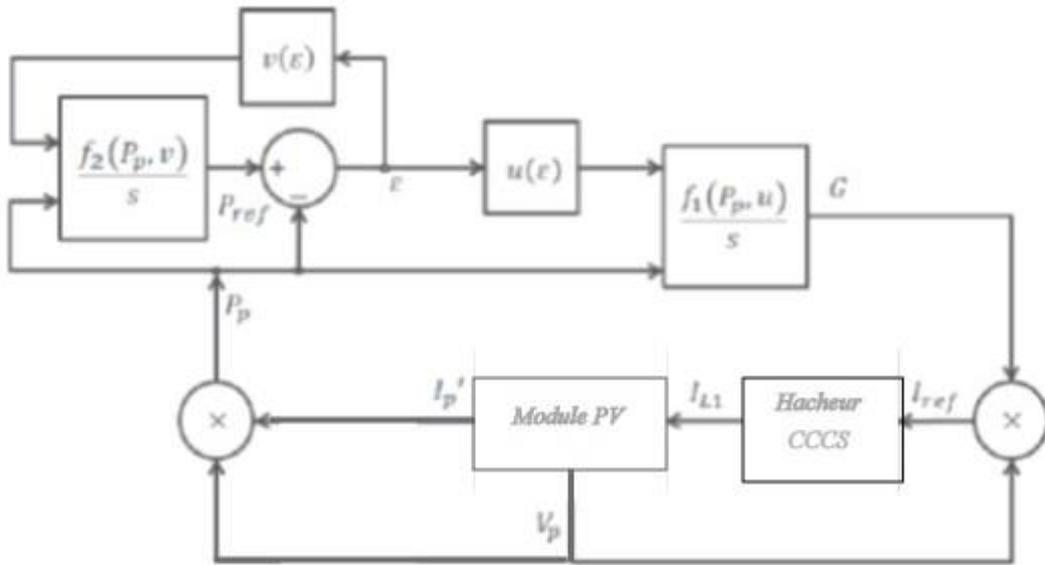


Figure 2. 24: Diagramme de bloc pour la simulation de l'algorithme MPPT ESC-SMC

II.6.1. Réponses du système à l'état d'équilibre

La figure 2.25 présente les courbes de tension, courant et puissance de l'algorithme MPPT, la puissance moyenne délivrée par le module PV est de 19,36 W. Après calcul nous déduisons un rendement de 99,8 %. Les oscillations des variables du module PV sont comme suit : amplitude de I_p de 100 mA (3.4 %), amplitude de V_p de 170 mV (4 %) et amplitude de P_p de 0,062 W (0.5 %).

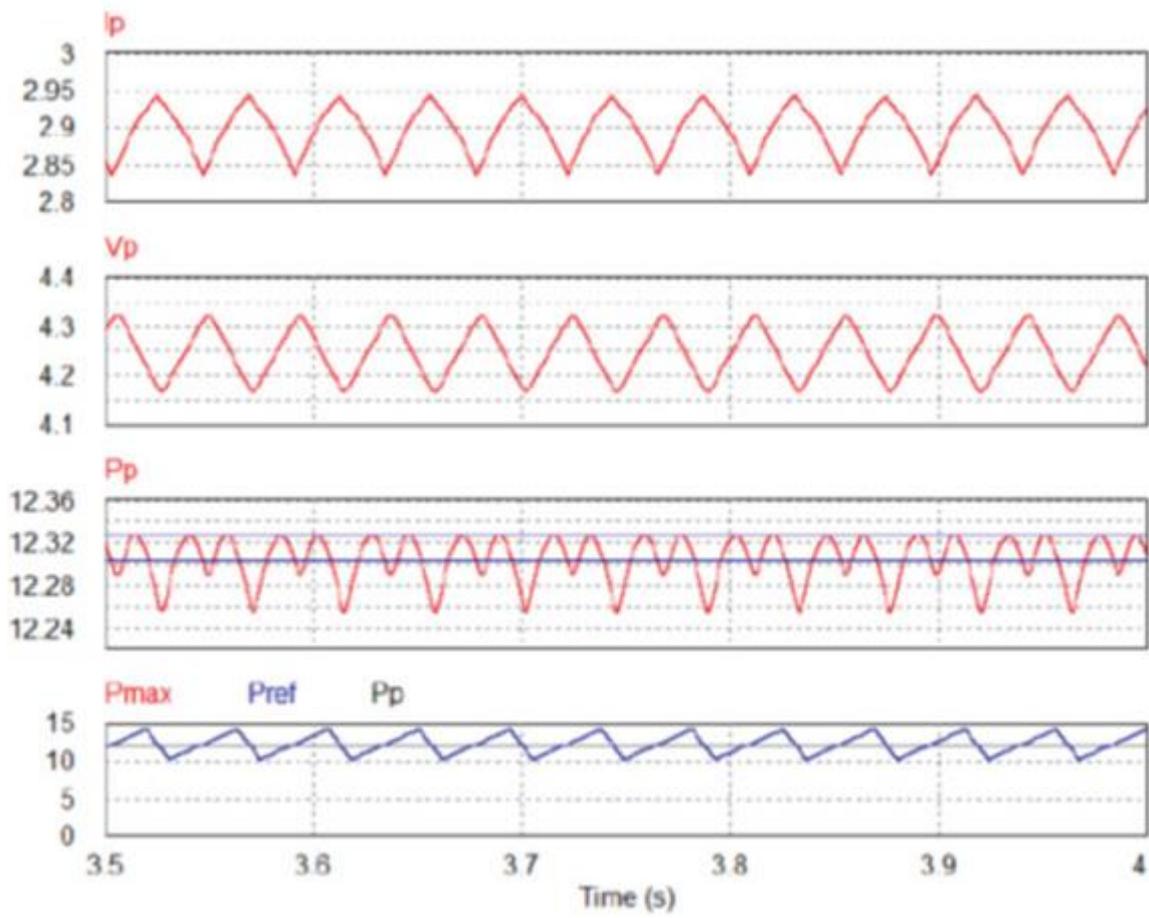


Figure 2. 25: Courbes des courants, tensions et puissance de la commande MPPT

La figure 2.26 présente la trajectoire du système sur le plan P-G pour atteindre le point de puissance maximal. P_{pref} présente un cycle limite quand le système est proche du maximum, et P_p ne varie plus. La figure 2.27 présente les courbes des variables du système.

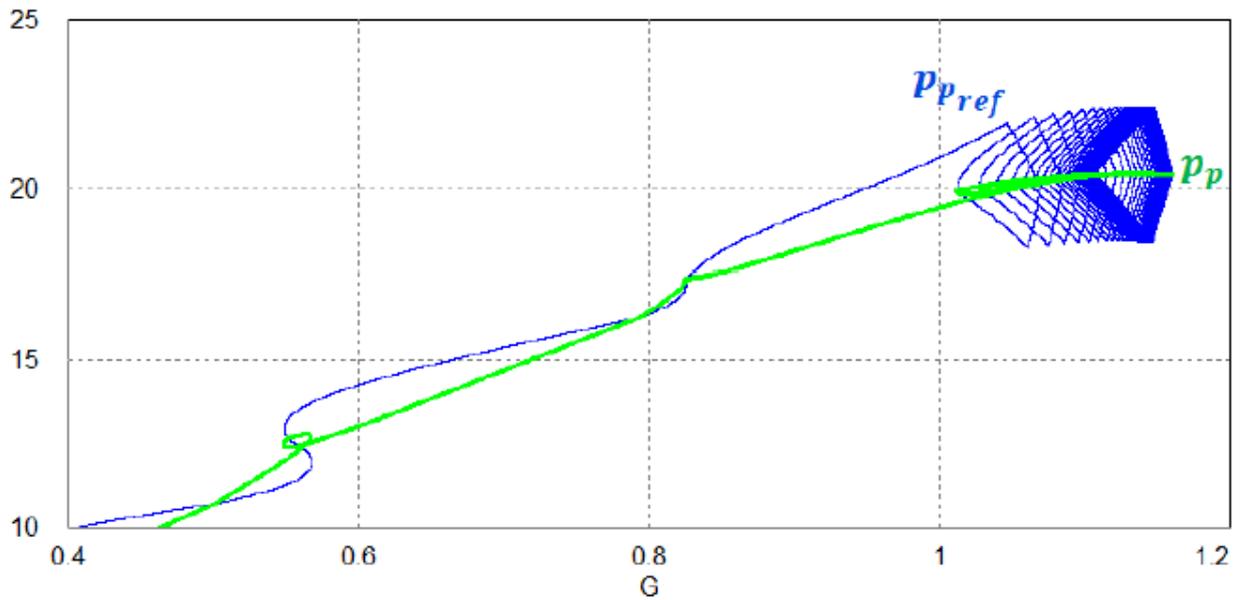


Figure 2. 26: Trajectoire de l'algorithme vers le PPM

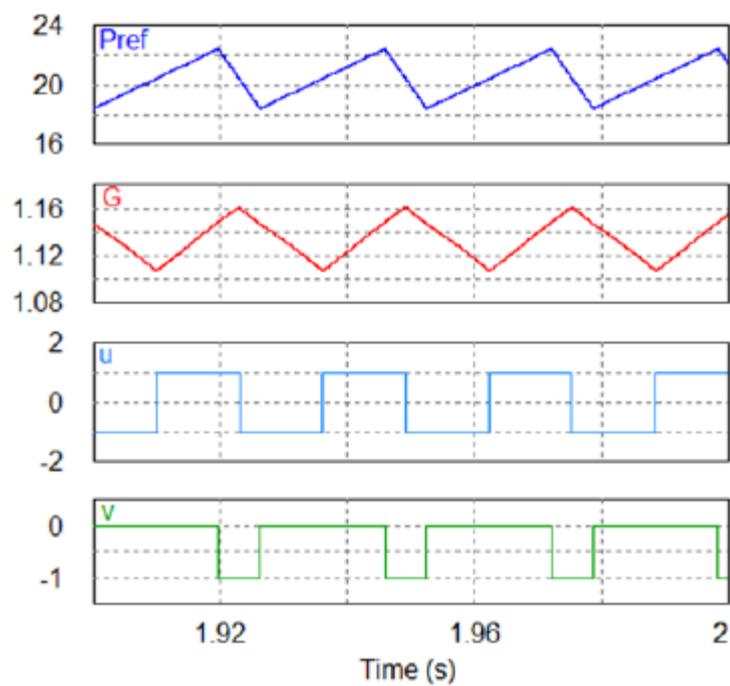


Figure 2. 27: Les variables du MPPT

On réduit la valeur de K_I à 0.1, une faible variation est observée sur la conductance. Cette condition augmente la fréquence de référence et le mouvement vers le maximum est ralenti. La figure 2.28 présente le mouvement pour $K_I = 0.1$, $K_2 = 10$ and $M = 40$. La courbe sur le plan $P-G$ correspondante est présentée à la Fig. 2.29. La courbe sur le plan $P-G$ montre que la trajectoire de

P_{pref} amène P_p vers le maximum à une vitesse très lente, ce qui présente un inconvénient majeur sur la performance du système.

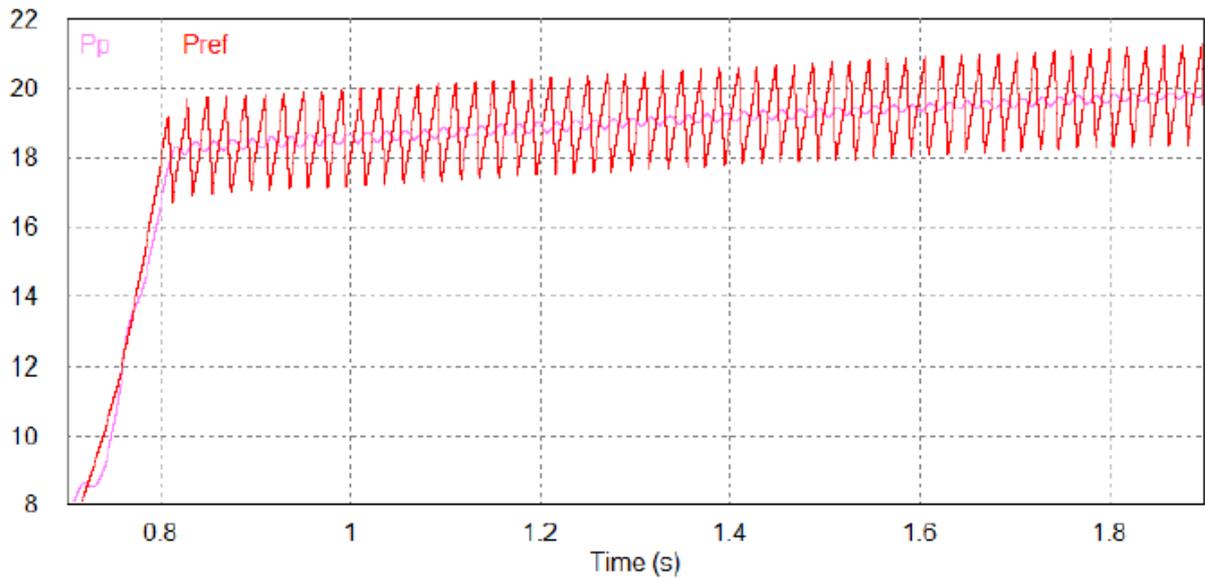


Figure 2. 28: Evolution de la puissance vers le PPM après le démarrage de l'algorithme

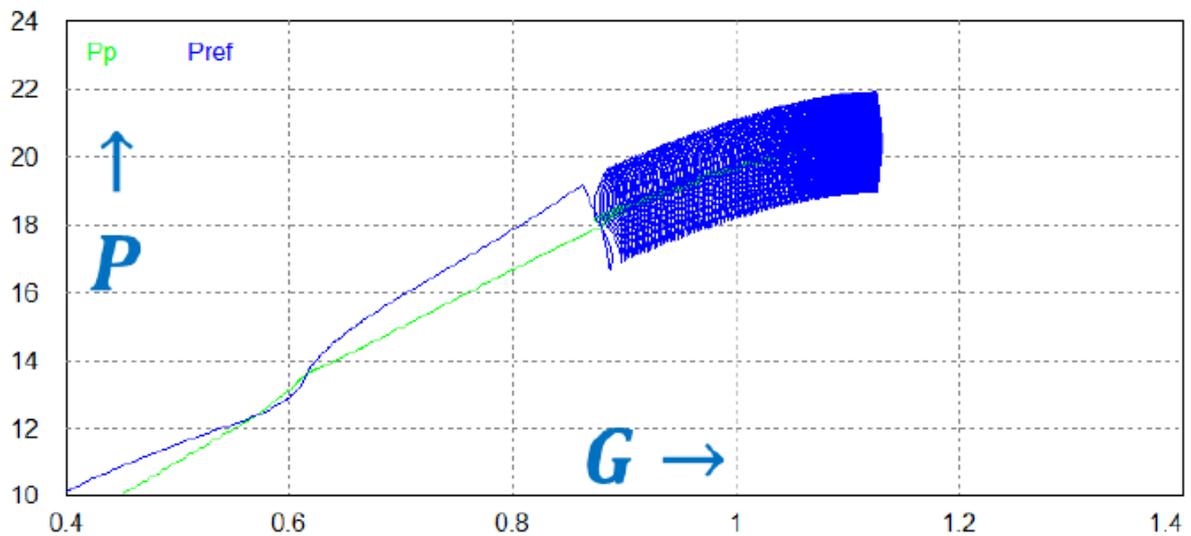


Figure 2. 29: Trajectoire vers le PPM après le démarrage de l'algorithme

Pour observer le démarrage de l'algorithme nous effectuons une analyse temporelle à partir d'un courant nul jusqu'à atteindre le point d'équilibre correspondant à la puissance maximale. La figure 2.30 montre que l'équilibre est atteint après 300 ms. On observe aussi que la puissance de référence et la puissance mesurée est très proche, ce qui montre un bon comportement de l'algorithme.

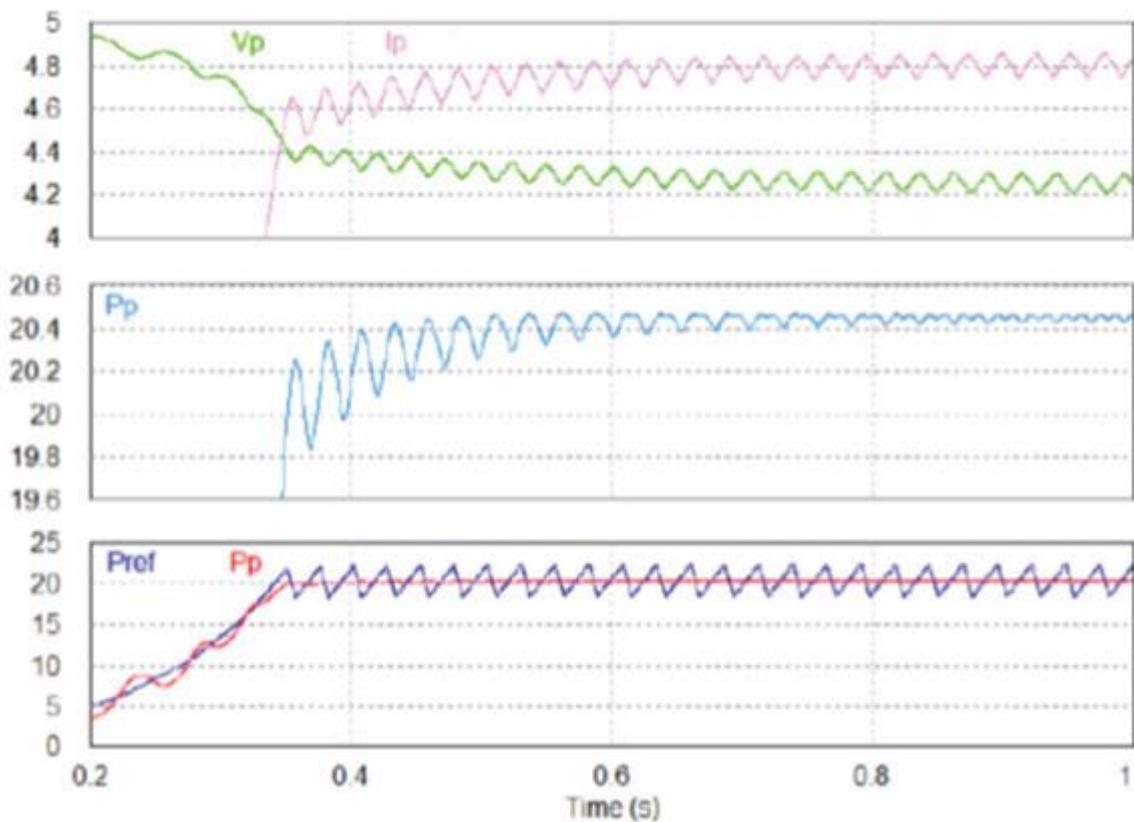


Figure 2. 30: Réponses en tension, courant et puissance au démarrage de l'algorithme

II.6.2. Réponses pour une variation d'irradiance

Une série de stimuli représentant une augmentation et diminution de l'irradiance est introduite dans le modèle du module PV. Chaque variation introduit un écart de 400 W/m^2 de l'irradiance partant de 1000 W/m^2 et retournant à la même valeur après deux variations négatives et deux variations positives. La figure 2.31 présente les signaux de puissances obtenues. On peut remarquer que la puissance du module prend une valeur proche de la référence. L'oscillation des composants est aussi réduite.

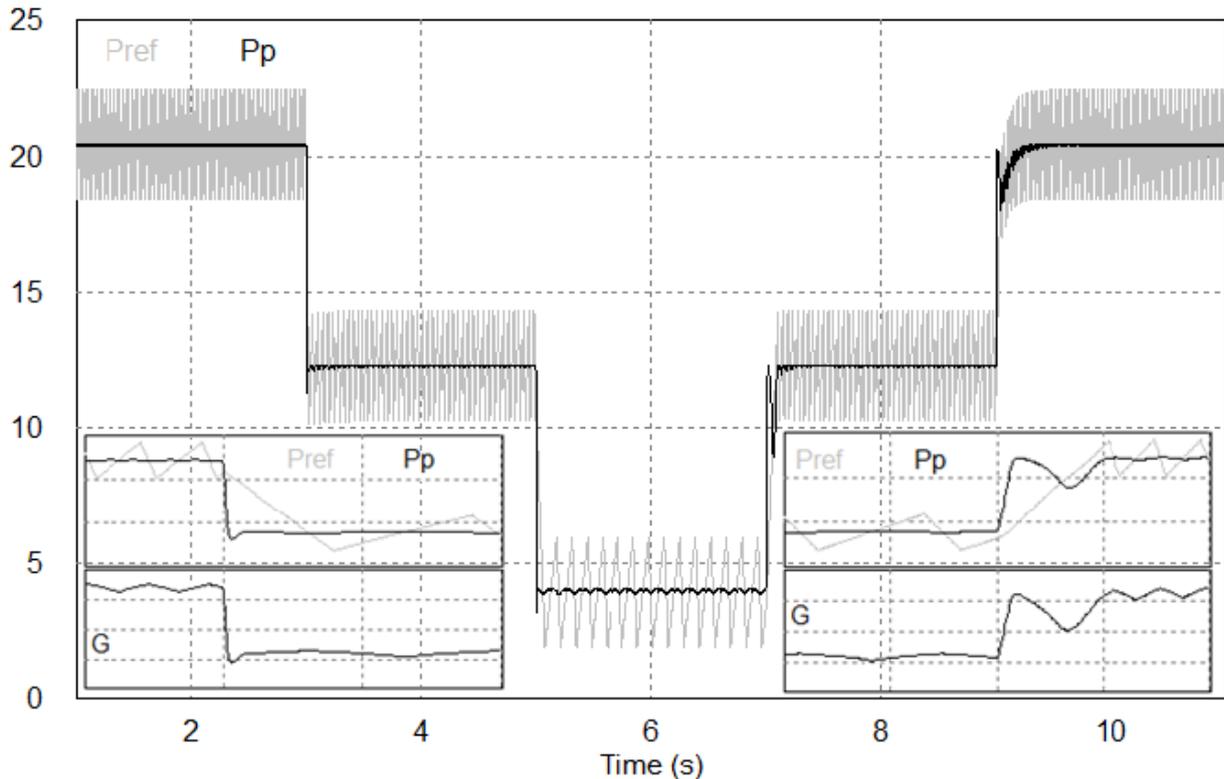


Figure 2. 31: Réponses du système pour une variation d'irradiance

II.6.3. Réponses à un changement sur les caractéristiques du module PV

Pour vérifier le comportement de l'algorithme face une variation sur les caractéristiques du module PV, nous avons effectué deux séries de simulation. Premièrement un changement de 300 W/m^2 à 700 W/m^2 et vice versa. Ensuite un changement de 200 W/m^2 à 1000 W/m^2 et vice versa ; Les deux variations durent sur un intervalle de 1 s. Les figures 2.32 et 2.33 présentent respectivement les réponses.

Les réponses obtenues suite aux deux simulations montrent que la puissance maximale est toujours atteinte suite aux perturbations, ce qui démontre encore un bon comportement de l'algorithme. Le maximum est atteint presque instantanément ce qui démontre une bonne performance. La puissance de référence est toujours maintenue dans la surface de glissement pour atteindre le maximum. Les différentes réponses aux simulations confirment les résultats attendus de l'analyse théorique et le rendement prévu pour la méthode proposée.

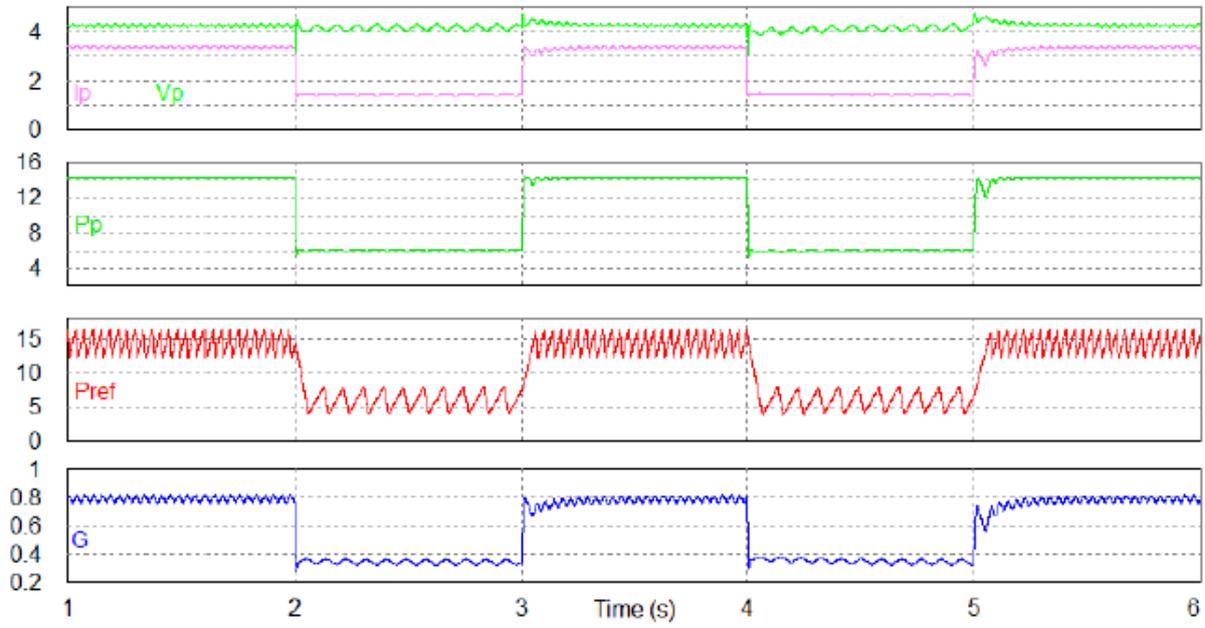


Figure 2. 32: Réponses pour un changement brusque de 9 W de la puissance maximale du module

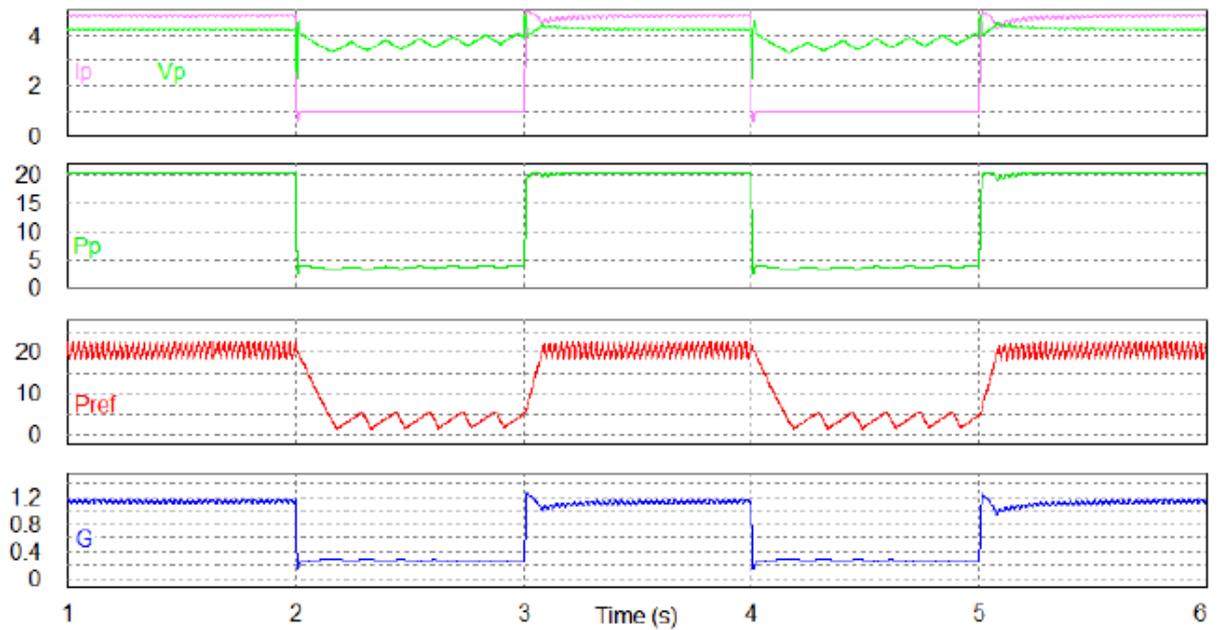


Figure 2. 33: Réponses pour un changement brusque de 16 W de la puissance maximale du module

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la première étape de notre travail qui est le développement d'un algorithme MPPT extrême par mode glissant. L'algorithme montre plusieurs atouts pour fonctionner avec un convertisseur à gain élevé puisque le rapport cyclique n'est plus tenu en compte dans la régulation. La conductance comme variable de sortie du MPPT permet à l'algorithme de s'adapter à l'étage de conversion continu-continu que nous verrons en détail par la suite. Les performances de l'algorithme ont été vérifiées par une série de simulation. Nous avons pu démontrer un bon comportement suite à une variation brusque d'irradiance. Le rendement est évalué à environ 99,8 %. La technique de contrôle par mode glissant présente une caractéristique robuste. Nous allons appliquer de la même façon cette technique pour le contrôle des convertisseurs. Une étude théorique détaillée et la modélisation de ces étages de conversion sont présentées dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 3 : MODELISATION DE LA CONVERSION DC-AC A DEUX NIVEAUX : CONVERTISSEUR INTEGRE AU NIVEAU DU MODULE PV

III.1 Introduction

La modélisation de ces deux étages de conversion a pour principal objectif la conception d'un micro onduleur monophasé sans transformateur à deux étages de conversion, que nous allons aborder dans le prochain chapitre. Nous explicitons dans ce qui suit le choix des topologies des deux étages de conversion, nous appliquons l'approche de modélisation par valeur moyenne [3.1] pour la modélisation.

III.1.1. Topologie du hacheur ou hacheur

L'utilisation de transformateurs dans les circuits de commutation introduit une complexité en plus de la taille importante du circuit, le poids et le coût. Le micro onduleur fonctionne à un faible niveau de puissance, inférieure à 250 W, d'où le choix d'une solution sans transformateur avec un système de contrôle. Les convertisseurs sans transformateurs deviennent actuellement une solution importante dans le domaine des applications de faible puissance en énergie renouvelable. Plusieurs travaux de recherche ont été effectués pour l'amélioration de ces types de convertisseurs [3.2] [3.3] [3.4].

Il faut aussi choisir des topologies spécifiques qui vont répondre à la nécessité d'avoir une valeur élevée du gain afin de *booster* la tension relativement faible des modules PV (de l'ordre de 18 V à 36 V) à un niveau de tension élevé (autour de 400 V). Seulement un nombre limité de convertisseurs existants ou quelques modifications d'entre eux peuvent répondre à l'exigence principale d'obtenir un gain continu élevé sans utiliser un transformateur de puissance. Ces topologies sont traitées dans la littérature comme *topologies sans transformateur à gain élevé*. Parmi eux, il est possible d'identifier des topologies avec des inductances couplées, condensateurs en entrées, et multicellulaires [3.5] [3.6] [3.7] [3.8] [3.9].

Parmi les topologies de hacheur classiques utilisés, le hacheur survolteur est le plus utilisé en raison de sa simplicité, de son rendement élevé et la présence de l'inductance d'entrée qui garantit la compatibilité avec la source primaire et améliore les performances globales [3.10]. Cependant, de nombreux recherches restreignent l'utilisation du hacheur survolteur aux gains inférieurs à 10 afin d'éviter des valeurs élevées du rapport cyclique qui entravent le bon

fonctionnement du système de régulation, augmentant ainsi la possibilité d'avoir des dégâts irréversibles et le risque de saturation dans le modulateur.

La possibilité d'obtenir des taux de conversion élevés a été introduite il y a plus de 40 ans par Matsuo et al. , avec leur travail sur la connexion en cascade des topologies de convertisseur classique [3.11]. Récemment, certains travaux se concentrent sur la connexion en cascade de convertisseurs pour obtenir des gains en continu élevés dans le domaine des systèmes de génération électrique distribuée. Toutefois, une façon intéressante pour une connexion en cascade des convertisseurs a été introduite par Ortiz-Lopez et al. , donnant une généralisation pour la connexion en cascade de hacheur survolteur / dévolteur avec plusieurs étages en utilisant seulement un interrupteur contrôlé [3.12]. De ce travail, il est possible de différencier le hacheur survolteur quadratique, le hacheur survolteur cubique et le convertisseur n - Boost avec seulement un interrupteur contrôlé. Ces différentes topologies font l'objet de plusieurs recherches dans le domaine de l'électronique de puissance et commandes.

Plusieurs ouvrages ont été inspirés dans le contexte du hacheur survolteur quadratique portant sur les problèmes de modélisation et de contrôle, l'étude de son rendement, et sa combinaison avec un autre circuit afin d'améliorer son gain et le rendement [3.13] [3.14]. En outre, d'autres auteurs ont essayé d'améliorer les performances du hacheur survolteur quadratique au moyen d'un changement structurel dans sa topologie menant à deux nouvelles topologies avec les mêmes caractéristiques de gain quadratique. Le premier, en appliquant une rotation dans les cellules de commutation du convertisseur introduisant un nouveau convertisseur dans une demande de correction de facteur de puissance [3.15]. Et le deuxième au moyen d'un algorithme de recherche dans l'ensemble de configuration possibles avec les mêmes éléments de base du hacheur survolteur quadratique [3.16].

Ce travail est principalement axé au contrôle pour l'optimisation de rendement, nous avons décidé d'étudier en profondeur le hacheur survolteur quadratique mono interrupteur connecté en cascade. En dépit de sa capacité de gain élevé et l'absence d'un transformateur de puissance, la stratégie de modulation utilisée pour contrôler le hacheur survolteur quadratique joue un rôle déterminant pour sa fiabilité et ses performances. Les techniques de contrôle non linéaire robustes et fiables tels que le contrôle par mode glissant peuvent être facilement implémentées en utilisant des comparateurs hystérésis. Ce contrôle est parfaitement adapté au contrôle des hacheur étant donné sa nature de structure variable qui assure robustesse, fiabilité et simplicité [3.17].

Une approche généralisé de l'utilisation du contrôle en mode glissant appliqué dans les convertisseurs DC- DC de puissance a été déjà présenté [3.18]. Cependant de plus en plus de travaux de recherche dans différentes applications et les méthodes ou les combinaisons de ces derniers complètent en permanence l'état de l'art de ce champ de recherche [3.19][3.20]. Des défis sont encore à relever, par exemple, l'utilisation d'un nouveau convertisseur ou l'étude d'un mode de fonctionnement dans un convertisseur, l'emploi d'autres variables ou de surface de glissement, l'utilisation de nouvelles techniques de mise en œuvre et d'autres.

Pour couvrir les exigences d'adaptation d'impédance avec les modules photovoltaïques, nous avons adopté la notion de girateur de puissance pour la modélisation de notre convertisseur. Le convertisseur présente un comportement purement résistif à l'étage d'entrée tandis que son port de sortie présente la caractéristique d'une source de puissance. Cette application est classée dans les réseaux « *Power Output Power Input* » présenté par Singer et al . [3. 21] . Dans le cas d'un hacheur , le contrôle par mode glissant permet de définir un comportement de girateur de puissance avec une implémentation électronique très simple.

La figure 3.1 présente le circuit équivalent du hacheur survolteur quadratique en cascade.

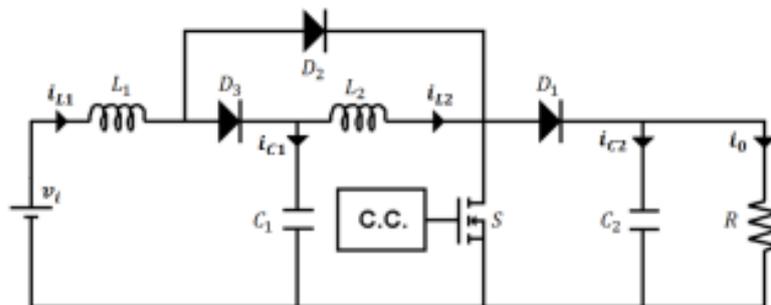


Figure 3. 1: Hacheur survolteur quadratique en cascade

III.1.2. Topologie du convertisseur DC-AC ou onduleur

L'utilisation d'un transformateur basse fréquence pour donner l'isolement et accroître la tension AC est actuellement de moins en moins considéré à cause de la taille et le coût du transformateur. Ce fait a mis en évidence les avantages des topologies avec des transformateurs haute fréquence sur la base du convertisseur fly-back [3.22] [3.23], ou le convertisseur push-pull [3.24] [3.25].

Toutefois, pour des niveaux de puissance faible, il n'est pas nécessaire d'avoir une isolation, ce qui motive l'utilisation des topologies sans transformateurs [3.26] [3.27] sans pour autant négliger les avantages de l'utilisation un transformateur d'isolement. Parmi ceux-ci, les onduleurs multi niveaux et la connexion en cascade de convertisseurs ont été récemment proposés en applications monophasées améliorant la qualité de la puissance délivrée. Bon nombre de topologies existantes utilisent un ou plusieurs onduleurs de pont complet ou une légère variation. Ce qui justifie notre intérêt pour cette structure [3.28] [3.29].

Étant donné que le contrôle appliqué à l'étage de conversion continu- continu applique une source de puissance et qu'une tension continue non régulé alimente l'étage de conversion DC-AC, l'onduleur à pont complet est contrôlé par mode glissant, ce qui permet aussi la régulation de la tension DC. Le contrôle de l'onduleur nécessite la génération d'un courant de référence et de suivre cette référence [3.30] [3.31]. Cette référence peut être générée à l'aide d'un SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation). L'amplitude du courant est donnée par la boucle de régulation assurant l'équilibre de la puissance de l'ensemble du système. Afin de suivre la référence actuelle, plusieurs méthodes peuvent être appliquées. La plus simple consiste à utiliser un comparateur analogique fonctionnant à une fréquence constante [3.32]. D'autres méthodes utilisent le contrôle hystérésis qui peut être appliqué en utilisant soit une bande d'hystérésis constant ou une bande d'hystérésis adaptative ou d'autres variantes [3.33]. Le contrôle prédictive est également une option intéressante lorsque l'implémentation numérique est possible [3.34]. Le contrôle par mode glissant est aussi utilisé en raison de sa robustesse bien connue, sa stabilité et sa mise en œuvre simple.

L'onduleur à pont complet fonctionne comme une source de puissance et contrôlé en mode glissant pour assurer le suivi du courant sinusoïdal de référence. Une surface de glissement de premier ordre est utilisée pour contrôler le courant de sortie de l'onduleur. Un boucle de contrôle externe permet la régulation de la tension et définit l'amplitude de la tension de sortie, tandis que la forme d'onde sinusoïdale est donnée par un modulateur de largeur d'impulsion sinusoïdale.

Comme illustré à la Fig. 3.2, l'onduleur fonctionne avec une source d'énergie toujours disponible à la sortie de l'étage continu. Selon la nature de cette source, les onduleurs ont été classés comme source de tension ou source de courant [3.35]. Toutefois, étant donné que la structure de notre onduleur est une topologie à deux étages et que le premier étage se comporte comme une source de puissance, l'onduleur sera traitée comme une source de puissance ou PSI (Power Source Inverter). Cette caractéristique découle de la caractéristique de fonctionnement de

l'étage DC-DC comme un girateur de puissance contrôlé en mode glissant, assurant la disponibilité d'une certaine puissance et considérant l'onduleur à pont complet comme charge.

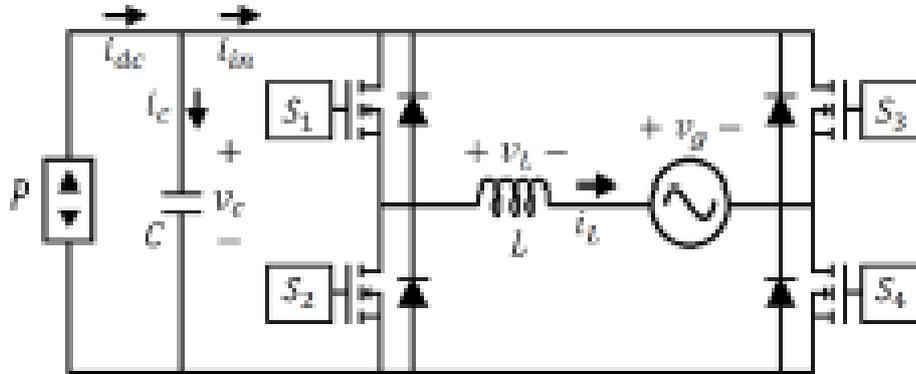


Figure 3. 2: Circuit de l'onduleur à pont complet

III.1.3. Approche de modélisation

III.1.3.1 Notion sur la structure des systèmes des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique change plusieurs fois de configurations sur une période de fonctionnement à cause des jeux des interrupteurs. Ce qui en fait un système à topologie variable. Par ailleurs, la représentation d'un système à base d'électronique de puissance part de la connaissance du comportement physique du système, c'est-à-dire généralement des équations différentielles qui régissent ses variables d'état. Du point de vue système dans laquelle nous nous positionnons, nous considérons les semiconducteurs comme des interrupteurs parfaits, avec une résistance nulle à l'état ON (passant) et infinie à l'état OFF (bloqué). Dans ces conditions, nous avons pour chaque configuration de la structure, un système particulier d'équations.

Un modèle à topologie variable de convertisseur statique se compose :

- de systèmes d'équations (un par configuration envisagée du convertisseur),
- de tests de changement de configuration (liés à la façon dont sont agencés les interrupteurs).

Sous certaines hypothèses, ce modèle est linéaire par morceaux et peut aussi se décliner sous la forme compacte d'un système d'équations bilinéaires à entrée discontinue. La représentation sous forme de système linéaire par morceaux offre de nombreux intérêts. En effet, les systèmes d'équations à traiter à chaque instant de la simulation sont simples et réduits. Ils sont donc rapides à simuler et peuvent être facilement couplés avec des modèles analytiques plus au

moins complexes de machines électriques étant donné qu'il n'y a pas de constante de temps par rapport aux autres modèles de semiconducteurs qui peuvent ralentir voire perturber la résolution, notamment en simulation système.

III.1.3.2 Hypothèses de modélisation

Dans la plupart des cas d'étude, des hypothèses simplificatrices sont largement admises afin de ne pas compliquer inutilement la mise en œuvre et l'utilisation des modèles. Toutefois, il est possible, pour des cas particuliers d'étude, de revenir sur ces hypothèses en ajoutant des équations supplémentaires nécessaires à la précision souhaitée. Nous faisons donc les hypothèses suivantes:

- Les interrupteurs sont considérés comme étant parfaits en choisissant la représentation suivante :

A l'état OFF, l'interrupteur est représenté par un circuit ouvert et à l'état ON par un court-circuit.

- Nous supposons les sources parfaites.

Une source de tension (respectivement de courant) parfaite n'est pas influencée par le courant qui la traverse (respectivement la tension à ses bornes).

- Enfin, nous considérons que les éléments passifs de la structure du convertisseur sont invariants et linéaires.

III.1.3.3 La cellule de commutation

Le fonctionnement d'un convertisseur statique se décompose en une succession de séquences élémentaires. A chaque séquence élémentaire correspond un réseau électrique maillé différent du précédent, obtenu par la modification de l'interconnexion des différentes branches actives. Et afin de contrôler le transfert d'énergie entre deux sources, le convertisseur utilise un ensemble d'interrupteurs qui permettent de changer le type de connexion entre les deux sources.

Du point de vue dynamique, dans une cellule élémentaire de commutation, la commutation est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs, entraînant spontanément le changement d'état complémentaire de l'autre. Les états des deux interrupteurs sont complémentaires en respectant les règles fondamentales sur les interconnexions des sources:

- ne jamais court-circuiter une source de tension ;
- ne jamais ouvrir une source de courant.

Deux modes de commutation sont envisageables:

- (a) : la commutation par commande à l'amorçage de l'interrupteur ouvert
- (b) : la commutation par commande au blocage de l'interrupteur fermé

Pour beaucoup d'usages, on a intérêt à transformer le système original en un système continu qui représente macroscopiquement au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit. A cet effet, le comportement moyen est tout à fait adapté. Le modèle dit « *moyen* » associé trouve un vaste champ d'application que ce soit en commande, ou encore en simulation (rapide et système).

Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles:

- une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation ;
- une précision suffisante dans son domaine de validité ;
- la possibilité d'utilisation en boucle fermée : possibilité éventuelle de passer en fonction de transfert.

Il offre également le meilleur compromis coût de simulation-précision: en effet, l'absence d'éléments représentant les commutations, assure des *pas de temps* nettement plus grands en simulation. En effet, il n'y a pas de constantes de temps qui seraient introduites par la modélisation des semiconducteurs non-idéaux.

Plusieurs travaux ont été menés sur les modèles moyens basés sur une représentation moyennée du comportement du convertisseur sur la période de découpage. L'approche la plus couramment utilisée pour la modélisation des convertisseurs statiques est l'approche au sens des valeurs moyennes qui a été développée par Middlebrook et Cuk dans les années 1970 [3.37]. Beaucoup d'amélioration et de généralisation ont été présentées plus tard.

La construction des modèles moyens requiert une bonne connaissance du fonctionnement du convertisseur à étudier. L'utilisateur doit tout d'abord fournir quelques informations, à savoir: le schéma de la structure du convertisseur, le mode , et la commande.

III.1.3.4 Modélisation aux sens des valeurs moyennes

Modèle moyen dans l'espace d'état

Tout système linéaire ou non-linéaire peut être représenté sous forme d'équations d'état, comme représenté par la relation de l'Eq.(3.2).

Pour les convertisseurs statiques, les variables d'état d'un système sont habituellement les courants indépendants à travers les inductances et les tensions indépendantes aux bornes des condensateurs.

$$\begin{cases} (dx(t))/dt = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) + E u(t) \end{cases} \quad (3.2)$$

Ici, le vecteur d'état $x(t)$ est un vecteur contenant toutes les variables d'état. Le vecteur d'entrée $u(t)$ contient les entrées indépendantes au système, telles que la source de tension d'entrée.

Supposons que le système commute entre N topologies de circuit. Sur une période de découpage, il se situe une fraction de temps dans une topologie particulière. Nous supposons x le vecteur d'état, d_j la fraction de la période où le circuit reste dans la j - ième topologie, T la période découpage, et $d_1 + d_2 + \dots + d_N = 1$. Ainsi, nous pouvons noter les équations d'état suivantes pour le système :

$$\dot{x} = \begin{cases} A_1 x + B_1 u, & t_n \leq t < t_n + d_1 T \\ A_2 x + B_2 u, & t_n + d_1 T \leq t < t_n + (d_1 + d_2) T \\ A_N x + B_N u, & t_n + (1 - d_N) T \leq t < t_{n+1} \end{cases} \quad (3.3)$$

où A_j et B_j sont les matrices du système pour la j - ième topologie, et u est la tension d'entrée.

Le modèle moyen du système est défini par :

$$\dot{x} = A_m x + B_m u \quad (3.4)$$

Où $A_m = \sum_{j=1}^N d_j A_j$, $B_m = \sum_{j=1}^N d_j B_j$,

Considérons le cas d'un convertisseur possédant deux séquences de fonctionnement. En posant $\langle f(t) \rangle$ la valeur moyenne de $f(t)$ sur une période de découpage T , on peut obtenir le modèle d'état moyen :

$$\frac{d\langle x(t) \rangle_T}{dt} = (d(t)A_1 + d'(t)A_2) \langle x(t) \rangle_T + (d(t)B_1 + d'(t)B_2) \langle u(t) \rangle_T \quad (3.5)$$

Où $d'(t) = 1 - d(t)$

Les différentes grandeurs en régime permanent sont données par :

$$\begin{cases} X: \text{vecteur d'état au point d'équilibre} \\ U: \text{vecteur source au point d'équilibre} \\ D: \text{rapport cyclique au point d'équilibre} \end{cases} \quad (3.6)$$

La valeur moyenne du vecteur d'état au point d'équilibre est donnée par :

$$X = -A^{-1}BU \quad (3.7)$$

Les matrices A et B sont définies par :

$$A = DA_1 + D'A_2, B = DB_1 + D'B_2 \quad (3.8)$$

Cette modélisation permet donc de transformer un système à entrées discontinues définies par N sous modèles linéaires sur une période de découpage en un système continu équivalent souvent non-linéaire à entrées continues.

Linéarisation du modèle moyen

Pour obtenir un modèle linéaire plus facile à analyser, quelle que soit la nature du système initial, nous construisons habituellement un modèle petit-signal, linéarisé autour d'un point de fonctionnement, dans lequel les harmoniques de la fréquence de modulation ou d'excitation sont négligés. Ce modèle peut être étudié en utilisant des techniques d'analyse de circuits conventionnelles, pour trouver la fonction de transfert, l'impédance de sortie, et d'autres propriétés liées à la fréquence. Ce modèle permet donc principalement de déterminer le temps de réponse et le dépassement d'un système lorsque la bande passante du régulateur est faible devant la fréquence de découpage.

Pour construire un modèle moyen petit-signal à partir du modèle moyen, une linéarisation de ces équations autour d'un point de fonctionnement doit être réalisée. On définit ainsi :

$$\begin{cases} \langle x(t) \rangle_T = X + \hat{x}(t) \\ \langle u(t) \rangle_T = U + \hat{u}(t) \\ d(t) = D + \hat{d}(t) \rightarrow d'(t) = D - \hat{d}(t) \end{cases} \quad (3.9)$$

Où $\hat{u}(t)$ et $\hat{d}(t)$ sont des petites variations de $u(t)$ et de $d(t)$ autour des grandeurs en régime permanent U et D . En substituant l'Eq. (3.9) dans (3.5) et en supposant les termes non-linéaires du deuxième ordre négligeables, on obtient le modèle linéarisé de l'Eq. (3.10).

$$\frac{dx(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U\}\hat{d}(t) \quad (3.10)$$

La transformation de Laplace de cette relation permet d'obtenir la fonction de transfert de l'Eq. (3.11).

$$\hat{x}(s) = (s1 - A)^{-1}B \hat{u}(s) + (s1 - A)^{-1}\{(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U\}\hat{d}(s) \quad (3.11)$$

III.2 Modélisation du hacheur survolteur quadratique

Par définition, le hacheur survolteur ou hacheur survolteur permet de régler le transfert d'énergie d'une source continue vers la charge avec un rendement élevé. Il peut être abaisseur ou élévateur de tension ou renvoyer de l'énergie à l'alimentation. Ce paragraphe est dédié à l'étude théorique du fonctionnement du hacheur survolteur quadratique à l'état d'équilibre. Ce fonctionnement est déterminé par l'analyse du mode de conduction continu et de trois autres modes de conduction discontinu. Le comportement dynamique du hacheur avec une régulation en mode glissant est étudié. Dans l'objectif principal de cette thèse qui est de transmettre le maximum de puissance de la source à la charge, la boucle de contrôle est modifiée pour que le hacheur se comporte comme un girateur de puissance en utilisant l'inductance à l'entrée comme le variable de contrôle. Le rendement du convertisseur avec le mode de contrôle proposé est étudié. Les prédictions théoriques sont vérifiées par une série de simulation à l'aide de l'outil PSIM 11.0.

III.2.1. Modélisation du comportement dynamique du convertisseur

Cette étape de modélisation a pour but d'analyser le comportement dynamique du convertisseur, afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées. Le hacheur survolteur quadratique présente une caractéristique non linéaire et plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de commutation. La modélisation du comportement dynamique permet de caractériser le fonctionnement du hacheur dans les deux modes de conduction (continu et discontinu).

III.2.1.1 Les différents modes de conduction du convertisseur

Le hacheur survolteur quadratique a cinq structures possibles, donnant origine à un mode de conduction continu et trois modes différents de conduction discontinu. Deux de ces structures sont atteintes lorsqu'une des inductances, soit L_1 soit L_2 , arrive à zéro avant la fin d'une période de commutation. Notons Etat DCL1 la conduction discontinu sur l'inductance L_1 et DCL2 la conduction discontinu sur l'inductance L_2 . La troisième structure se trouve quand le courant des deux inductances L_1 et L_2 atteignent la valeur zéro avant la fin d'une période de commutation, notons Etat DCL12 ou Etat DCL21. Ensuite, le hacheur survolteur quadratique peut être modélisé comme un système de structure variable qui permute entre les deux, trois ou quatre structures pendant une période de commutation T .

Mode de conduction continue ou CCM (Continuous Conduction Mode) : en régime établi, les formes d'onde des tensions et courants dans un hacheur sont périodiques. Chaque période est constituée de deux parties, l'état passant de l'interrupteur défini par l'intervalle de temps $[t_0, t_0 + dT]$, et l'état bloqué défini par l'intervalle $[t_0 + dT, t_0 + T]$, où T et d sont respectivement la période de commutation et le rapport cyclique. Nous pouvons remarquer que pendant la phase où l'interrupteur est ouvert, les courants iL_1 et iL_2 ne s'annulent pas: le convertisseur fonctionne en conduction continue.

La figure 3.3 présente les circuits équivalents du convertisseur en mode CCM.

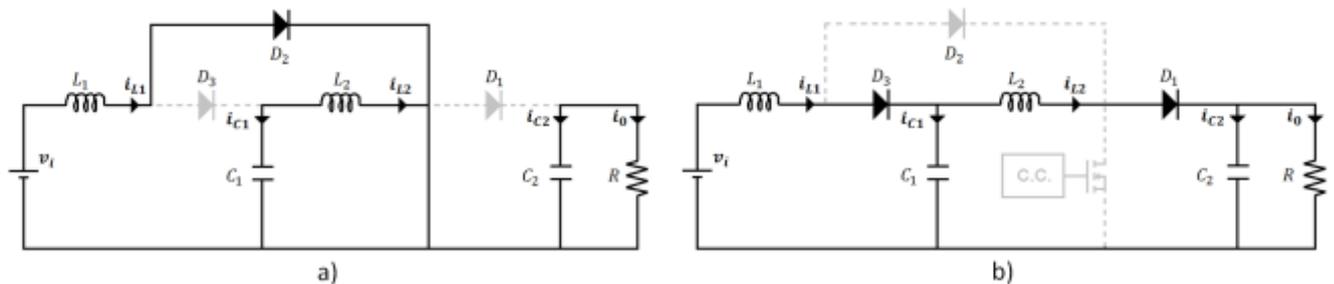


Figure 3. 3: Circuits équivalents du convertisseur en mode de conduction continu : a) état passant ; b) état bloqué

Mode de conduction discontinue ou DCM (Discontinuous conduction mode) : dans ce mode, la période de commutation est constituée de trois parties. L'état passant de l'interrupteur défini par l'intervalle de temps $[t_0, t_0 + dT]$, et l'état bloqué qui est lui-même constitué de deux sous états définis par les intervalles $[t_0 + dT, t_0 + (d + d_1)T]$ et $[t_0 + (d + d_1)T, t_0 + T]$, d est le rapport cyclique équivalent dans le cas de CCM, mais d_1 est un nouveau rapport cyclique qui désigne l'intervalle de temps $[t_0 + (d + d_1)T, t_0 + T]$ pendant lequel le courant s'annule durant l'état bloqué de l'interrupteur.

En prenant en considération la présence de deux modes de conduction discontinue DCL1 et DCL2, nous prenons comme nouveau rapport cyclique d_2 dans le cas correspondant à DCL2

La figure 3.4 présente les circuits équivalents du convertisseur en mode DCM .

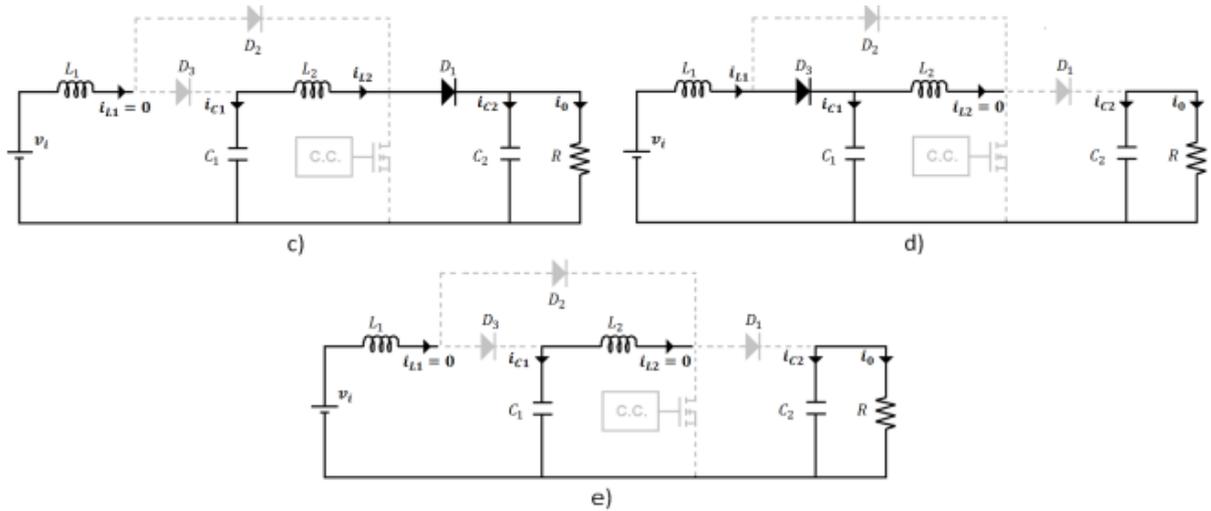


Figure 3. 4: Circuits équivalents du convertisseur en mode de conduction discontinue: a)état DCL1 ; b) état DCL2 ; et c) état DCL12

III.2.1.2 Modèle dynamique du convertisseur

Les expressions mathématiques des modèles dynamiques sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff qui décrivent le comportement du convertisseur dans chacune des configurations. Le vecteur d'état des différents modèles est composé par le courant dans les inductances et la tension aux bornes des condensateurs, et l'entrée des modèles est donnée par la tension d'alimentation v_{in} et par la grandeur de commande correspondant au rapport cyclique.

Les équations différentielles régissant le fonctionnement de chaque circuit sur les Fig. 3.3 et 3.4 sont résumées dans le Tableau VIII.

Tableau VIII: Equations différentielles régissant les modes de conduction du convertisseur

	CCM Etat ON	CCM Etat OFF	DCM Etat DCL1	DCM Etat DCL2	DCM Etat DCL1-2
$v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt}$	v_{in}	$v_{in} - v_{c1}$	0	$v_{in} - v_{c1}$	0
$v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$	v_{c1}	$v_{c1} - v_{c2}$	$v_{c1} - v_{c2}$	0	0
$i_{c1} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt}$	$-i_{L2}$	$i_{L1} - i_{L2}$	$-i_{L2}$	i_{L1}	0
$i_{c2} = C_2 \frac{dv_{c2}}{dt}$	$-\frac{v_{c2}}{R}$	$i_{L2} - \frac{v_{c2}}{R}$	$i_{L2} - \frac{v_{c2}}{R}$	$-\frac{v_{c2}}{R}$	$-\frac{v_{c2}}{R}$

Suivant le tableau VIII, on peut déduire l'expression multilinéaire suivant :

$$\begin{aligned}\frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_{in}}{L_1}(1 - d_1) - \frac{v_{C1}}{L_1}(1 - d - d_1) \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{v_{C1}}{L_2}(1 - d_2) - \frac{v_{C2}}{L_2}(1 - d - d_2) \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{i_{L2}}{C_1}(1 - d_2) + \frac{i_{L1}}{C_1}(1 - d - d_2) \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{i_{L2}}{C_2}(1 - d - d_2) - \frac{v_{C2}}{RC_2}\end{aligned}\tag{3.12}$$

où :

d : représente la grandeur de commande correspondant au rapport cyclique ;

d_1 : représente la grandeur de commande de l'interrupteur correspondant à l'existence du mode DCL1. d_1 est équivalent à 1 quand le hacheur opère en mode DCL1 ;

d_2 : représente la grandeur de commande de l'interrupteur correspondant à l'existence du mode DCL2. d_2 est équivalent à 1 quand le convertisseur opère en mode DCL2.

III.2.1.3 Etude du convertisseur en régime permanent

L'analyse en régime permanent du convertisseur repose sur l'étude des courbes de tension et de courant, en déduisant leurs valeurs moyennes, amplitudes et oscillations, en considérant la fréquence constante. Nous déduisons à partir de cette analyse les différents gains du convertisseur en fonction du rapport cyclique en mode CCM, et en fonction du rapport cyclique et la charge en mode DCM (DCL1, DCL2 et DCL12). Ainsi que les relations entre les valeurs moyennes des tensions aux bornes des condensateurs et la tension d'entrée ou les courants des inductances et courants d'entrée ou de sortie. Les relations deviennent plus complexes lorsque le hacheur entre en mode DCL2 avec le modulateur hystérésis à cause de l'interdépendance de la fréquence de commutation, du gain en tension et les valeurs moyennes des tensions.

Détermination des gains et les différents paramètres du convertisseur

Dans ce qui suit, les variables de contrôle sont remplacés par D , D_1 et D_2 qui représentent respectivement les valeurs moyennes de d , $1 - d - d_1$ et $1 - d - d_2$.

i- En mode de conduction continu CCM

L'état d'équilibre au niveau de L_1 et L_2 s'exprime par : $\langle v_{L1} \rangle = 0$ et $\langle v_{L2} \rangle = 0$

Démonstration :



A partir du Tableau VIII, nous pouvons déduire :

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle DT + (\langle v_i \rangle - \langle v_{C1} \rangle)(1-D)T}{T} = 0 \quad (3.13)$$

$$\langle v_{L2} \rangle = \frac{\langle v_{C1} \rangle DT + (\langle v_{C1} \rangle - \langle v_{C2} \rangle)(1-D)T}{T} = 0 \quad (3.14)$$

L'état d'équilibre des charges des condensateurs C_1 et C_2 s'exprime par :

$$\langle i_{C1} \rangle = \frac{-\langle i_{L2} \rangle DT + (-\langle i_{L2} \rangle + \langle i_{L1} \rangle)(1-D)T}{T} = 0 \quad (3.15)$$

$$\langle i_{C2} \rangle = \frac{-\frac{\langle v_{C2} \rangle}{R} DT + (\langle i_{L2} \rangle - \frac{\langle v_{C2} \rangle}{R})(1-D)T}{T} = 0 \quad (3.16)$$

Le vecteur d'état est représenté par :

$$X = [\langle i_{L1} \rangle \quad \langle i_{L2} \rangle \quad \langle v_{C1} \rangle \quad \langle v_{C2} \rangle] \quad (3.17)$$

Le vecteur source $V_i = \langle v_i \rangle$

Les valeurs moyennes des variables d'état à l'équilibre sont données par :

$$\langle i_{L1} \rangle = I_{L1} = \frac{V_i}{R(1-D)^4} \quad (3.18)$$

$$\langle i_{L2} \rangle = I_{L2} = \frac{V_i}{R(1-D)^3} \quad (3.19)$$

$$\langle v_{C1} \rangle = V_{C1} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.20)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = V_{C2} = \frac{V_i}{(1-D)^2} \quad (3.21)$$

Ainsi, nous pouvons déduire le gain idéal du convertisseur en fonction du rapport cyclique

$$G_{CCM}(D) = \frac{V_{C2}}{V_i} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (3.22)$$

ii-En mode de conduction discontinu DCL1 ◆

L'état d'équilibre au niveau de L_1 et L_2 s'exprime par : $\langle v_{L1} \rangle = 0$ et $\langle v_{L2} \rangle = 0$

Démonstration :

♣

A partir du Tableau VIII, nous pouvons déduire :

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle DT + (\langle v_i \rangle - \langle v_{C1} \rangle) D_1 T}{T} = 0 \quad (3.23)$$

$$\langle v_{L2} \rangle = \frac{\langle v_{C1} \rangle DT + (\langle v_{C1} \rangle - \langle v_{C2} \rangle) (1-D) T}{T} = 0 \quad (3.24)$$

L'équilibre de charge au niveau du condensateur C_2 est donné par :

$$\langle i_{C2} \rangle = \frac{-\frac{\langle v_{C2} \rangle}{R} DT + (\langle i_{L2} \rangle - \frac{\langle v_{C2} \rangle}{R}) (1-D) T}{T} = 0 \quad (3.25)$$

En résolvant des Eq (3.23), (3.24) et (3.25), les valeurs moyennes des variables d'état à l'équilibre sont exprimées par :

$$\langle v_{C1} \rangle = V_{C1} = \frac{\langle V_i \rangle (D + D_1)}{D_1} \quad (3.26)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = V_{C2} = \frac{\langle V_i \rangle (D + D_1)}{D_1 (1-D)} \quad (3.27)$$

$$\langle i_{L2} \rangle = I_{L2} = \frac{\langle v_{C2} \rangle}{R(1-D)} \quad (3.28)$$

La valeur moyenne de i_{L1} est déterminée à partir de la forme d'onde du courant de l'inductance L_1 en mode DCL1 de la Fig. 3.5.

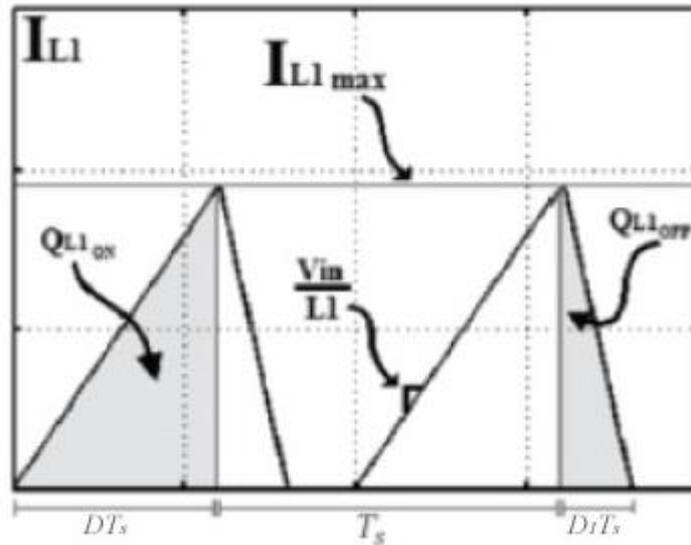


Figure 3. 5: Forme d'onde du courant I_{L1} en mode DCL1

La hauteur du triangle est définie par I_{L1max} , et la base est défini par l'intervalle de temps $(D + D_1)T$.

I_{L1max} est donné par la pente du courant de l'inductance à l'état passant :

$$I_{L1max} = \left(\frac{\langle v_i \rangle}{L_1} \right) DT \quad (3.29)$$

Nous avons alors :

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_{L1max} (D + D_1) T \right) \quad (3.30)$$

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle D (D + D_1)}{2L_1} T \quad (3.31)$$

◆

Remarque :

En mode de conduction discontinue (DCM), il est nécessaire d'analyser l'équilibre des charges avec la charge extraite par les éléments à proximité, au lieu de faire l'approximation comme on a vu précédemment. En effet l'approximation n'est pas possible à cause de la présence de pulsation de courant.

Démonstration :

♣

Par exemple, l'inductance L_2 est connectée en permanence au condensateur C_1 , alors que L_1 est connectée uniquement pendant l'état bloqué. Donc l'équilibre de la charge aux bornes du condensateur C_1 est exprimé par l'Eq. (3.32).

$$\langle i_{C1} \rangle = \frac{-\langle i_{L2} \rangle T + Q_{L1OFF}}{T} = 0 \quad (3.32)$$

Q_{L1OFF} est la charge produit par l'inductance L_1 au condensateur C_1 à travers la diode D_3 . L'expression de Q_{L1OFF} peut être déterminé à partir de la forme d'onde de courant représenté à la Fig. 3.5.

$$Q_{L1OFF} = \frac{D_1 T}{2} i_{L1max} \quad (3.33)$$

En remplaçant l'Eq. (3.33) dans l'Eq. (3.32), l'expression de l'équilibre pour i_{L2} peut s'exprimer aussi par :

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle D D_1}{2L_1} T \quad (3.34)$$

En combinant les deux expressions de $\langle i_{L2} \rangle$ dans l'Eq. (3.28) et l'Eq. (3.34), nous pouvons déterminer K_1 , le paramètre standard pour analyser le mode de conduction discontinue DCL1 [3.10].

$$K_1 = \frac{2L_1}{RT} = \frac{D(1-D)^2 D_1^2}{D+D_1} \quad (3.35)$$

A partir l'Eq. (3.27) :

$$\frac{\langle v_i \rangle}{\langle v_{C2} \rangle} = \frac{D_1(1-D)}{D+D_1} \quad (3.36)$$

En substituant l'Eq. (3.36) dans l'Eq. (3.35), nous obtenons l'expression de D_1 :

$$D_1 = \frac{K_1 \langle v_{C2} \rangle}{D(1-D) \langle v_i \rangle} = \frac{K_1}{2D(1-D)^2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2(1-D)^2}{K_1}} \right) \quad (3.37)$$

Les valeurs moyennes des variables d'état à l'équilibre sont exprimées par :

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{V_i}{4R(1-D)^2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2(1-D)^2}{K_1}} \right)^2 \quad (3.38)$$

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{V_i}{2R(1-D)^2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2(1-D)^2}{K_1}} \right) \quad (3.39)$$

$$\langle v_{C1} \rangle = \frac{V_i}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2(1-D)^2}{K_1}} \right) \quad (3.40)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = \frac{V_i}{2(1-D)} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2(1-D)^2}{K_1}} \right) \quad (3.41)$$

Nous pouvons déduire l'expression du rapport de conversion de tension en mode DCL1 :

$$G_{DCL1}(D) = \frac{v_{C2}}{V_i} = \frac{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2(1-D)^2}{K_1}} \right)}{2(1-D)} \quad (3.42)$$

iii-En mode de conduction discontinu DCL2 ♦

L'état d'équilibre au niveau de L_1 et L_2 s'exprime par : $\langle v_{L1} \rangle = 0$ et $\langle v_{L2} \rangle = 0$

Démonstration :

♣

A partir du Tableau VIII, nous pouvons déduire :

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle DT + (\langle v_i \rangle - \langle v_{C1} \rangle)(1-D)T}{T} = 0 \quad (3.43)$$

$$\langle v_{L2} \rangle = \frac{\langle v_{C1} \rangle DT + (\langle v_{C1} \rangle - \langle v_{C2} \rangle)(1-D)T}{T} = 0 \quad (3.44)$$

En résolvant les Eq. (3.43) et (3.44), nous pouvons déduire les expressions des charges à l'équilibre au niveau de C_1 et C_2 :

$$\langle v_{C1} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle}{1-D} \quad (3.45)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle (D+D_2)}{D_2(1-D)} \quad (3.46)$$

Deux charges sont impliquées dans l'équilibre de charge au niveau du condensateur C_1 . La charge positive est obtenue via L_1 pendant l'intervalle de temps $(1-D)T$, et la charge négative est extraite de L_2 pendant l'intervalle de temps $(D+D_2)T$.

Les formes d'onde des courants en mode DCL2 sont présentées à la Fig. 3.6.

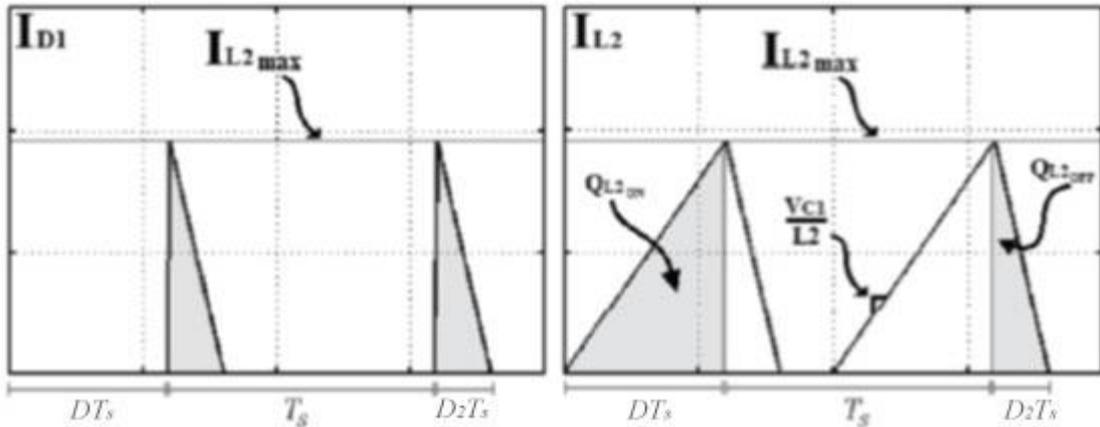


Figure 3. 6: Formes d'onde des courants I_{D1} et I_{L2} en mode DCL2

Nous avons :

$$\langle i_{C1} \rangle = \frac{\langle i_{L1} \rangle (1-D)T - Q_{L2}}{T} = 0 \quad (3.47)$$

L'expression de la charge Q_{L2} est déterminée à partir de la Fig. 3.6. La hauteur du triangle est définie par i_{L2max} , tandis que la largeur de la base est équivalente à $(D + D_2)T$. i_{L2max} est équivalent à la pente du triangle à l'état passant :

$$I_{L2max} = \left(\frac{\langle v_{C1} \rangle}{L_2} \right) DT = \frac{1}{L_2} \left(\frac{\langle v_i \rangle}{1-D} \right) DT \quad (3.48)$$

Nous obtenons :

$$Q_{L2} = \frac{\langle v_i \rangle D(D+D_2)}{2L_2 (1-D)} T^2 \quad (3.49)$$

L'équilibre de la charge sur le condensateur C_2 est obtenu en considérant la relation entre le courant de la charge et le courant de la diode D_1 .

A partir de l'Eq. (3.46), nous pouvons déduire :

$$\frac{\langle v_{C2} \rangle}{R} = \frac{\langle v_i \rangle (D+D_2)}{RD_2(1-D)} \quad (3.50)$$

La valeur moyenne du courant $\langle i_{D1} \rangle$ est donnée par :

$$\langle i_{D1} \rangle = \frac{Q_{L2OFF}}{T} = \frac{1}{T} \left(\frac{D_2 T}{2} I_{L2max} \right) = \frac{\langle v_i \rangle D D_2}{2L_2(1-D)} T \quad (3.51)$$

L'équilibre de la charge sur C_2 est obtenu pour :

$$\frac{\langle v_{C2} \rangle}{R} = \langle i_D \rangle \quad (3.52)$$

En substituant les deux parties de l'Eq. (3.52) par (3.51) et (3.52), nous obtenons l'expression de K_2 , le paramètre standard pour analyser le comportement en mode de conduction discontinu DCL2 [3.10] :

$$K_2 = \frac{2L_2}{RT} = \frac{DD_2^2}{(D+D_2)} \quad (3.53)$$

Nous pouvons déduire l'expression de D_2 à partir de l'expression de $\frac{\langle v_{C2} \rangle}{\langle v_i \rangle}$ dans l'Eq. (3.46) et en remplaçant l'expression dans l'Eq. (3.53). Ainsi nous avons :

$$D_2 = K_2 \left(\frac{\langle v_{C2} \rangle}{\langle v_i \rangle} \right) \left(\frac{1-D}{D} \right) = \frac{K_2}{D} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}} \right) \quad (3.54)$$

Les valeurs moyennes des variables d'état à l'équilibre sont exprimées par :

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{V_i}{4R(1-D)^2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}} \right)^2 \quad (3.55)$$

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{V_i}{4R(1-D)} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}} \right)^2 \quad (3.56)$$

$$\langle v_{C1} \rangle = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (3.57)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = \frac{V_i}{2(1-D)} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}} \right) \quad (3.58)$$

Nous pouvons déduire l'expression du rapport de conversion de tension en mode DCL2 :

$$G_{DCL2}(D) = \frac{v_{C2}}{V_i} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}}}{2(1-D)} \quad (3.59)$$

iv-En mode de conduction discontinu DCL12, DCL21 ♦

L'état d'équilibre au niveau de L_1 et L_2 s'exprime par : $\langle v_{L1} \rangle = 0$ et $\langle v_{L2} \rangle = 0$

Démonstration :

♣

A partir du Tableau VIII , nous pouvons déduire :

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle DT + (\langle v_i \rangle - \langle v_{C1} \rangle) D_1 T}{T} = 0 \quad (3.60)$$

$$\langle v_{L2} \rangle = \frac{\langle v_{C1} \rangle DT + (\langle v_{C1} \rangle - \langle v_{C2} \rangle) D_2 T}{T} = 0 \quad (3.61)$$

En résolvant les Eq. (3.43) et (3.44), nous pouvons déduire les expressions des charges à l'équilibre au niveau de C_1 et C_2 :

$$\langle v_{C1} \rangle = \frac{\langle v_i \rangle (D + D_1)}{D_1} \quad (3.62)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = \frac{\langle v_{C1} \rangle (D + D_2)}{D_2} \quad (3.63)$$

La figure 3.7 présente les formes d'onde des courants I_{L1} , I_{D1} et I_{L2} en mode DCL12.

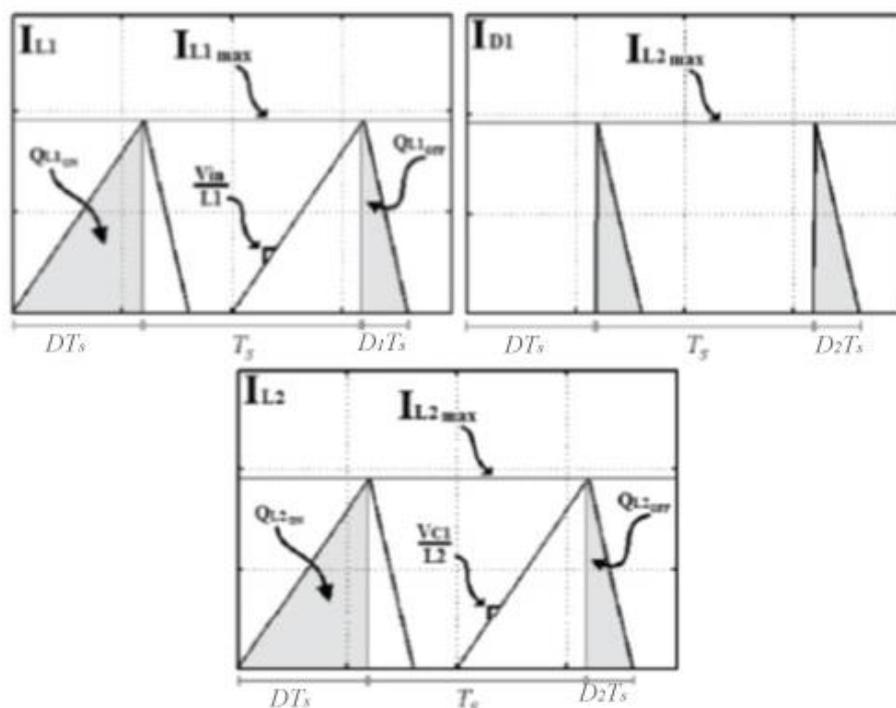


Figure 3. 7: Formes d'onde des courants I_{L1} , I_{D1} et I_{L2} en mode DCL12

$$\langle i_{C1} \rangle = \frac{Q_{L1OFF} - Q_{L2}}{T} = \frac{1}{T} \left(\frac{I_{L1max} D_1 T}{2} \right) - \frac{1}{T} \left(\frac{I_{L2max} (D + D_2) T}{2} \right) = 0 \quad (3.64)$$

$$\langle i_{C2} \rangle = \frac{Q_{L2OFF}}{T} - \frac{\langle v_{C2} \rangle}{R} = \frac{1}{T} \left(\frac{I_{L2max} D_2 T}{2} \right) - \frac{\langle v_{C2} \rangle}{R} = 0 \quad (3.65)$$

Les valeurs maximum des courants aux bornes des inductances L_1 et L_2 s'expriment par :

$$I_{L1max} = \left(\frac{\langle v_i \rangle}{L_1} \right) DT \quad (3.66)$$

$$I_{L2max} = \left(\frac{\langle v_{C1} \rangle}{L_2} \right) DT \quad (3.67)$$

En remplaçant l'Eq. (3.66) et l'Eq. (3.67) dans l'Eq. (3.64), nous obtenons :

$$\frac{\langle v_{C1} \rangle}{\langle v_{in} \rangle} = \frac{L_2}{L_1} \left(\frac{D_1}{D + D_2} \right) \quad (3.68)$$

Les paramètres K_1 et K_2 sont définies par :

$$K_1 = \frac{2L_1}{RT} \quad (3.69)$$

$$K_2 = \frac{2L_2}{RT} \quad (3.70)$$



A partir des Eq. (3.68), (3.69) et (3.70), nous pouvons déduire :

$$\frac{\langle v_{C1} \rangle}{\langle v_i \rangle} = \frac{K_2}{K_1} \left(\frac{D_1}{D+D_2} \right) \quad (3.71)$$

En remplaçant l'Eq. (3.70) dans l'Eq. (3.65), nous obtenons :

$$K_2 = \frac{DD_2^2}{D+D_2} = \frac{\langle v_{C1} \rangle}{\langle v_{C2} \rangle} DD_2 \quad (3.72)$$

Nous pouvons déduire de l'Eq. (3.72) l'expression de D_2 , en remplaçant dans l'Eq. (3.63), nous obtenons la relation suivante :

$$G_a(D) = \frac{\langle v_{C2} \rangle}{\langle v_{C1} \rangle} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}}}{2} \quad (3.73)$$

En remplaçant l'Eq. (3.73) dans l'Eq. (3.72), nous obtenons :

$$K_2 = \frac{1}{G_a(D)} DD_2 \quad (3.74)$$

En remplaçant l'Eq. (3.74) dans l'Eq. (3.71), nous obtenons :

$$\frac{\langle v_{C1} \rangle}{\langle v_i \rangle} = \left(\frac{1}{G_a(D)} \right) \frac{1}{K_1} \left(\frac{DD_2 D_1}{D+D_2} \right) \quad (3.75)$$

En résolvant l'Eq. (3.63) pour D_2 et l'Eq. (3.62) pour D_1 , en portant les expressions dans l'Eq. (3.75), nous obtenons :

$$\frac{\langle v_{C1} \rangle}{\langle v_i \rangle} = \frac{U^2}{K_1} \frac{\left(\frac{1}{G_a(D)} \right)^2}{\left(\frac{\langle v_{C1} \rangle}{\langle v_i \rangle} - 1 \right)} \quad (3.76)$$

Nous déduisons de l'Eq. (3.76) l'expression du rapport de conversion en tension du convertisseur en mode DCL12 par :

$$\frac{\langle v_{C2} \rangle}{\langle v_i \rangle} = \frac{G_a(D) + \sqrt{[G_a(D)]^2 + \frac{4D^2}{K_1}}}{2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\langle v_{C2} \rangle}{\langle v_{C1} \rangle} \right) + \sqrt{\left(\frac{\langle v_{C2} \rangle}{\langle v_{C1} \rangle} \right)^2 + \frac{4D^2}{K_1}} \quad (3.77)$$

$$G_{DCL12}(D) = \frac{V_{C2}}{V_i} = \frac{1}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}} + \sqrt{\left(\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K_2}} \right) + \frac{16D^2}{K_1} \right)} \right) \quad (3.78)$$

A partir de ces équations, nous obtenons les expressions des valeurs moyennes des variables d'état du convertisseur:

$$\langle v_{C1} \rangle = \frac{G_{DCL12}(D)}{G_a(D)} \quad (3.79)$$

$$\langle v_{C2} \rangle = V_i(G_{DCL12}(D)) \quad (3.80)$$

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{V_i(G_{DCL12}(D))^2}{R} \quad (3.81)$$

Comme :

$$\langle i_{L2} \rangle = I_{L2max} \frac{D+D_2}{2} \quad (3.82)$$

En substituant l'Eq. (3.67) dans l'Eq. (3.82) nous obtenons:

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{V_i(G_{DCL12}(D))G_a(D)}{R} \quad (3.83)$$

◆

Mode de conduction limite à une fréquence constante

La limite entre le mode de conduction continu (CCM) et le mode de conduction discontinu (DCL1 ou DCL2) est appelée mode de conduction limite et se produit quand le courant s'annule exactement à la fin de la période commutation, c'est-à-dire CCM pour $i_{L1} = 0$ ou $i_{L2} = 0$, t en DCL1 ou DCL2 pour $D_1 = 1 - D$ ou $D_2 = 1 - D$.

A partir de cette définition, nous allons déterminer les valeurs critiques de K_1 et K_2 , à partir desquels nous pouvons différencier les différents modes de fonctionnement. De l'analyse précédente nous pouvons identifier 4 modes de conduction limite.

i. Le convertisseur est en mode CCM et le courant i_{L1} atteint la valeur limite de conduction, le convertisseur entre en mode DCL1

En remplaçant $D_1 = 1 - D$ dans l'Eq. (3.35), nous obtenons la valeur critique K_{1crt}

$$K_{1crt} = D(1 - D)^4 \quad (3.84)$$

Nous pouvons statuer alors que quand le convertisseur fonctionne en mode CCM, la limite pour entrer en mode DCL1 est définie par l'Eq. (3.85).

$$\frac{2L_1}{RT} < D(1 - D)^4 \quad (3.85)$$

ii. Le convertisseur fonctionne en mode CCM et le courant i_{L2} atteint la valeur limite de conduction, le convertisseur entre en mode DCL2

En remplaçant $D_2 = 1 - D$ dans l'Eq. (3.53), nous obtenons :

$$K_{2crt} = D(1 - D)^2 \quad (3.86)$$

Nous pouvons statuer alors que quand le convertisseur fonctionne en mode CCM, la limite pour entrer en mode DCL2 est défini par :

$$\frac{2L_2}{RT} < D(1 - D)^2 \quad (3.87)$$

iii. Le convertisseur fonctionne en mode DCL1 , le courant i_{L2} atteint la valeur limite de conduction , le convertisseur entre en mode DCL12

En remplaçant $D_2 = 1 - D$ dans l'Eq. (3.72), nous obtenons l'Eq. (3.86).

Nous pouvons statuer alors que quand le convertisseur fonctionne en mode DCL1, la limite pour entrer en mode DCL12 est la même que celle définie par (3.87).

iv. Le convertisseur fonctionne en mode DCL2, le courant i_{L1} atteint la valeur limite de conduction, le convertisseur entre en mode DCL12

En remplaçant $D_1 = 1 - D$ dans l'Eq. (3.62) et l'Eq. (3.71) ; et en identifiant les deux équations, nous obtenons :

$$K_1 = K_2 \frac{(1-D)^2}{D+D_2} \quad (3.88)$$

En utilisant l'expression de $G_a(D)$ de l'Eq. (3.73), l'expression dans l'Eq. (3.72) devient :

$$K_2 = \frac{DD_2}{G_a(D)} \quad (3.89)$$

Nous obtenons alors :

$$D_2 = \frac{G_a(D)K_2}{D} \quad (3.90)$$

En remplaçant D_2 de l'Eq. (3.90) dans l'Eq. (3.88), nous obtenons :

$$K_{1crt} = \frac{2K_2D(1-D)^2}{2D^2+K_2(1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K_2}})} \quad (3.91)$$

Nous pouvons statuer alors que quand le convertisseur fonctionne en mode DCL2, la limite pour entrer en mode DCL12 est définie par :

$$\frac{2L_1}{RT} < \frac{2K_2D(1-D)^2}{2D^2+K_2(1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K_2}})} \quad (3.92)$$

La figure 3.8 présente les différentes régions de conduction CCM, DCL1, DCL2 et DCL12 en fonction du rapport cyclique D et des constantes K_1 et K_2 .

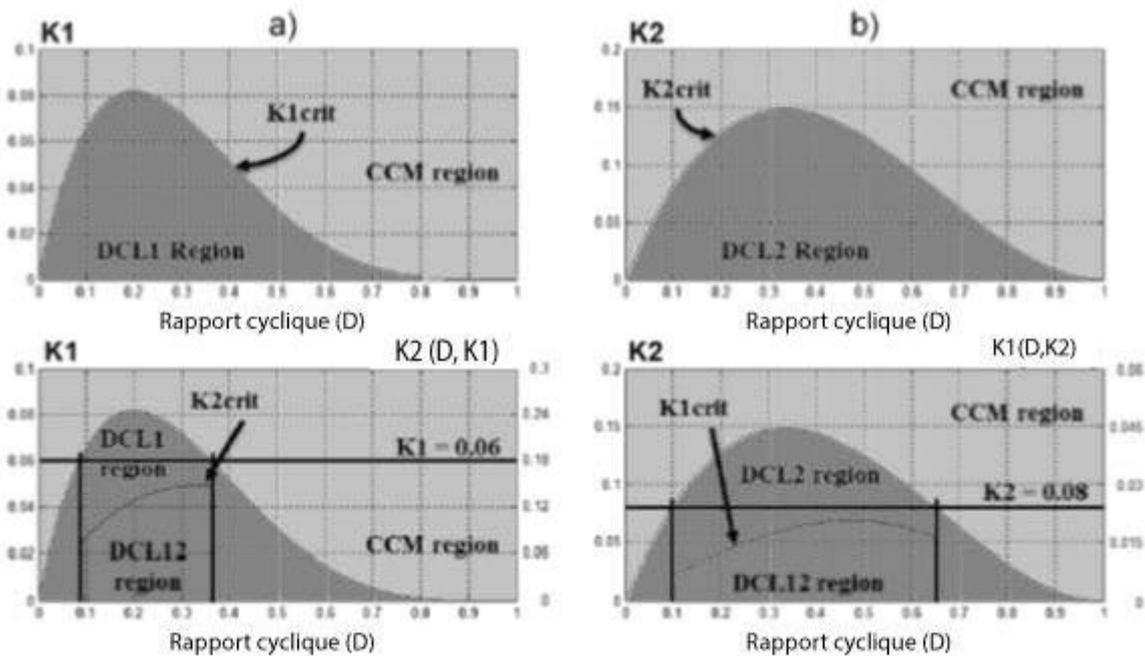


Figure 3. 8: Représentation graphique des différents régions de conduction en fonction du rapport cyclique D et de constantes K_{1crt} et K_{2crt} : a) régions CCM et DCL1; b) région CCM et DCL2 ; c) régions CCM , DCL1 et DCL2 ; et d) régions CCM , DCL12

Sur la Fig. 3.8, le rapport cyclique et les valeurs de K_{1crt} et K_{2crt} déterminent les limites des modes de conduction CCM, DCL1, DCL2 et DCL12. Les figures 3.8a) et 3.8b) présentent les limites de CCM et DCL1 et DCL2. Les limites des régions sont des fonctions de $K_1(D)$ et $K_2(D)$. Pour une valeur constante de K_1 (par exemple 0.06 sur la Fig. 3.8c) ou K_2 (par exemple 0.08 sur la

Fig. 3.8d), les modes DCL12 et DCL21 peuvent être atteints pour des régions délimitées du rapport cyclique. K_1 est fonction de U et K_2 , et K_2 est fonction de D et K_1 .

Les régions de discontinuité sont concentrées autour des puissances faibles correspondant aux rapports cycliques de faible valeur et les petites valeurs de K_1 et K_2 . Nous pouvons ainsi noter que le hacheur ne peut fonctionner pour de grand rapport cyclique car l'existence des modes de conduction discontinues exige que : $D_1 > 1 - D$ et/ou $D_2 > 1 - D$

III.2.2. Intégration de l'étage de contrôle en mode glissant

III.2.2.1 Contrôle en mode glissant

L'application du mode de contrôle par mode glissant sur les convertisseurs de puissance consiste à imposer le comportement désiré du convertisseur sur la surface de glissement par commutation entre les différentes structures du convertisseur. Le hacheur survolteur quadratique peut avoir jusqu'à cinq différentes structures et commute entre ces différentes structures pour fonctionner dans un mode de conduction désiré. Par exemple, quand le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, il commute entre les deux structures : état passant et état ouvert.

Pour atteindre la surface de glissement et fonctionner en permanence dans la surface, le convertisseur doit changer le contrôle de l'interrupteur de l'état passant à l'état bloqué suivant l'évolution des variables impliqués dans la définition de la surface. Il est aussi nécessaire que la trajectoire générée pour atteindre la surface de glissement amène le convertisseur à fonctionner dans la surface. Et d'autre part que la commutation maintient le système dans la surface de glissement. Dans le cas idéal, les commutations se font à une fréquence de commutation infinie. Dans le cas réel ces commutations sont possibles seulement à haute fréquence à cause des limites des semiconducteurs. Pour imposer la fréquence de commutation un modulateur par hystérésis est utilisé garantissant une commutation uniforme. La figure 3.9 présente la représentation graphique du contrôle par mode glissant à travers les variables (v_{C2}) et (i_{L1}).

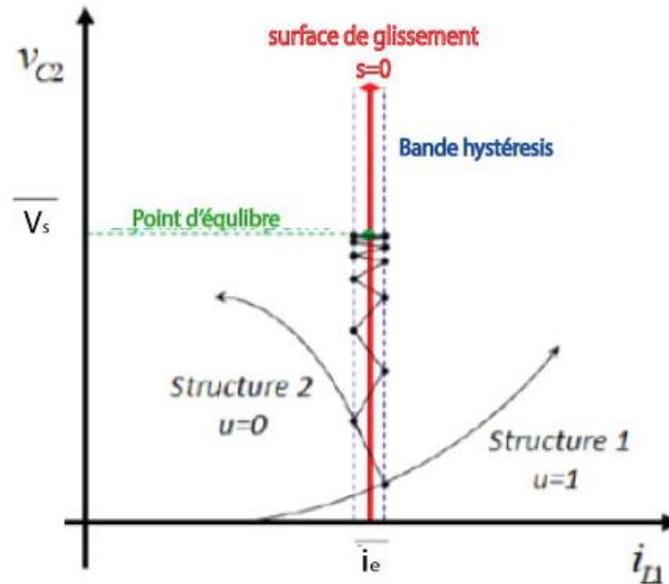


Figure 3. 9: Représentation graphique du contrôle par mode glissant

Le système évolue vers le point d'équilibre choisi (\bar{i}_e, \bar{v}_s) . Pour la cas illustré dans cette Fig. 3.9 le convertisseur fonctionne en mode CCM ayant deux structures, structure passant correspondant à $u = 1$, et la structure ouvert correspondant à $u = 0$. La structure 1 amène le convertisseur à atteindre la surface de glissement, $S(x) = i_{L1} - \bar{i}_e$. La commutation entre la structure(1) et structure(2) permet de rester dans la surface. La bande hystérésis limite la commutation dans laquelle l'invariance est assurée.

Pour l'analyse du comportement dynamique du convertisseur fonctionnant dans une surface de glissement nous appliquons la méthode par contrôle équivalente [3.39]. La variable de contrôle non linéaire u peut être représentée par une variable fictive u_{eq} pour laquelle la nature discontinue du contrôle n'est plus présentée mais son influence est encore prise en compte dans le comportement du convertisseur.

Modulation par hystérésis

La loi de contrôle par mode glissant utilisant une modulation par hystérésis pour le convertisseur en mode CCM est donné par :

$$u = \begin{cases} 1, & S(x) < -\Delta \\ 0, & S(x) > \Delta \end{cases} \quad (3.93)$$

Δ ne doit pas être trop grand pour limiter les interférences des bruits, et suffisamment petit pour assurer la validité de l'approximation.

Stabilisation par courant en entrée

Comme expliqué précédemment, la surface de glissement est obtenue par combinaison des variables du convertisseur et/ou une valeur de référence. La définition la plus simple est obtenue en utilisant une variable du convertisseur et une valeur de référence constante. Néanmoins pour le cas du hacheur survolteur l'utilisation de ce type de surface entraîne une instabilité au niveau du point d'équilibre. D'autres variables doivent être donc considérés dans la définition de la surface de glissement pour obtenir un comportement stable au niveau de la tension de sortie. La surface ainsi défini permet un contrôle indirect des variables de sortie. Pour le cas du hacheur survolteur quadratique, une simple loi de contrôle peut être obtenue en utilisant le courant de l'inductance d'entrée. Ceci permet d'atteindre la surface de glissement dans le cas d'une perturbation et assure la stabilité au point d'équilibre.

Nous définissons alors la surface de glissement par :

$$S(x) = i_{L1} - i_{ref} \quad (3.94)$$

i_{ref} est le courant de référence.

La figure 3.10 présente le circuit équivalent du hacheur survolteur quadratique avec l'étage de contrôle en mode glissant utilisant une stabilisation indirecte par courant d'entrée.

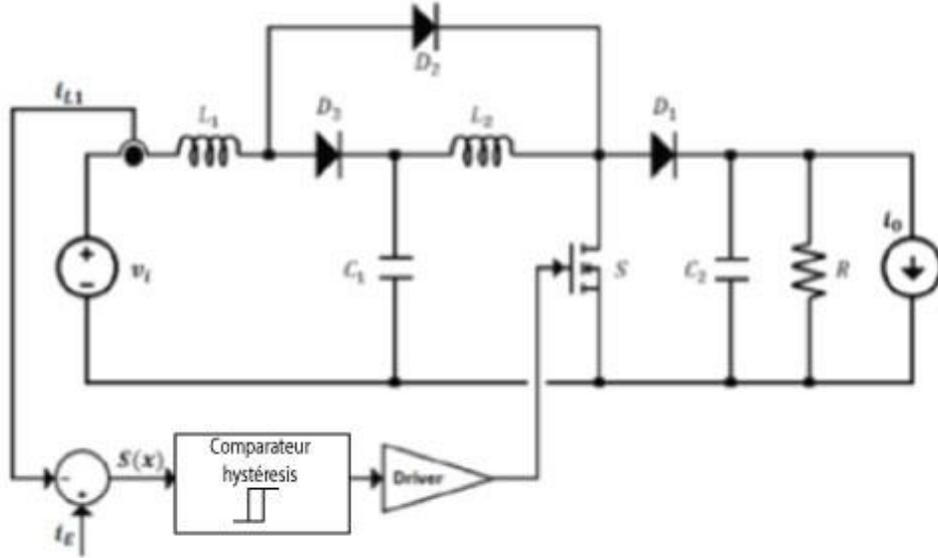


Figure 3. 10: Circuit équivalent du hacheur survolteur quadratique avec l'étage de contrôle en mode glissant utilisant une stabilisation indirecte par courant d'entrée

III.2.2.2 Analyse par contrôle équivalente

En mode de conduction continue, le modèle du convertisseur l'Eq. (3.12) devient :

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} (1 - u)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} (1 - u) \quad (3.95)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} + \frac{i_{L1}}{C_1} (1 - u)$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_2} (1 - u) - \frac{v_{C2}}{RC_2} - \frac{i_o}{C_2}$$

i_o représente le courant de la charge.

Contrôle équivalente

En appliquant les conditions d'invariance $S(x) = 0$ et $\dot{S}(x)|_{u=u_{eq}} = 0$ dans l'Eq. (3.94) et l'Eq. (3.95), nous obtenons l'Eq. (3.96).

$$u_{eq} = 1 - \frac{1}{v_{C1}} \left(v_i - L_1 \frac{di_E}{dt} \right) \quad (3.96)$$

La condition d'existence est définie par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.97)$$

En utilisant la loi de contrôle l'Eq. (3.93), nous pouvons définir la condition d'accessibilité par la relation :

$$0 < v_i - L_1 \frac{di_{ref}}{dt} < v_{C1} \quad (3.98)$$

En remplaçant la variable de contrôle u par u_{eq} dans l'Eq. (3.95), nous obtenons le modèle dynamique du convertisseur :

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} \frac{1}{v_{C1}} (v_i - L_1 \frac{di_{ref}}{dt}) \quad (3.99)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} + \frac{i_{L1}}{C_1} \frac{1}{v_{C1}} (v_i - L_1 \frac{di_{ref}}{dt})$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C_2} \frac{1}{v_{C1}} (v_i - L_1 \frac{di_{ref}}{dt}) - \frac{v_{C2}}{RC_2} - \frac{i_0}{C_2}$$

Point d'équilibre

En considérant que $i_{ref}(t)$ a une valeur constante I_{ref} , $v_i(t)$ a la valeur constante V_i et que le convertisseur a une charge résistive au point d'équilibre ($\bar{i}_0 = 0$). En portant les valeurs dans l'Eq. (3.99), après résolution nous avons :

$$\bar{i}_{L1} = I_{ref}$$

$$\bar{i}_{L2} = I_{ref}^{3/4} \left(\frac{V_i}{R} \right)^{1/4}$$

$$\bar{v}_{C1} = (I_{ref} R)^{1/4} v_i^{3/4} \quad (3.100)$$

$$v_{C2} = (I_{ref} V_i R)^{1/2}$$

Modèle linéaire

En linéarisant l'Eq. (3.99) autour du point d'équilibre l'Eq. (3.100), nous obtenons l'équation du système de l'Eq. (3.101).

$$\begin{aligned}\frac{d\widetilde{l}_{L2}}{dt} &= \frac{2}{L_2}\widetilde{v}_{C1} - \frac{1}{mL_2}\widetilde{v}_{C2} + \frac{mL_1}{L_2}\frac{d\widetilde{l}_{ref}}{dt} - \frac{m}{L_2}\widetilde{v}_i \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{1}{C_1}\widetilde{l}_{L2} - \frac{m^2}{RC_1}\widetilde{v}_{C1} + \frac{1}{mC_1}\widetilde{l}_E - \frac{m^3L_1}{RC_1}\frac{d\widetilde{l}_{ref}}{dt} + \frac{m^3}{RC_1}\widetilde{v}_i \\ \frac{d\widetilde{v}_{C2}}{dt} &= \frac{1}{mC_2}\widetilde{l}_{L2} - \frac{m}{RC_2}\widetilde{v}_{C1} - \frac{1}{RC_2}\widetilde{v}_{C2} - \frac{m^2L_1}{L_2}\frac{d\widetilde{l}_{ref}}{dt} + \frac{m^2}{RC_2}\widetilde{v}_i - \frac{1}{C_2}\widetilde{l}_0\end{aligned}\quad (3.101)$$

($\widetilde{\quad}$) correspond à l'incrément de variable autour du point d'équilibre dans l'Eq. (3.99).

$$m = \frac{\overline{v_{C2}}}{\overline{v_{C1}}} = \frac{\overline{v_{C1}}}{V_i} \quad (3.102)$$

En appliquant la transformation de Laplace sur l'Eq. (3.101), nous obtenons la fonction de transfert suivante :

$$A(s)V_{C2}(s) = B(s)I_{ref}(s) + C(s)V_i(s) + D(s)I_0(s) \quad (3.103)$$

$V_{C2}(s)$ représente à la sortie linéaire

$I_{ref}(s)$ représente le courant de référence à l'entrée

$V_i(s)$ et $I_0(s)$ représente la tension de perturbation à l'entrée, et le courant de la charge

Les termes $A(s)$, $B(s)$, $C(s)$ et $D(s)$ sont définies par :

$$A(s) = mC_1C_2s^3 + \frac{m}{R}(m^2C_2 + C_1)s^2 + \left[\frac{2mC_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{mL_2}\right]s + \frac{4m}{RL_2} \quad (3.104)$$

$$B(s) = -\frac{m^3L_1C_1}{R}s^3 + \frac{mL_1C_1}{L_2}s^2 - \left(\frac{2m^3L_1}{RL_2} + \frac{m}{R}\right)s + \frac{2}{mL_2} \quad (3.105)$$

$$C(s) = \frac{m^3C_1}{R}s^2 - \frac{mC_1}{L_2}s + \frac{2m^3}{RL_2} \quad (3.106)$$

$$D(s) = -mC_1s^2 - \frac{m^3}{R}s - \frac{2m}{L_2} \quad (3.107)$$

Nous obtenons la fonction de transfert $G_{iref}(s) = \frac{V_{C2}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{B(s)}{A(s)}$, en considérant $D(s)$ et $C(s)$ comme nulles.

$$G_{iref}(s) = \frac{-\frac{m^3 L_1 C_1 s^3 + mL_1 C_1 s^2 - \left(\frac{2m^3 L_1 + m}{RL_2}\right)s + \frac{2}{mL_2}}{mC_1 C_2 s^3 + \frac{m}{R}(m^2 C_2 + C_1)s^2 + \left[\frac{2mC_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{mL_2}\right]s + \frac{4m}{RL_2}} \quad (3.108)$$

De la même façon, nous obtenons $G_{vi}(s) = \frac{V_{C2}(s)}{V_i(s)} = \frac{C(s)}{A(s)}$, en considérant $D(s)$ et $B(s)$ comme nulles.

$$G_{vi}(s) = \frac{\frac{m^3 C_1 s^2 - mC_1 s + \frac{2m^3}{RL_2}}{R}}{mC_1 C_2 s^3 + \frac{m}{R}(m^2 C_2 + C_1)s^2 + \left[\frac{2mC_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{mL_2}\right]s + \frac{4m}{RL_2}} \quad (3.109)$$

Nous obtenons la fonction de transfert $G_{io}(s) = \frac{V_{C2}(s)}{I_o(s)} = \frac{D(s)}{A(s)}$, en considérant $C(s)$ et $B(s)$ comme nulles.

$$G_{io}(s) = \frac{-mC_1 s^2 - \frac{m^3}{R}s - \frac{2m}{L_2}}{mC_1 C_2 s^3 + \frac{m}{R}(m^2 C_2 + C_1)s^2 + \left[\frac{2mC_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{mL_2}\right]s + \frac{4m}{RL_2}} \quad (3.110)$$

La figure 3.11 présente le diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur.

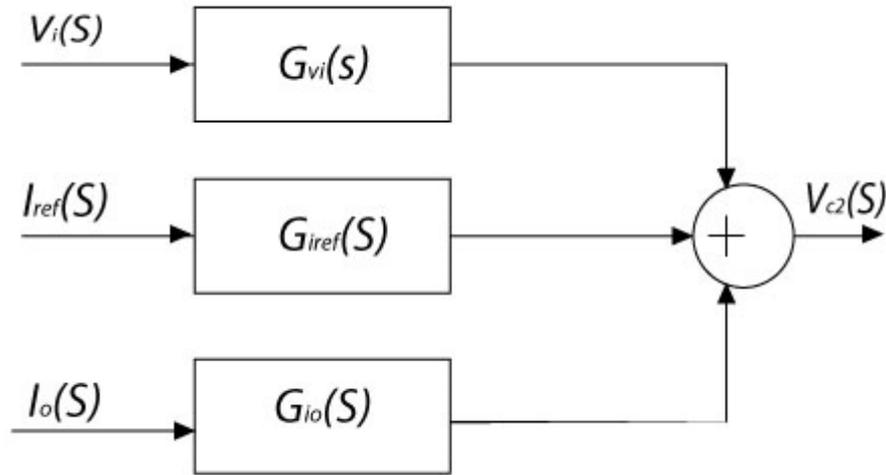


Figure 3. 11: Diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur avec le contrôle par mode glissant

III.2.2.3 Le hacheur en mode de fonctionnement girateur de puissance

Dans cette partie nous allons modéliser le convertisseur de telle sorte qu'il prend en compte la sortie de l'algorithme MPPT. Le hacheur doit extraire le maximum de puissance et fournir cette puissance à l'étage DC-AC représenté par une charge à courant constant. Pour cela, le

convertisseur doit présenter un comportement résistive à l'entrée et une source de puissance à la sortie. Cette technique est présentée dans la littérature par girateur de puissance.

Par définition, un girateur est un élément diports dans lequel la variable « tension » d'un port est proportionnelle à la variable « courant » de l'autre port. Cela entraîne un comportement dual entre le port d'entrée et celui de sortie. Par exemple, une capacité sur le port de sortie est vue comme une inductance sur le port d'entrée. Une source de tension est transformée en une source de courant. Les girateurs de puissance sont classés suivant la façon de transformer la source d'excitation reçue sur un port en sa représentation duale sur l'autre port.

Nous allons appliquer cette notion en intégrant la sortie de l'algorithme MPPT à l'entrée du hacheur en gardant l'objectif que l'étage DC-DC doit fournir une puissance à la sortie. La définition de la surface de glissement de l'Eq. (3.4) devient :

$$S(x) = i_{L1} - v_i(t)G(t) \tag{3.111}$$

où

$G(t)$ est la conductance donné par un boucle extérieur contrôlé par l'algorithme MPPT qui assure le suivi de la puissance maximale.

La figure 3.12 présente le diagramme de bloc du système.

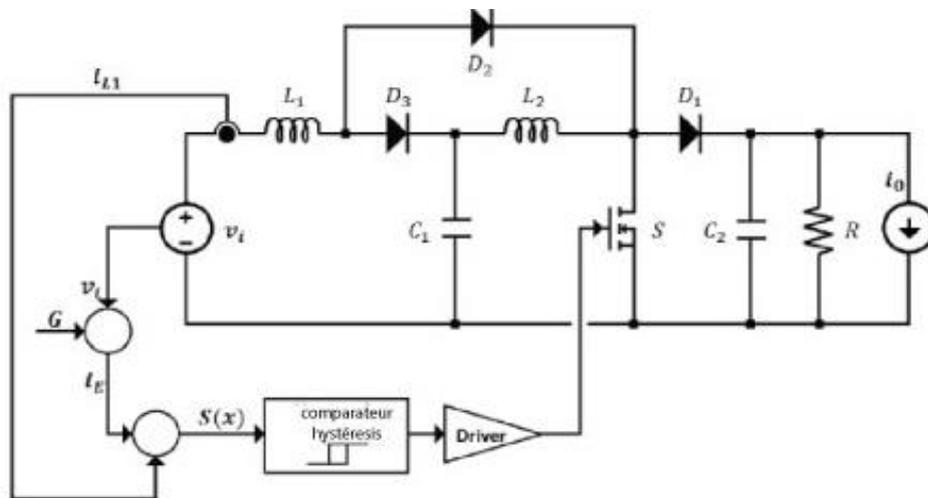


Figure 3. 12: Diagramme de bloc du hacheur survolteur quadratique en montage girateur de puissance

En mode glissant, $S(x) = 0$, ce qui implique $i_{L1} = v_i(t)G(t)$.

Démonstration :

♣

En appliquant les conditions d'invariance $S(x) = 0$ et $\dot{S}(x) = 0$ dans l'Eq. (3.94) et l'Eq. (3.111), nous obtenons :

$$u_{eq} = 1 - \frac{v_i}{v_{C1}} + \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_i \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_i}{dt} \right) \quad (3.112)$$

La condition d'existence est définie par l'Eq. (3.97). En utilisant la loi de contrôle l'Eq. (3.93), nous pouvons définir la condition d'accessibilité par la relation :

$$0 < v_i - L_1 \left(v_i \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_i}{dt} \right) < v_{C1} \quad (3.113)$$

En remplaçant la variable de contrôle u par u_{eq} l'Eq. (3.112) dans l'Eq. (3.95), nous obtenons le modèle dynamique du convertisseur :

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} \left[\frac{v_i}{v_{C1}} - \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_i \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_i}{dt} \right) \right] \quad (3.114)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{c_1} + \frac{i_{L1}}{c_1} \left[\frac{v_i}{v_{C1}} - \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_i \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_i}{dt} \right) \right]$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{c_2} \left[\frac{v_i}{v_{C1}} - \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_i \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_i}{dt} \right) \right] - \frac{v_{C2}}{RC_2} - \frac{i_0}{c_2}$$

En considérant $G(t)$ comme une valeur constante G et une charge purement résistive ($i_0 = 0$), la résolution au point d'équilibre de l'Eq. (3.114) nous donne :

$$\bar{i}_{L1} = V_i G$$

$$\bar{i}_{L2} = V_i \left(\frac{G^3}{R} \right)^{1/4} \quad (3.115)$$

$$\bar{v}_{C1} = V_i (RG)^{1/4}$$

$$\bar{v}_{C2} = V_i (RG)^{1/2}$$

En résolvant au point d'équilibre pour un courant constant comme charge ($i_0 = I_0$ et $R = \infty$), nous obtenons :

$$\bar{i}_{L1} = V_i G$$

$$\bar{i}_{L2} = (V_i G I_0)^{1/2} \quad (3.116)$$

$$\bar{v}_{C1} = V_i^{3/2} \left(\frac{G}{I_0} \right)^{1/2}$$

$$\bar{v}_{C2} = \frac{V_i^2 G}{I_0}$$

Remarques :

Dans les deux cas, les valeurs de \bar{l}_{L1} et \bar{v}_{C2} sont les mêmes.

$$RG = \left(\frac{\bar{v}_{C2}}{V_i}\right)^2 = m^4 \quad (3.117)$$

$$\text{Où } m = \frac{\bar{v}_{C1}}{V_i} = \frac{\bar{v}_{C2}}{\bar{v}_{C1}}$$

◆

Modèle linéaire avec une charge résistive

En linéarisant l'Eq. (3.114) autour du point d'équilibre l'Eq. (3.115), nous obtenons l'équation du système :

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{l}_{L2}}{dt} &= \frac{2}{L_2} \tilde{v}_{C1} - \frac{1}{mL_2} \tilde{v}_{C2} + \frac{mGL_1}{L_2} \frac{d\tilde{v}_i}{dt} + \frac{mL_1V_i}{L_2} \frac{d\tilde{G}}{dt} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{1}{C_1} \tilde{l}_{L2} - \frac{G}{m^2C_1} \tilde{v}_{C1} + \frac{2G}{mC_1} \tilde{v}_i + \frac{V_i}{mC_1} \tilde{G} - \frac{V_iGL_1}{mC_1} \frac{d\tilde{G}}{dt} - \frac{G^2L_1}{mC_1} \frac{d\tilde{v}_i}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} &= \frac{1}{mC_2} \tilde{l}_{L2} - \frac{m}{RC_2} \tilde{v}_{C1} - \frac{1}{mC_2} \tilde{v}_{C2} + \frac{m^2}{RC_2} \tilde{v}_i - \frac{V_iL_1m^2}{RC_2} \frac{d\tilde{G}}{dt} - \frac{GL_1m^2}{RC_2} \frac{d\tilde{v}_i}{dt} \end{aligned} \quad (3.118)$$

En appliquant la transformation de Laplace sur l'Eq. (3.118), nous obtenons la fonction de transfert de l'Eq. (3.119).

$$V_{C2}(s) = G_g(s)G(s) + G_{vi}(s)V_i(s) + G_{io}(s)I_o(s) \quad (3.119)$$

Les termes A(s), B(s), C(s) et D(s) sont définies par :

$$A(s) = mC_1C_2s^3 + \frac{m}{R}(m^2C_2 + C_1)s^2 + \left[\frac{2mC_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{mL_2}\right]s + \frac{4m}{RL_2} \quad (3.120)$$

$$B(s) = -\frac{m^3L_1C_1V_i}{R}s^3 + \frac{mL_1C_1V_i}{L_2}s^2 - \frac{mV_i}{R}\left(\frac{3m^2L_1}{L_2} + 1\right)s + \frac{2V_i}{mL_2} \quad (3.121)$$

$$C(s) = \frac{m^3C_1GL_1}{R}s^3 + C_1\left(\frac{m^3}{R} + \frac{mGL_1}{L_2}\right)s^2 + \left[\frac{2G^2L_1}{mL_2} + \frac{mC_1}{L_2} + \frac{2mG}{R}\right]s + \frac{4G}{L_2m} \quad (3.122)$$

$$D(s) = -mC_1s^2 - \frac{m^3}{R}s - \frac{2m}{L_2} \quad (3.123)$$

Nous obtenons la fonction de transfert $G_g(s) = \frac{V_{C2}(s)}{G(s)} = \frac{B(s)}{A(s)}$, en considérant D(s) et C(s) comme nulles.

Nous avons alors :

$$G_g(s) = \frac{-\frac{m^3L_1C_1V_i}{R}s^3 + \frac{mL_1C_1V_i}{L_2}s^2 - \frac{mV_i}{R}\left(\frac{3m^2L_1}{L_2} + 1\right)s + \frac{2V_i}{mL_2}}{mC_1C_2s^3 + \frac{m}{R}(m^2C_2 + C_1)s^2 + \left[\frac{2mC_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{mL_2}\right]s + \frac{4m}{RL_2}} \quad (3.124)$$

De la même façon, nous obtenons $G_{vi}(s) = \frac{V_{C2}(s)}{V_i(s)} = \frac{C(s)}{A(s)}$, en considérant $D(s)$ et $B(s)$ comme nulles.

Nous avons alors :

$$G_{vi}(s) = \frac{\frac{m^3 C_1 G L_1}{R} s^3 + C_1 \left(\frac{m^3}{R} + \frac{m G L_1}{L_2} \right) s^2 + \left[\frac{2 G^2 L_1}{m L_2} + \frac{m C_1}{L_2} + \frac{2 m G}{R} \right] s + \frac{4 G}{L_2 m}}{m C_1 C_2 s^3 + \frac{m}{R} (m^2 C_2 + C_1) s^2 + \left[\frac{2 m C_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{m L_2} \right] s + \frac{4 m}{R L_2}} \quad (3.125)$$

Nous obtenons la fonction de transfert $G_{io}(s) = \frac{V_{C2}(s)}{I_o(s)} = \frac{D(s)}{A(s)}$, en considérant $C(s)$ et $B(s)$ comme nulles.

Nous avons alors :

$$G_{io}(s) = \frac{-m C_1 s^2 - \frac{m^3}{R} s - \frac{2 m}{L_2}}{m C_1 C_2 s^3 + \frac{m}{R} (m^2 C_2 + C_1) s^2 + \left[\frac{2 m C_2}{L_2} + \frac{m^3}{R^2} + \frac{C_1}{m L_2} \right] s + \frac{4 m}{R L_2}} \quad (3.126)$$

Le diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur est présenté à la Fig. 3.13.

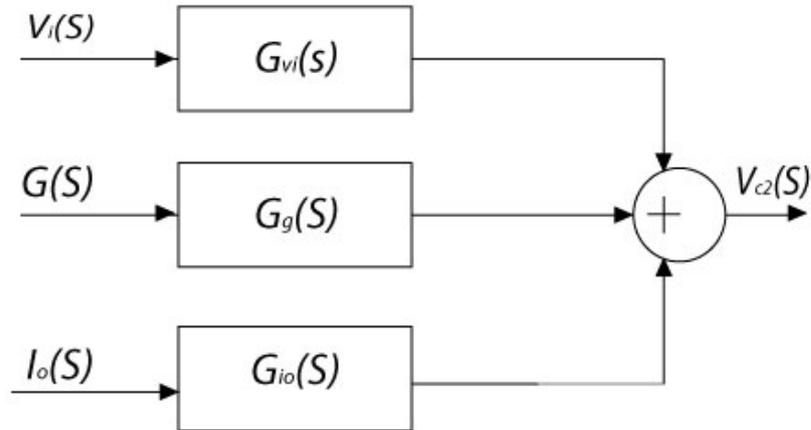


Figure 3. 13: Diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur avec le contrôle par mode glissant

Modèle linéaire avec une source de courant constant à la charge

En linéarisant l'Eq. (3.114) autour du point d'équilibre l'Eq. (3.116), nous obtenons l'équation du système :

$$\frac{d\tilde{v}_{L2}}{dt} = \frac{2}{L_2} \tilde{v}_{C1} - \frac{1}{m L_2} \tilde{v}_{C2} - \frac{m}{L_2} \tilde{v}_i + \frac{m G L_1}{L_2} \frac{d\tilde{v}_i}{dt} + \frac{m L_1 V_i}{L_2} \frac{d\tilde{G}}{dt}$$

$$\frac{d\tilde{v}_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1}\tilde{i}_{L2} - \frac{G}{m^2C_1}\tilde{v}_{C1} + \frac{2G}{mC_1}\tilde{v}_l + \frac{V_i}{mC_1}\tilde{G} - \frac{V_iGL_1}{mC_1}\frac{d\tilde{G}}{dt} - \frac{G^2L_1}{mC_1}\frac{d\tilde{v}_l}{dt} \quad (3.127)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} = \frac{1}{mC_2}\tilde{i}_{L2} - \frac{I_0}{mV_iC_2}\tilde{v}_{C1} + \frac{I_0}{V_iC_2}\tilde{v}_l - \frac{I_0L_1}{C_2}\frac{d\tilde{G}}{dt} - \frac{GL_1I_0}{V_iC_2}\frac{d\tilde{v}_l}{dt} - \frac{1}{C_2}\tilde{i}_0$$

En appliquant la transformation de Laplace sur l'Eq. (3.127), nous obtenons la fonction de transfert suivante :

$$V_{C2}(s) = G_g(s)G(s) + G_{vi}(s)V_i(s) + G_{io}(s)I_0(s) \quad (3.128)$$

Les termes $A(s)$, $B(s)$, $C(s)$ et $D(s)$ sont définies par :

$$A(s) = mC_1C_2s^3 + \frac{GC_2}{m}s^2 + \frac{1}{mL_2}[2mC_2 + C_1]s + \frac{2G}{m^3L_2} \quad (3.129)$$

$$B(s) = -I_0mL_1C_1s^3 + \frac{V_imL_1C_1}{L_2}s^2 - \frac{I_0}{m}\left(1 + \frac{m^2L_1}{L_2}\right)s + \frac{2V_i}{mL_2} \quad (3.130)$$

$$C(s) = -\frac{I_0C_1GL_1}{V_i}s^3 + mC_1\left(\frac{I_0}{V_i} + \frac{GL_1}{L_2}\right)s^2 - \left[\frac{I_0mGL_1}{V_iL_2} + \frac{mC_1}{L_2} + \frac{I_0G}{V_im}\right]s + \frac{mI_0}{L_2V_i} \quad (3.131)$$

$$D(s) = -mC_1s^2 - \frac{G}{m}s - \frac{2m}{L_2} \quad (3.132)$$

Comme le cas de la charge résistive, nous obtenons la fonction de transfert $G_g(s) = \frac{V_{C2}(s)}{G(s)} = \frac{B(s)}{A(s)}$, en considérant $D(s)$ et $C(s)$ comme nulles.

Nous avons alors :

$$G_g(s) = \frac{-I_0mL_1C_1s^3 + \frac{V_imL_1C_1}{L_2}s^2 - \frac{I_0}{m}\left(1 + \frac{m^2L_1}{L_2}\right)s + \frac{2V_i}{mL_2}}{mC_1C_2s^3 + \frac{GC_2}{m}s^2 + \frac{1}{mL_2}[2mC_2 + C_1]s + \frac{2G}{m^3L_2}} \quad (3.133)$$

De la même façon, nous obtenons $G_{vi}(s) = \frac{V_{C2}(s)}{V_i(s)} = \frac{C(s)}{A(s)}$, en considérant $D(s)$ et $B(s)$ comme nulles.

Nous avons alors :

$$G_{vi}(s) = \frac{-\frac{I_0C_1GL_1}{V_i}s^3 + mC_1\left(\frac{I_0}{V_i} + \frac{GL_1}{L_2}\right)s^2 - \left[\frac{I_0mGL_1}{V_iL_2} + \frac{mC_1}{L_2} + \frac{I_0G}{V_im}\right]s + \frac{mI_0}{L_2V_i}}{mC_1C_2s^3 + \frac{GC_2}{m}s^2 + \frac{1}{mL_2}[2mC_2 + C_1]s + \frac{2G}{m^3L_2}} \quad (3.134)$$

Nous obtenons la fonction de transfert $G_{io}(s) = \frac{V_{C2}(s)}{I_0(s)} = \frac{D(s)}{A(s)}$, en considérant $C(s)$ et $B(s)$ comme nulles.

Nous avons alors :

$$G_{io}(s) = \frac{-mC_1s^2 - \frac{G}{m}s - \frac{2m}{L_2}}{mC_1C_2s^3 + \frac{GC_2}{m}s^2 + \frac{1}{mL_2}[2mC_2 + C_1]s + \frac{2G}{m^3L_2}} \quad (3.135)$$

Régulation de la tension de sortie

Pour la régulation de la tension de sortie, nous introduisons une boucle de contrôle externe qui opère au niveau de la charge définissant le courant à l'instant t demandé au convertisseur. En considérant la charge de courant connectée au hacheur comme fonction de la tension de sortie, la puissance aux bornes du condensateur est maintenue constante, comme illustré à la Fig. 3.20. La puissance de sortie du hacheur est ainsi définie par la tension de sortie et le courant de sortie qui sont des variables internes du système de contrôle. Le diagramme de bloc du modèle intégrant le contrôle est présenté à la Fig. 3.14.

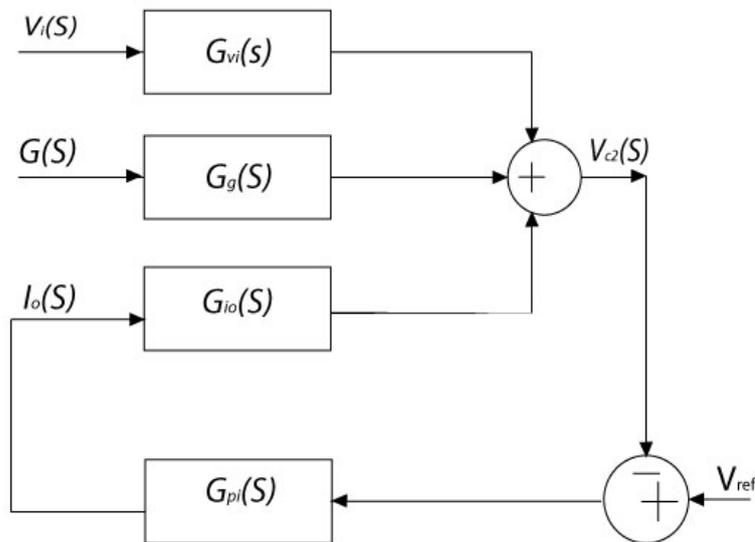


Figure 3. 14: Diagramme de bloc du modèle linéaire du convertisseur avec le contrôle par mode glissant et la régulation de la tension pour une charge de courant constant

V_{ref} est de l'ordre de 400 V. L'Eq. (3.316) représente la proportion et la forme intégrale en utilisant les valeurs 0.01 et 1. La figure 3.15 présente le circuit équivalent du convertisseur avec la boucle externe de régulation de la tension.

$$PI(S) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.136)$$

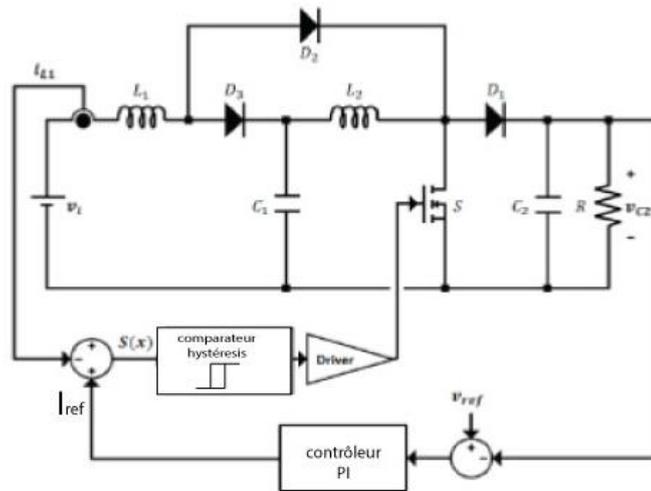


Figure 3. 15: Circuit équivalent du convertisseur avec la boucle externe de régulation de la tension

III.2.3. Rendement du convertisseur

Une analyse complète du rendement prend en compte les pertes en conduction et les pertes en commutation. Dans cette section , nous allons évaluer le rendement du convertisseur tout en considérant qu'il doit fonctionner sur une gamme de tension d'entrée et de puissance de sortie. Le convertisseur est contrôlé à travers la boucle externe de régulation de la sortie à 400 V DC. Une boucle de contrôle interne correspondant au contrôle par mode glissant.

On a vu dans l'analyse précédent que l'utilisation d'un comparateur hystérésis entraîne le fonctionnement du convertisseur à fréquence non constante dépendant de (V_i, P_0) . La variation de fréquence affecte le rendement du convertisseur à cause des pertes en conduction des semiconducteurs. Nous allons étudier de près ces pertes en conduction qui sont proportionnelles à la fréquence de commutation.

III.2.3.1 Pertes en conduction

Les pertes par conduction sont les pertes dissipées à l'état passant par le semiconducteur. Elles sont liées à la chute de tension et au courant induit lors de la fermeture du semiconducteur . Pour analyser les pertes en conduction au niveau du gain et du rendement du convertisseur nous introduisons dans le circuit les résistances parasites des inductances, condensateurs et interrupteur contrôlé de la Fig. 3.15. Nous utilisons dans l'analyse des modèles plus complètes de chaque

composant. Les inductances sont représentées par une inductance idéale et une résistance série équivalente R_{Lx} , les condensateurs sont représentés par un condensateur idéal et une résistance série équivalente R_{Cx} , les diodes sont représentés par une résistance série R_{Dx} et une source de tension V_{Dx} et les interrupteurs contrôlés sont représentés par la résistance R_M .

Le circuit de la Fig. 3.16 représente le convertisseur avec les modèles plus complètes de chaque composant en mode CCM. Ce modèle est utilisé pour une évaluation théorique du rendement, l'analyse est effectuée à l'équilibre.

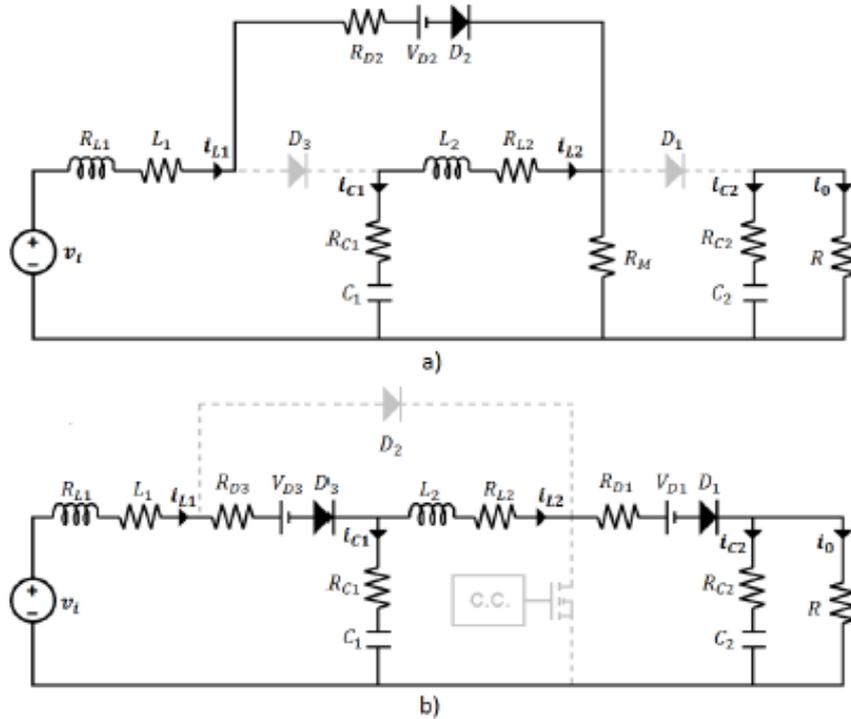


Figure 3. 16: Circuit équivalent du convertisseur en mode CCM avec les modèles non -idéale des composants : a) interrupteur à l'état passant et b) interrupteur à l'état bloqué

Démonstration :

♣

En considérant le modèle linéaire avec une charge purement résistive,

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_i - v_{C1}(1 - d) - i_{L1}[R_{L1} + (R_{D2} + R_M)d + (R_{D3} + R_{C1})(1 - d)] - i_{L2}[R_M u + R_{C1}(1 - d)] - V_{D2}d - V_{D3}(1 - d)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} - v_{C2}K_0(1-d) - i_{L1}[R_M d - R_{C1}(1-d)] - i_{L2}[R_{L2} + R_{C1} + R_M d + (R_{D1} + R_{C2}K_0)(1-d)] - v_{D1}(1-d) \quad (3.137)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2} + i_{L1}(1-d)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2}(1-d) - \frac{v_{C2}}{R}$$

$$\text{où } K_0 = \frac{R}{R+R_{C2}}$$

En évaluant au point d'équilibre, nous déduisons le système linéaire de l'Eq. (3.138).

$$\begin{bmatrix} R_{L1} + R_a D + R_b D' & R_M D - R_{C1} D' & D' & 0 \\ R_M D - R_{C1} D' & R_{L2} + R_{C1} + R_M D + R_e D' & -1 & K_{out} D' \\ D' & -1 & 0 & 0 \\ 0 & R D' & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{in} - V_{D2} D - V_{D3} D' \\ -V_{D1} D' \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.138)$$

où $R_a = R_M + R_{D2}$, $R_b = R_{D3} + R_{C1}$, $K_{out} = R(R + R_{C2})^{-1}$, $R_e = R_{D1} + K_{out} R_{C2}$ et

$$D' = 1 - D$$

La résolution de ce système d'équation linéaire permet d'obtenir les valeurs moyennes des variables du convertisseur. L'évaluation du gain permet d'observer les effets des différentes chutes de tension aux bornes des résistances.

Nous obtenons V_{C2} à partir de l'Eq. (3.138) :

$$V_{C2} = \frac{R(D')^2[V_{in} + (D' - 1)V_{D2} - D'^{V_{D3}} - (D')^2 V_{D1}]}{R_a + R_{L1} - (D')^2 R_{C1} + (D')^2 R_{L2} + 2D'^{R_M} - D'^{R_a} + D'^{R_b} + (D')^3 R_e - (D')^2(1 + D')R_M + R(D')^4 K_{out}} \quad (3.139)$$

◆

Dans le cas idéal, $K_{out} = 1$, toutes les résistances sont égales à 0 sauf R et $V_{Di} = 0$, ce qui implique :

$$\frac{V_{C2}}{V_i} = \frac{1}{D'^2} \quad (3.140)$$

La figure 3.17 présente une comparaison de la tension de sortie obtenue après simulation du convertisseur avec le modèle idéal, deux différentes valeurs de résistance de charges et deux différentes valeurs de la tension de sortie.

Sur cette figure, nous pouvons déduire que pour obtenir une tension de 400 V pour des entrées de 15 V à 30 V, le convertisseur doit fonctionner avec un rapport cyclique entre 0,72 et 0,83.

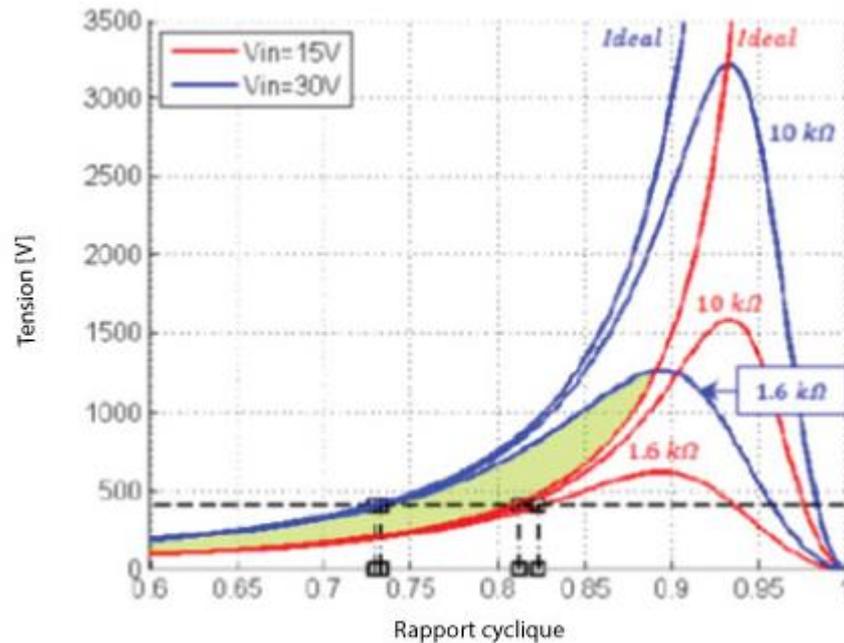


Figure 3. 17: Tension de sortie vs. rapport cyclique pour différentes tensions d'entrée et charges résistives

Pour calculer les pertes en conduction nous utilisons les formules suivantes :

Sur les inductances :

$$P_L = P_{bobine} + I_{Lrms}^2 R_L \quad (3.141)$$

Sur les condensateurs :

$$P_C = I_{Crms}^2 R_C \quad (3.142)$$

Sur les MOSFET :

$$P_S = I_{Srms}^2 R_{Dson} \quad (3.143)$$

Sur les diodes :

$$P_D = I_{D_{rms}}^2 R_D + \bar{I}_D V_D \quad (3.144)$$

III.2.3.2 Pertes en commutation

Les pertes en commutation dépendent des caractéristiques de commutation des commutateurs de puissance, à savoir la tension de l'interrupteur à l'état OFF, le courant de l'interrupteur à l'état ON et la fréquence de commutation. Pour le fonctionnement avec le contrôle par mode glissant cette analyse est fastidieuse en raison de la grande variation de la fréquence de découpage et de sa dépendance sur la tension d'entrée et de courant de charge. De ce fait les pertes en commutation deviennent un paramètre de conception imprévisible. En outre, l'application industrielle d'un convertisseur de puissance avec une plus grande complexité que les structures classiques nécessite une étude plus précise de sa performance globale. Nous allons appliquer l'approximation sur les transitions de commutation (montée et descente) en calculant l'énergie nécessaire pour passer d'un état à un autre [3.10].

La fréquence de commutation f du hacheur survolteur quadratique en mode glissant est définie par l'Eq. (3.145) en considérant la valeur d'équilibre de la tension V_{C1} .

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{V_i \left(1 - \sqrt{\frac{V_i}{V_0}}\right)}{2L_1 \Delta} \quad (3.145)$$

La figure 3.18 présente les différentes transitions de courant sur les diodes et le MOSFET.

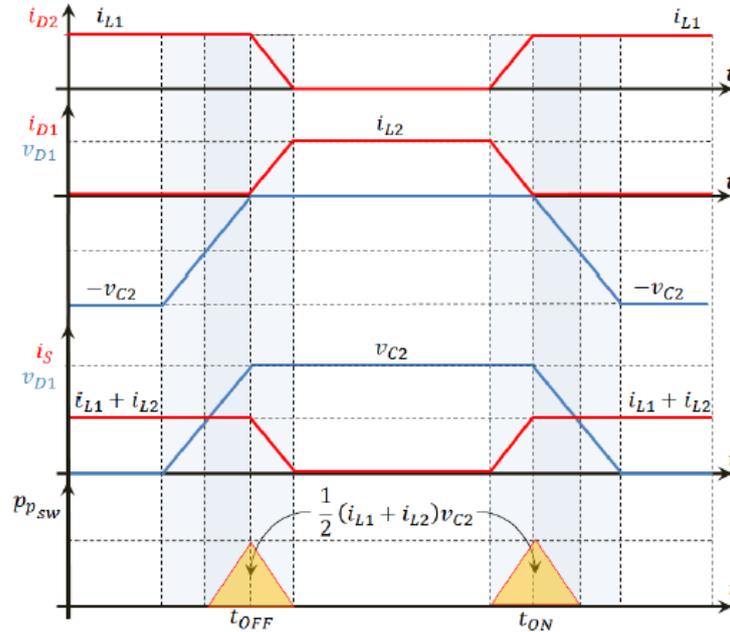


Figure 3. 18: Transition de commutations des courants de diodes et interrupteur considérant le temps de montée et de descente

Pour le calcul des pertes en commutation, nous utilisons les équations suivantes :

A l'état ON :

$$P_{ON} = \frac{1}{2} (\overline{I_{L1}} + \overline{I_{L2}} - \Delta - \frac{1}{2} \delta I_{L2}) t_m V_{C2} f \quad (3.146)$$

A l'état OFF:

$$P_{OFF} = \frac{1}{2} (\overline{I_{L1}} + \overline{I_{L2}} + \Delta + \frac{1}{2} \delta I_{L2}) t_d V_{C2} f \quad (3.147)$$

Gate (grille)

$$P_{gate} = \frac{1}{2} V_{gate}^2 C_{gate} f \quad (3.148)$$

III.2.4. Simulation du modèle

Le hacheur survolteur quadratique est conçu pour délivrer une tension de 400 V DC et travailler à une puissance de 100 W. La tension d'entrée est délimitée entre 20 V à 30 V. Les valeurs des éléments passifs ont été sélectionnées pour minimiser les fluctuations des courants des inductances et des tensions aux bornes des condensateurs, tenant aussi en compte les limites de

fréquences. Les conditions pour assurer une mode de conduction continue aux niveaux des deux inductances ont été respectées pour assurer une marge acceptable pour supporter la phase transitoire aux niveaux des variables. A l'aide de l'outil PSIM, nous avons effectué deux séries d'analyses temporelles du modèle en commutation du hacheur. Le hacheur survolteur quadratique avec l'étage de contrôle en mode glissant utilisant une stabilisation indirecte par courant d'entrée de la Fig. 3.12 est tout d'abord analysé, suivi du modèle du hacheur avec la boucle de régulation de tension de sortie à partir du courant de sortie sur une charge constante de la Fig. 3.15.

III.2.4.1 Réponse du convertisseur contrôlé en mode glissant avec une stabilisation indirecte par courant d'entrée

La figure 3.19 présente les courbes des stimuli $i_{ref}(t)$ et $v_i(t)$. Au niveau du courant de référence, une séquence de variation positive ou négative est tout d'abord appliquée, par la suite au niveau de la tension d'entrée nous avons appliqué une autre séquence de variation positive et négative et finalement au niveau du courant de sortie.

Les valeurs des composants sont $L1=120 \mu H$, $L2=4.7 mH$, $C1=C2=11 \mu F$, et $R=1600 \Omega$.

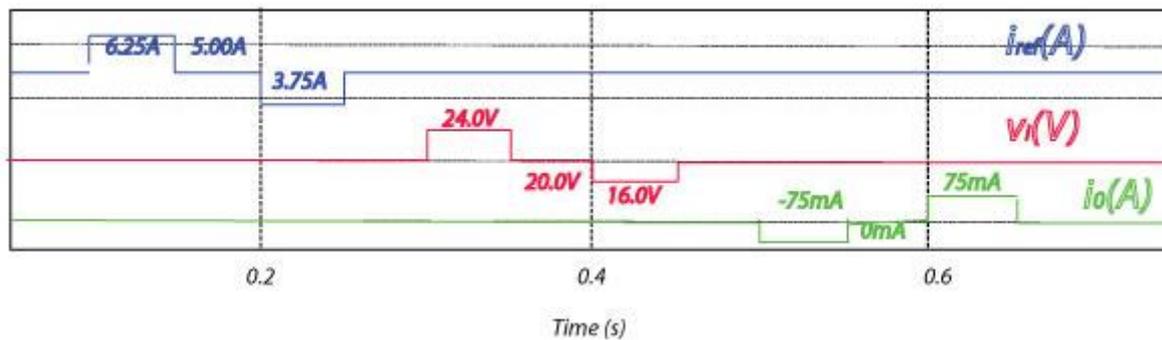


Figure 3. 19: Courbes des stimuli $i_{ref}(t)$, $v_i(t)$ et $i_o(t)$

La figure 3.20 présente l'allure de la tension $V_{C2}(t)$ et le courant d'entrée $i_{L1}(t)$ comparé à la référence $i_{ref}(t)$. Les amplitudes des stimuli ont été calculées pour obtenir une tension de sortie variant autour de 350 V, 400 V et 450 V à l'état d'équilibre. La réponse montre une bonne précision du comportement dynamique du convertisseur.

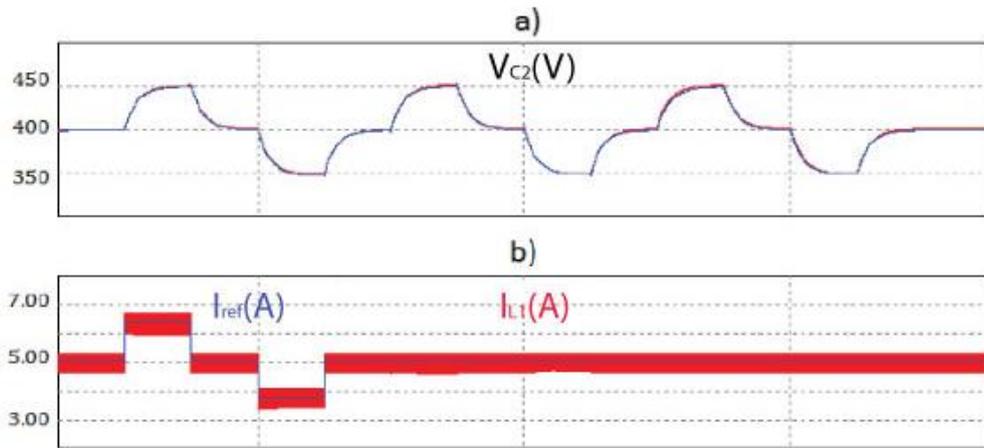


Figure 3. 20: Allure de la tension et des courants : a) $V_{C2}(t)$ et b) $i_{L1}(t)$ comparé à la référence $i_{ref}(t)$

III.2.4.2 Réponse du convertisseur avec la régulation de tension à la sortie

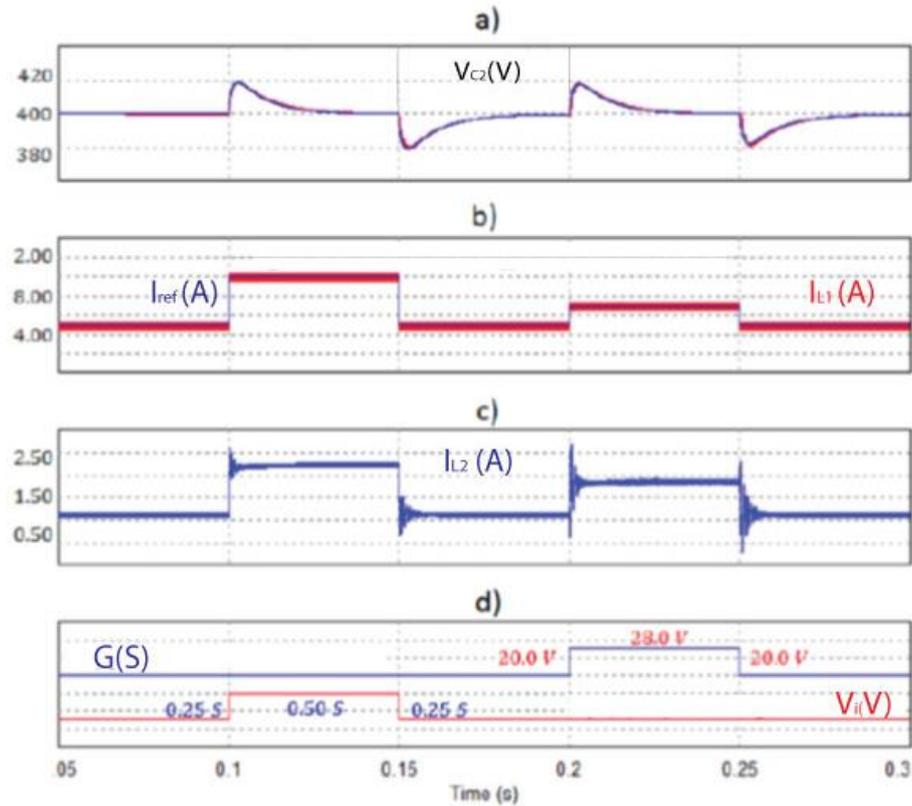


Figure 3. 21: Réponse du convertisseur avec la régulation de la tension de sortie : a) tension de sortie $V_{C2}(t)$; b) courant de référence $i_{ref}(t)$ et courant d'entrée $i_{L1}(t)$; c) courant de l'inductance $L2$ $i_{L2}(t)$ et d) les perturbations G et V_i

La figure 3.21 montre bien que la régulation de la tension de sortie autour de 400 V est bien accomplie. Une perturbation positive et négative au niveau de V_i à 0.1 s et 0.15 s est appliquée, suivi d'une série de perturbation au niveau de G à 0.2 s et 0.25 s. $L_1=120 \mu H$, $L_2=4.7 mH$, $C_1=C_2=11 \mu F$, $K_p=0.01$ et $K_i=1$. La réponse du convertisseur montre une variation de 5 % de la valeur d'équilibre 400 V.

III.3 Modélisation de l'onduleur à pont complet

L'étage de conversion DC-AC est constitué par l'onduleur à pont complet qui fonctionne comme source de puissance. Une surface de glissement du premier ordre est utilisée pour contrôler le courant de sortie de l'onduleur qui est étudiée à l'aide de la méthode par contrôle équivalente [3.39]. Le mouvement de glissement qui en résulte est utilisé pour dériver un modèle linéaire entre la tension continue et l'amplitude du courant à la sortie. Ce modèle est utilisé pour concevoir deux boucles de contrôle, un régulateur de courant dans la boucle interne et un régulateur de tension en externe. Le régulateur de tension définit l'amplitude instantanée du courant à la sortie, tandis que la forme d'onde sinusoïdale est donnée par un modulateur de largeur d'impulsion sinusoïdale. Un contrôleur linéaire est proposé pour réduire les oscillations dans la boucle de contrôle externe.

III.3.1. Modèle dynamique de l'onduleur autonome à pont complet

III.3.1.1 Commande bipolaire

En commande bipolaire ou à deux niveaux, les interrupteurs de chaque bras fonctionnent en complémentarité, quand l'interrupteur en haut est éteint, l'interrupteur en bas est allumé et quand l'interrupteur en haut est allumé, l'interrupteur en bas est éteint. Chaque bras fonctionne en complémentarité par rapport à l'autre. Pour cette raison, l'onduleur permet un suivi relativement simple du courant de référence. Afin d'obtenir le modèle de l'onduleur, les schémas des deux structures possibles du circuit et ses équations correspondantes sont étudiées.

a) S_1 et S_4 : ON et S_2 et S_3 : OFF

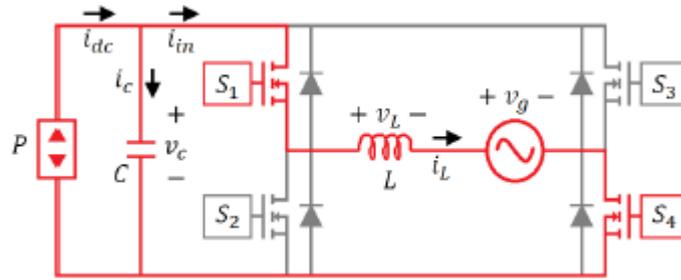


Figure 3. 22: Structure de l'onduleur à pont complet en commande bipolaire (S_1 et S_4 : ON et S_2 et S_3 : OFF)

Nous avons :

$$v_L = v_C - v_g \quad (3.149)$$

$$i_C = i_{dc} - i_i \quad (3.150)$$

$$i_i = i_L \quad (3.151)$$

b) S_1 et S_4 : ON et S_2 et S_3 : OFF

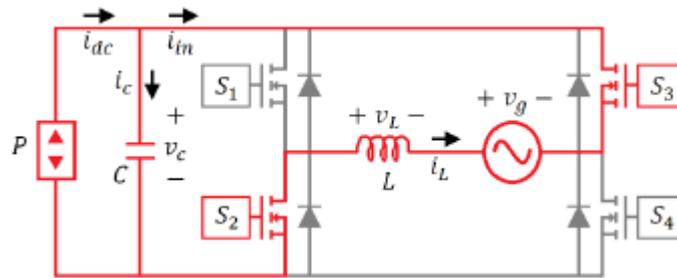


Figure 3. 23: Structure de l'onduleur à pont complet en commande bipolaire (S_1 et S_4 ON et S_2 et S_3 OFF)

Nous avons :

$$v_L = -v_C - v_g \quad (3.152)$$

$$i_C = i_{dc} - i_i \quad (3.153)$$

$$i_i = -i_L \quad (3.154)$$

En définissant le variable de contrôle de l'interrupteur par u , tel que $u = 1$ quand S_1 et S_4 sont ON et $u = -1$ quand S_2 et S_3 sont ON, nous obtenons le modèle dynamique de l'Eq. (3.155)

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_g + v_C u \quad (3.155)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_{dc} - i_L u = \frac{P}{v_C} - i_L u \quad (3.156)$$

III.3.1.2 Commande unipolaire

En commande unipolaire, souvent appelé commande décalée, les deux bras fonctionnent à différente fréquence. Il est ainsi possible de commuter les deux interrupteurs en haut à haute fréquence et les deux autres interrupteurs en bas à basse fréquence. Cette méthode réduit les pertes en commutation. Nous avons quatre structures possibles, deux structures pour chaque demi-période.

a) Alternance positive

Les deux circuits équivalents sont présentés à la Fig. 3.24 (a) et (b)

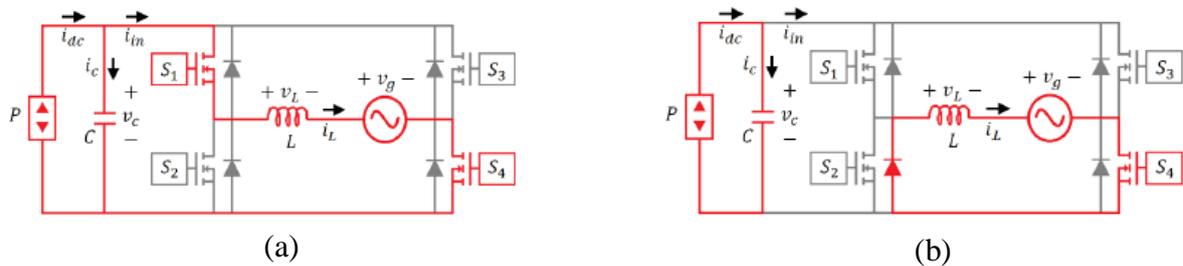


Figure 3. 24: Onduleur à pont complet en commande unipolaire durant l'alternance positif: a) S1 et S4 ON , b) S2 et S4 ON

- S1 et S4 : ON et S2 et S3 : OFF

Selon la Fig. 3.24(a), nous avons :

$$v_L = v_C - v_g \quad (3.157)$$

$$i_C = i_{dc} - i_i \quad (3.158)$$

$$i_i = i_L \quad (3.159)$$

- S2 et S4 : ON et S1 et S3 : OFF

Selon la Fig. 3.24 (b) , nous avons :

$$v_L = -v_g \quad (3.160)$$

$$i_C = i_{dc} \quad (3.161)$$

En définissant le variable de commande par s , tel que $s = 1$ quand S_1 et S_4 conduits et $s = -1$ quand S_2 et S_3 ouverts, le modèle dynamique de l'onduleur pour le demi-période d'alternance positive est exprimé par les Eq. (3.162) et (3.163).

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_g + v_C s \quad (3.162)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_{dc} - i_L s = \frac{P}{v_C} - i_L s \quad (3.163)$$

b) Alternance négative

L'opération est similaire que pour l'alternance positive mais diffère par rapport au courant de l'inductance qui circule en sens inverse. Les deux circuits équivalents représentant la structure est présenté à la Fig. 3.25.

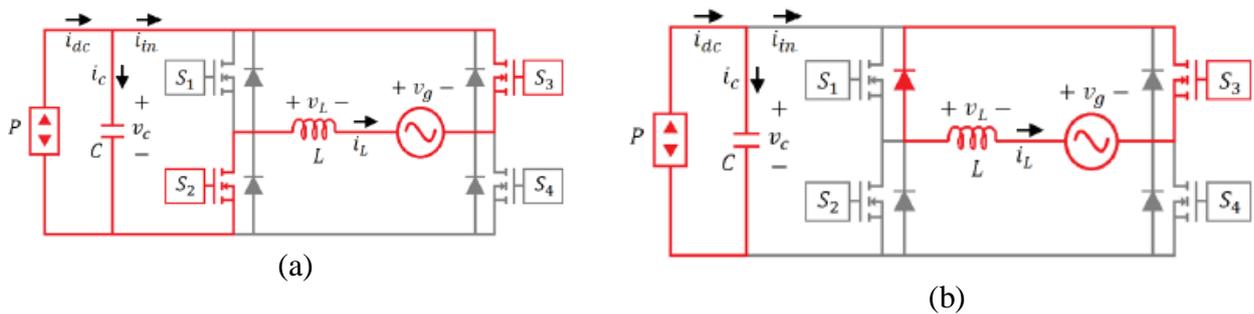


Figure 3. 25: Onduleur à pont complet en commande unipolaire durant l'alternance négative

- S_1 et S_4 : OFF ; S_2 et S_3 : ON

Selon la Fig. 3.25 (a), nous avons :

$$v_L = -v_C - v_g \quad (3.164)$$

$$i_C = i_{dc} - i_i \quad (3.165)$$

$$i_i = -i_L \quad (3.166)$$

- S_2 et S_4 : OFF ; S_1 et S_3 : ON

Selon la Fig. 3.25 (b), nous avons :

$$v_L = -v_g \quad (3.167)$$

$$i_C = i_{dc} - i_i \quad (3.168)$$

Le modèle dynamique est donné par les Eq. (3.169) et (3.170).

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_g - v_C(1 - s) \quad (3.169)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_{dc} - i_L s = \frac{P}{v_C} + i_L(1 - s) \quad (3.170)$$

Remarque :

Nous allons retenir pour la suite de la modélisation les équations régissant la commande bipolaire de l'onduleur.

III.3.1.3 Sinusoïde de référence

Pour que l'onduleur génère à la sortie une tension sinusoïdale nous utilisons la technique de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdal ou SPWM (Sinusoïdal Pulse Width Modulation) pour générer la référence de courant sinusoïdal. Ceci se fait par comparaison d'un signal sinusoïdal de faible puissance de référence à un signal triangulaire de haute fréquence [3.40].

III.3.2. Intégration du contrôle de courant par mode glissant

III.3.2.1. Boucle de régulation du courant par mode glissant

L'utilisation du mode glissant pour le contrôle du système consiste à définir une surface de glissement à l'aide d'une référence de courant sinusoïdale pour le courant de sortie de l'onduleur. Le comportement dynamique de la référence de courant est significativement plus lent que le courant de l'inductance qui relie l'onduleur à la charge. De ce fait la fréquence de découpage de l'onduleur doit être supérieure à la fréquence de la référence. Le courant de l'onduleur est alors maintenu aux alentours du courant de référence. Une bande hystérésis est introduite limitant la variation du courant au plus près du courant de référence. La figure 3.26 présente la courbe du courant de référence avec la bande hystérésis.

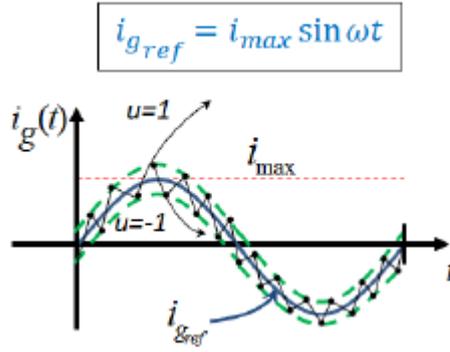


Figure 3. 26: Courbe du courant de référence et la bande hystérésis

L'onduleur à pont complet est connecté au hacheur à travers un condensateur et relié à la charge à travers une inductance. Nous pouvons le définir comme un onduleur de puissance de second ordre. Nous allons déduire une modèle réduite du comportement dynamique de l'onduleur avec le contrôle par mode glissant en appliquant l'analyse par contrôle équivalente.

Contrôle équivalente

La surface de glissement est définie par l'Eq. (3.171).

$$S(x) = i_{acref} - i_L = i_{max} \sin \omega t - i_L \quad (3.171)$$

La boucle de courant applique $i_L = i_{acref}$, et $i_{acref} = i_{max} \sin \omega t$

La loi de contrôle en mode de glissement est donnée par l'Eq. (3.172).

$$u = \begin{cases} 1, S(x) > 0 \\ -1, S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.172)$$

En appliquant les conditions d'invariance ($S(x) = 0$ et $\dot{S}(x)|_{u=u_{eq}} = 0$) sur l'Eq. (3.153) et l'Eq. (3.166), nous avons :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{di_{acref}}{dt} - \frac{di_L}{dt} = \frac{di_{max}}{dt} \sin \omega t + \omega i_{max} \cos \omega t + \frac{v_g}{L} - \frac{v_c u}{L} = 0 \quad (3.173)$$

Nous déduisons la contrôle équivalente par :

$$u_{eq} = \frac{1}{v_c} \left(L \frac{di_{max}}{dt} \sin \omega t + \omega L i_{max} \cos \omega t + V_{max} \sin \omega t \right) \quad (3.174)$$

$$-1 < u_{eq} < 1 \quad (3.175)$$

En remplaçant u_{eq} dans l'Eq. (3.154), nous avons :

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{P}{v_C} - \frac{i_{max} \sin \omega t}{v_C} (L \frac{di_{max}}{dt} \sin \omega t + \omega L i_{max} \cos \omega t + V_{max} \sin \omega t) \quad (3.176)$$

Quand $i_{max} = I_{max} = \text{constante}$, l'accessibilité à la surface de glissement est obtenu avec la condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$, nous avons alors :

$$v_C(t) = \sqrt{L^2 \omega^2 I_{max}^2 + V_{max}^2} \sin(\omega t + \arctan\left[\frac{\omega L I_{max}}{V_{max}}\right]) \quad (3.177)$$

La figure 3.27 présente la boucle de régulation du courant, le courant de référence est calculé à partir du courant de l'étage hacheur survolteur. La stabilité de la tension continue nécessite encore une boucle externe de contrôle.

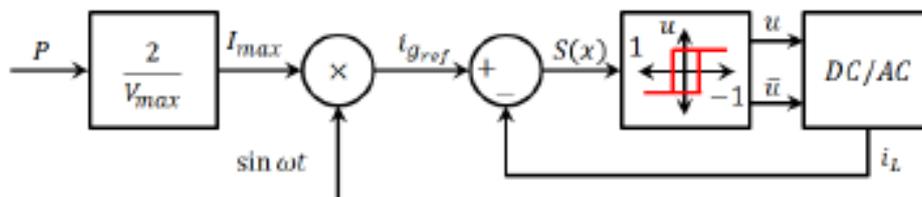


Figure 3. 27: Diagramme de bloc de l'onduleur avec la boucle de courant en mode de glissement

III.3.2.2. Boucle de régulation de la tension

Pour stabiliser la tension, nous allons considérer un contrôle en cascade formé d'une boucle interne de régulation de courant et d'une boucle externe qui stabilise l'amplitude de courant de référence de la boucle interne. Cette boucle externe assure en permanence que la tension continue issue du hacheur est stable.

La figure 3.28 présente le diagramme de bloc de l'onduleur avec les boucles de régulation.

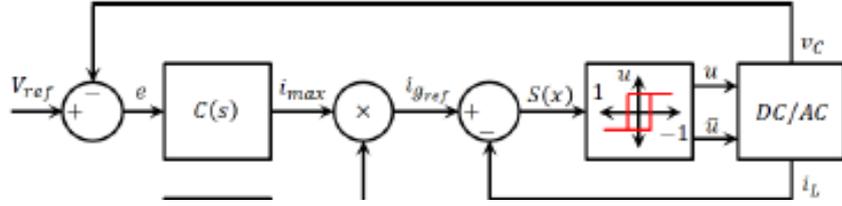


Figure 3. 28: Diagramme de bloc de l'onduleur avec les boucles de régulation de tension et courant

Expression de $V_C(s) = f(V_{ref}(s))$

En posant : $\sin\omega t \cos\omega t = \sin 2\omega t / 2$ et $\sin^2\omega t = (1 - \cos 2\omega t) / 2$, l'Eq. (3.171) devient :

$$C v_C \frac{dv_C}{dt} = P - \frac{L i_{max}}{2} \frac{di_{max}}{dt} + \frac{L i_{max}}{2} \frac{di_{max}}{dt} \cos 2\omega t - \frac{L \omega i_{max}^2}{2} \sin 2\omega t - \frac{V_{max} i_{max}}{2} + \frac{V_{max} i_{max}}{2} \cos 2\omega t \quad (3.178)$$

En considérant $i_{max}(t)$ non constante et lentement variable pendant un certain intervalle de temps $= \pi / \omega$, l'intégration de l'Eq. (3.173) dans l'intervalle $[t, t + T]$, nous donne :

$$\frac{1}{T} \int_t^{t+T} C v_C \frac{dv_C}{du} du = P - \frac{V_{max} i_{max}}{2} - \frac{L i_{max}}{2} \frac{di_{max}}{dt} \quad (3.179)$$

On a :

$$\frac{1}{2} C \left[\frac{v_C^2(t+T) - v_C^2(t)}{T} \right] = P - \frac{V_{max} i_{max}}{2} - \frac{L i_{max}}{2} \frac{di_{max}}{dt} \quad (3.180)$$

Ceci amène au point d'équilibre où $v_C(t + T) \cong v_C(t)$

$$\bar{P} = \frac{V_{max} i_{max}}{2} \quad (3.181)$$

L'approximation suivante peut être considérée en sachant que $T = \pi / \omega$ est très petite.

$$\frac{1}{2} C \left[\frac{v_C^2(t+T) - v_C^2(t)}{T} \right] \cong C \frac{dv_C}{dt} \quad (3.182)$$

Le modèle est alors donné par l' Eq. (3.183).

$$C \frac{dv_C}{dt} \cong P - \frac{V_{max} i_{max}}{2} + \frac{L i_{max}}{2} \frac{di_{max}}{dt} \quad (3.183)$$

Comme l'expression $\frac{LI_{max}}{2} \frac{di_{max}}{dt}$ dans l'Eq. (3.183) n'est pas linéaire, nous obtenons le modèle linéaire autour de I_{max}, V_{max}, V_C et \bar{P} .

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = \frac{1}{V_C} \hat{P} - \frac{V_{max}}{2V_C} \hat{i}_{max} - \frac{LI_{max}}{2V_C} \frac{d\hat{i}_{max}}{dt} \quad (3.184)$$

La transformation de Laplace de l'Eq. (3.184) donne :

$$V_C(s) = -\frac{LI_{max}s + V_{max}}{2CV_{ref}s} I_{max}(s) + \frac{1}{CV_{ref}s} P(s) \quad (3.185)$$

L'équation (3.185) montre que la tension continue dépend de l'amplitude du courant de sortie et la puissance d'entrée. Comme l'amplitude du courant est une variable manipulable, la puissance est considérée comme une perturbation. De cette analyse, nous constatons que la fonction de transfert de $I_{max}(s)$ à $V_C(s)$ est négative et présente une intégration simple. En considérant que la puissance varie, la boucle est alors affectée par deux perturbations. Il est ainsi nécessaire d'ajouter un filtre pour atténuer l'effet de la variation de tension dans le contrôle.

Intégration d'un filtre du premier ordre dans l'étage de contrôle

La figure 3.29 présente le diagramme de bloc de l'onduleur en boucle fermée.

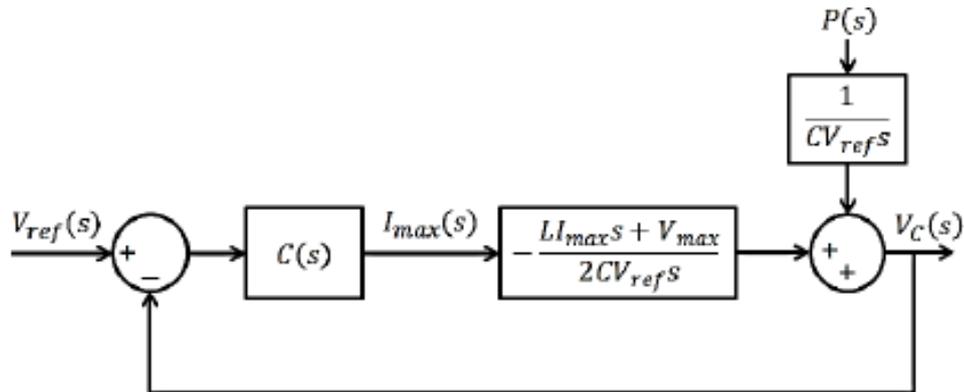


Figure 3. 29: Diagramme de bloc de l'onduleur en boucle fermée

La fonction de transfert du filtre de premier ordre est exprimée par $C(s)$. La largeur de bande du filtre est réglée de façon à atténuer la fluctuation de la tension à la fréquence 2ω .

$$C(s) = -\frac{K_C(T_C s + 1)}{s(T_f s + 1)} \quad K_C, T_C, T_f > 0 \quad (3.186)$$

où T_f est fixe et le signe négatif compense le signe de la fonction de transfert du convertisseur.

Synthèse du contrôle linéaire

Le zéro de la fonction de transfert de l'onduleur pour la fréquence impliquée peut être négligé, ceci est déduit après analyse. Ainsi nous pouvons avoir une fonction de transfert plus simplifiée.

$$G(s) = \frac{V_C(s)}{I_{max}(s)} = -\frac{V_{max}}{2CV_{ref}s} = -\frac{K_{max}}{s} \quad (3.187)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est ainsi exprimée par l'Eq. (3.188).

$$L(s) = C(s)G(s) = \frac{K_{max}K_C(T_C s + 1)}{s^2(T_f s + 1)} \quad (3.188)$$

Comme T_f est fixe, nous allons déterminer T_C et K_C de telle sorte qu'on a une marge de phase de 45° .

Pour cela, nous allons tout d'abord définir la fréquence correspondant à la phase -135° pour la fonction de transfert en boucle ouverte.

$$\text{Arg}[L(j\omega)] = -180^\circ - \arctan(T_f \omega) + \arctan(T_C \omega) = -135^\circ \quad (3.189)$$

$$-\arctan(T_f \omega) + \arctan(T_C \omega) = -45^\circ$$

En utilisant l'identité : $\arctan(x) - \arctan(y) = \arctan\left(\frac{x-y}{1+xy}\right)$ dans l'Eq. (3.184), nous avons :

$$\arctan(T_C \omega) - \arctan(T_f \omega) = \arctan\left(\frac{\omega(T_C - T_f)}{1 + T_C T_f \omega^2}\right) = 45^\circ \quad (3.190)$$

Alors, $\frac{\omega(T_C - T_f)}{1 + T_C T_f \omega^2} = 1$, ce qui implique :

$$T_C T_f \omega^2 - \omega(T_C - T_f) + 1 = 0 \quad (3.191)$$

Le discriminant $\Delta = T_f^2 - 6T_c T_f + T_c^2 > 0$, nous obtenons alors deux racines :

$$\omega_{1,2} = \frac{1}{2T_f T_c} (-T_f + T_c \pm \sqrt{T_f^2 - 6T_c T_f + T_c^2}) \quad (3.192)$$

En posant $T_c = aT_f$ avec $a > 0$, le discriminant est positif si :

$$a > 3 + 2\sqrt{2} > 1 \quad (3.193)$$

Les racines peuvent être exprimés en fonction de T_f comme suit :

$$\omega_{1,2} = \frac{1}{2aT_f} ((a - 1) \pm \sqrt{a^2 - 6a + 1}) \quad (3.194)$$

Pour les deux fréquences $\omega_{1,2}$, la phase de la fonction de transfert en boucle ouverte est égale à -135° .

Si le gain pour $\omega_{1,2}$ est égal à 1, la marge de phase sera égale à -45° . Ceci est vrai si K_c est équivalent à :

$$K_{C1,2} = \frac{\omega_{1,2}^2}{K_{max}} \sqrt{\frac{1+T_f^2 \omega_{1,2}^2}{1+a^2 T_f^2 \omega_{1,2}^2}} \quad (3.195)$$

Pour la conception, nous adoptons la méthode suivante :

- Sélectionner $T_f = \frac{1}{2\pi f_f}$ pour rejeter la fluctuation de la tension continue.
- Sélectionner la valeur a respectant la condition l'Eq. (3.193)
- Calculer la valeur de T_c, ω_1 et $K_c = K_1$

Le tableau IX présente la liste des paramètres pour la conception de l'onduleur.

Tableau IX: Valeurs des paramètres de l'onduleur

Paramètres	Valeurs
Inductance L	10 mH
Condensateur de couplage DC	22 μF
Tension d'entrée V_c	400 V
Tension de sortie	220 V
Fréquence de sortie	50 Hz
Puissance	20-100 W

III.3.3. Rendement de l'onduleur à pont complet

III.3.3.1 Pertes en conduction

Les pertes en conduction sont produites par les résistances série de l'interrupteur à l'état passant ainsi que la résistance série de l'inductance. Pour calculer les pertes, nous considérons que le courant circulant dans l'inductance est le même que le courant sortant de l'onduleur à la charge, ainsi que le courant qui circule à travers les interrupteurs et la résistance série de l'inductance. En considérant que l'amplitude de la fluctuation de courant inférieur à 30 % n'introduit pas un écart considérable de la perte de puissance en conduction [3.41], nous avons :

$$P_{Pond} = \frac{I_{max}^2}{\sqrt{2}} (2R_M + R_{SL}) \quad (3.196)$$

où : R_M est la résistance équivalente du MOSFET à l'état ON et R_L la résistance série équivalente de l'inductance.

Le condensateur de couplage n'est pas considéré ici car déjà considéré lors de l'analyse des pertes au niveau du hacheur.

III.3.3.2 Pertes en commutation

Pour obtenir une estimation des pertes de commutation, l'analyse des transitions des courants et tensions lors des commutations est proposée. La figure 3.30 présente l'approximation des transitions en omettant les fluctuations des valeurs de courant et les effets des diodes du MOSFET. Cette hypothèse permet de concentrer la complexité du problème dans l'analyse de la variation de fréquence, introduite par l'hystérésis de la boucle de contrôle en mode glissant.

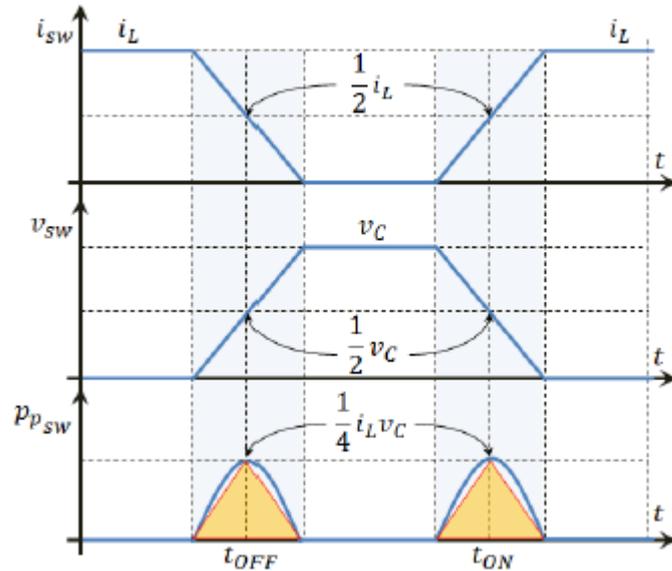


Figure 3. 30:Représentation graphique des commutations dans les MOSFET

Nous pouvons estimer les pertes de commutation dans chaque interrupteur.

$$E_{PON} = \frac{1}{8} I_L v_C t_{ON} \quad (3.197)$$

$$E_{POFF} = \frac{1}{8} I_L v_C t_{OFF} \quad (3.198)$$

Comme le courant varie en fonction du temps, nous avons :

$$P_{psw}(t) = \frac{v_C f_s I_{max}(t_{ON} + t_{OFF})}{8} \sin \omega t \quad (3.199)$$

La période de commutation en commande bipolaire peut être déterminé par :

$$T_s = \Delta t|_{u=1} + \Delta t|_{u=-1} = \frac{2\delta L}{v_C - v_g} + \frac{2\delta L}{v_C + v_g} = \frac{4\delta L v_C}{v_C^2 - v_g^2} \quad (3.200)$$

Où δ est la largeur de bande de l'hystérésis

Nous déduisons la fréquence de commutation :

$$f_s = \frac{v_C^2 - v_g^2}{4\delta L v_C} \quad (3.201)$$

$$\frac{v_C^2 - v_{max}^2}{4\delta L v_C} > f_s > \frac{v_C}{4\delta L} \quad (3.202)$$

En remplaçant par f_{smin} dans l'Eq. (3.202), l'expression de $P_{psw}(t)$ dans l'Eq. (3.199) devient :

$$P_{psw}(t) = \frac{I_{max}(t_{ON}+t_{OFF})}{32\pi\delta L} [V_C^2 \sin\omega t - V_{max}^2 \sin^3\omega t] \quad (3.203)$$

Les pertes en commutation en puissance peuvent être calculées comme la moyenne de la fonction $P_{psw}(t)$ pendant une demi-période. Nous avons :

$$\overline{P_{psw}} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{psw}(t) dt = \frac{I_{max}V_C[t_{ON}+t_{OFF}]}{32\pi\delta LV_C} \int_0^\pi [V_C^2 \sin\omega t - V_{max}^2 \sin^3\omega t] dt \quad (3.204)$$

$$\overline{P_{psw}} = \frac{I_{max}[t_{ON}+t_{OFF}]}{16\delta L\pi} \left(V_C^2 - \frac{2}{3} V_{max}^2 \right) \quad (3.205)$$

III.3.4. Simulation du modèle

Nous avons simulé l'onduleur avec l'outil PSIM. La source de puissance est remplacée par une source de tension contrôlée par courant dont la valeur est définie par le courant de sortie pour une valeur constante de la puissance. Les valeurs des paramètres sont données dans le Tableau IX. Le contrôleur est défini par l'Eq. (3.206).

$$C(s) = -\frac{0.4477(0.06s+1)}{s(0.005s+1)} \quad (3.206)$$

III.3.4.1 Réponse de l'onduleur pour une variation de V_C

A l'équilibre la tension $V_C = 400$ V. On applique une brusque augmentation de 50 V à $t=0.6$ s, puis la valeur retourne à son point d'équilibre après 1 s. La réponse du circuit sur la Fig.3.31 montre que la boucle de contrôle effectue bien la régulation de la tension avec une bonne performance dans le temps.

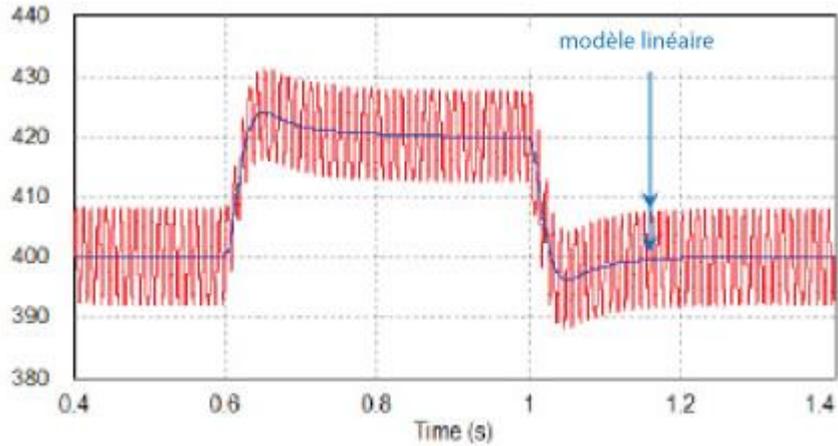


Figure 3. 31: Régulation de la tension pour une variation de V_c

III.3.4.2 Réponse pour une variation de la puissance d'entrée

A l'équilibre la tension $V_c = 400\text{ V}$ pour une puissance à l'entrée de 50 W . La puissance est variée à 100 W à 0.2 s et revient à 50 W après 0.5 s . Sur la figure 3.32, on observe une déviation maximale de 15% de la tension pendant 0.2 s , montrant ainsi que le système contrôlé rejette la perturbation.

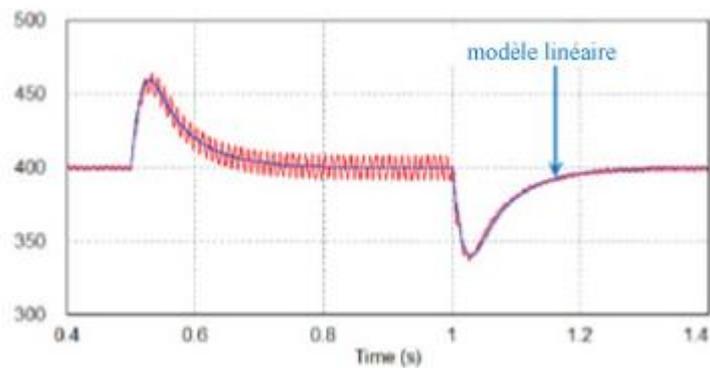


Figure 3. 32: Réponse de l'onduleur pour une variation brusque de la puissance d'entrée

La figure 3.33 montre l'allure du courant i_L pour une puissance de 100 W .

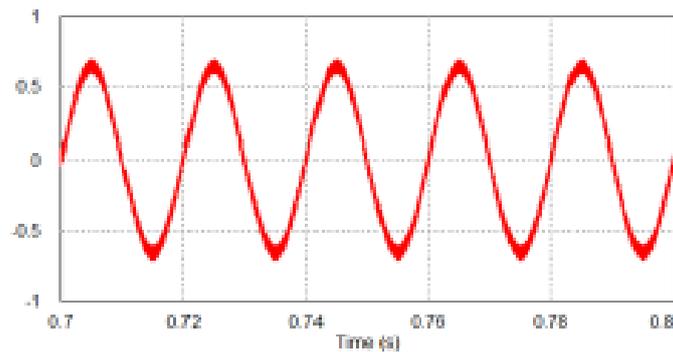


Figure 3. 33:Allure de i_L pour une puissance de 100 W

III.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la modélisation des deux étages de conversion DC-DC et DC-AC. En premier lieu on a procédé à la modélisation du hacheur survolteur quadratique. Une description complète du hacheur survolteur comme un système de structure variable avec tous les modes de conduction discontinue et les transitions entre eux a été mis au point. Une analyse théorique a permis le calcul des gains convertisseur dans chaque cas. Le cas du contrôle du hacheur survolteur quadratique fonctionnant en mode de conduction continue en utilisant une stratégie de stabilisation indirecte par mode glissant a été particulièrement étudiée. Le modèle linéaire du convertisseur a été obtenu par la méthode de contrôle équivalente et a permis de déterminer les fonctions de transfert des principaux blocs. Le convertisseur fonctionne comme un girateur de puissance avec la boucle de stabilisation indirecte par mode glissant.

En second lieu, le modèle linéaire de l'onduleur à pont complet a été établi. Une boucle de contrôle interne par mode glissant permet le suivi d'une référence sinusoïdale. De la même façon que le hacheur, tous les paramètres régissant la performance de l'onduleur avec le contrôle interne ont été déterminés à partir de l'analyse par contrôle équivalente. Une boucle externe de contrôle été mis en place pour la régulation de la tension continu. Bien que l'onduleur à pont complet est une topologie bien connue et son comportement a été profondément étudié pour les onduleurs travaillant avec les comparateurs à modulation de largeur d'amplitude et hystérésis, ce chapitre a proposé une analyse du fonctionnement du convertisseur avec un contrôle en mode glissant et en fonctionnement autonome. Nous allons utiliser ces modèles pour la conception d'un onduleur monophasé autonome à deux étages de conversion. La méthode de contrôle par mode glissant régissant l'ensemble de l'onduleur permet d'atteindre l'objectif fixé qui est d'implémenter la conversion au niveau du module PV.

CHAPITRE IV : LE MICRO ONDULEUR AUTONOME MONOPHASE

IV.1 Introduction

Nous allons regrouper les différents modèles du Chap. 3 pour concevoir le modèle d'un micro onduleur autonome monophasé sans transformateur à deux étages de conversion. La structure du micro onduleur est composée d'un hacheur survolteur quadratique et un onduleur à pont complet, lesquels sont connectés en cascade [4.1][4.2]. Le dispositif est développé pour travailler à faible niveaux de puissance de l'ordre de 100 W et pour de faible niveau de tension d'entrée de l'ordre de 18 à 22 V issue du module PV. La figure 4.1 présente la structure du micro onduleur autonome monophasé identifiant les étapes de conversion et les fonctions de contrôle.

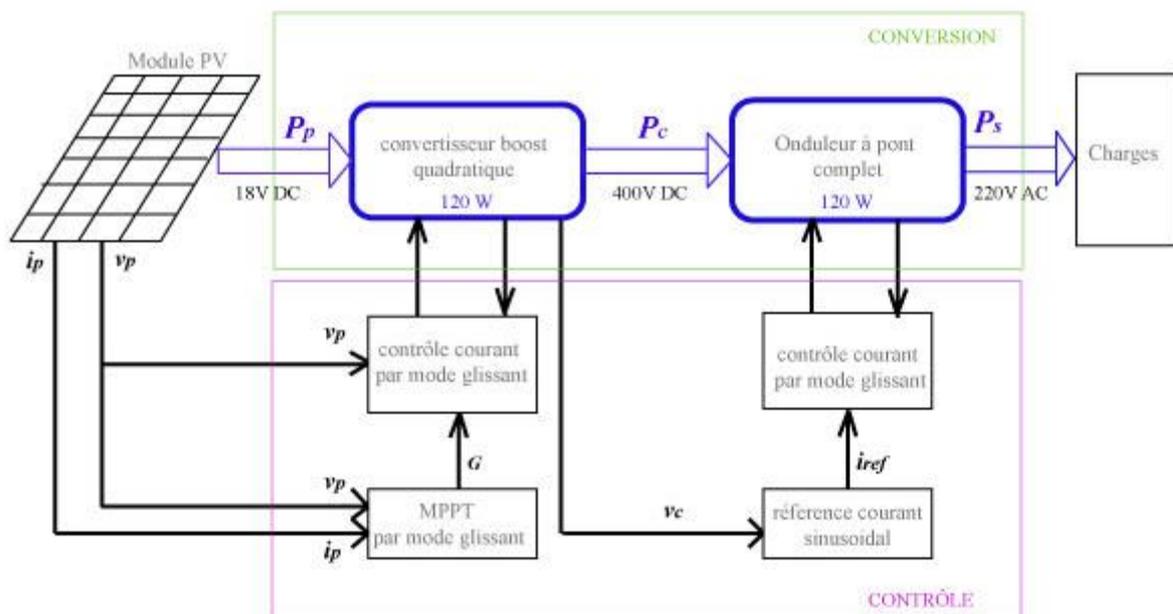


Figure 4. 1: Structure du micro onduleur indiquant les étapes de conversion d'énergie et les fonctions de contrôle

Le hacheur survolteur quadratique extrait en permanence la puissance maximale du module PV pour générer une tension continue de 100 V nécessaire pour alimenter l'onduleur. L'onduleur à pont complet injecte le pourcentage le plus élevé possible de la puissance délivrée par le hacheur vers la charge. L'algorithme MPPT extrême par contrôle en mode glissant fait partie intégrante du premier étage de conversion formé par le hacheur survolteur. La topologie du hacheur survolteur quadratique avec un commutateur contrôlé a été choisie par son gain élevé. La

commande proposée consiste à suivre une référence de courant. La référence de courant est traitée initialement comme une valeur constante mais qui va être imposé pour la boucle de commande externe constitué pour l'algorithme MPPT. La surface de glissement est modifié de façon à ce que la référence de courant est obtenu à partir du concept de girateur de puissance lequel calcule la référence de courant à partir de la valeur de la tension mesuré dans l'entrée du convertisseur et une valeur donnée de conductance [4.3].

L'onduleur à pont complet présente une caractéristique abaisseur. Le contrôle en mode glissant consiste à suivre une référence de courant sinusoïdale. La forme d'onde du courant est obtenue à partir d'un SPWM. L'amplitude de la référence de tension est donnée par une boucle externe de régulation de la tension continue qui maintient la balance de puissance de la chaîne de conversion. L'onduleur est étudié comme une source de puissance en considérant la caractéristique girateur de puissance du hacheur. La tension d'entrée minimum pour l'onduleur doit être plus grande que l'amplitude de la tension de référence.

Les trois éléments constitutifs sont fusionnés pour obtenir un micro-onduleur complètement contrôlée utilisant le mode de glissement. Le module PV et le convertisseur est connecté à travers la tension v_p , qui correspond à la tension aux bornes de l'inductance d'entrée connecté en parallèle au module PV. L'inductance a pour rôle d'absorber les composants de fréquence haute du courant d'entrée du hacheur et permet d'atténuer une variation brusque de la tension du module PV. L'algorithme MPPT utilise les valeurs mesurées de la tension d'entrée v_p et le courant d'entrée i_p pour calculer la puissance en entrée p_p et établi à sa sortie la conductance de référence G . Par la suite, la valeur de G est utilisée dans le contrôle du convertisseur pour calculer le courant de référence avec la valeur de la tension v_p . Le courant de sortie i_o du convertisseur est injecté à l'entrée de l'onduleur. Le contrôle de l'onduleur régule la tension continue et fixe l'amplitude du courant de référence i_{ref} , ce qui permet de définir la puissance à la sortie.

Dans ce chapitre nous allons tout d'abord établir le modèle linéaire du micro onduleur et effectuer une série de simulation en comparant les réponses du modèle linéaire avec les réponses du circuit électronique du micro onduleur. Nous allons effectuer la série de simulation avec l'outil PSIM 11.0. Nous présentons à la fin de ce chapitre les différents circuits d'implémentation matérielle du micro onduleur.

IV.2 Modèle linéaire du micro onduleur monophasé autonome

Afin de vérifier les études théoriques précédemment vue, nous allons tout d'abord établir le modèle linéaire de l'ensemble du micro onduleur. Un condensateur est inséré en parallèle au module PV à l'entrée du convertisseur pour permettre d'obtenir le courant d'entrée i_p comme variable d'entrée issu du module PV, la conductance G est la variable d'entrée issu du MPPT. L'onduleur à pont complet est modélisé comme une source de courant i_o et considéré comme charge du convertisseur, le courant i_o est une fonction de la boucle de régulation de la tension continue à la sortie du convertisseur.

IV.2.1 Modèle moyen du convertisseur considérant le condensateur à l'entrée

Le système d'équation (4.1) régit le fonctionnement du convertisseur avec le condensateur à l'entrée.

$$\begin{aligned}
 \frac{dv_p}{dt} &= \frac{i_p}{C_p} - \frac{i_{L1}}{C_p} \\
 \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_p}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} (1 - u) \\
 \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} (1 - u) \\
 \frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{i_{L2}}{C_1} + \frac{i_{L1}}{C_1} (1 - u) \\
 \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{i_{L2}}{C_1} (1 - u) - \frac{i_o}{C_2}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

La fonction de contrôle par mode glissant est définie par :

$$S(x) = i_{L1} - v_p(t)G(t) \tag{4.2}$$

Le contrôle équivalent est obtenu en appliquant la condition d'invariance ($S(x) = 0$ et $\dot{S}(x) = 0$)

$$1 - u_{eq} = \frac{v_p}{v_{C1}} - \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_p \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_p}{dt} \right) \tag{4.3}$$

$$i_{L1} = v_p(t)G(t) \tag{4.4}$$

En introduisant l'Eq. (4.3) et l'Eq.(4.4) dans l'Eq. (4.1), nous obtenons le modèle idéal du convertisseur de l'Eq.(4.5).

$$\begin{aligned}
\frac{dv_p}{dt} &= \frac{i_p}{C_p} - \frac{v_p G}{C_p} \\
\frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} \left[\frac{v_p}{v_{C1}} - \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_p \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_p}{dt} \right) \right] \\
\frac{dv_{C1}}{dt} &= -\frac{i_{L2}}{C_1} + \frac{i_{L1}}{C_1} \left[\frac{v_p}{v_{C1}} - \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_p \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_p}{dt} \right) \right] \\
\frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{i_{L2}}{C_1} \left[\frac{v_p}{v_{C1}} - \frac{L_1}{v_{C1}} \left(v_p \frac{dG}{dt} + G \frac{dv_p}{dt} \right) \right] - \frac{i_o}{C_2}
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Le point d'équilibre est défini par l'Eq. (4.6).

$$\begin{aligned}
\bar{i}_{L1} &= \bar{i}_p = V_p G ; \\
\bar{i}_{L2} &= (V_p G I_o)^{\frac{1}{2}} ; \\
\bar{v}_{C1} &= V_p^{\frac{3}{2}} \left(\frac{G}{I_o} \right)^{\frac{1}{2}} ; \\
\bar{v}_{C2} &= \frac{(V_p^2 G)}{I_o} ;
\end{aligned} \tag{4.6}$$

En linéarisant l'Eq.(4.5) autour du point d'équilibre de l'Eq.(4.6), nous obtenons le système d'équation (4.7) .

$$\begin{aligned}
\frac{d\tilde{v}_p}{dt} &= \frac{1}{C_p} \tilde{i}_p - \frac{G}{C_p} \tilde{v}_p + \frac{V_p}{C_p} \tilde{G} \\
\frac{d\tilde{i}_{L2}}{dt} &= \frac{2}{L_2} \tilde{v}_{C1} - \frac{1}{mL_2} \tilde{v}_{C2} - \frac{m}{L_2} \tilde{v}_p + \frac{mGL_1}{L_2} \frac{d\tilde{v}_p}{dt} + \frac{mL_1V_p}{L_2} \frac{d\tilde{G}}{dt} \\
\frac{d\tilde{v}_{C1}}{dt} &= -\frac{1}{C_1} \tilde{i}_{L2} - \frac{G}{m^2C_1} \tilde{v}_{C1} + \frac{2G}{mC_1} \tilde{v}_p + \frac{V_p}{mC_1} \tilde{G} - \frac{V_pGL_1}{mC_1} \frac{d\tilde{G}}{dt} - \frac{G^2L_1}{mC_1} \frac{d\tilde{v}_p}{dt} \\
\frac{d\tilde{v}_{C2}}{dt} &= \frac{1}{mC_2} \tilde{i}_{L2} - \frac{I_o}{mV_pC_2} \tilde{v}_{C1} + \frac{I_o}{C_2V_p} \tilde{v}_p - \frac{GL_1I_o}{C_2V_p} \frac{d\tilde{v}_p}{dt} - \frac{L_1I_o}{C_2} \frac{d\tilde{G}}{dt} - \frac{1}{C_2} \tilde{i}_o
\end{aligned} \tag{4.7}$$

$$\text{Où } m = \frac{\bar{v}_{C1}}{V_i} = \frac{\bar{v}_{C2}}{\bar{v}_{C1}} \text{ et } G = \frac{m^2G}{I_o} ;$$

En appliquant la transformation de Laplace sur l'Eq. (4.7), nous obtenons la fonction de transfert du convertisseur de l'Eq. (4.8)

$$V_{C2}(s) = \frac{B(s)}{A(s)}G(s) + \frac{C(s)}{A(s)}I_p(s) + \frac{D(s)}{A(s)}I_o(s) \quad (4.8)$$

où :

$$A(s) = mC_1C_2C_p s^4 + \left(\frac{GC_2C_p}{m} + mC_1C_2G\right) s^3 + \left[\frac{C_p}{L_2m}(2m^2C_2 + C_1) + \frac{G^2C_2}{m}\right] s^2 + \left[\frac{2GC_p}{L_2m^3} + \frac{G}{L_2m}(2m^2C_2 + C_1)\right] s + \frac{2G^2}{L_2m^3} \quad (4.9)$$

$$D(s) = -mI_oL_1C_1C_p s^4 + \frac{mC_1C_pV_pL_1}{L_2} s^3 - \left[\frac{I_oC_p}{m}\left(1 + m^2\frac{L_1}{L_2}\right) + mC_1I_o\right] s^2 + \left[\frac{2V_pC_p}{mL_2} - \frac{I_oGmL_1}{L_2} + \frac{mC_1V_p}{L_2}\right] s - \frac{2V_pG}{L_2m} \quad (4.10)$$

$$B(s) = -\frac{G^2C_1L_1}{m} s^3 + mC_1\left(\frac{G}{m^2} + \frac{GL_1}{L_2}\right) s^2 - \left(\frac{G^2}{m^2} + \frac{C_1m}{L_2} + \frac{2G^2L_1}{mL_2}\right) s + \frac{4G}{L_2m} \quad (4.11)$$

$$C(s) = -mC_1C_p s^3 - \left(\frac{GC_p}{m} + C_1Gm\right) s^2 - \left(\frac{2mC_p}{L_2} + \frac{G^2}{m}\right) s - \frac{2mG}{L_2} \quad (4.12)$$

IV.2.2 Modèle linéaire de l'onduleur à pont complet

Nous avons vu en détail dans le Chap. 3 le modèle de l'onduleur contrôlé par mode glissant en suivant une référence de courant sinusoïdal et une boucle externe de régulation de tension. L'onduleur a été considéré comme une source de puissance. Pour le micro onduleur nous allons traiter l'onduleur comme une source de courant à la sortie du hacheur.

La puissance réelle fournie est donnée par l'Eq. (4.13) :

$$P_g = v_{sin}i_{sin} \approx \frac{I_{max}V_{max}}{2} \quad (4.13)$$

où v_{sin} et i_{sin} sont respectivement la tension de référence sinusoïdale et le courant de référence sinusoïdale, définies par $v_{sin} = V_{max}\sin\omega t$ et $i_{sin} = I_{max}\sin\omega t$

La puissance fournie à la sortie de l'étage continue est égale à la puissance à la sortie, nous pouvons écrire :

$$P_c = P_g \approx \bar{v}_{C2}I_c = V_cI_o \approx \frac{I_{max}V_{max}}{2V_c} \quad (4.14)$$

où : V_c est la référence de la régulation de tension continu et I_c est la valeur moyenne du courant de sortie du convertisseur.

A partir de l'Eq. (4.14), nous pouvons écrire :

$$I_o \approx \frac{I_{max}V_{max}}{2V_c} \quad (4.15)$$

En supposant que l'amplitude de l'oscillation de la tension continue est très petite par rapport à sa valeur moyenne, nous pouvons écrire la relation entre les valeur d'incrémentations du courant I_o , défini par \tilde{i}_o , et l'amplitude du courant de sortie \tilde{i}_{max} par l'Eq. (4.16).

$$\tilde{i}_o \approx \frac{V_{max}}{2V_c} \tilde{i}_{max} \quad (4.16)$$

En appliquant la transformation de Laplace sur l'Eq. (4.16), nous obtenons :

$$I_o(s) = K_g I_{max}(s) \quad (4.17)$$

$$\text{Où } K_g = \frac{V_{max}}{2V_c}$$

En considérant la boucle de régulation de tension, vu au Chap. 3, le courant $I_{max}(s)$ est défini par :

$$C_c(s) = -\frac{K_c(T_c s + 1)}{s(T_f s + 1)} \quad (4.18)$$

IV.2.3 Modèle de l'algorithme MPPT

Le MPPT peut être représenté comme un système stable qui poursuit la puissance maximale $P_{max}(t)$ et détermine les valeurs de $i_p(t)$ et $G(t)$. Le module PV représente la variation incrémentale de la source de courant $I_p(s)$ en fonction de la variation incrémentale de la conductance et la puissance maximale $P_{max}(s)$. Chaque point de puissance maximale est alors associé à une conductance $G_{max}(s)$. Le modèle linéaire du bloc MPPT est représenté par la fonction de transfert de second ordre de l'Eq.(5.19).

$$MPPT(s) = \frac{G(s)}{G_m(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.19)$$

Nous déduisons de ces analyses le diagramme de bloc du modèle de l'ensemble du micro onduleur (Fig.4.2). Le modèle est représenté par un système à deux d'entrées et une sortie.

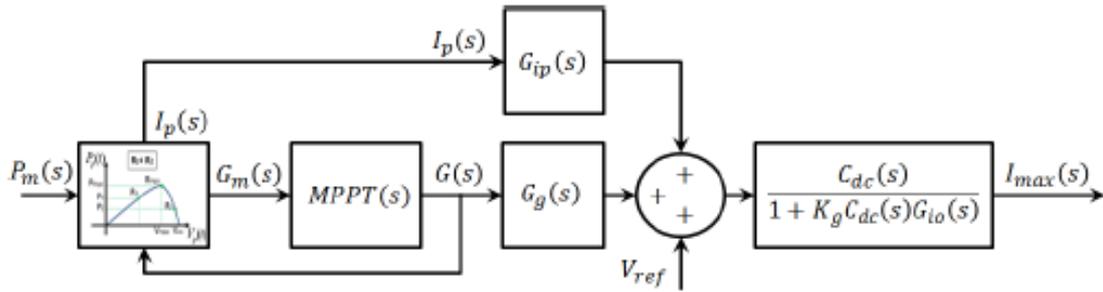


Figure 4. 2: Diagramme de bloc du modèle linéaire du micro onduleur monophasé autonome ($G_{i_o}(s) = \frac{D(s)}{A(s)}$, $D(s)$ est défini par l'Eq. (4.10)).

IV.3 Simulation

Le modèle linéaire de la Fig. 4.2 est simulé ainsi que le circuit complet du micro onduleur avec les deux étages de conversion et les boucles de contrôle. Nous avons utilisé pour la simulation l'outil PSIM 11.0 qui dispose d'une bibliothèque étendue pour la simulation des systèmes photovoltaïques et permet de simuler les modèles linéaires des circuits électroniques [4.4].

IV.3.1 Paramètres de simulation

IV.3.1.1. Étage de conversion

Pour la simulation, nous prenons les valeurs numériques du Tableau X pour les paramètres de l'étage de conversion.

Tableau X : Valeurs des paramètres du convertisseur et de l'onduleur à pont complet

Paramètres	Valeurs caractéristiques
L_1	120 μH ; Résistance série équivalente: $R_{SL_1} = 28 m\Omega$
L_2	4.7 mH ; Résistance série équivalente : $R_{SL_2} = 1.14 \Omega$
C_p	11 μF ; Résistance série équivalente: $R_{SC_p} = 2 m\Omega$
C_1	11 μF ; Résistance série équivalente: $R_{SC_1} = 1.9 m\Omega$
C_2	20 μF ; Résistance série équivalente: $R_{SC_2} = 1.9 m\Omega$
<i>MOSFET</i>	$R_M = 35 m\Omega$; $t_r = 27 ns$; $t_f = 8 ns$; $V_{gate} = 12 V$; $C_{gate} = 13.6 nF$
<i>Diodes</i>	$V_D = 0.75 V$; $R_D = 110 m\Omega$
V_c	400 V
V_{sin}	220 V

Le MPPT est représenté par la fonction de transfert du second ordre de l'Eq. (4.20).

$$MPPT(s) = \frac{360 * 10^3}{s^2 + 600s + 360 * 10^3} \quad (4.20)$$

Les paramètres de contrôle sont $K_c = 0.1791$, $T_c = 0.06$ et $T_f = 0.004$.

$$C_c(s) = \frac{-0.1791(0.06s+1)}{s(0.004s+1)} \quad (4.21)$$

$G_{ip}(s)$, $G_g(s)$ et $G_{io}(s)$ sont calculés à partir des Eq.(4.9), (4.10), (4.11) et (4.12).

IV.3.1.2. Caractéristiques du module PV

Nous avons utilisé le modèle physique d'un module PV disponible dans la bibliothèque des composants en énergie renouvelable de PSIM. La figure 4.3 présente les caractéristiques du module PV.

Solar Module (physical model)

Manufacturer Datasheet

Number of Cells Ns:	36	
Maximum Power Pmax:	60	(W)
Voltage at Pmax:	17.1	(V)
Current at Pmax:	3.5	(A)
Open-Circuit Voltage Voc:	21.1	(V)
Short-Circuit Current Isc:	3.8	(A)
Temperature Coeff. of Voc:	-0.38	(%/oC or oK)
Temperature Coeff. of Isc:	0.065	(%/oC or oK)
Standard Test Conditions:		
Light Intensity S0:	1000	W/(m*m)
Temperature Tref:	25	(oC)
dv/di (slope) at Voc: (if available)	-0.68	(V/A)

Model Parameters (defined)

Band Energy Eg:	1.12	(eV)
Ideality Factor A:	1.2	
Shunt Resistance Rsh:	1000	(Ohm)
Coefficient Ks:	0	

Model Parameters (calculated)

Calculate Parameters

Series Resistance Rs:	0.0158	(Ohm)
Short Circuit Current Isc0:	10	(A)
Saturation Current Is0:	1.15e-10	(A)
Temperature Coefficient Ct:	0.0065	(A/K)

Operating Conditions

Light Intensity S:	600	W/(m*m)
Ambient Temperature Ta:	25	(oC)

Figure 4. 3: Paramètres du module PV

La figure 4.4 présente les caractéristiques I-V et P-V du module fonctionnant avec les irradiances de 600 W/m^2 et 200 W/m^2 correspondant respectivement à $P_{max} = 120 \text{ W}$ et $P_{max} = 40 \text{ W}$.

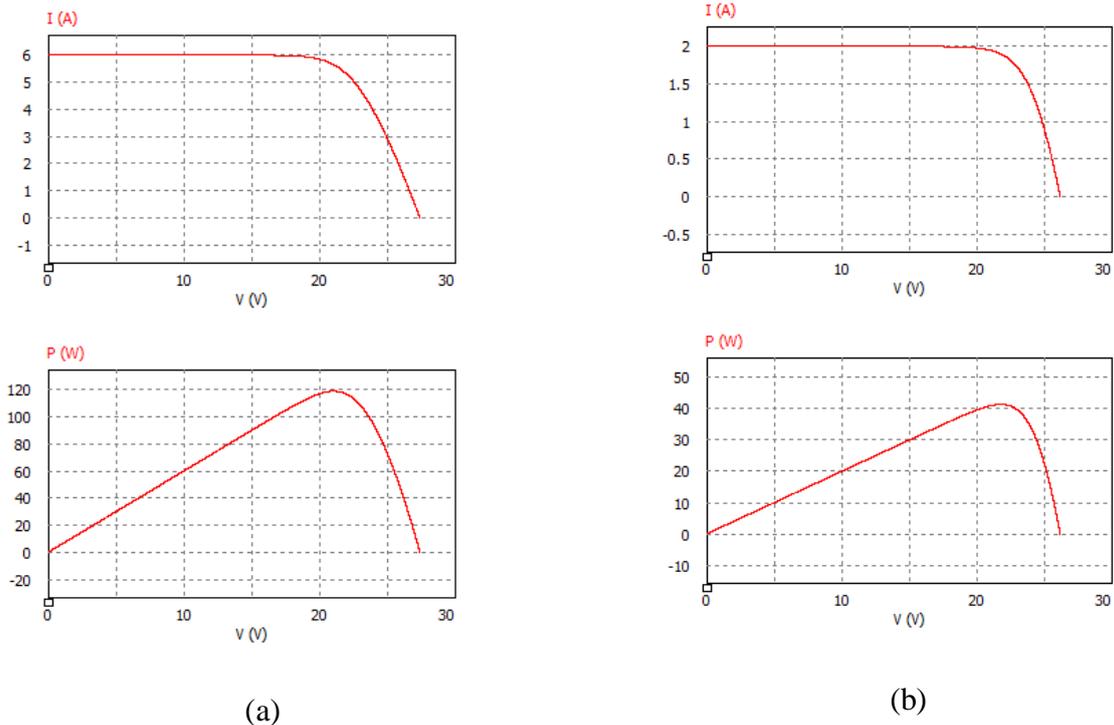


Figure 4. 4: Caractéristiques I-V et P-V du module PV : (a) irradiance de 600 W/m² ; (b) irradiance de 200 W/m²

IV.3.2 Comportement du micro onduleur à l'équilibre

IV.3.2.1. Réponse à une variation d'irradiance

Une variation au niveau de l'irradiance a été appliquée pour vérifier le comportement du micro onduleur à l'équilibre. Pour cette simulation nous appliquons les conditions suivantes :

Conditions (1) : $S = 600 \text{ W/m}^2$, $P_{\max} = 120 \text{ W}$, $V_p = 21.06 \text{ V}$, $i_p = 5.65 \text{ A}$ et $G = 0.28$

Conditions (2) : $S = 200 \text{ W/m}^2$, $P_{\max} = 40 \text{ W}$, $V_p = 21.82 \text{ V}$, $i_p = 1.90 \text{ A}$ et $G = 0.10$

Nous appliquons une diminution de l'irradiance de 600 à 200 W/m² à $t = 0.5 \text{ s}$.

La figure 4.5 présente les réponses de l'onduleur à cette variation. Nous pouvons constater sur cette figure que P_p , qui correspond à la puissance extraite poursuit la puissance de référence P_{ref} issue du MPPT, P_{\max} , varie de 120 W à 40 W. La tension de sortie du hacheur survolteur quadratique est maintenue à 400 V pour les deux modèles simulés après une légère variation d'une durée de 0.2 s lors du changement de la valeur l'irradiance.

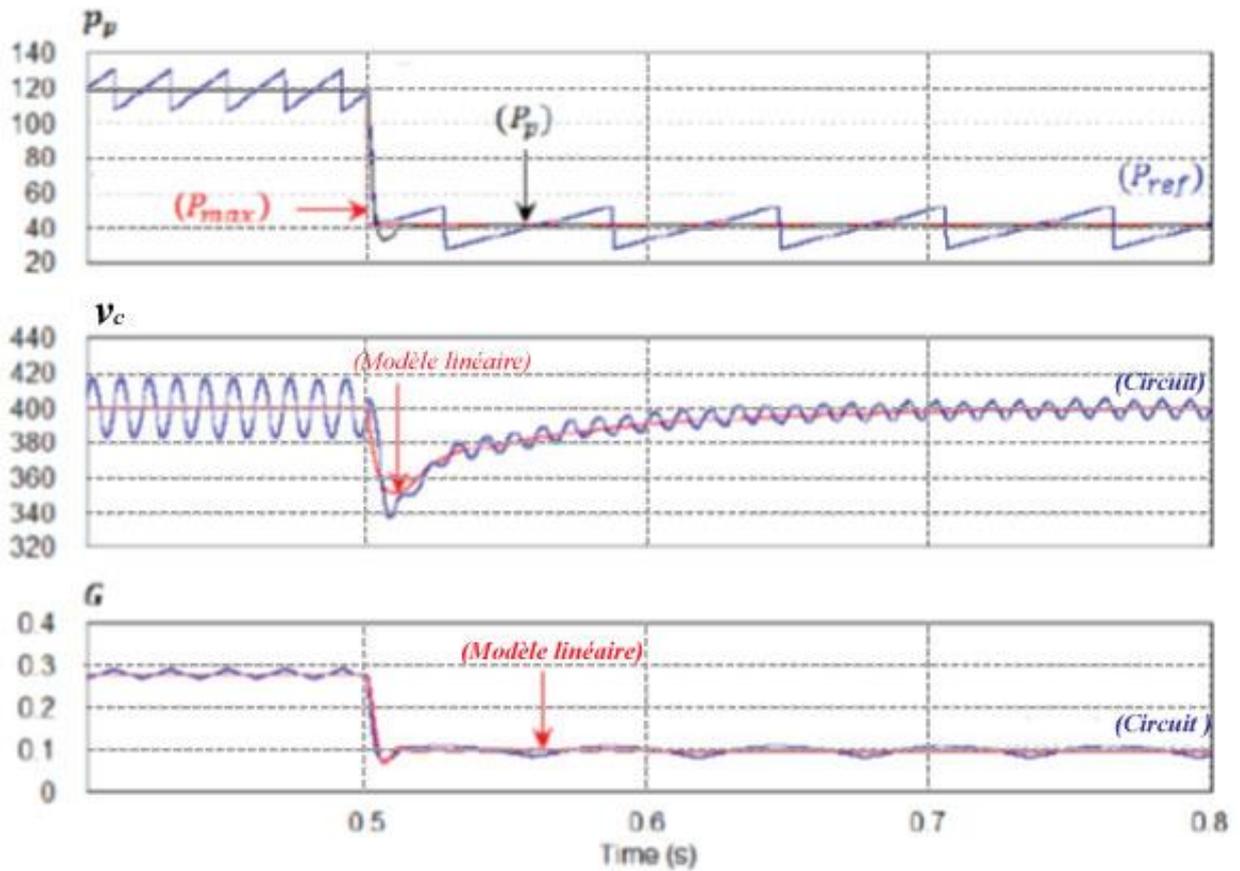


Figure 4. 5: Réponse du micro onduleur à une diminution de l'irradiance de 600 W/m^2 à 200 W/m^2

Nous effectuons une deuxième simulation, en appliquant cette fois-ci une augmentation de l'irradiance de 200 W/m^2 à 600 W/m^2 à $t=0.5 \text{ s}$. La figure 4.6 montre que la puissance extraite P_p poursuit la puissance P_{ref} , lors d'une variation de P_{max} de 40 W à 80 W . Les réponses de deux modèles sont similaires. La tension continue du hacheur est maintenue à 400 V après une légère variation de 0.2 s lors de l'augmentation de la valeur de l'irradiance.

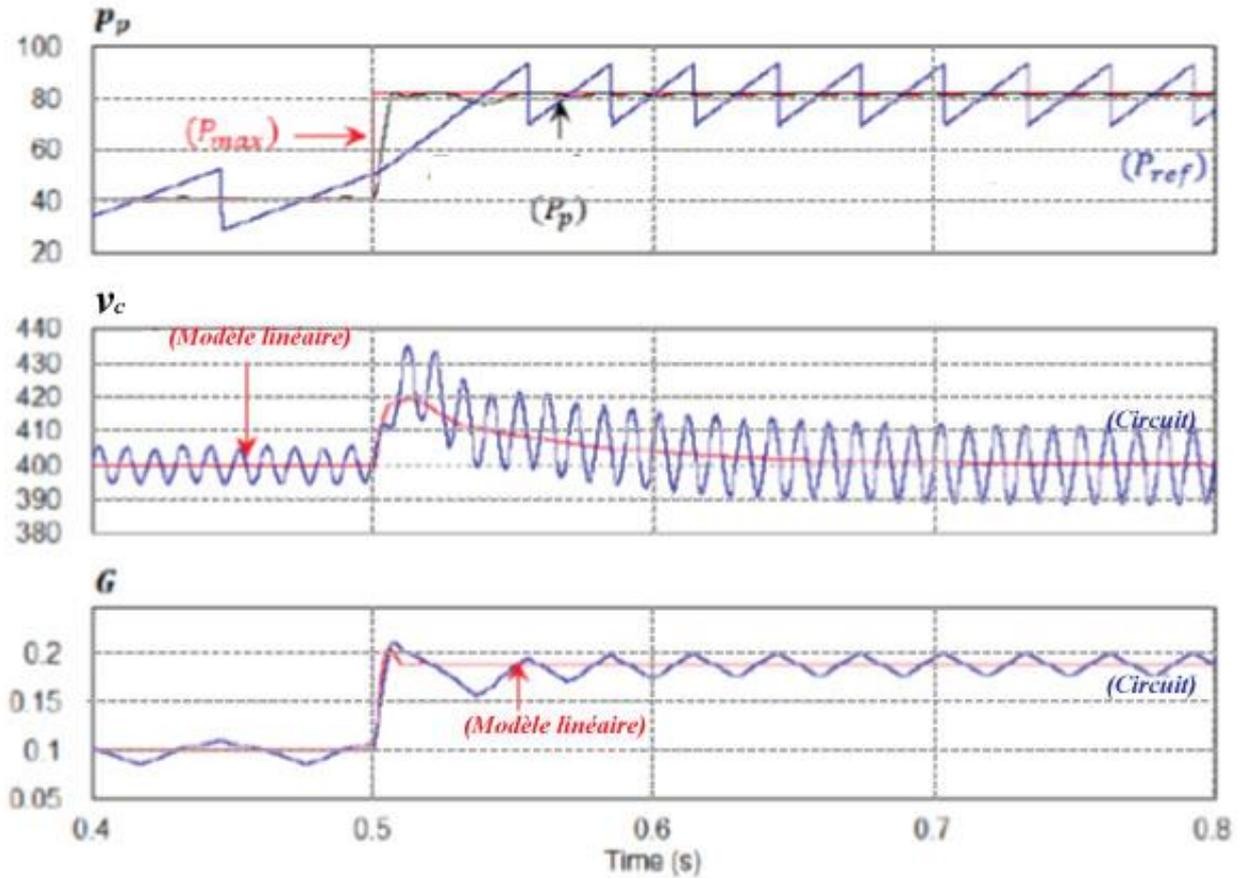


Figure 4. 6: Réponse du micro onduleur à une augmentation de l'irradiance de 200 W/m^2 à 600 W/m^2

IV.3.2.2. Réponses à l'état d'équilibre sous une irradiance constante

Nous avons prélevé le comportement des différents tensions et courants du micro onduleur à l'état d'équilibre, le module PV fonctionnant avec une irradiance de 600 W/m^2 .

La figure 4.7 montre les différents signaux à l'entrée du micro onduleur, au niveau du module PV et la sortie du MPPT. Comme nous pouvons constater sur cette figure que la puissance extraite P_p est de l'ordre de la puissance maximale P_{max} du module PV, qui est de 119 W . La puissance P_{ref} du MPPT présente une valeur moyenne équivalent à P_{max} comme prévu par le contrôle en mode glissant. Le signal G est cohérent avec P_{ref} et sa valeur moyenne est de 0.28 comme prévue.

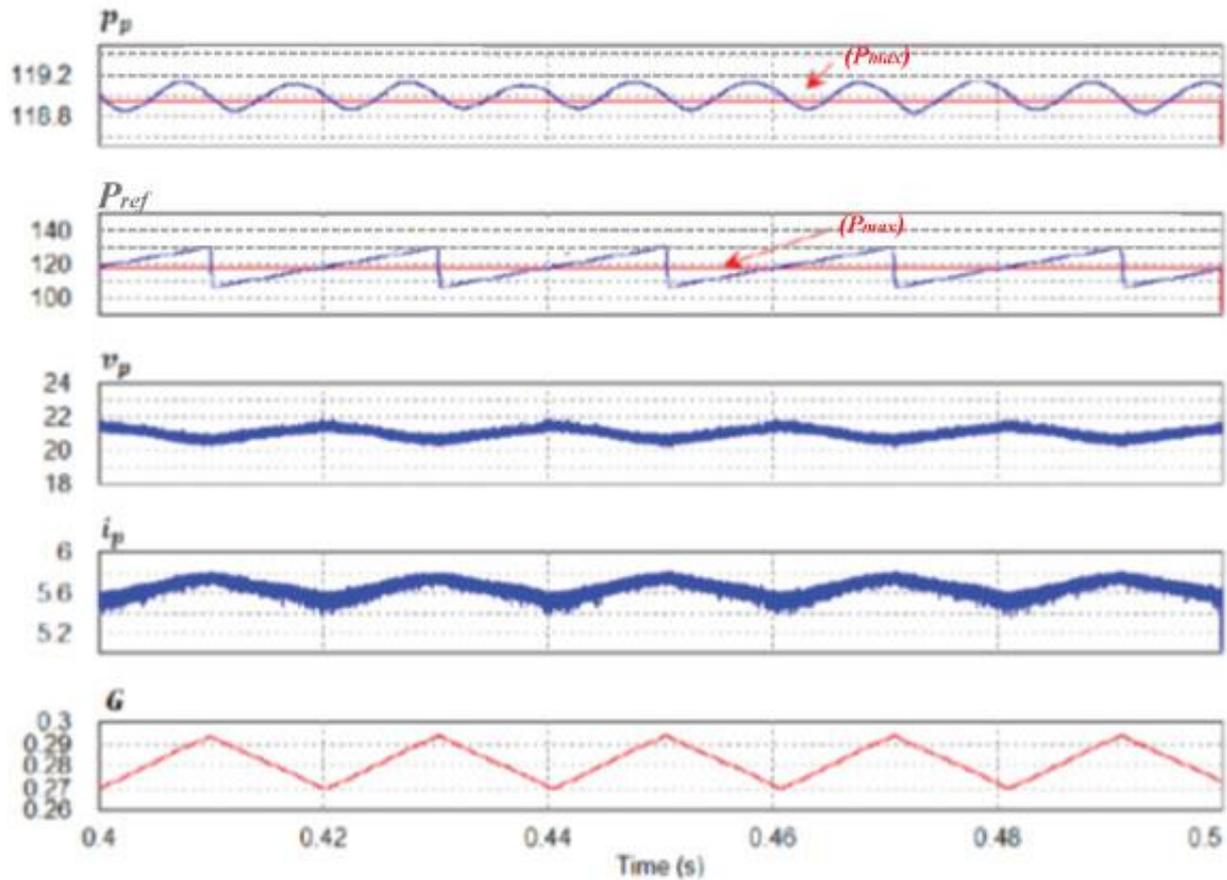


Figure 4. 7: Courant, tension et puissance à l'entrée du micro onduleur

Au niveau du hacheur survolteur quadratique, la Fig. 4.8 montre que la tension est bien maintenue à 400 V comme prévue avec une légère fluctuation. Le courant d'entrée i_c est de 0.29 A. La puissance à la sortie du convertisseur est de l'ordre de 116 W. Ces résultats prouvent que le contrôle appliqué au niveau du convertisseur, étudié dans le Chap. 3 est cohérent pour l'ensemble du micro onduleur.

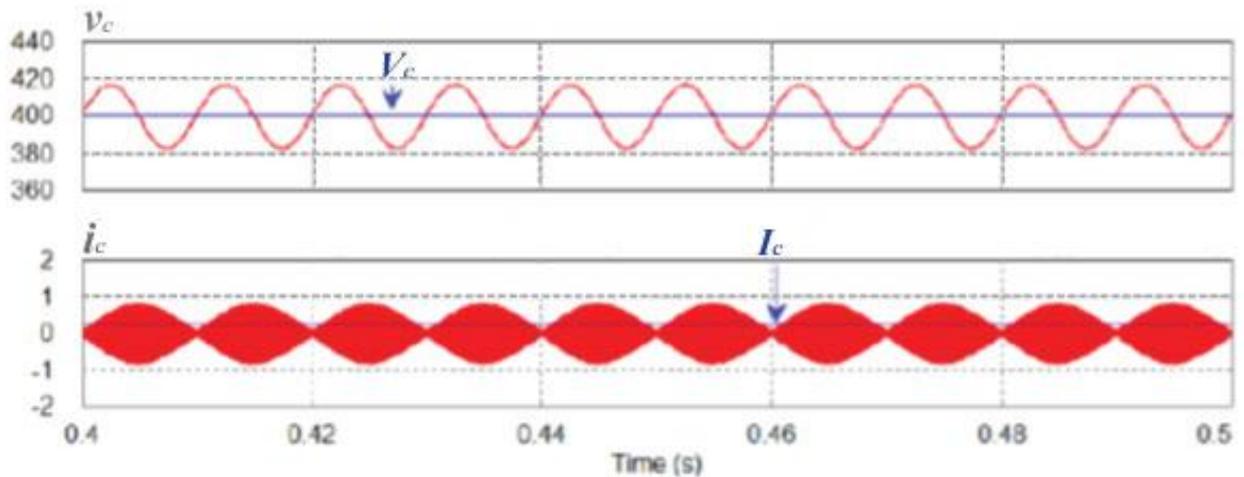


Figure 4. 8: Tension de sortie et courant d'entrée au niveau convertisseur à l'équilibre

A la sortie du micro onduleur, la Fig. 4.9 montre la tension à la sortie et la puissance délivrée. Nous pouvons constater sur cette figure que la tension à la sortie est sinusoïdale avec une amplitude de 220 V. La puissance moyenne est de 119 W. La valeur moyenne du courant de référence sinusoïdal est de 0,58 A.

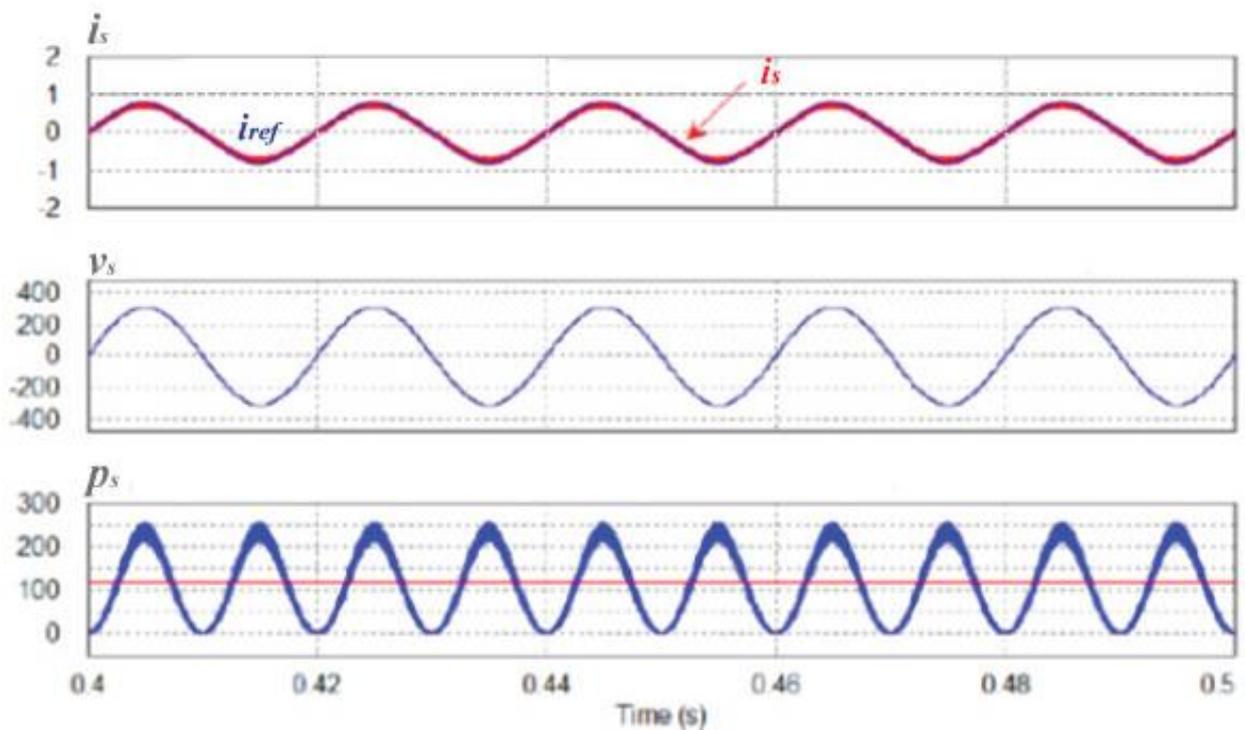


Figure 4. 9: Allure de la tension et de la puissance à la sortie du micro onduleur à l'équilibre

Ces résultats prouvent que le comportement à l'équilibre du micro onduleur est cohérent à l'étude et permettent de valider l'algorithme MPPT et le contrôle par mode glissant pour l'ensemble du micro onduleur.

IV.3.2.3. Réponse à un changement de la caractéristique du module PV

Nous avons effectué une simulation pour une variation de la puissance maximale du module PV P_{max} de l'ordre de 80 W. Pour cela nous avons fait en sorte que l'irradiance à l'entrée du module est de 600 W/m^2 pour une durée de 0.8 s, puis à 200 W/m^2 pour 0.8 s et enfin revenir à la valeur de 600 W/m^2 . La figure 4.10 présente la puissance extraite P_p , la sortie du convertisseur v_c et le courant i_{gref} au niveau de l'onduleur à pont complet. Ces résultats montrent que le système reste stable au niveau des différents étages.

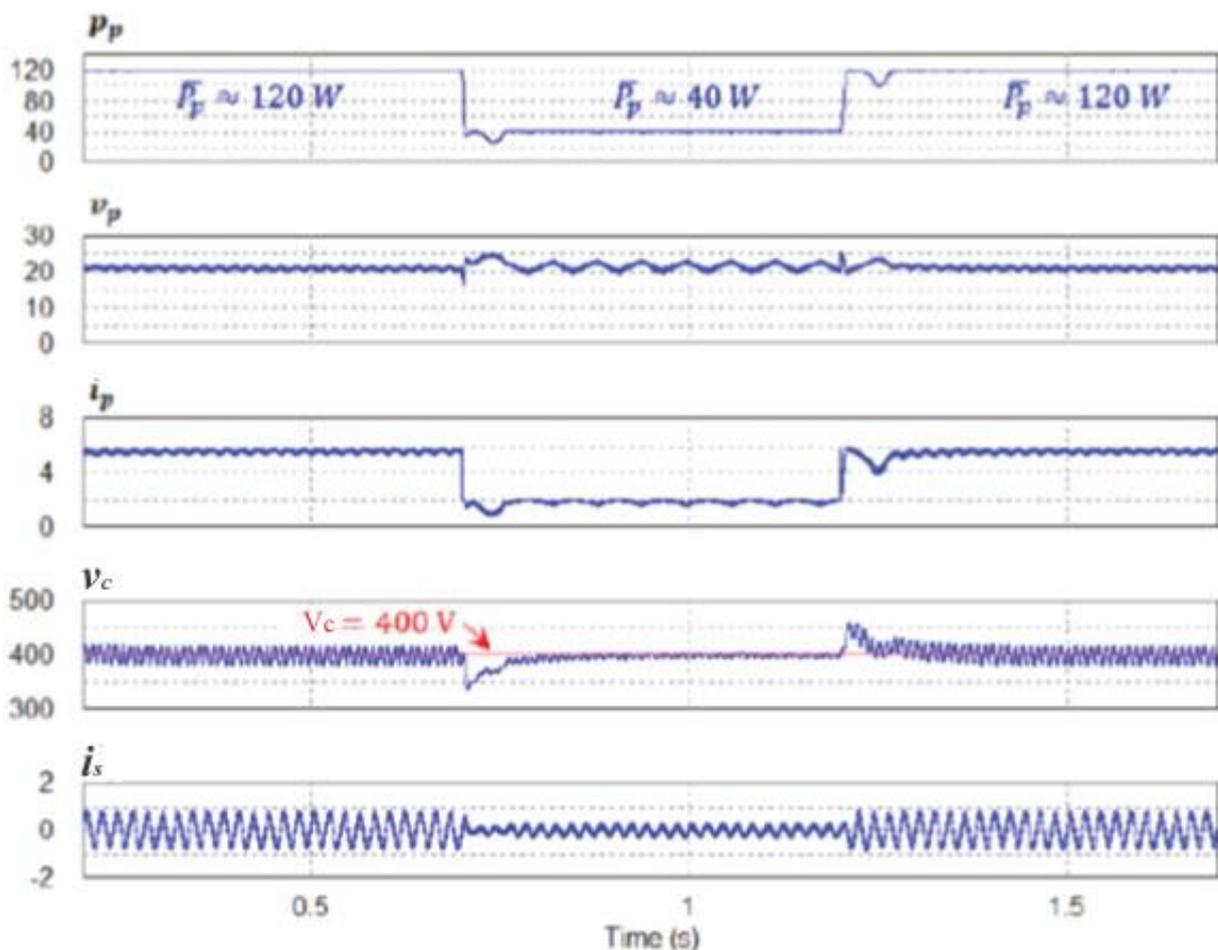


Figure 4. 10: Réponses du micro onduleur à une variation de la puissance maximale du module PV

IV.3.3 Comportement du micro onduleur en régime transitoire

Le régime transitoire est observé au démarrage du micro onduleur entre le temps $t_0 = 0$ s jusqu'à ce que le point de puissance maximale atteigne la valeur 120 W. Au démarrage le courant i_p du module PV passe de 0 A à la valeur I_{sc} . La puissance maximale est atteinte lorsque le courant est équivalent à I_{sc} . On peut constater sur les résultats de simulation de la Fig. 4.11 que cette phase transitoire dure approximativement 0.1 s. Ceci montre la rapidité de l'algorithme MPPT, et une bonne performance du micro onduleur.

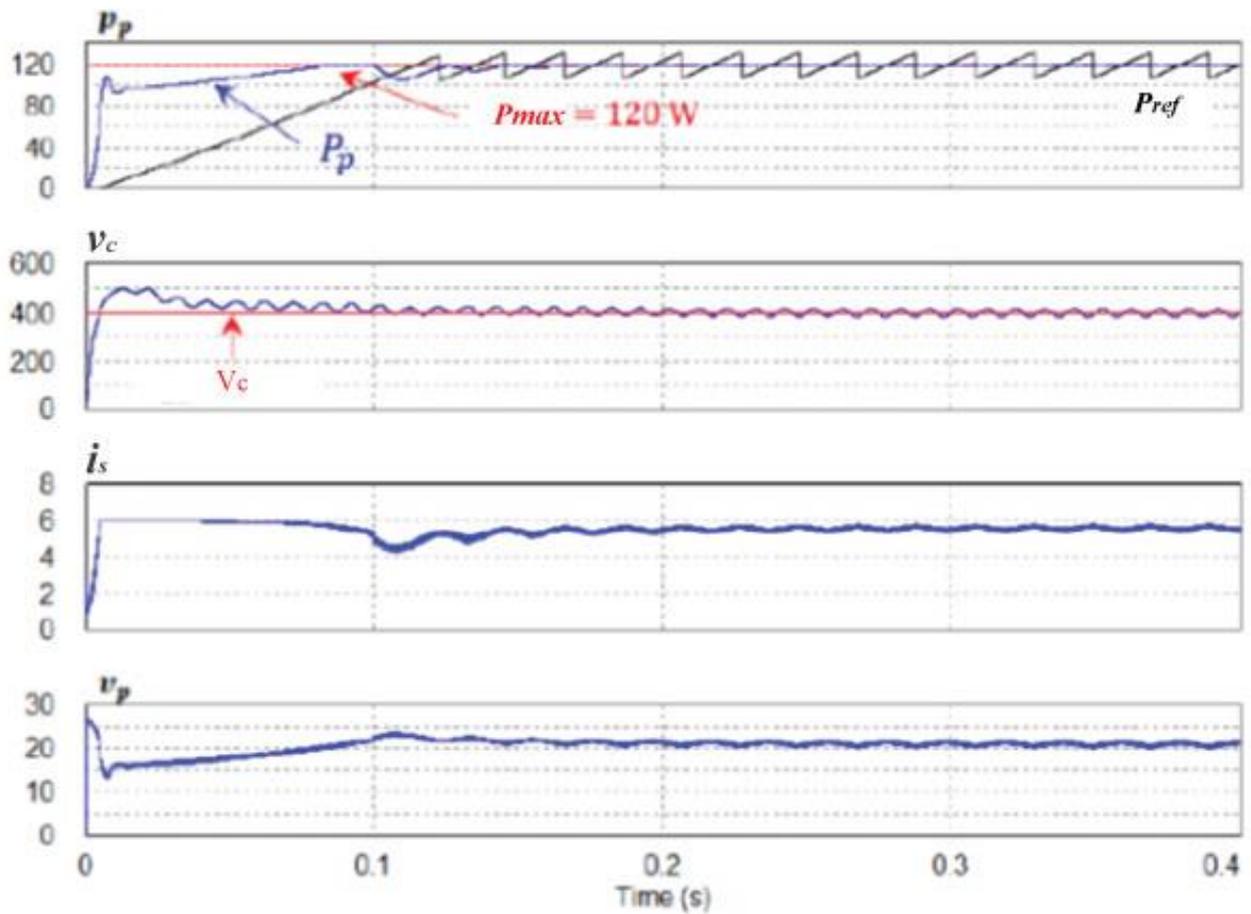


Figure 4. 11: Réponses du micro onduleur pendant la phase transitoire

IV.3.4 Rendement de conversion du micro onduleur

Les pertes du micro onduleur se trouvent principalement au niveau des étages de conversion. Nous avons étudié dans le Chap.3 le rendement du hacheur survolteur quadratique et de l'onduleur à pont complet. Nous présentons ici les résultats des simulations pour l'évaluation du rendement de conversion afin de vérifier l'analyse théorique.

IV.3.4.1 Rendement du convertisseur

Pour simuler le rendement de conversion du micro onduleur, nous utilisons l'algorithme de la Fig.4.12 pour calculer les pertes en commutation et les pertes en conduction, en se basant sur les Eq. (3.141) à (3.148). Le rapport cyclique est tout d'abord déterminé en utilisant la tension d'entrée et la tension de sortie de départ. L'algorithme calcul ensuite le rapport cyclique requis pour avoir la tension de sortie désirée. Les pertes en conduction sont ensuite calculées. La perte en commutation est évaluée à partir de la fréquence de commutation. Le rendement du convertisseur est calculé à partir des valeurs de la puissance d'entrée et de sortie. L'opération est répétée sur une plage de fonctionnement. Les valeurs des paramètres sont données dans le Tableau X.

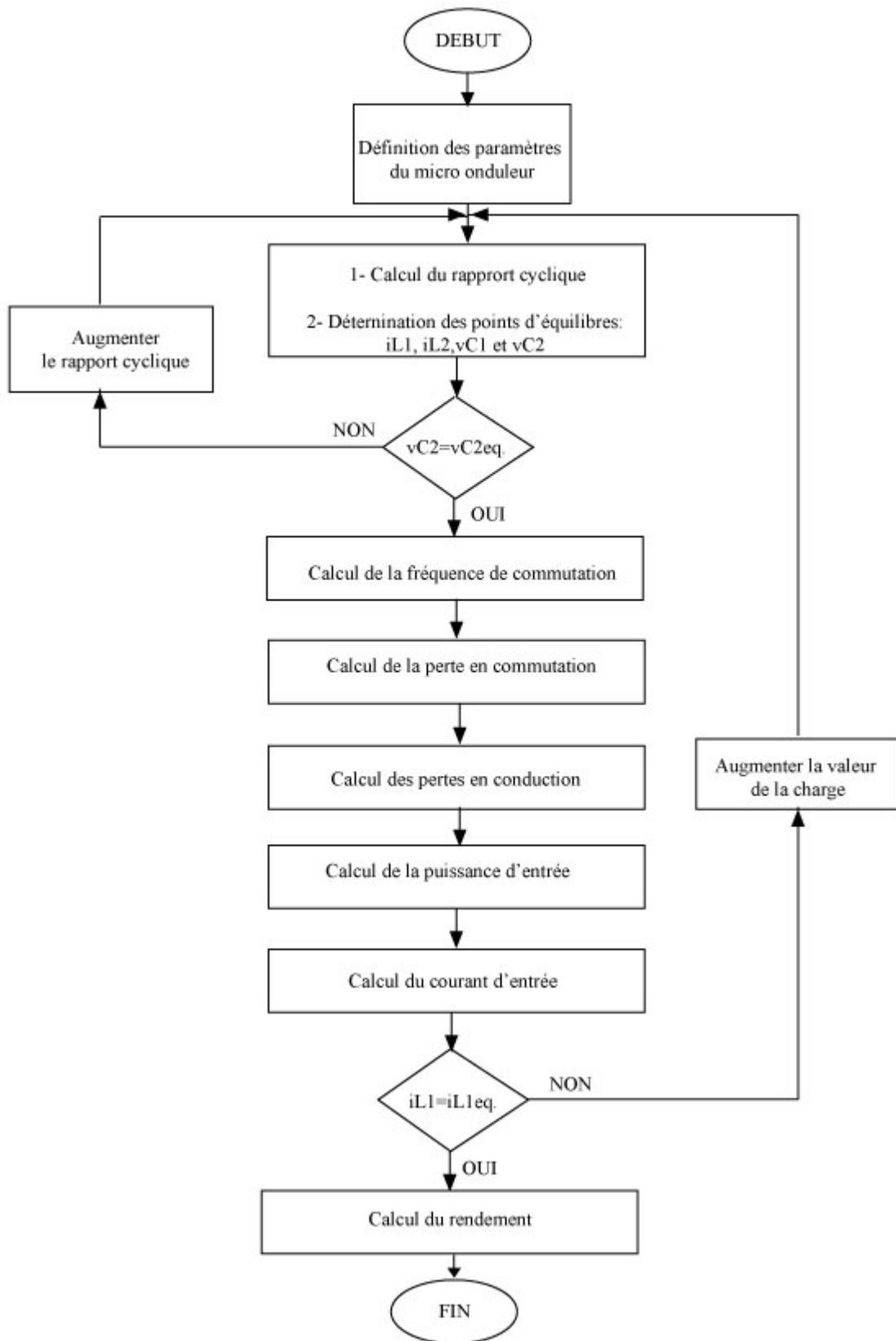


Figure 4. 12: Algorithme pour l'étude du rendement de conversion du convertisseur

La figure 4.13 présente le résultat de la simulation. Cette figure montre la variation du rendement dépendant de la puissance de sortie et la tension d'entrée. Le meilleur rendement est observé avec la tension d'entrée maximale de 30 V et une puissance de sortie de 140 W, tandis que le plus faible rendement est obtenu pour une tension d'entrée maximale de 30 V et une puissance à la sortie de 20 W. Le hacheur présente une bonne performance pour une puissance de sortie entre 60 et 100 W. Un rendement de l'ordre de 89 % est obtenu pour une tension d'entrée de 20V et une puissance de sortie de 100 W. Avec le contrôle par mode glissant, quand la tension d'entrée diminue, le courant d'entrée augmente, ce qui augmente les pertes en conduction. Par contre la fréquence de commutation diminue réduisant ainsi les pertes en commutation. Les pertes en conduction et commutation se compensent, et le rendement ne présente pas trop de variation sur la plage de fonctionnement choisie.

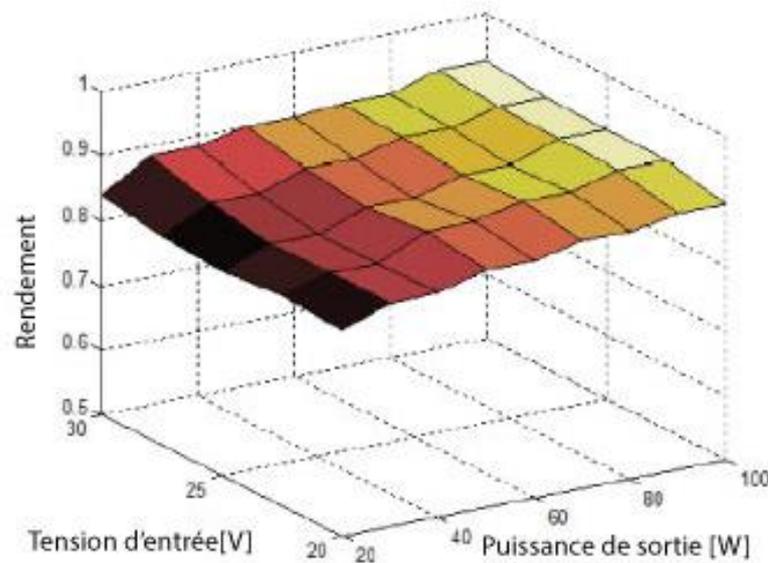


Figure 4. 13: Rendement du convertisseur

IV.3.4.2 Rendement de l'onduleur à pont complet

En se basant sur l'analyse théorique du § III.3.3, nous avons utilisé le même principe que l'algorithme de la Fig. 4.12 pour simuler le rendement de l'onduleur à pont complet. Le calcul a été effectué sur une plage de valeur de la tension v_{ref} et une plage de valeur de la puissance de sortie. La tension v_c est constante d'une valeur de 400 V, t_{off} est représenté par la valeur de t_f (cf Tableau 4.1) et t_{on} remplacé par la valeur de t_r (cf Tableau 4.1). La figure .4.14 présente le

résultat de cette simulation, nous pouvons constater que le meilleur rendement est obtenu pour la valeur maximale de v_{ref} et la plus faible valeur de la puissance de sortie, tandis qu'un faible rendement est obtenu pour une valeur minimale de v_{ref} et une puissance de sortie maximale. Toutefois, la différence entre les valeurs maximale et minimale du rendement reste relativement faible. Nous observons un rendement de 98% pour la puissance de sortie de 100 W avec v_{ref} à 220 V.

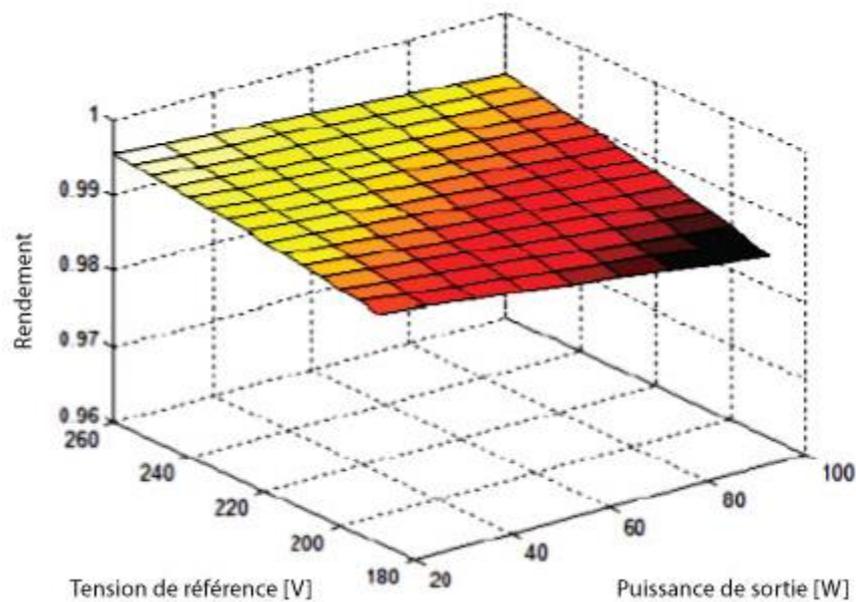


Figure 4. 14: Rendement de l'onduleur à pont complet

IV.4 Implémentation matérielle des différents étages du micro-onduleur

IV.4.1 L'algorithme MPPT

L'algorithme MPPT est implémenté dans le microcontrôleur *dsPIC30F4011* de Microchip [4.5] avec quelques circuits analogiques. Les tensions et courants d'entrées sont filtrés par un filtre du second ordre avec une fréquence de coupure de 100 Hz.

La fréquence d'échantillonnage du microcontrôleur est de 50 kHz. Le signal numérique à la sortie du microcontrôleur est converti par le convertisseur numérique analogique (CNA) MCP4812 pour avoir le signal G . 2 pins du microcontrôleur sont utilisés pour reproduire les signaux u et v , correspondants aux fonctions linéaires u et v pour le contrôle en mode glissant. La figure 4.15 présente le circuit électronique pour le MPPT.

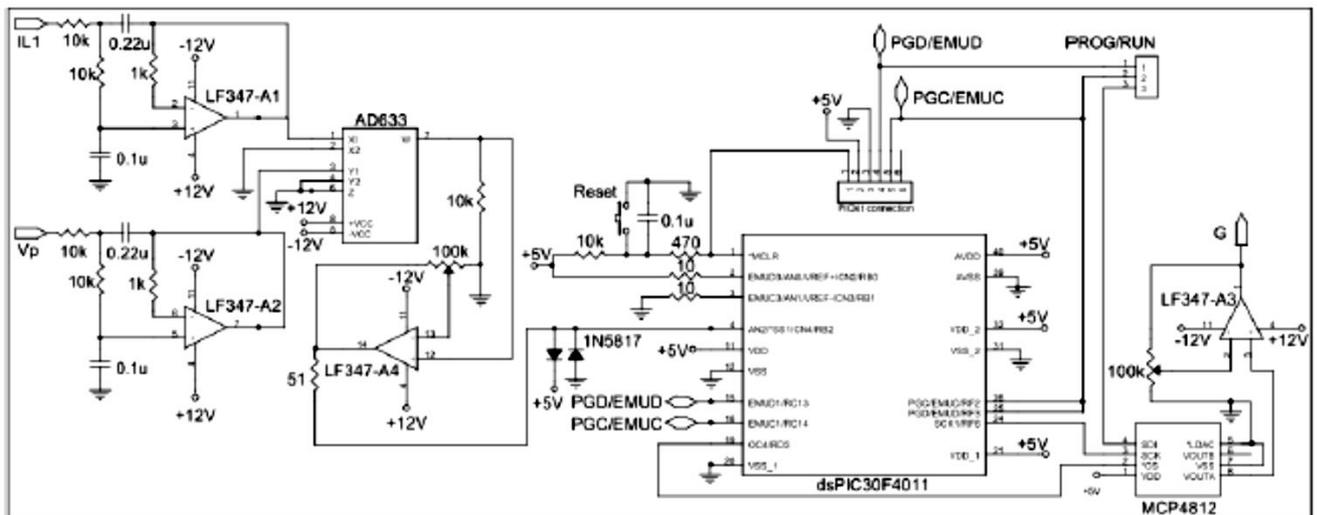


Figure 4. 15: Circuit électronique du MPPT

IV.4.2 Le hacheur survolteur quadratique

Le circuit de contrôle du hacheur survolteur quadratique est implémenté en utilisant de simple circuit analogique. Le courant de référence est généré par un multiplicateur basé sur un circuit analogique et un circuit d'adaptation du signal G et v_p . Le comparateur hystérésis est réalisé à partir de deux comparateurs et un circuit flip-flop à base de l'amplificateur opérationnel LF347. Le comparateur détermine la bande hystérésis. Le circuit de contrôle du hacheur survolteur quadratique est présenté par la Fig. 4.16. Nous pouvons constatés que le contrôle par mode glissant est réalisé à l'aide de simple circuit analogique.

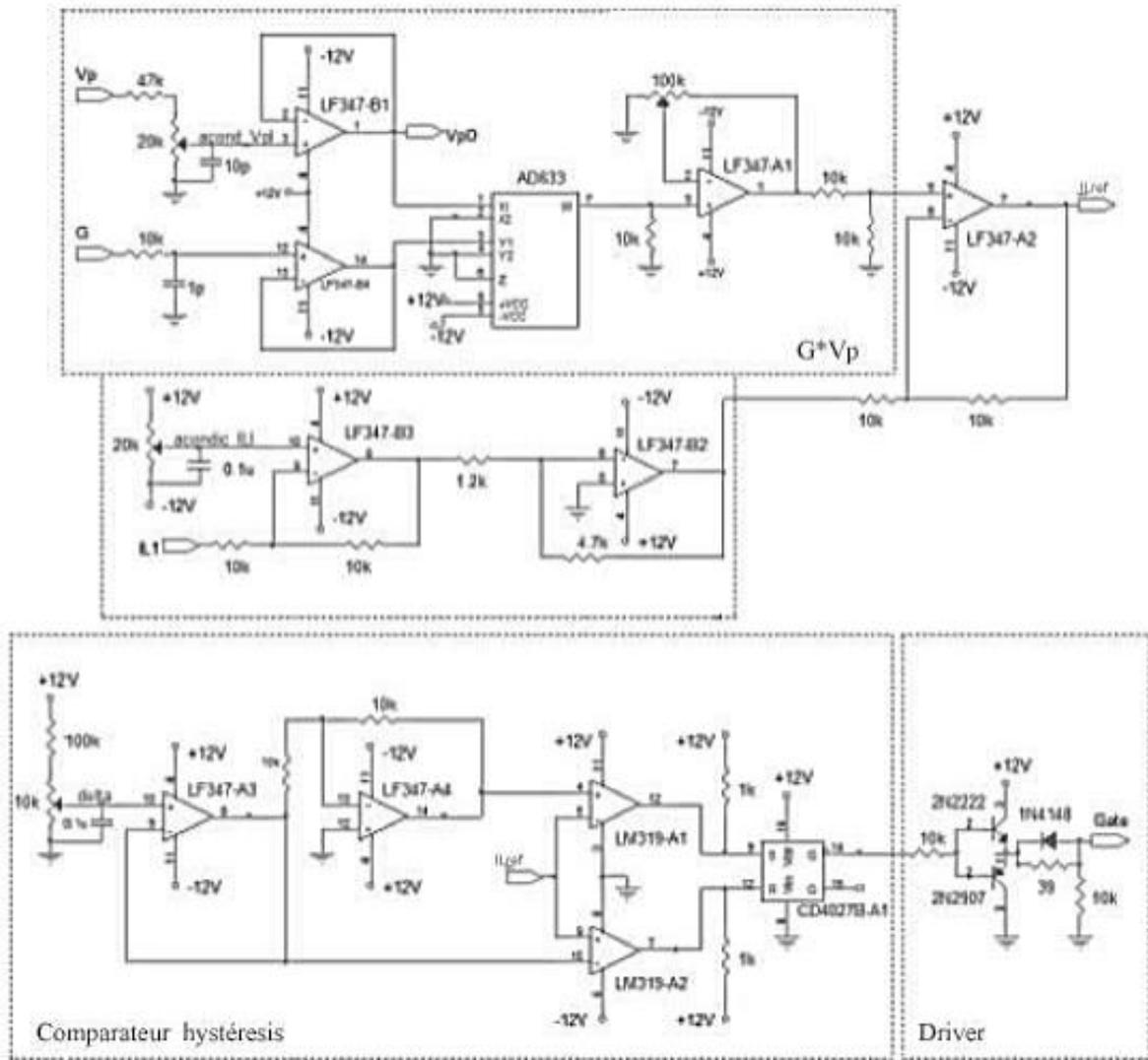


Figure 4. 16: Circuit de contrôle du hacheur survolteur quadratique

IV.4.3 L'onduleur à pont complet

Le circuit de contrôle de l'onduleur est implémenté en utilisant le microcontrôleur *dsPIC30F4011* de Microchip. Le courant de référence est stocké dans le microcontrôleur. Le contrôle du courant est réalisé par le microcontrôleur tandis que le contrôle de la tension est réalisé à l'aide d'un circuit analogique. Les drivers des MOSFETs sont réalisés à partir du circuit intégré IR2120. La figure 4.17 présente le circuit de l'onduleur à pont complet.

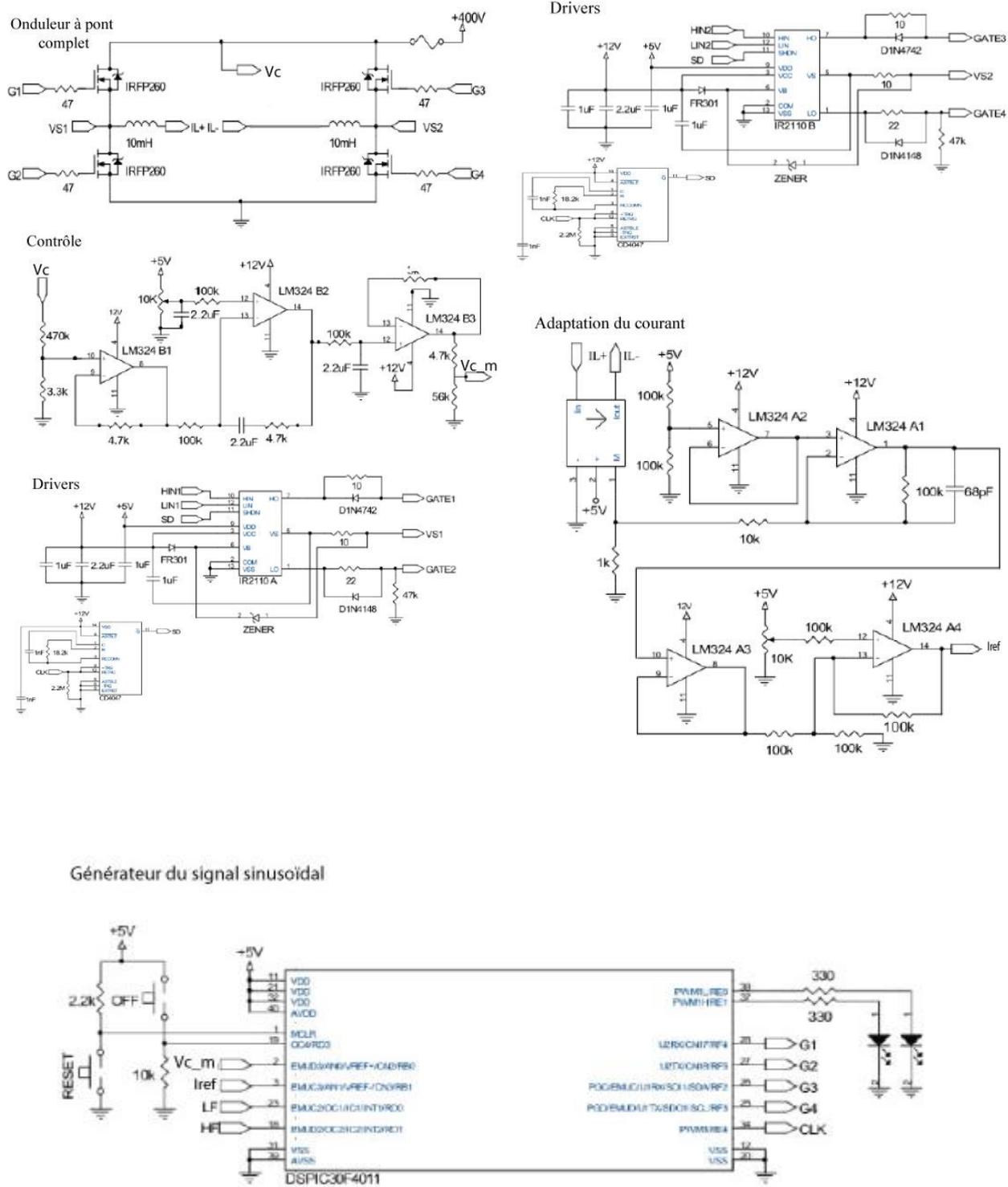


Figure 4. 17: Circuit de l'onduleur à pont complet

IV.5 Conclusion

L'étude du micro onduleur monophasé autonome a été présentée dans ce chapitre pour l'application de la modélisation des étages de conversion et contrôle qu'on a vu dans les précédents chapitres. Le contrôle du micro onduleur est entièrement en mode glissant. Nous avons établi le modèle linéaire global du micro onduleur en mettant en cascade le hacheur survolteur quadratique et l'onduleur à pont complet et intégré dans le hacheur l'algorithme MPPT qu'on a étudié dans le Chap. 2. Le fonctionnement du système a été vérifié à l'aide d'une série de simulation avec l'outil PSIM. Les réponses du modèle linéaire ont été comparées avec les réponses des circuits. Nous avons pu observer que les prévisions de l'étude théorique coïncident avec les réponses du circuit. L'étude du rendement de conversion a montré que les deux étages de conversion du micro onduleur présentent un bon rendement de 89 % au niveau du hacheur survolteur quadratique et de 98% pour l'onduleur à pont complet. En effet la technique de contrôle permet d'obtenir une compensation entre les pertes en conduction et commutation. Les circuits des différents étages du micro onduleur montrent la facilité d'implémentation du contrôle en mode glissant à partir de simple circuits analogiques.

CONCLUSION GENERALE

Le rendement de la conversion photovoltaïque reste encore un sujet d'étude à approfondir. Entre autre la nécessité d'utilisation et la mise en œuvre de techniques permettant d'optimiser le rendement de cette technologie en tirant le maximum de la puissance pouvant être produite. L'évolution continue des dispositifs de conversion de la puissance, a permis de concevoir de nouveaux schémas plus sophistiqués et moins encombrants, permettant d'obtenir une amélioration du rendement et le coût global du système photovoltaïque dans son ensemble. De nos jours, si on considère le critère rendement des convertisseurs de puissance, des rendements de conversion supérieurs à 95 % sont aisément obtenus sans trop de difficulté lorsque la puissance à transférer est supérieure à 50 W.

Les convertisseurs de puissance intégrée au niveau des modules traitent les inconvénients de l'environnement qui entravent la performance d'un système photovoltaïque : les impacts d'ombrages, salissures, température de cellule et de la courbe I-V des cellules au niveau des modules PV. Ces convertisseurs de puissance intégrée au niveau des modules, appelés aussi micro-onduleurs permettent d'atteindre un meilleur bilan énergétique global parce qu'il « récolte » de façon optimisée la production d'énergie de chaque module PV. Ceci est possible grâce à la technique MPPT intégrée dans les micro onduleurs. De plus les étages de conversion de puissance électronique intégrés au plus près de la source photovoltaïque minimise les diverses connexions génératrices de pertes dans l'étage de conversion (DC-DC, DC-AC) et réduit l'encombrement de l'installation.

Dans ce travail de recherche, on a étudié l'application du mode de contrôle par mode glissant opérant dans l'espace d'état pour la modélisation et la conception d'un onduleur de tension monophasé autonome. Pour atteindre les principaux objectifs liés à l'optimisation de rendement et conversion intégrée au module PV, nous avons choisi des topologies sans transformateur pour les étages de conversion. Le premier étage de conversion, constitué d'un hacheur survolteur quadratique avec le contrôle par mode glissant, est étudié. L'algorithme MPPT SM-ESC proposé présente une bonne performance et une bonne compatibilité pour le contrôle du hacheur. Le deuxième étage de conversion est constitué d'un onduleur à pont complet. Le contrôle

de l'onduleur assure la stabilité de la puissance circulant dans le micro onduleur à partir de la régulation de la tension DC. Le contrôle par mode glissant pour les deux convertisseurs est obtenu en utilisant une boucle de contrôle de courant utilisant de simples comparateurs hystérésis. La convergence du système dans les surfaces de glissement prédéfini est simplifiée, et le système reste robuste. A partir des études détaillées présentés dans ce travail, ainsi que les diverses simulations nous avons pu démontrer que l'application de la contrôle par mode glissant est compatible pour de réelle application dans l'électronique de puissance, comme pour le cas de notre micro onduleur monophasé autonome.

Les études entreprises pendant cette thèse ont relevé d'autres questions qui ne sont pas encore résolues dans ce travail et seront aux centres de nos futurs travaux de recherche. Nous pouvons citer : l'étude de la stabilité du micro onduleur , procéder à l'optimisation du « layout » du système afin de réaliser un prototype à la taille des micro onduleurs déjà commercialisés, intégrer l'ensemble de l'étage de contrôle du micro onduleur dans un seul circuit FPGA et compléter l'étude par la performance du système.

Ce travail de recherche propose une solution adéquate en exploitant l'énergie solaire pour la production décentralisé d'électricité pour des sites isolés sans avoir recours à des installations très coûteuses.

ANNEXES

ANNEXE 1 : Publications niveau national et international

Herinantenaina E. F., Ramanantsihoarana H.N., et Rastefano E., « Synthèse de déploiement du Système d'alimentation embarqué dans un minidrone quadrirotor à énergie solaire », MADA-ETI, ISSN 2220-0673, Vol.2, 2014, pp 40-56.

Ramanantsihoarana H.N. et Rastefano E., « Modélisation et implémentation matérielle de l'algorithme MPPT extrême par contrôle en mode de glissement dans l'étage de conversion d'un système photovoltaïque », MADA-ETI, ISSN 2220-0673, Vol.2, 2016 pp. 119-130.

Ramanantsihoarana H.N. and Rastefano E., « Implementation of FPGA based SPWM controller for single phase solar inverter», IJARIEE, e-ISSN (O) : 2395-4396, Vol. 2 Issue 6, 2016, pp 1788-1795.

Synthèse de Déploiement du Système d'alimentation embarqué dans un minidrone quadricoptère à énergie solaire

Herinantenaina E. F.¹ – Ramanantsihoarana H.N.² – Rastefano E.³

Laboratoire de Recherche Systèmes Embarqués, Instrumentation et
Modélisation des Systèmes et Dispositifs Electroniques
(LR-SE-I-MSDE)

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation
(ED - STII)

Ecole Supérieure Polytechnique - Université d'Antananarivo
BP 1500 - Antananarivo 101 – Madagascar

¹heryfils@yahoo.fr – ²hari_soa_natha@yahoo.fr – ³rastefano_el@yahoo.fr

Résumé

Cet article décrit les aspects techniques de la mise en œuvre d'un système d'alimentation solaire embarqué dans un minidrone quadricoptère. Les études menées sont dirigées vers la modélisation et le dimensionnement de chaque élément constitutif du système proposé.

Mots-clés : énergie solaire, système d'alimentation embarqué, minidrone quadricoptère

Abstract

This paper presents the technical analysis of the implementation of a solar power embedded system used by UAV. The investigations are about the modeling and sizing of each component of the proposed system

Keywords: solar energy, power embedded system, UAV quadrotor

1. Introduction

L'autonomie est la principale caractéristique de la source d'énergie pour un système drone, et plus particulièrement pour les systèmes embarqués. La gestion de l'énergie est donc un point critique dans un tel système drone. En effet, il est impossible d'agir directement et instantanément sur la source d'énergie utilisée. On doit donc passer par une évaluation fine des besoins en énergie en fonction des différentes phases de vol.

Pour optimiser l'exploitation de l'énergie embarquée, il faut éviter d'effectuer systématiquement un surdimensionnement pour «passer les pics» de puissance requise mais d'assurer en permanence la demande. Des études orientées dans ce sens seront présentées dans cet article en considérant un système

d'alimentation solaire embarqué à bord d'un minidrone quadrirotor.

2. Descriptions générales du minidrone

Le drone exploité par le système drone est un minidrone quadrirotor utilisant un système d'alimentation embarqué à base d'énergie solaire. Sa structure est choisie pour permettre l'implantation des panneaux solaires à bord.

2.1 Choix de la forme

Pour minimiser le coût d'exploitation du système drone, la forme recherchée doit permettre au minidrone :

- d'avoir une bonne endurance,
- de posséder un large aérodynamisme, et
- d'être facile à entretenir.

a- Architecture globale du minidrone

Les méthodes exposées dans la référence [1] pour optimiser la consommation électrique dans les systèmes électroniques embarqués, supposent la connaissance de l'organisation fonctionnelle de tous les composants du système. Dans notre cas, il s'agit de l'architecture globale du minidrone quadrirotor. Sachant que la consommation

électrique et l'encombrement augmentent de manière significative avec le nombre de composants utilisés, il faut donc faire des compromis. Ces compromis doivent permettre de définir une solution non optimale mais globalement satisfaisante pour toutes les contraintes, tout en garantissant l'opérabilité.

On propose ainsi le schéma global du minidrone quadrirotor représenté à la Fig.01 pour aboutir à cette solution.

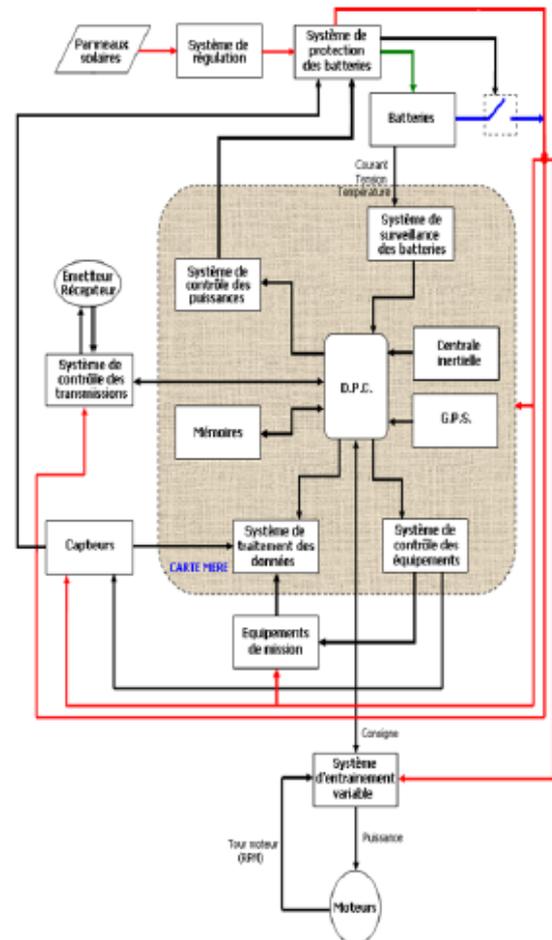


Figure 01: Schéma global du minidrone

L'architecture du réseau de bord du minidrone est montrée sur la Fig.01.

b- Envergure

L'envergure du minidrone dépend du nombre de panneaux solaires utilisés et de leurs dispositions. Pour assurer en permanence la puissance demandée par les charges, la production de l'énergie requiert l'usage de plusieurs panneaux solaires, d'où un choix minutieux de l'envergure. Les panneaux doivent être à la fois souples et légers pour avoir un système plus aérodynamique.

c- Hauteur

Le nombre des équipements que le minidrone peut embarquer dépend directement de sa hauteur et de son envergure. En augmentant le nombre des équipements, on améliore ainsi la qualité de service. Par exemple, un plus grand nombre de batteries offre une bonne endurance à condition que la forme adoptée permette d'abriter ces batteries et les différentes autres charges utiles.

2.2 Choix des équipements embarqués

Les hypothèses suivantes sont à considérer pour la sélection des équipements:

- la masse totale du minidrone ne doit pas dépasser 6 kg,
- le minidrone opère à une altitude maximale de 1 500 m,
- et le rayon d'action du minidrone est inférieur à 10 km.

a- Moteurs

Les moteurs forment le noyau du système de propulsion. Le choix des moteurs à utiliser est donc décisif car, un mauvais choix risque de mettre en péril une mission, voire entraîner la perte du drone.

Les moteurs doivent être à la fois légers, robustes et puissants. Il existe plusieurs types de moteurs qui respectent ces spécifications, dont le moteur électrique de marque BRUSHLESS DM2820 [2]. Le tableau 01 indique un extrait de sa fiche technique et ce moteur est représenté à la Fig. 02.

Consommation de courant (max.)	42 A
Poids	150 g
Longueur	41 mm
Diamètre	39 mm
Diamètre de l'arbre	5 mm
Puissance nominale	450 W
Rendement	88,8%

Tableau 01: Extrait de la fiche technique du moteur BRUSHLESS DM2820 [2]



Figure 02: Moteur électrique BRUSHLESS DM2820 [2]

b- Système d'alimentation

Les sources d'énergie primaire ne présentent que peu d'intérêt en tant que telles. En revanche, la conversion d'une source en d'autres formes intermédiaires est plus intéressante. Seule l'énergie qui a subi toutes les transformations nécessaires peut répondre à un besoin précis. Le principe de base d'un système d'alimentation solaire embarqué est indiqué à la Fig. 03.

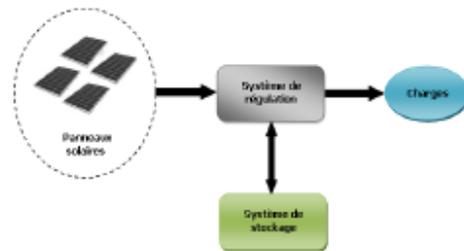


Figure 03: Principe de base d'un système d'alimentation solaire embarqué

Le système d'alimentation est formé par un ensemble d'équipements qui transforment directement la ressource primaire en électricité. Les spécificités techniques des éléments indiquées sur la Fig. 03 seront abordées dans les paragraphes traitant la modélisation et le dimensionnement du système d'alimentation.

2.3 Présentation du prototype sous différentes vues

En tenant compte des spécifications mentionnées précédemment, on suppose que le minidrone quadrirotor pourrait avoir une envergure de 1 m et sa hauteur serait de 40 cm. Les figures 04, 05 et 06 représentent l'allure générale du minidrone quadrirotor sous différentes vues.

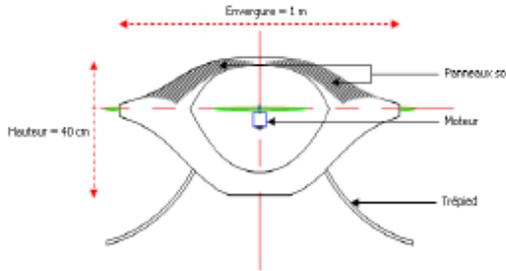


Figure 04 : *Vue de face du minidrone quadrirotor*

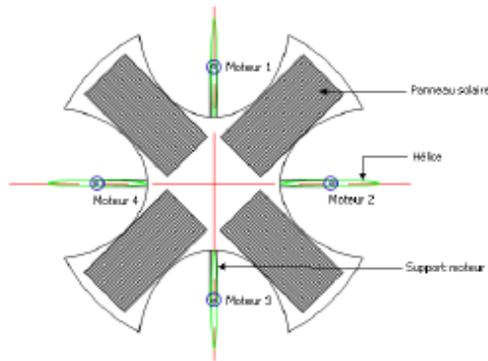


Figure 05 : *Vue de dessus du minidrone quadrirotor*

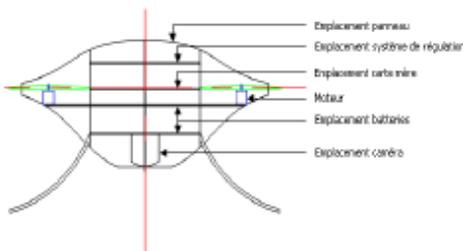


Figure 06 : *Coupe du minidrone quadrirotor suivant l'axe vertical*

3. Modélisation du système d'alimentation solaire embarqué

On présente dans ce paragraphe les études préliminaires qui permettent d'analyser la faisabilité du système d'alimentation embarqué du minidrone.

3.1 Panneaux solaires

Pour transformer l'énergie solaire en électricité, on utilise des panneaux solaires. Pratiquement, un panneau solaire est une association de modules composés de plusieurs cellules photovoltaïques (Fig. 07). Le mode de fonctionnement d'une cellule est basé sur le principe d'une jonction p – n sous éclairement.

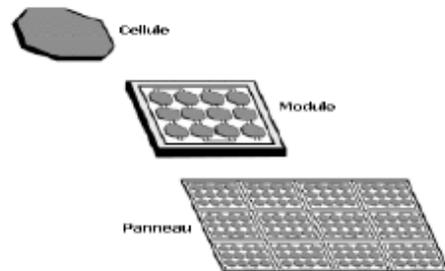


Figure 07 : *Structure d'un panneau solaire*

a- Modélisation d'une cellule

Lorsqu'une cellule est exposée à la lumière, les paires (électron-trou) créées puis séparées par la jonction p – n sont

collectées et peuvent passer à travers un circuit externe. La figure 08 représente le schéma équivalent d'une cellule solaire avec une charge R_L . r_p et r_s sont les résistances internes en parallèle et en série de la cellule.

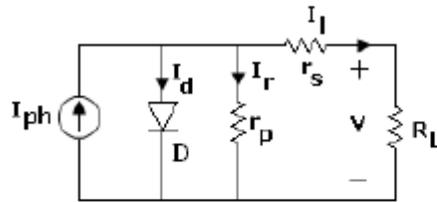


Figure 08: Schéma équivalent d'une cellule solaire avec charge

Le courant supplied par la cellule peut être écrite comme :

$$I_l = I_{ph} - I_d - I_r$$

$$= I_{ph} - I_s \left[\exp\left(\frac{v + r_s I_l}{\eta V_T}\right) - 1 \right] - \left[\frac{v + r_s I_l}{r_p} \right]$$

où I_{ph} est le photocourant généré, I_s le courant de saturation de la diode, et V_T le potentiel thermique.

Le potentiel thermique est déterminé par la relation suivante :

$$V_T = \frac{k}{q} T \quad (01)$$

où k est la constante de Boltzmann et q la charge d'un électron.

b- Modélisation d'un panneau solaire

Pour avoir un panneau solaire, certains cellules sont montées en série et d'autres en parallèle. Vu le mode d'assemblage des cellules, on peut représenter le schéma équivalent d'un panneau solaire comme indiqué à la Fig. 09.

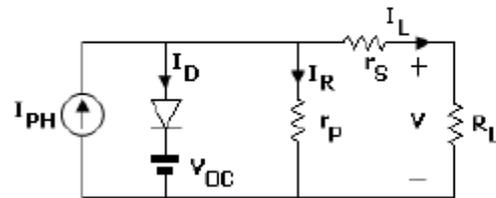


Figure 09: Schéma équivalent d'un panneau solaire

Soit n_s le nombre de cellules en série et n_p celles qui sont en parallèle. En utilisant le modèle équivalent d'une cellule, on a les relations suivantes:

$$I_{PH} = n_p I_{ph}$$

$$I_D = n_p I_d$$

$$V_{OC} = (n_s - 1)v$$

$$r_s = \frac{n_s}{n_p} r_s$$

$$r_p = \frac{n_p}{n_s} r_p$$

Le photocourant I_{PH} généré par le panneau varie également en fonction de la température T et de l'éclairement S suivant la relation:

$$I_{PH} = [I_{SC} + K_i(T - T_r)] \frac{S}{1000} \quad (02)$$

où K_i représente le coefficient de la température en court circuit, I_{SC} désigne le courant de court circuit et T_r est la température de référence, température à laquelle le panneau est soumis au test.

En procédant de la même façon que pour les cellules solaires, on obtient l'Eq.03:

$$\begin{aligned} I_L &= I_{PH} - I_D - I_R \\ &= I_{PH} - I_S \left[\exp \left[\frac{(V + R_S I_L) - V_{OC}}{\eta V_T} \right] - 1 \right] \\ &\quad (R_p \rightarrow \infty) \end{aligned} \quad (03)$$

A partir des Eqs. 01, 02 et 03, on peut déterminer la caractéristique $I - V$ d'un panneau solaire en fonction de la température et de l'éclairement suivant l'Eq. 04.

$$I_L = \frac{I_{PH} - I_S \left[\exp \left(\frac{V - V_{OC}}{\eta V_T} \right) - 1 \right]}{1 + \frac{R_S I_S}{\eta V_T} \exp \left(\frac{V - V_{OC}}{\eta V_T} \right)} \quad (04)$$

3.2 Charges

Le dimensionnement et la modélisation des charges a pour principal objectif, l'évaluation de la consommation d'énergie.

a- Analyses sur la consommation en énergie

Le modèle global (Fig. 01) fait apparaître l'architecture du réseau de bord. On peut constater que les principaux consommateurs d'énergie sont : la carte mère, le système de transmissions, le système de propulsion, les équipements de mission, et les capteurs.

- La carte mère a une architecture centralisée et est composée d'au moins un microprocesseur et 04 microcontrôleurs comme calculateurs embarqués. Du point de vue technique, les contraintes temps réel imposent l'utilisation de calculateurs puissants basés sur des processeurs cadencés à des fréquences élevées. Or en microélectronique, l'utilisation de fréquences élevées est synonyme de consommation électrique plus élevée [3].
- La consommation des bus liant tous les composants est à considérer. En effet, le bus est essentiellement dynamique. Plus, les trains de bits qui circulent comportent de transitions, plus la fréquence et la puissance dissipée seront élevées.
- Les capteurs utilisés, soit pour acquérir les informations sur l'environnement où le minidrone évolue, soit pour

réaliser le feedback, devraient être alimentés. La présence de chaînes bouclées dans le système implique l'utilisation d'un nombre important de capteurs. De ce fait, une augmentation de la consommation en énergie est à prévoir car les signaux issus des capteurs nécessitent généralement une amplification. On doit donc tenir compte de la puissance consommée dans les amplificateurs utilisés avant la transmission et à la réception des données.

- Le système de propulsion est l'élément qui défend l'intérêt du système. En effet sans pouvoir voler, le minidrone ne sert à rien. Vue cette importance, les moteurs forment le bloc le plus « énergivore » du système.

Pratiquement, la seule manière de diminuer la consommation liée à l'électronique embarquée (P_{en_emb}) repose sur la réduction du nombre de calculs à exécuter. Il est donc nécessaire d'utiliser des programmes optimisés et de réduire le nombre des capteurs à une valeur optimale. Par contre, la puissance consommée par les moteurs ($P_{moteurs}$) reste inflexible car elle est fonction de la mission à confier au minidrone.

b- Evaluation de l'énergie consommée

Pour un système embarqué alimenté par une source électrique autonome, l'énergie dissipée dans le système est égale à l'intégrale de la puissance consommée par celle-ci (P_{totale}) sur son temps de fonctionnement (T). Ainsi, contrairement à l'expression de la puissance, l'énergie fait intervenir le temps de fonctionnement et on a :

$$E = \int_0^T P_{totale}(t) dt \quad (05)$$

$$= \int_0^T (P_{en_emb}(t) + P_{moteurs}(t)) dt$$

Cependant, la détermination de la puissance totale consommée avec précision est un grand défi. En effet, le minidrone est en perpétuel mouvement lorsqu'on effectue une mission et par suite, les calculateurs embarqués réalisent d'énormes opérations. Or on sait que le minidrone reste en vol si la somme des forces développées par chaque moteur, qui consomme une certaine énergie, est supérieure à son poids. Si la puissance maximale consommée par un moteur est égale à P_{m_max} , alors on a :

$$\overline{P_{totale}} \leq 4 \cdot k_s \cdot P_{m_max} \text{ avec } k_s > 1 \quad (06)$$

k_g est appelé facteur de surdimensionnement.

En utilisant les relations décrites par les Eqs. 05 et 06, on peut faire une projection sur l'énergie à embarquer. Mais le problème de stockage demeure inéluctable.

3.3 Système de stockage

On peut utiliser des batteries LiPo (Lithium Polymère) dont les principaux fabricants entre autres sont KOKAM, LIPOTECH et THUNDER POWER, pour stocker l'énergie. Ces batteries ne doivent jamais être déchargées en dessous de 3 V par élément sous peine d'être endommagées. Si cela se produit, la charge suivante ne sera que partielle et les éléments ne retrouveront pas leur capacité nominale. Ce qui entrainera une réduction des performances.

Le courant de décharge maximale indiqué par le constructeur doit être respecté. Par exemple, une batterie 2100 mAh de 15C est déchargée au maximum à :

$$I_{d\acute{e}c_max} = 2100 \cdot 10^{-3} \times 15 < 31,5 \text{ A.}$$

Il en est de même pour la tension de batterie en charge qui ne doit jamais dépasser 4,2V par cellule. Si la tension de batterie en charge est d'environ 12 V, l'énergie utile embarquée par une batterie à 3 cellules de 6000 mAh vaut :

$$\begin{aligned} E_{bat_utile} &= [12 - (3 \times 3)]V \\ &\times (6Ah \times 3600) \\ &= 64800 \text{ Jou } 18 \text{ Wh} \end{aligned}$$

D'une manière générale, si C_{bat} (mAh) est la capacité d'une batterie ayant n_{cell} cellule et u décharge maximale, alors on a :

$$\begin{cases} I_{d\acute{e}c_max}(A) < u \cdot 10^{-3} C_{bat} \\ E_{bat_utile}(wh) < (4,2 - 3)n_{cell} \cdot 10^{-3} C_{bat} \end{cases} \quad (07)$$

$$= 1,2 \cdot n_{cell} \cdot 10^{-3} C_{bat}$$

Si τ est l'autonomie souhaitée, en utilisant les Eqs. 05, 06 et 07, la relation entre l'autonomie et le nombre de batterie à embarquer est donnée par :

$$\begin{aligned} n_{bat} &= \frac{P_{totale} \cdot \tau}{E_{bat_utile}} \\ &\leq \frac{4 \cdot k_g \cdot P_{m_max} \cdot \tau}{E_{bat_utile}} \quad (08) \end{aligned}$$

Cette relation permet de trouver une solution optimale pour le problème de

masse du minidrone et son autonomie énergétique.

Les batteries constituent l'une des pièces maîtresses des installations photovoltaïques. Il faut alors toujours les maintenir en bon état. Pour aboutir à ces fins, on utilise un système de régulation.

3.4 Système de régulation

Le système de régulation contrôle les charges et les décharges de la batterie. En effet, si la batterie est en pleine charge et que les panneaux solaires continuent de lui fournir de l'énergie, il y aura une surcharge et la batterie peut se détériorer.

Le courant et la tension d'entrée du système de régulation sont fournis directement par les panneaux solaires. En plein jour, les charges soutirent le courant d'alimentation directement du système de régulation. C'est le surplus de courant présent à la sortie du système qui sera stocké dans les batteries. Il en résulte que le courant de sortie du système de régulation doit être suffisant pour alimenter les charges.

Si l'on note par V_R la tension de sortie du système, le courant qu'il doit fournir aux charges doit vérifier la relation :

$$I_R \geq \frac{P_{totale}}{V_R} \quad (09)$$

Pour stabiliser les valeurs du courant et de la tension, on optera pour l'utilisation d'un régulateur ajustable.

4. Dimensionnement des éléments du système d'alimentation

Les résultats obtenus dans le §.3 sont utilisés pour configurer les dispositifs utilisés par le système d'alimentation.

4.1 Choix des panneaux solaires

Il faut utiliser des panneaux souples et légers ayant des dimensions compatibles à l'envergure du minidrone (Fig. 04) comme le panneau solaire SOLARIFLEX WSME - 0040 (Fig. 10).

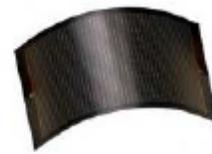


Figure 10 : *Panneau solaire souple SOLARIFLEX WSME – 0040 [4]*

a- Aspects technologiques

Le matériau d'encapsulation est résistant aux conditions météorologiques

sévères, et le panneau supporte l'écrasement. On peut le coller avec les adhésifs et les agents d'étanchéité communément utilisés sur les bateaux et les camping-cars.

En plus de la production d'énergie électrique, il est adapté pour l'entretien de systèmes de batteries 12/24V. Ses caractéristiques techniques sont indiquées au tableau 02.

Puissance nominale	4 W
Tension nominale	17,5 V
Tension à P_{max}	25 V
Courant à P_{max}	225 mA
Courant de court circuit	290 mA
Dimensions	344 mm×170 mm×2 mm
Poids	105 g

Tableau 02 : Fiche technique du panneau SOLARIFLEX WSME – 0040 [4]

b- Simulations

On utilise les données présentées dans le Tableau 2 pour simuler les caractéristiques I-V du panneau en fonction de l'éclairement et de la température. La figure 11 représente le modèle du panneau solaire qu'on utilise pour la simulation et ce modèle a été conçu avec l'outil SIMULINK de MATLAB.

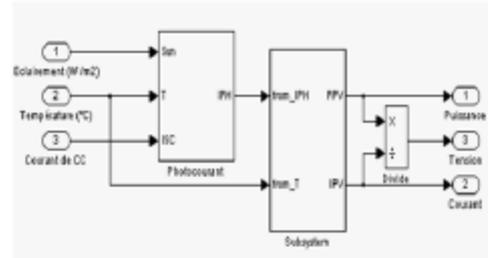


Figure 11 : Modèle SIMULINK d'un panneau solaire

Les caractéristiques I – V obtenus par simulation seront comparées avec celles du Module SP4.0 [5]. Ce modèle a été pris comme référence car ses caractéristiques techniques (Tableau 03) sont proches du modèle SOLARIFLEX WSME – 0040. La figure 12(a) représente les caractéristiques I – V du panneau solaire Module SP4.0 pour différentes valeurs de température et un éclairements = 1000 W.m⁻², et la Fig.12(b) représente les caractéristiques I – V pour différents éclairements à T = 25 °C.

Puissance nominale	4 W
Tension nominale	17,5 V
Tension à P_{max}	21,2 V
Courant à P_{max}	240 mA
Courant de court circuit	260 mA
Dimensions	362mm×163mm×18mm
Poids	780 g

Tableau 03 : Fiche technique du panneau Module SP4.0 [5]

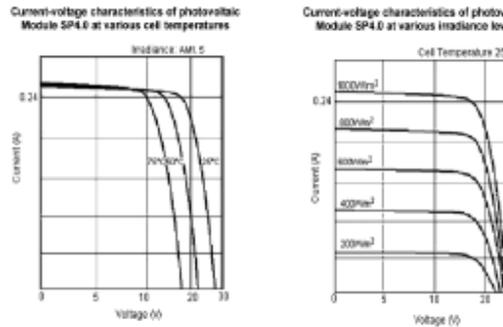


Figure 12 : Caractéristiques $I-V$ du panneau solaire Module SP4.0 [5]

Les résultats de la simulation sont représentés sur la Fig. 13 et sur la Fig. 14.

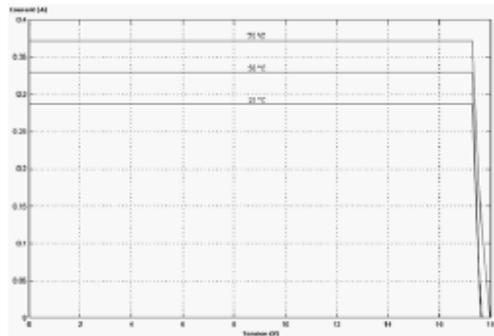


Figure 13 : Caractéristiques $I-V$ du panneau SOLARIFLEX WSME - 0040 pour différentes températures et un éclairement $S = 1000 W \cdot m^{-2}$

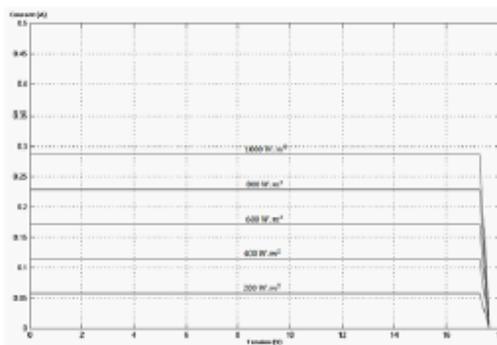


Figure 14 : Caractéristiques $I-V$ d'un panneau SOLARIFLEX WSME - 0040 pour différents éclairements à $T=25\text{ }^{\circ}\text{C}$

En comparant les courbes des Figs. 13 et 14 avec celles de la Fig. 12, on constate que, les résultats obtenus par simulation et les caractéristiques réelles utilisées comme références, sont similaires. On peut en conclure que le modèle conçu est fiable, donc exploitable.

Les différentes caractéristiques obtenues par simulation montrent que, le modèle SOLARIFLEX WSME - 0040 offre à sa sortie un courant et une tension très stable. Et pour concevoir le système d'alimentation embarqué à bord du minidrone, on considère la Fig. 05. Vue sa structure, le minidrone peut embarquer 4 panneaux de ce type. On adopte un montage en parallèle pour augmenter l'intensité du courant délivré.

Pour dimensionner les autres équipements, on considère un cas défavorable c'est-à-dire, le cas d'un faible ensoleillement à une basse température. La figure 15 représente la caractéristique $I-V$ de l'ensemble (4 panneaux montés en parallèle) sous un éclairement moyen de $370 W \cdot m^{-2}$ à une température de $10\text{ }^{\circ}\text{C}$.

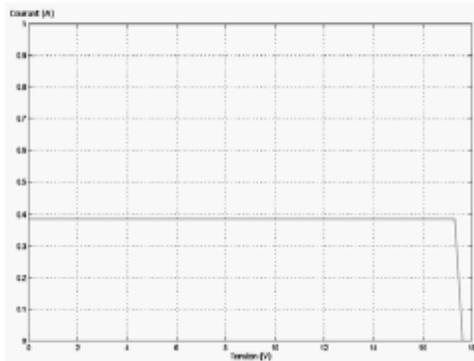


Figure 15 : Caractéristiques $I - V$ des panneaux embarqués à une température de $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ et un éclairement de $370\text{ W}\cdot\text{m}^{-2}$

Dans ces conditions, les panneaux ne produisent qu'un courant de 386 mA.

4.2 Dimensionnement du système de régulation

Pour dimensionner le système de régulation, il faut considérer le cas défavorable (Fig.15). Ainsi, la tension d'entrée du convertisseur est égale à 17,5 V et le courant d'entrée est de 386 mA (sortie des panneaux). Pour stabiliser la sortie du système de régulation, on utilisera des régulateurs ajustables de type LM338 qui fournit à sa sortie une tension de 12 V et un courant de 5 A [6]. Pour confirmer si ce choix est acceptable, il faut évaluer la consommation totale du minidrone via l'Eq. 09.

a- Puissance consommée par les charges

L'équation 06 implique qu'il faut connaître la puissance maximale consommée par chaque moteur pour dimensionner la puissance totale consommée par les charges. Pour évaluer cette puissance, il faut calculer la force de poussée développée par chaque moteur en fonction de sa vitesse de rotation et de l'altitude du minidrone. Pour ce faire, on adopte les hypothèses suivantes :

- vitesse de rotation du moteur (max) : $600\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ou $5\,714,285\text{ rpm}$,
- puissance nominale du moteur : 450 W soit 0,611 ch.,
- vitesse de croisière du minidrone : $10\text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$,
- altitude maximale : 1 500 m.
- hélice double pale ayant chacune un rayon de 14,5 cm et une largeur de 3,8 cm.

En utilisant ces paramètres dans les méthodes de calculs développées dans la référence [7], la poussée de chaque moteur est de $2,25\text{ kg}$. Or la masse totale du minidrone est égale à 6 kg. Autrement dit, la vitesse de rotation de $600\text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$ est satisfaisante.

Considérons maintenant les essais effectués par le constructeur avec différentes hélices (Tableau 04).

Résultats \ Hélices	APC E 10x7	APC 11x5,5
Tension (V)	7	7
Courant (A)	13,6	13,7
Puissance (w)	95,2	95,9
Régime (tour/mn)	6061	6067

Tableau 4 : Essais avec hélices du moteur BRUSHLESS DM 2820 [2]

Ces essais montrent qu'avec une puissance inférieure à 100 W, le moteur tourne à une vitesse supérieure à 600 rad.s^{-1} . Ce qui nous amène à supposer que la puissance maximale développée par chaque moteur est égale à 100 W.

En utilisant l'Eq. 06 et en prenant $k_S = 1,05$, la puissance totale moyenne consommée par les charges est de:

$$\overline{P_{totale}} = 420 \text{ W}$$

D'après l'Eq. 09, le courant à la sortie du système de régulation doit être au moins 35 A. Toutefois, compte-tenu des différentes hypothèses émises et en effectuant des simulations avec différentes phases de vol, cette valeur peut être revue à la baisse jusqu'à 30 A. Pour atteindre cette valeur, il faut amplifier le courant de sortie d'un régulateur LM338.

b- L'amplificateur

Plusieurs solutions sont possibles pour aboutir à un courant de sortie de 30 A dès que le gain en courant vérifie la relation:

$$A_i \geq \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{30}{5} = 6 \text{ A/A}$$

Dans notre cas, nous choisissons d'utiliser 02 régulateurs ajustables qui produisent chacun un courant de 15 A. Ces 02 régulateurs sont montés en parallèles et agissent comme 02 générateurs de courant montés en parallèle. Le circuit montrant un de ces régulateurs 15 A est présenté à la Fig.16.

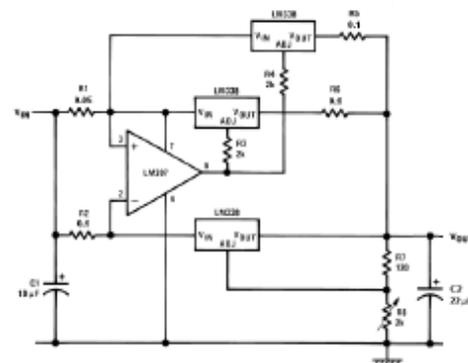


Figure 10 : Régulateur ajustable 15 A [6]

4.3 Dimensionnement du système de stockage

Le système est composé de plusieurs batteries et un sous – système de protection. Les informations sur l'état des

batteries (tension, courant, température) sont examinées en permanence par l'intermédiaire d'un système de surveillance.

a- Batteries

Le tableau 05 ci-après représente quelques modèles de batteries LiPo présents sur le marché.

Type (mAh)	Format (mm×mm×mm)	Poids de la cellule (g)	Nombre de cellule (S)	Décharge max. (C)
2000	77×41×8	51	3	<15
2100	109×64×6	68	3	<15
2500	40×90×12	50	3	<15
3200	131×43,5×7,6	82	3	<20
3300	22×51×152	75	3	<10
4200	105×38×30	85	3	<10
6000	34×98×25	62	3	Non spécifiée

Tableau 5: Exemple de quelques modèles de batterie LiPo

Le nombre de batteries est obtenu en utilisant l'Eq. 08 tel que :

$$n_{bat} \leq \frac{420. \tau}{E_{bat_utile}}$$

En choisissant 24 batteries 6000 mAh 10C 3S (Tableau 05), on obtient une autonomie de 1h. Or, l'intégration de

toutes ces batteries dans le minidrone engendre un problème d'encombrement. Face à ce dilemme, il est plus astucieux d'utiliser 06 batteries. Ainsi, on a une autonomie d'environ 15 mn 25 s et le problème d'encombrement est évité.

b- Système de protection des batteries

Le système de protection des batteries a pour rôles :

- de protéger les batteries contre les surcharges,
- d'éviter qu'il y aura une décharge profonde dans une ou les batteries,
- et de piloter une action de suppléance ou d'assistance si l'énergie fournie par le système de régulation est manquante ou insuffisante.

Le principe de fonctionnement de ce système est le suivant :

- la carte mère envoie toutes les informations sur les besoins en énergie vers le calculateur via le système de contrôle des puissances,
- parallèlement à cela, les informations sur l'énergie produite par les panneaux seront traitées et envoyées également vers ce même calculateur,

- à partir des informations reçues, le calculateur va prendre une décision suivant l'algorithme ci après :

DEBUT

LIRE: Puissance demandée par les charges

LIRE: Production des panneaux

LIRE: Informations sur les batteries

SI Production d'énergie

SI Production ≥ Puissance demandée

SI Batteries chargées

Ne rien faire /(A fermé, B et C ouverts)*

SINON

Charger les batteries/(A et B fermés, C ouvert)*

FIN SI

SINON

Brancher les batteries/(A et C fermés, B ouvert)*

FIN SI

SINON

Brancher les batteries/(A et C fermés, B ouvert)*

FIN SI

FIN

A, B, et C sont des interrupteurs électroniques commandés par le calculateur. La figure 11 représente le schéma synoptique du système de protection et de gestion de la charge des batteries.

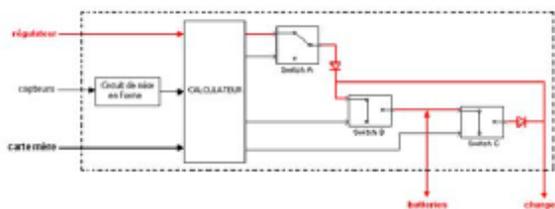


Figure 11: *Système de protection des batteries*

5. Conclusion

L'utilisation de l'énergie solaire comme principale source d'énergie embarquée dans un minidrone quadrirotor requiert un choix minutieux de la configuration à adopter. Une structure en forme de croix capable de soutenir les panneaux solaires installés à bord a été présentée.

Une défaillance du système d'alimentation embarqué peut provoquer un dysfonctionnement et risque de paralyser le système embarqué tout entier. Pour éviter ce genre de problème, les différents paramètres permettant d'évaluer la consommation en énergie dans le minidrone quadrirotor ont été spécifiés. Il a été constaté que la puissance consommée dépend essentiellement du mode de fonctionnement du système de propulsion suivant la phase de vol effectuée par le minidrone.

Pour compléter la conception du système d'alimentation solaire embarqué proposé, des méthodes de calcul pour dimensionner chaque élément du système ont été présentées. Aussi, il faut prendre en considération les spécifications techniques et technologiques de tous les dispositifs à déployer pour aboutir à la réalisation.

6. Références

[1]: P. GROSSE, "Gestion dynamique des tâches dans une architecture micro-électronique intégrée à des fins de basse consommation», Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Lyon, 2007

[2]: <http://www.minimodel.fr/dm-2820-kv-950-72821.html>, 2012

[3]: R.J. TOCCI, "Circuits numériques, théorie et applications", DUNOD, 1988

[4]: <http://www.rueducommerce.com>, 2012

[5]: PREMIER FARNELL, "Solar Panel 4 W, MC-SP4.0-GCS", Data Sheet, 2012

[6]: TEXAS INSTRUMENTS, "LM138/LM338 Adjustable Regulators", article, 1998

[7]: M. SUIRE, "Dimensionnement hélice», article, 2003

MODELISATION ET IMPLEMENTATION MATERIELLE DE L'ALGORITHME MPPT EXTRÊMALE
PAR CONTROLE EN MODE DE GLISSEMENT DANS L'ETAGE DE CONVERSION D'UN
SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

RAMANANTSIHOARANA H. N.¹ – RASTEFANO E.²

Laboratoire de Recherche Systèmes Embarqués, Instrumentation et Modélisation des Systèmes et
Dispositifs Electroniques
(LR-SE-I-MSDE)

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation
(ED-STII)

Université d'Antananarivo
BP 1500 – Antananarivo 101 – Madagascar

¹hari_soa_natha@yahoo.fr - ²rastefano_el@yahoo.fr

Résumé

Cet article présente la modélisation et l'implémentation matérielle de l'algorithme Maximum Power Point Tracking (MPPT) de recherche extrême par contrôle en mode de glissement dans la chaîne de conversion d'un système photovoltaïque. Dans l'objectif d'optimisation de rendement de conversion, l'algorithme de contrôle est appliqué directement à la sortie du module et rattaché à l'étage de conversion DC-DC. La topologie proposée est composée d'un convertisseur DC-DC boost. La méthode de contrôle en mode de glissement est présentée ainsi que la modélisation de l'ensemble du système intégrant l'algorithme MPPT. Un choix optimal des paramètres de contrôle permet d'atteindre les performances de l'ensemble du système. La simulation prouve l'efficacité de la technique de contrôle tenant en compte des variations d'ensoleillement et la stabilité.

Mots-clés : MPPT, contrôle en mode glissant, Système Photovoltaïque, Convertisseur Boost

Abstract

This paper presents the modeling and the hardware implementation of the algorithm Maximum Power Point Tracking (MPPT) extremum seeking by sliding mode control within the conversion stage of a photovoltaic system. In order to optimize the conversion efficiency, the control algorithm is applied directly to the output of the PV (Photovoltaic) module and attached to

the DC - DC converter. The proposed topology is composed of a DC-DC boost converter. The study of the sliding mode control is presented followed by the modeling of the whole system with the MPPT algorithm. The performance of the entire system is achieved by an optimal choice of control parameters. The simulation proves the effectiveness of the technique of control taking into account the irradiation change and the stability.

Keywords: Maximum power point tracking, MPPT, sliding mode control, Photovoltaic system, DC-DC boost Converter

I. Introduction

Parmi les différentes fonctions de contrôle intégré dans l'étage de conversion, le contrôleur qui définit la puissance instantanée extraite du module PV est considéré comme le plus influent dans la performance globale d'un système photovoltaïque. Le rôle de ce contrôleur consiste à assurer que le système fonctionne toujours à la puissance délivrée maximale. Pour résoudre ce problème important, le contrôleur doit avoir la capacité non seulement de trouver un point de puissance maximal, mais également de suivre en permanence le point de puissance maximale lorsque des changements imprévisibles apparaissent dans la puissance suite à des changements dans les variables environnementales (éclairage et la température).

La littérature sur le problème de la recherche de point de puissance est abondante [1], [2]. La plupart des méthodes utilise les caractéristiques de la source, et les algorithmes associés peuvent être heuristiques ou basés sur des paramètres. Les algorithmes paramétriques utilisent un modèle paramétrique et fonctionne suivant une mesure directe ou indirecte de la puissance [3]. Les algorithmes heuristiques utilisent les mesures des variables électriques afin de déterminer si le système fonctionne ou non à son point de puissance maximale. Une étude associant les deux méthodes a été proposée [4].

Les méthodes heuristiques peuvent être classés dans les techniques de contrôle par recherche extrême (Extremum Seeking Control - ESC), étudiées depuis les années 50. Trois groupes d'algorithmes se distinguent de ces méthodes.

Le premier groupe consiste à appliquer une perturbation ou une oscillation sur une ou plusieurs variables du système et observer l'évolution des autres variables afin de déterminer l'action de contrôle à adopter. La perturbation est introduite dans les tensions ou courants ou dans la variable de contrôle comme la fréquence [3] ou le rapport cyclique [5]. Certaines de ces méthodes appelés « Perturbe and Observe » (P&O) sont beaucoup utilisés dans les études et aux produits commerciaux en raison de leur simplicité et faible coût de mise en œuvre. Des travaux de recherche se portent encore sur les algorithmes P&O pour améliorer leurs performances [6], [7].

Le deuxième groupe est composé des algorithmes qui appliquent une régulation par pente. En effet une condition nécessaire pour atteindre le maximum d'une fonction consiste à avoir une dérivée nulle. Ces méthodes introduisent aussi une perturbation dans le système pour évaluer la dérivée de la puissance pour la détermination de l'action de contrôle. Dans ce groupe, on peut citer la méthode de la conductance incrémentielle (Incremental Conductance INC) [8],[9]. Ces méthodes font aussi objets de travaux de recherche en vue d'améliorer leur performance [10].

Le troisième groupe considère les algorithmes qui définissent un signal d'erreur entre le maximum ou un *maximum fictif* et le point de fonctionnement réel afin d'assurer une trajectoire vers le maximum de la fonction. Ce sont des algorithmes à détection de pic. Ils

regroupent la logique floue prédictive et les approches à recherche aléatoire [11], [12].

La plupart des commandes MPPT conçues ces dernières années font appel à la technologie numérique. L'algorithme implanté est plus ou moins lourd selon la précision de modélisation du système, la robustesse et la rapidité de la boucle de commande. La flexibilité apportée par les circuits logiques programmables est importante et permet de réduire les imperfections.

En considérant le suivi de puissance maximal comme un problème d'optimisation, certaines méthodes utilisent une stratégie de contrôle en mode de glissement pour atteindre le maximum. Ces techniques sont appelées : "Sliding-Mode Extremum Seeking Control (SM-ESC)" [13], [14]. Une approche pour résoudre le problème en appliquant les modes glissants a été présentée par la Professeur V. Utkin en 1981. Une étude récente décrit et analyse l'algorithme pour une application dans un système photovoltaïque [15]. L'étude de l'algorithme présenté dans cet article est basée sur cette stratégie de contrôle en mode de glissement. Notre intérêt s'est porté sur les avantages de cette méthode dans l'optique d'optimisation de la chaîne de conversion. Les principales caractéristiques se résument par : (i) sa facilité d'implémentation ; (ii) les performances qui peuvent être validés théoriquement ; et (iii) la stabilité du système. Beaucoup d'études ont conclu que le contrôle en mode de glissement est adéquat pour contrôler les systèmes avec les convertisseurs composés d'interrupteurs (Switched Mode Controller).

Nous présentons dans ce qui suit l'architecture du système, suivi d'une étude théorique de la technique et la modélisation du système de contrôle intégrant l'algorithme MPPT extrême. Une série de simulation est présentée pour prouver la performance du système de contrôle et la stabilité.

II. Présentation du système proposé

La structure de système considéré, présenté à la Fig.1 est constitué de deux blocs : la conversion DC-DC et l'étage de contrôle intégrant le MPPT extrême.

Le convertisseur DC-DC boost extrait en permanence la puissance maximale du panneau photovoltaïque pour générer le niveau de tension continue nécessaire pour alimenter la charge. Le

convertisseur est commandé par une loi de commande en mode de glissement.

La commande consiste à suivre une référence. La référence de courant est traitée comme une valeur constante mais qui va être imposé pour la boucle de commande externe constitué pour l'algorithme MPPT.

L'algorithme MPPT fournit au contrôle en mode de glissement, une référence adaptative qui va définir par la suite la surface de glissement.

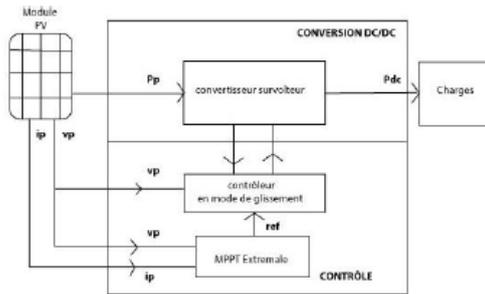


Figure 1 : Structure du système proposé

La boucle de contrôle assure une régulation linéaire du courant et de la tension du module PV pour atteindre la puissance maximale. Ceci se fait très rapidement, au moins un ordre de grandeur plus rapide que la réaction du MPPT. Ceci permet d'utiliser un pas d'incrément petit de l'algorithme MPPT ; le suivi est assuré par le boucle de contrôle interne.

La figure 2 présente l'implémentation du MPPT extrémale basé sur le contrôle en mode de glissement.

III. Modélisation du contrôle MPPT en mode de glissement

Le contrôle en mode de glissement

Pour une conversion DC-DC, il est préférable de réguler la tension de sortie à partir d'une valeur constante et de définir la surface de commutation en fonction. Suivant le système proposé à la Fig. 2, la tension de sortie du convertisseur est supposé semi-constante. Le courant et la tension caractéristiques du module PV constituent les variables d'états du

convertisseur, définissant la surface de glissement donnée par l'équation :

$$S(v, i) = K_1 i - K_2 v + ref \quad (1)$$

où $K_1, K_2 \geq 0$; $S < 0$ correspond à l'état passant, et

$S > 0$ correspond à l'état bloqué ; i est le courant de l'inductance ; v correspond à la tension à l'entrée aux bornes du condensateur.

K_1, K_2 et ref définissent la surface de commutation ; K_1 et K_2 établissent la pente suivant la caractéristique courant-tension du module PV, et ref établit la saturation.

Pour , une valeur négative de S le transistor est à l'état ON, et l'inductance se charge. Le courant i augmente et $S(v, i)$ augmente. Pour $S > 0$, le transistor est à l'état OFF, et l'énergie stockée s'écoule vers la charge. Le courant i décroît et $S(v, i)$ décroît. En état d'équilibre, la surface de glissement doit répondre à l'équation $S(v, i) = 0$.

Le contrôleur assure en permanence que le système fonctionne dans la surface de glissement. Le point de fonctionnement du module PV résulte de l'intersection de la surface de commutation, avec la courbe caractéristique I-V du module PV.

Pour extraire la puissance maximale, la surface de commutation est ajustée par la sortie ref de l'algorithme MPPT, par intersection au point de puissance maximale à tout instant.

Conditions d'accessibilités à la surface de glissement

Pour le contrôle en mode de glissement, de différentes sortes de surface de commutation assurent la stabilité du système et sont étudiées dans la littérature. Nous avons choisis une surface de commutation linéaire pour le système considéré en raison de la facilité de mise en œuvre.

La constante ref est générée par l'algorithme MPPT. Tandis que la pente de la surface est fonction des paramètres K_1 et K_2 . Un bon choix de ces deux paramètres peut considérablement raccourcir le temps de convergence vers le PPM (point de puissance maximale).

En régime établi, la surface de commutation est à l'intersection de la puissance maximale. Une variation d'ensoleillement

provoque un déplacement du point PPM, donc le MPPT doit réajuster la constante ref pour que la surface de commutation atteigne la nouvelle puissance maximale.

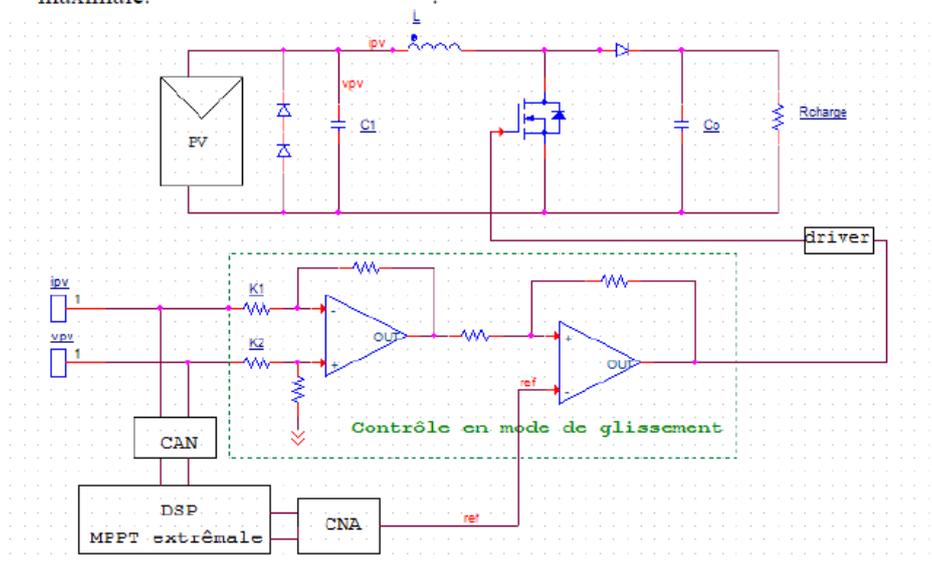


Figure 2 : Implémentation du MPPT extrême basé sur le contrôle en mode de glissement

Si le nouveau point MPP est déjà à proximité de la surface de commutation, la réactualisation de la constante ref est minimisée, car la nouvelle puissance maximale est atteinte après quelques étapes seulement, donc le MPPT est une méthode rapide.

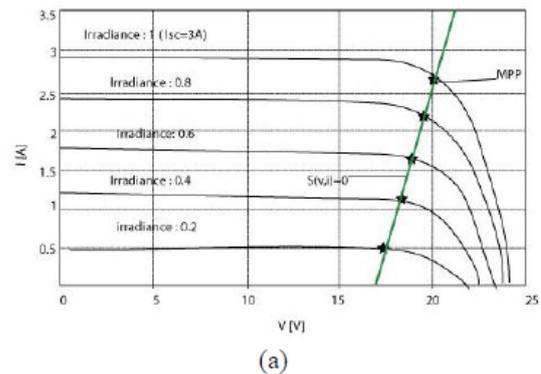
Le choix des constantes est faite en appliquant une estimation par la méthode des moindres carrés des différents points de puissance maximale correspondant aux différents ensoleillements. Les paramètres K_1 et K_2 sont définis pour minimiser l'erreur ε .

$$\varepsilon = \sqrt{\sum_j (K_1 i_{mppj} - K_2 v_{mppj} + ref)^2} \quad (2)$$

$\{v_{mppj}, i_{mppj}\}$ définit l'ensemble des points MPP. La figure 3 qui suit représente un ensemble de MPPs sous différents ensoleillements et l'intersection avec la surface de glissement $S(v, i) = 0$.

Stabilité du système

Pour assurer la stabilité du système, la surface de commutation doit se conformer au comportement du convertisseur. Si la surface de commutation n'est pas correctement définie, le système peut entrer dans un cycle limite qui peut engendrer une instabilité et des bruits.



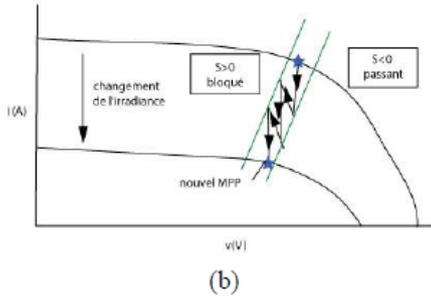


Figure 3 (a) : Caractéristiques I-V du module PV sous différents ensoleillement et l'intersection avec la surface de glissement $S(v, i) = 0$
 (b) : Trajectoire vers le nouvel MPP suite à un changement de l'irradiance

La stabilité est assurée si la trajectoire de l'espace d'état évolue aux alentours de la surface de commutation $S(v, i) = 0$. La figure 4 présente les trajectoires du système indiquant les régions stable et instable.

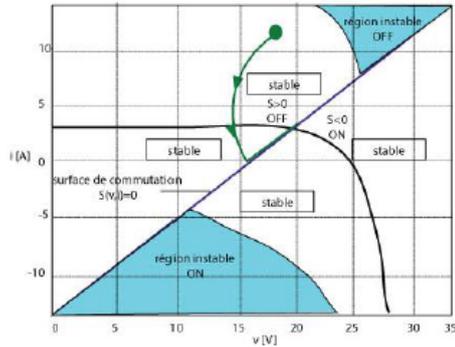


Figure 4 : Trajectoires typique vers le PPM

Dans la région stable, le système converge rapidement vers la surface de commutation. Dans la région instable, le système s'éloigne de la surface de commutation.

Le vecteur d'état est défini par :

$$X = \begin{pmatrix} v \\ i \end{pmatrix} \quad (3)$$

L'espace d'état définissant la vitesse de convergence du système vers la surface de commutation est défini par $\frac{dX}{dt}$ et résulte directement de l'état du convertisseur.

Etat passant :

$$S < 0 : \frac{dX}{dt} = \begin{pmatrix} \frac{dv}{dt} \\ \frac{di}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}(v)-i}{C} \\ \frac{v}{L} \end{pmatrix} \quad (4)$$

Etat bloqué :

$$S > 0 : \frac{dX}{dt} = \begin{pmatrix} \frac{dv}{dt} \\ \frac{di}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}(v)-i}{C} \\ \frac{(v-v_0)}{L} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$I_{pv}(v)$ est le courant du module PV, C la conductance d'entrée, L l'inductance, et v_0 la tension de sortie.

Les critères de stabilité sont définis par :

(i)-Etat passant :

$$S < 0, \frac{dS}{dt} = \frac{dX}{dt} \Delta S > 0 \quad (6)$$

$$S < 0, \frac{dS}{dt} = \frac{dX}{dt} \Delta S < 0 \quad (7)$$

$$\Delta S = \begin{pmatrix} \frac{dS}{dv} \\ \frac{dS}{di} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -K_2 \\ K_1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

ΔS est la pente de S .

Par substitution, on obtient la condition de stabilité pour l'état passant :

$$K_1 \left(\frac{v}{L} \right) - K_2 \cdot \frac{I_{pv}(v)-i}{C} > 0 \quad (9)$$

$$\text{où } S = a \cdot i - b \cdot v + ref > 0 \quad (10)$$

Le critère est équivalent à :

$$i > \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{ref}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} v \right\} \quad (11)$$

(ii) -Pour l'état bloqué, on a :

$$K_1 \left(\frac{v-v_0}{L} \right) - K_2 \cdot \frac{I_{pv}(v)-i}{C} < 0 \quad (12)$$

$$\text{Où } S = a \cdot i - b \cdot v + ref < 0$$

D'où,

$$i < \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{ref}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} (v_0 - v) \right\} \quad (13)$$

La combinaison des Eqs (11) et (13) détermine la région de stabilité dans l'espace d'état.

$$i < \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{ref}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} (v_0 - v) \right\}$$

$$\text{et } i > \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{ref}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} v \right\} \quad (14)$$

Les points stables, ceux attirés vers la surface de commutation, satisfont l'Eq.14. La stabilité est garantie tant que les trajectoires rebondissent dans cette région.

Fréquence de commutation

La commutation apparaît sur la droite $S = 0$. En pratique, la surface doit avoir une largeur finie infiniment petite, pour éviter les distorsions. Cette largeur est définie par δ , et les limites de la surface sont données par l'Eq. 15 :

$$-\frac{\delta}{2} \leq S(v, i) \leq \frac{\delta}{2} \quad (15)$$

δ est implémentée en ajustant la résistance de la boucle de retour positive du comparateur de la Fig.2.

La fréquence des oscillations est donnée par :

$$\frac{1}{f_{sw}} = \frac{\delta}{\left. \frac{dS}{dt} \right|_{ON}} - \frac{\delta}{\left. \frac{dS}{dt} \right|_{OFF}} \quad (16)$$

En substituant par l'expression des pentes de S vue précédemment, on a :

$$\frac{1}{f_{sw}} = \frac{\delta}{K_1 \left(\frac{v}{L} \right) - K_2 \frac{(I_{pv}(v)-i)}{C}} - \frac{\delta}{K_1 \left(\frac{v-v_0}{L} \right) - K_2 \frac{(I_{pv}(v)-i)}{C}} \quad (17)$$

Une fréquence de commutation basse réduit la perte en commutation et est importante pour un haut rendement. δ doit être correctement choisie tout en gardant la fréquence de commutation basse et le rendement haut.

A l'état stable, après la convergence vers le PPM, au point de puissance maximale :

$$i = I_{mp}, v = V_{mp}$$

$$I_{pv}(v) - i = I_{pv}(V_{mp}) - I_{mp} = 0$$

$$\frac{1}{f_{sw}} = \frac{\delta}{K_1 \left(\frac{V_{mp}}{L} \right) - K_2 \frac{(V_{mp}-v_0)}{L}} \quad (18)$$

$$f_{sw} = \frac{K_1 V_{mp}}{\delta L} \left(1 - \frac{V_{mp}}{v_0} \right) \quad (19)$$

A partir de l'Eq.19, on peut conclure que sous l'état stable en respectant les points de puissances maximales du module PV, si δ est grande, la fréquence diminue.

IV. L'algorithme MPPT extrême

Principe de l'algorithme

Le principe de cet algorithme, présenté à la Fig. 5, se résume comme suit:

- quand la dérivée de puissance est positive, le signal *ref* est mis à jour suivant $ref = ref + 0.4$,
- quand la dérivée de puissance est négative et que l'autorisation de changement est accordée, le sens de recherche est inversé. Le signal *ref* est mise à jour, $ref = ref - 0.4$
- chaque mise à jour du signal pour une dérivée négative implique une initialisation du délai.

Chaque fois que le sens de recherche est inversé, un timer d'inhibition est active. Ainsi, pour pouvoir changer la valeur de ce signal, il faut remplir deux conditions :

- détecter une dérivée de puissance négative, et
- attendre l'écoulement du délai représenté par la variable ($D = 1$).

Sur la Fig. 5, $D = 1$: délai écoulé ; $D = 0$: délai non écoulé.

Implémentation matérielle de l'algorithme

La figure 6 représente le schéma bloc de la commande MPPT numérique. Les différentes fonctions nécessaires au fonctionnement de la commande MPPT extrême numérique sont présentées.

Il est nécessaire de connaître la tension V_v et le courant I_v en permanence aux bornes du module PV. Le Convertisseur Analogique Numérique (CAN) présent dans le PIC récupère de façon synchrone un échantillon de chaque variable. Une multiplication de ces acquisitions

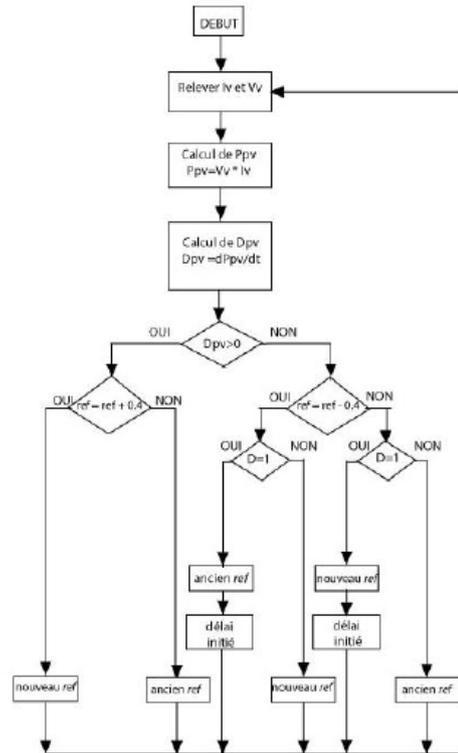


Figure 5 : Algorithme MPPT extrême

permet d'établir une image de la puissance (P_{pv}). Cette opération est réalisée à l'aide d'une

instruction du PIC qui fait appel à une *multiplication Hardware* permettant de réduire considérablement le temps de calcul. Par exemple, le temps de calcul mis par le *PIC 18F1220* pour effectuer une multiplication de deux mots de 8 bits non signés est d'un cycle d'horloge, au lieu de 69 pour un PIC ne possédant pas cette instruction. Ce gain de temps permet d'identifier au mieux tout changement de condition de fonctionnement du module PV.

L'image de la puissance obtenue est comparée à l'échantillon de puissance déterminé précédemment (P_{pv-1}). Ces deux images permettent ainsi de constituer la fonction « dérivée de puissance ». Cette fonction permet de connaître en permanence si la puissance fournie par le GPV s'approche ou s'éloigne du point de puissance maximale. Une dérivée de puissance positive implique que le point de fonctionnement s'approche du PPM, donc le sens de recherche est maintenu. Lorsque le signe de la dérivée est négatif, cela signifie que le PPM est dépassée. Dans ce cas, on inverse le sens de recherche pour converger à nouveau vers le PPM.

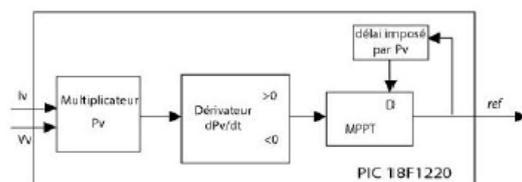


Figure 6 : Schéma bloc de la commande MPPT extrême

V. Simulation

Pour vérifier l'étude théorique sur le comportement de l'algorithme MPPT une série de simulation a été effectuée avec le simulateur Pspice Orcad Lite. La figure 7 présente le schéma électronique du système pour la simulation. Le système est composé d'un modèle de panneau de type BP585, d'un convertisseur boost, d'un circuit d'implémentation du contrôle, et d'un PIC 18F1220 pour l'exécution de l'algorithme MPPT.

Nous avons relevé le courant à l'entrée, I_{pv} , la tension V_{pv} ainsi que la puissance à la sortie P_o en régime statique, et en régime transitoire pour une variation brusque d'ensoleillement. Pour la vérification de la stabilité, l'analyse est

initialement faite à partir d'un court-circuit et d'un circuit ouvert.

Définitions des paramètres du système

Caractéristiques du module PV

Le panneau photovoltaïque présente initialement un courant limite de 3.5A. La variation d'ensoleillement est simulée par une variation brusque du courant à la sortie du module, de 0,5 A ($I_{sc} = 3 A, irradiance = 1$) à 3,5 A ($I_{sc} = 0 A, irradiance = 0$). La courbe caractéristique est présentée à la Fig. 3. La présence d'une diode en série en roue libre à la sortie du module assure la protection anti-retour du courant de la charge vers le module. Dans le cas pratique l'utilisation de cette structure permet de s'affranchir d'un composant de protection.

Convertisseur DC-DC Boost

Le convertisseur DC-DC boost est constitué d'une inductance d'entrée $C1$ de $200 \mu H$ (équivalent à un courant de saturation de $7 A$, et une résistance série de $0,2 \Omega$), d'un condensateur à l'entrée de $100 \mu F$, du MOSFET IRF9410 associé à son circuit de commande (driver TC4420), d'une diode Schottky 30CWQ04FN, et d'un condensateur à la sortie de $200 \mu F$. La charge est représentée par une résistance de 28Ω .

La tension d'entrée relevée aux bornes de $C1$ et le courant de l'inductance servent de paramètres d'entrée au contrôleur et au CAN du microcontrôleur exécutant l'algorithme MPPT.

Paramètres de contrôle

Le circuit de contrôle est basé sur l'amplificateur opérationnel AD8605 et du comparateur MAX941, choisis pour leurs rapidités. L'algorithme MPPT est implémenté dans le microcontrôleur PIC 18F1220. Le signal de sortie ref sert de référence à l'entrée du comparateur du circuit de contrôle en mode de glissement.

Les variables de la surface de glissement sont calculés à partir de l'Eq. (2). Les pentes de la droite sont caractérisées par $K1=1, K2= 0.81$. Le signal ref est donné par la sortie de l'algorithme MPPT. A partir du calcul théorique, sa valeur optimale est égale à 13.67. La largeur de la

surface de glissement δ est calculée pour une fréquence de commutation de $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$. A partir de l'Eq.19, avec $V_{mp} = 20 \text{ V}$, $V_O = 40 \text{ V}$, on obtient $\delta = 0.5$.

Résultats de la simulation

Convergence du système suite à une variation brusque d'ensoleillement

Pour la simulation, I_{sc} est instantanément modifié, de 1.5 A à 3.0 A pour émuler une augmentation brusque de l'ensoleillement, et de 3 A à 1.5 A pour émuler une diminution brusque de l'ensoleillement. La figure 8 présente les résultats montrant la convergence du système.

Stabilité du mode de glissement

Les figures 9 et 10 présentent les résultats des analyses de stabilité. Le système est initialisé loin du point de puissance maximal, afin de l'amener à travailler l'ensemble des points de la courbe PV, et de tester la stabilité sur différents points de fonctionnement. Dans la Fig.9, le système converge à partir d'un circuit ouvert. L'état initial est déterminé par ref égal à 19.4 (supérieure à sa valeur nominale 13.7 au point de puissance maximale). Ainsi le système est initialisé dans la partie droite de la caractéristique

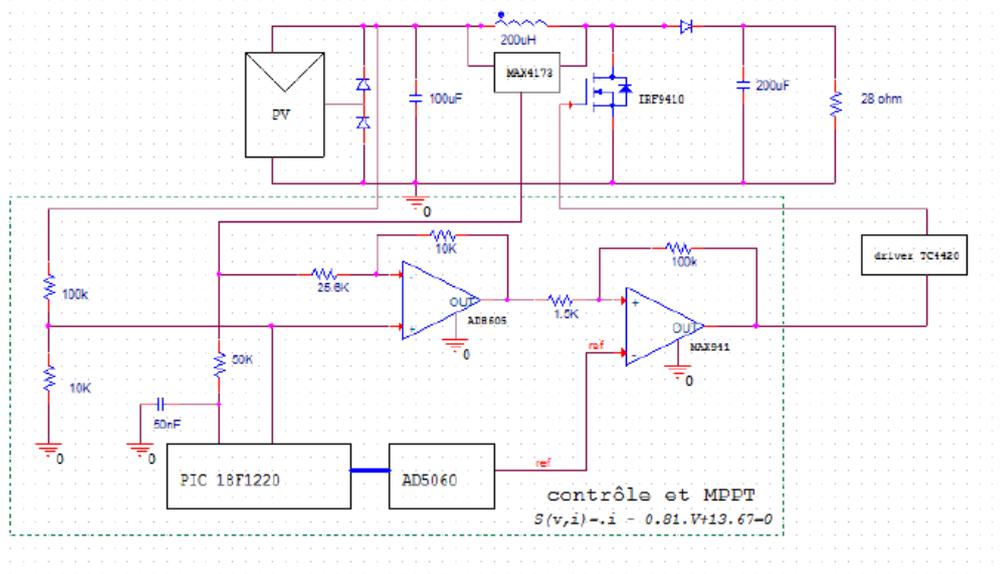


Figure 7 : Schéma du convertisseur DC-DC intégrant un contrôle MPPT extrême en mode de glissement.

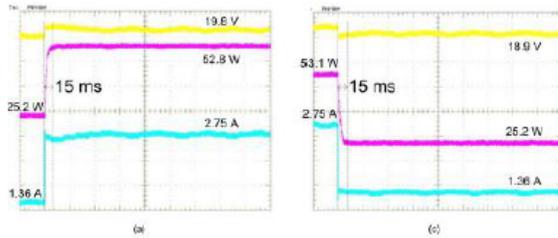


Figure 8 : Convergence du MPPT extrême en mode de glissement en réponse à :
 (a) une augmentation brusque de la valeur de l'ensoleillement ;
 (b) une diminution brusque du valeur d'ensoleillement.
 [en jaune : V_v (2 V/div) – en bleu I_v (0.5 A/div) – en rose : P_o (10 W/div) – échelle : 40 ms/div]

P-V. Le courant initial est faible ($0.85 A$) et converge vers sa valeur équivalente au point de puissance maximale ($2.73 A$). La tension reste stable pendant la transition.

La figure 10 présente la convergence à partir d'un court-circuit. Le signal ref est initialement très petit comparé à sa valeur équivalente au point de puissance maximale (où $ref = 0$). Le système est ainsi initialisé à la partie

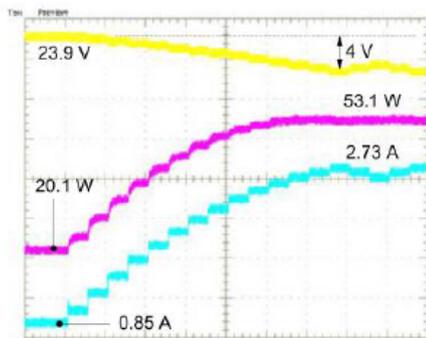


Figure 9 : Convergence du MPPT extrême par contrôle en mode de glissement à partir d'un circuit ouvert, pour analyse de stabilité
 [en jaune : V_v (5 V/div) – en bleu : I_v (0.5 A/div) - en rose : P_o (10 W/div) , échelle du temps : 40 ms/div]

gauche de la caractéristique P-V. La tension V_v initiale est faible ($3,6 V$) et converge vers le point de puissance maximale ($20,2 V$). Le courant est presque constant pendant la transition.

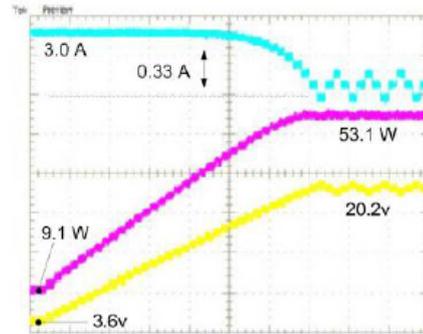


Figure 10 : Convergence du MPPT extrême par contrôle en mode de glissement à partir d'un court-circuit, pour analyse de stabilité
 [en jaune : V_v (5 V/div) – en bleu : I_v (0.2 A/div)- en rose : P_o (10 W/div) , échelle du temps : 100 ms/div]

Interprétations des résultats

La rapidité de convergence est atteinte à partir d'une sélection optimale de la pente de la surface de glissement, à partir de l'Eq.(2). Après une variation d'ensoleillement, si la surface de commutation est à proximité de la nouvelle MPP, la convergence est assurée à 90% à partir de la partie matérielle de la boucle de contrôle. Le système glisse le long de la surface de commutation de l'ancienne valeur caractéristique du module PV vers la nouvelle valeur toujours à proximité de la nouvelle MPP. La puissance à la sortie s'approche de sa valeur précédente plus rapidement grâce à la partie matérielle. La convergence vers la valeur exacte du MPP est assurée par l'algorithme MPP. Ceci est présenté à la Fig. 8(a) où, le courant continue de s'accroître en suivant la réponse initiale.

La stabilité est facilement atteinte avec le contrôle en mode de glissement, et est garantie sur tout l'ensemble des tensions du module PV. Après estimation de la pente optimale, la stabilité autour de la surface de commutation doit être analysé. Le contrôleur en mode de glissement peut fonctionner sur l'ensemble de la courbe caractéristique. La stabilité est maintenue lorsque la source PV est équivalente à une source de courant (partie gauche) ou source de tension (partie droite). Le système est forcé à converger sur la partie droite et la partie gauche de la courbe

P-V, et vérifie la stabilité sur plusieurs points de fonctionnement. Ceci peut être confirmé par cas suivant l'analyse théorique de stabilité (Eq.14) et par la simulation. Le système est stable sur tous les points de fonctionnement de la courbe caractéristique du module PV.

VI. Conclusion

Cet article présente un MPPT extrême basé sur le contrôle en mode de glissement. Une surface de commutation linéaire est choisie pour notre système en raison de la facilité de mise en œuvre. Elle est représentée par une droite dont les paramètres sont définis par la sortie de l'algorithme MPPT et la pente est déterminée de façon à optimiser la performance du système.

Le MPPT par contrôle en mode de glissement présente deux avantages majeurs : un suivi rapide en réponse à un changement brusque d'ensoleillement, et une stabilité dans l'ensemble des points de fonctionnement de la courbe caractéristique PV. La convergence vers la puissance maximale est accélérée d'un ordre de grandeur grâce à la boucle de contrôle. Ceci est accompli par une sélection optimale de la surface de commutation. Le contrôleur peut, en outre, fonctionner comme une source de tension ou une source de courant, et maintient sa stabilité à travers la courbe caractéristique PV.

En considérant le suivi de puissance maximal comme un problème d'optimisation dans l'étage de conversion d'un système photovoltaïque, les principales caractéristiques de ce système se résument par : sa facilité d'implémentation, les performances qui peuvent être validés théoriquement ainsi que la stabilité. Le système s'avère être plus rapide en suivi du MPP comparés aux autres méthodes basées sur les paramètres.

VII. Références

- [1] T. Esmar and P. L. Chapman, « Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques », in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.22, No. 2, June 2007, pp. 439- 449.
- [2] V. Sals, E. Olias, A. Barrado, A.Lazaro , « Review of the maximum power point tracking algorithms for stand- alone photovoltaic systems », *Solar Energy & Solar Cells* 90 , 2006, pp 1555-1578.
- [3] D. Shmilovitz, "On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 239-248, Mar. 2005.
- [4] L.V. Hartmann, M.A. Vitorino, M.B.R. Correa, AM.N. Lima, "Combining Model-Based and Heuristic Techniques for Fast Tracking the Maximum-Power Point of Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2875-2885, Jun. 2013.
- [5] M. Veerachary, T. Senjyu, K. Uezato, "Voltage-based Maximum Power Point Tracking Control of PV System," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 38, no. 1, pp. 262-270, Jan. 2002.
- [6] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, "A Novel Adaptive P&O MPPT Algorithm Considering Sudden Changes in the Irradiance," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 602-610, Sep. 2014.
- [7] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, Jul. 2005.
- [8] R. Faraji, A. Rouholamini, H.R. Naji, R. Fadaeinedjad, M.R. Chavoshian, "FPGA-based real time incremental conductance maximum power point tracking controller for photovoltaic systems," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 5, pp. 1294-1304, May 2014.
- [9] A. Safari, S. Mekhilef, "Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1154-1161, Apr. 2011.
- [10] Y. Zou, Y. Yu, Y. Zhang, J. Lu, "MPPT Control for PV Generation System Based on an Improved Initial Condition Algorithm," *Procedia Engineering*, vol. 20, pp. 105-109, 2012.
- [11] A. El Khateb, N. Abd Rahim, J. Selvaraj, M.N. Uddin, "Fuzzy-Logic-Controller-Based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2349-2358, Jul. 2014.
- [12] F. Chekired, C. Larbes, D. Rekioua, F. Haddad, "Implementation of a MPPT Fuzzy Controller for Photovoltaic Synthesis on FPGA Circuit," *Energy Procedia*, vol. 6, pp. 541-549, 2011.

- [13] Y. Levron, D. Shmilovitz, "Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Circuits and Syst. I: Regular Papers*, vol. 60, no. 3, pp. 724-732, Mar. 2013.
- [14] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "A Fast Current-Based MPPT Technique Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1168-1178, Mar. 2013.
- [15] AH. Alqahtani, V.I. Utkin, "Self-optimization of photovoltaic system power generation based on sliding mode control," in *Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electron. Society (IECON)*, 2012, pp. 3468-3474.

IMPLEMENTATION OF FPGA BASED SPWM CONTROLLER FOR SINGLE PHASE SOLAR INVERTER

Ramanantsihoarana H. Nathalie¹, Rastefano Elisée²

¹ PhD Student, Dept. Embedded System, Instrumentation and Electronic System Modeling, Doctoral School of Science and Technics of Engineering and Innovation, University of Antananarivo, Madagascar

² Professor, Dept. Embedded System, Instrumentation and Electronic System Modeling, Doctoral School of Science and Technics of Engineering and Innovation, University of Antananarivo, Madagascar

ABSTRACT

This paper presents the implementation of an efficient FPGA based SPWM control, for a single phase off-grid solar inverter. The principle and algorithm of SPWM is presented followed by the structure of the design of the SPWM. The proposed design is flexible allowing the change of the SPWM switching frequency and modulation index externally. The SPWM is intended to be implemented in a single chip FPGA, in order to reduce the complexity of the control of the inverter and reducing cost. The VHDL language is used to model the system and simulation is carried out using ModelSim 10.1c and Xilinx Vivado ISE Design Suite 14.7.

Keyword: SPWM, FPGA, Single Phase Inverter, VHDL

1. INTRODUCTION

Photovoltaic (PV) systems produce clean electrical energy since they can be dimensioned for a wide range of power ratings in both stand-alone and grid-connected applications. A typical PV system is composed by a PV array, a DC/DC converter to transform the power provided by the PV source and an inverter. The function of an inverter is to convert the DC voltage to a symmetric AC output voltage of desired magnitude frequency. The output voltage can be varied either by varying the DC input voltage or by controlling the gain of the inverter with Pulse Width Modulation (PWM). The Pulse Width Modulation (PWM) is a technique which is characterized by the generation of constant amplitude pulse by modulating the pulse duration by modulating the duty cycle. Analog PWM control requires the generation of both reference and carrier signals that are feed into the comparator and based on some logical output, the final output is generated. The reference signal is the desired signal output maybe sinusoidal or square wave, while the carrier signal is either a sawtooth or triangular wave at a frequency significantly greater than the reference.

The output voltage waveforms of ideal inverters should be sinusoidal, however the practical inverters will have non-sinusoidal waveforms due to harmonics. Sinusoidal PWM (SPWM) is practically used in power conversion applications due to its simplicity in implementation. SPWM techniques are characterized by constant amplitude pulses with different duty cycle for each period. The width of these pulses are modulated to obtain inverter output voltage control and to reduce its harmonic content.

From the literatures, a comparison between DSP and FPGA based control capabilities for PWM power converters has been demonstrated and given that the FPGA based digital control is better than the DSP [1][2][3]. Most of the SPWM controllers are implemented with a host processor to perform arithmetic computations and an FPGA to generate PWM gating signals. The signal processing is a key issue in the performance of a digital system to achieve a single chip solution with reduced FPGA resource utilization.

The SPWM architecture proposed here minimize the use of host processor and reduce FPGA resource utilization.

2- PRINCIPLE AND ALGORITHM OF SPWM

2.1. Sinusoidal Pulse Width Modulation

The switches in the power source inverter (see Fig. 1) can be turned on and off as required. The sinusoidal pulse width modulation is widely used in power electronics to digitize the power so that a sequence of voltage pulses can be generated by the ON and OFF of the power switches. This technique reduces power loss, produce high accuracy of output waveform, and easy to implement.

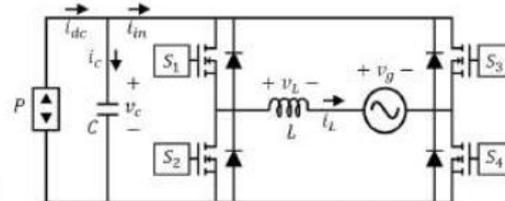


Fig-1: H-bridge inverter

In the most straightforward implementation, generation of the desired output voltage is achieved by comparing the desired reference waveform (modulating signal) with a high-frequency triangular 'carrier' wave as presented in Fig.2. Depending on whether the signal voltage is larger or smaller than the carrier waveform, either the positive or negative DC voltage is applied at the output. Over the period of one triangle wave, the average voltage applied to the load is proportional to the amplitude of the signal (assumed constant) during this period [4].

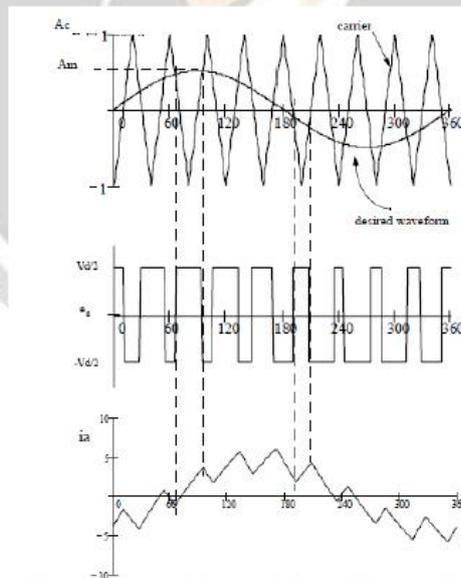


Fig -2: Principle of Sinusoidal Pulse Width Modulation

The resulting chopped square waveform contains a replica of the desired waveform in its low frequency components, with the higher frequency components being at frequencies of a close to the carrier frequency. The root

mean square value of the AC voltage waveform is still equal to the DC voltage, and the total harmonic distortion is not affected by the PWM process.

The harmonic components are merely shifted into the higher frequency range and are automatically filtered due to inductances in the ac system.

When the modulating signal is a sinusoid of amplitude A_m , and the amplitude of the triangular carrier is A_c , the ratio $M=A_m/A_c$ is known as the modulation index. Note that controlling the modulation index therefore controls the amplitude of the applied output voltage. With a sufficiently high carrier frequency, see Fig. 3 drawn for $f_c/f_m = 48$ and $t = L/R = T/3$; T = period of fundamental, the high frequency components do not propagate significantly in the load due the presence of the inductive elements. However, a higher carrier frequency does result in a larger number of switching per cycle and hence in an increased power loss. Typically switching frequencies in the 2-15 kHz range are considered adequate for power systems applications.

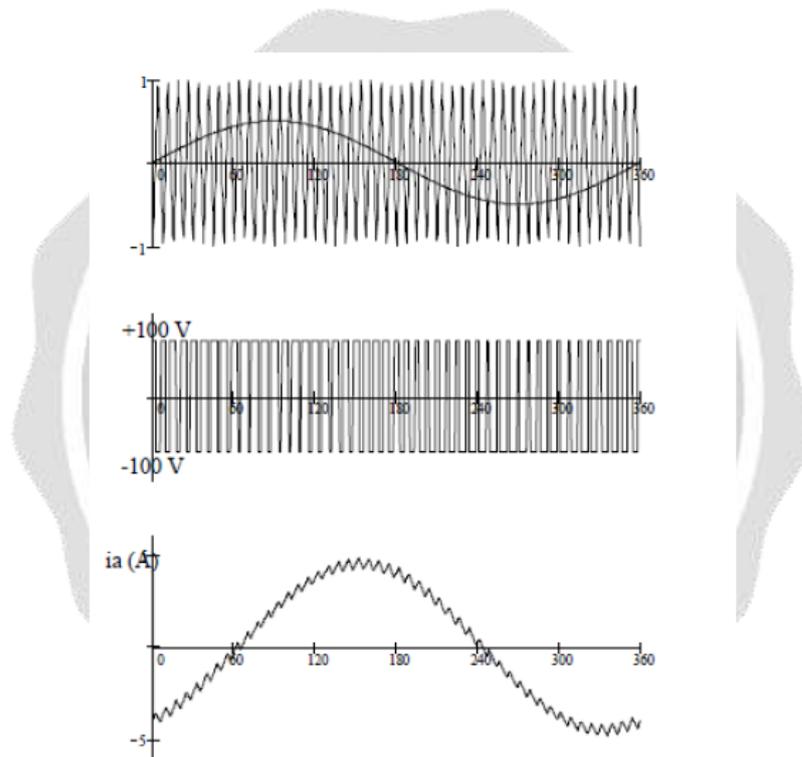


Fig-3: SPWM with $f_c/f_m=48$, $L/R=T/3$

The process works well for $m \leq 1$. For $m > 1$, there are periods of the triangle wave in which there is no intersection of the carrier and the signal as in Fig. 4. However, a certain amount of this "over modulation" is often allowed in the interest of obtaining a larger AC voltage magnitude even though the spectral content of the voltage is rendered somewhat poorer.

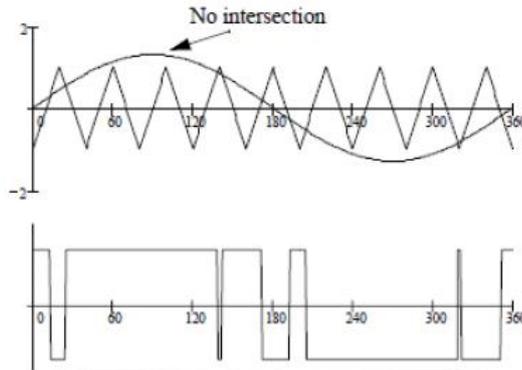


Fig -4: Over modulation $m=1.3$

2.2. Algorithm of SPWM

Step 1: Generate the sinusoidal signal reference using

$$V_{sin} = A_m \sin \omega t \tag{1}$$

The frequency that the sine wave will be modulated can be calculated from the following formula [5]:

$$f(step) = \frac{step}{T_s \times 2^n} \tag{2}$$

where, $f(step)$ = desired frequency, T_s = the time period between each update i.e. the PWM period, n = the number of bits in the counter register and, $step$ = the step size used.

Step 2: Generation of triangular carrier wave with desired f_s .

Step 3: Comparator function of the sinusoidal and triangular waves, i.e. the intersections between the reference voltage and the carrying wave gives the time of opening and closing instants of the switches.

2.3. Switching strategy for single phase inverter

The unipolar operation of an H-bridge inverter is obtained forcing a leg to switch at high frequency while the other one switches at lower frequency. Also, it is possible to switch the high side switches of both legs at high frequency while the low side switches commute at lower frequency [5].

The power switches of the converter are set to the on or off state according to the result of the SPWM generator. The SPWM technique is used to adjust the inverter output voltage, amplitude and frequency to the desired value. In this technique the generated pulses are either positive or negative during each half period of the SPWM signal, V_{SPWM} .

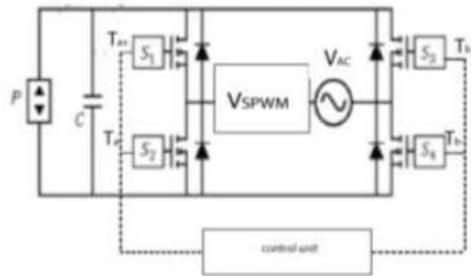


Fig-5: Switching strategy for single phase H-bridge inverter

3. IMPLEMENTATION OF THE SPWM CONTROLLER

The implementation of the SPWM controller is shown in Fig-5. The internal modules of the architecture consist of five modules. The system architecture is based on 8-bit fixed point arithmetic. Each module is described with VHDL for simulation and implementation.

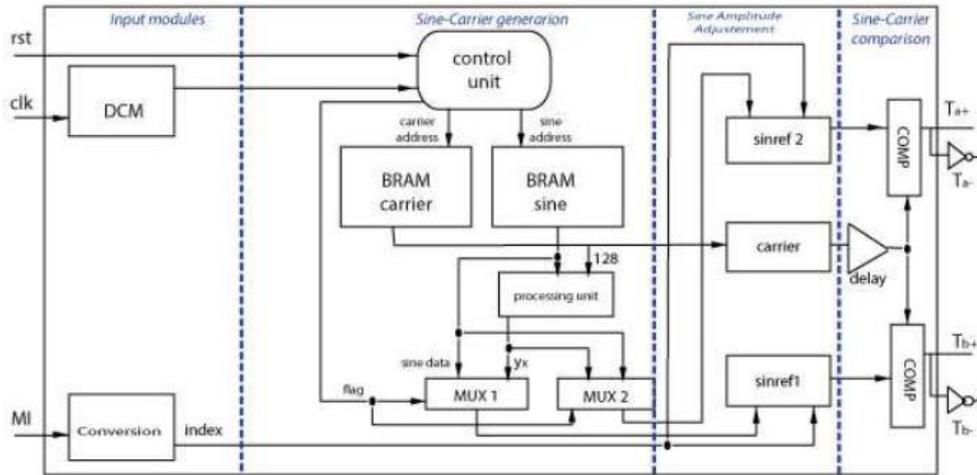


Fig -5: Block diagram of the hardware implementation of the SPWM controller

3.1. Digital Clock Manager

With the FPGA development board, a common clock of 10 MHz is provided by the oscillator. But, the operation speed or clock for each module in the design is varying. Therefore clock generator, takes as input the FPGA's clock and produces a new one that allows the whole system to operate in the desired switching frequency. This clock generator consists of a Digital Clock Manager (DCM). The DCM plays the role of exactly adapting the external clock to the desired switching frequency by either increasing or decreasing the corresponding FPGA clock frequency.

3.2. Modulation index

The input of the system is the modulation index in single precision floating point arithmetic, while the system architecture is based on 8-bit fixed point arithmetic. The modulation index (MI) is taken as input which ranges from 0 to 1. This value is converted to fixed point arithmetic. Assuming there is an n-bit wide architecture, the equation to convert a floating point value to a given fixed-point architecture is given by (3).

$$Y_M = M * (2^{n-1}) + (2^{n-1}) \tag{3}$$

3.3. Sine-Carrier Module

The third module consists of the control unit, two BRAMs, which contain the sinusoidal and the triangular values, respectively and two multiplexers which produce the two reference sine-waves either on a positive, or a negative cycle.

Block RAM (BRAM) is internal storage which is embedded inside the chip of FPGA for potential application like local storage, buffers, stack. BRAM offers advantages over off-chip memory, such as reducing the number of chips required to implement the system, faster clock rate as external pins and PCB tracks are not needed to access memory, saving of pins of the chip as no external address or data bus is required.

In order to minimize the FPGA resource utilization, the memories were organized as follows; both the sinusoidal and the triangular pulses were sampled and quantized with the same sampling frequency, in order to produce the discrete values used for the BRAMs initialization over the corresponding sampling period. The sinusoidal memory contains the values of the first quarter of the sine-wave period. The values of the sine-wave in the other three quarters are calculated by mirroring and inverting the values of the first quarter. The carrier memory contains the values of one period of the triangular wave.

The sine-wave and the carrier BRAMs operate as lookup tables (LUTs). A LUT is a set of memory locations which contains some precalculated value. The memory locations of a sine LUT store binary value which are calculated using the following relation at different angle ω :

$$LUT(n) = A * \sin \omega \quad (4)$$

where n is memory word length used for LUT. The angular resolution $\Delta\omega$ for an LUT with memory words equal to L is given by:

$$\Delta\omega = \omega(i) - \omega(i-1) = \frac{2\pi}{L} \quad (5)$$

where i varies from 0 to $L-1$. When input clock frequency is fixed, varying L produces sinusoid of different frequency. Angle ω at any sample instance can be expressed as:

$$\omega(i) = \Delta\omega * i \quad (6)$$

Substituting $\omega(i)$ in (4), we get:

$$LUT(n) = A * \sin \frac{2\pi}{L} * i \quad (7)$$

The resolution can be varied by changing L . The amplitude of output waveform depends on 'A'.

The control unit also produces a flag signal, which is responsible for the retrieval of the sine wave values on a negative cycle. The sinusoidal-wave BRAM is scanned up and down four times, since this memory contains only the first quarter of a sinusoidal period. Memory up/down counting determines the value of the flag signal. When the flag is set to 0, the multiplexer outputs the data read from the sinusoidal memory (Sine Data). Otherwise, the multiplexer outputs the sinusoidal values on the negative cycle that correspond to the values read from the memory after processing [Negative Value (y)]. The conversion of the positive values stored in the sinusoidal memory to the corresponding negative values is performed according to the following equation:

$$Y_x = X - [(X - 2^{n-1}) * 2] \quad (8)$$

Where X is the positive value stored and n is the digital word length ($n=8$ in the proposed architecture). The second multiplexer is used for the production of the second reference Sine-wave operating exactly on the opposite mode from the one analyzed above.

3.4. Sinusoid Reference Generator Module

This module outputs the two reference sinusoidal and triangular values (SineRef1, SineRef2 and CarrierData), respectively, synchronized in every clock cycle over a sinusoidal sampling period. The adjustable amplitude sine

subsystem, takes as input the reference sinusoidal values ["SineRef (y)"] produced by the subsystems described above and generates a sinusoidal digital signal ["sineAdjustable (x)"], with amplitude adjustable according to the modulation index value, which is also input of this subsystem.

The phase legs of the inverter have to be protected from short circuit. Therefore, a programmable delay-time is introduced in the designed SPWM architecture. The turn-off time of power devices is usually longer than its turn-on time, and, therefore, an appropriate delay time must be inserted between these two gating signals. The length of this delay time is usually about 1.5 to 2 times the maximum turn-off time.

3.5. Comparator Module

The comparison subsystems implement the comparison between the high frequency, constant-amplitude triangular wave, the carrier-wave, with the two low-frequency reference sine-waves of adjustable amplitude, using a simple comparator. The control signals Ta+ and Tb+ of the H-bridge inverter power switches, comprising the SPWM pattern, are generated from the outputs of the corresponding comparators. The output of each comparator is equal to one when the output of the corresponding adjustable amplitude sine subsystem is equal to or greater than the digital value of the carrier signal. Moreover, the inverted SPWM pulses are generated in order to control the inverter power switches Ta- and Tb-.

4. SIMULATION AND DISCUSSION

All the modules are modeled using VHDL in Xilinx Vivado ISE Design Suite 14.7 and the simulation of the design is performed using Modelsim SE to verify the functionality of the design.

4.1. Input waveform

The input of the SPWM generator is the FPGA input clock and produces a new clock signal used by the digital circuits of the proposed SPWM generator, such that the desired SPWM switching frequency F_c is generated. The Digital Clock Manager module adapts the frequency to the desired value. The simulation of clock generator result is shown in Fig-7.

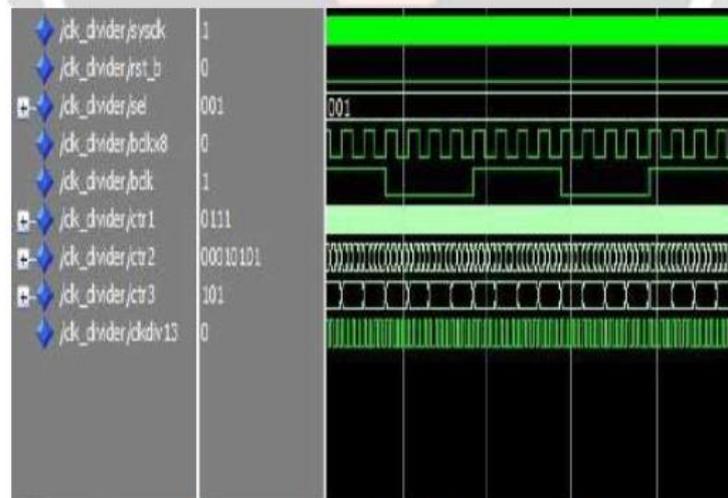


Fig-7: Input waveform (clk , rst and modulation index)

4.2. SPWM output

The SPWM output is generated at the intersection of the sinusoidal and triangular waveforms at certain sampling instants. When the value of each sine-wave is higher than the triangular wave value, the output pulse is set to logical 1, else it is set to logical 0. The Comparison subsystem implements the comparison between the high-frequency constant-amplitude triangular wave (carrier) with the two low-frequency reference sine waves, using two comparators. The control signals s1, s2, s3, and s4 of the single phase inverter power switches are generated from the outputs of the corresponding comparators of this subsystem, thus forming the SPWM wave at the inverter output terminals. The H-bridge inverter control signals S2 and S4 are produced by inverting S1 and S3, respectively.

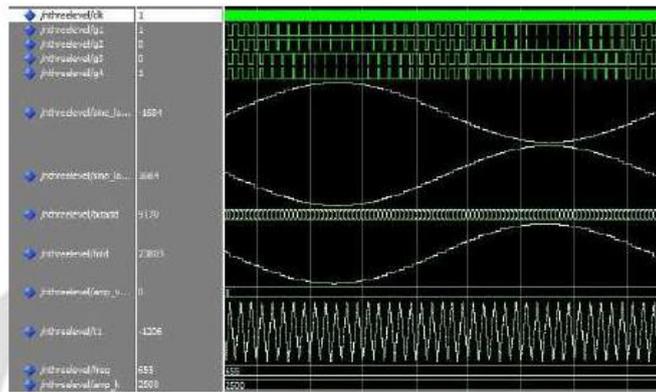


Fig-8: SPWM output waveform

4. CONCLUSION

The single phase SPWM FPGA-based controller for solar inverter is developed. All the modules in the SPWM architecture are designed with VHDL. The developed SPWM is suitable for single chip FPGA implementation for inverter control algorithm. SPWM technique offers multiple advantages, such as low power loss, high accuracy of output waveform. In addition the proposed architecture presented here is easy to implement and reduce the use of host processor and FPGA resource.

5. REFERENCES

- [1] L. Mihalache. "DSP Control Method of Single -Phase Inverters for UPS Applications ". IEEE Trans. On Industry Application. 2002, pp 590-595.
- [2] M.N.Md Isa et al "FPGA Based SPWM Bridge Inverter Published in American journal of Applied Sciences, page 584-586,2007
- [3] R.K. Pongiannan, P. Selvabharathi, N. Yadaiah, "FPGA based three-phase sinusoidal PWM VVVF controller", 1st International Conference on Electrical Energy Systems, pp. 34-39, 2011.
- [4] Matina Lakka, Eftichios Koutroulis, Apostolos Dollas , "An FPGA-based SPWM Generator for High-Frequency DC/AC Inverters", 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications - PACET'12, March 16-18, 2012.
- [5] Muhammad, H. Rashid. Power Electronics Circuits, Devices and Application. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004.

REFERENCES

- [0.1] “Objectif d’énergie durable”, Banque Mondiale
http://www.banquemondiale.org/fr/news/feature/2015/05/18/where-does-the-world-stand-in-reaching-sustainable-energy-objectives?cid=EXT_FBWBFR_D_EXT, Mai 2015
- [1.1] Riordan, C.; Hulstron, R.; « What is an air mass 1.5 spectrum? [Solar cell performance calculations] »; Photovoltaic Specialists Conference, 1990, Conference Record of the Twenty First IEEE; 21-25 May 1990 pp :1085 - 1088 vol.2, Digital Object Identifier 10.1109/PVSC.1990.111784
- [1.2] Edmond Becquerrel ; « Mémoire sur les effets électriques produits sous l’influence des rayons solaires » ; C.R. Acad. Sci., 9 :561-567, 1839.
- [1.3] Emery, K.; Burdick, J.; Caiyem, Y.; Dunlavy, D.; Field, H.; Kroposki, B.; Moriarty, T.; Ottoson, L.; Rummel, S.; Strand, T.; Wanlass, M.W.; Temperature dependence of photovoltaic cells, modules and systems Photovoltaic Specialists Conference, 1996, Conference Record of the Twenty Fifth IEEE, 13-17 May 1996, pp:1275 - 1278
- [1.4] William Shockley and Hans J. Queisser; « Detailed balance limit of efficiency of p-n junction solar cells” journal appl. Phys.32, 510, 1961.
- [1.5] Zaouk, D.; Zaatar, Y.; Khoury, A.; Llinares, C.; Charles, J.-P.; Bechara, J.; Ajaka, M.;« Electrical and optical characteristics of NAPS solar cells of Si (PiN) structure », Environment and Solar, 2000 Mediterranean Conference for 16-17 Nov. 2000, pp:93 – 95
- [1.6] Arno H. M Smets , December 2013, Delftx Course : “ET3034TUX Solar energy”
- [1.7] Chenlei Wang, Hui Zhang, Tihu Wang, Lili Zheng, « Solidification interface shape control in a continuous Czochralski silicon growth system », Journal of Crystal Growth, Volume 287, Issue 2, 25 January 2006, pp: 252-257
- [1.8] Kray, D.; Schumann, M.; Eyer, A.; Willeke, G.P.; Kubler, R.; Beinert, J.; Kleer, G.;“Solar Wafer Slicing with Loose and Fixed Grains”; Photovoltaic Energy Conversion,Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on Volume 1, May 2006, pp: 948–951, Digital Object Identifier 10.1109/WCPEC.2006.279613

- [1.9] Muller, A.; Reinecke, M.; Bachmann, A.; Seifert, C.; Trommer, T.; Schindler, R.; « Towards larger and thinner wafers used in photovoltaic »; Photovoltaic Specialists Conference, 2005. Conference Record of the Thirty-first IEEE, 3-7 Jan. 2005, pp :1019 –1022.
- [1.10] Stephan, U.; Kuske, J.; Frammelsberger, W.; Lechner, P.; Psyk, W.; Schade, H.; « Large area deposition technique for PECVD of amorphous silicon [solar cells] », Photovoltaic Specialists Conference, 1997., Conference Record of the Twenty-Sixth IEEE 29 Sept.-3 Oct. 1997, pp :647 – 650, Digital Object Identifier 10.1109/PVSC.1997.654172.
- [1.11] Osterwald, C.R.; Adelstein, J.; Cueto, J.A.D.; Kroposki, B.; Trudell, D.; Moriarty, T.; « Comparison of Degradation Rates of Individual Modules Held at Maximum Power » Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on, Volume2, May 2006, pp:2085-2088 Digital Object Identifier 10.1109/WCPEC.2006.279914
- [1.12] Ki Hwan Kim; Min Sik Kim; Byung Tae Ahn; Jae Ho Yun; Kyung Hoon Yoon; « Improvement of CIGS microstructure and its effect on the conversion efficiency of CIGS solar cells »; Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on Volume1, May 2006, pp : 575–578, Digital Object Identifier 10.1109/WCPEC.2006.279521
- [1.13] W. Herrman, W. Wiesner, W. Vaaben, « Hot spot investigations on PV modules – New concepts for a test standard and consequences for module design with respect to bypass diodes », 26th PVSC, Sept. 30 – Oct. 1997, Anaheim, CA.
- [1.14] M. C. Alonso-Garcia, J. M. Ruiz, F. Chenlo, « Experimental study of mismatch and shading effects in the I-V characteristic of a photovoltaic module », Solar Energy Materials & Solar Cells Volume 90, Issue 3, 15 February 2006, pp: 329-340.
- [1.15] A. Kajihara, T. Harakawa ; « Model of photovoltaic cell circuits Under partial shading », Industrial Technology, 2005. ICIT 2005, 14-17 Dec. 2005, pp: 866 – 870
- [1.16] A.B. Rabii, M. Jraidi and A.S. Bouazzi; « Investigation of degradation in field-aged photovoltaic modules », 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, May 11-18, 2003.

- [1.17] T.Y Kim, H.G. Ahn, S.K. Park, Y.K. Le, « A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation », IEEE International Symposium on, vol.2, pp.1011-1014, Jun. 2001.
- [1.18] S. Lefebvre, F. Miserey, “Composants à semiconducteur pour l’électronique de puissance”, Editions TEC & DOC, ISBN : 2-7430-0719-2, Lavoisier 2004.
- [1.19] R. W. Erickson, D. Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics”, 2nd edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [1.20] A. Cid Pastor, “ Conception et réalisation de modules photovoltaïques électronique », Thèse de Doctorat de l’INSA Toulouse, Sept. 2006
- [1.21] A.T. Singo, “Système d’alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l’habitat énergétiquement autonome”, thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010
- [1.22] “AURORA MICRO-0.3-I. Power –one, disponible sur : www.power-one.com
- [1.23] “DGM-460 Utility grade grid tie micro-inverter,” Direct Grid Technologies, disponible sur : www.directgrid.com
- [1.24] “Emphase M215 Microinverter,” Emphase, disponible sur: www.emphase.com
- [1.25] “SMI-S200W-72, SMI-S240W-72 Enecsys Micro Inverters,” Enecsys, disponible sur: www.enecsys.com
- [1.26] “i-Microinverter GT-260,” iEnergy, disponible sur: www.i-energy.com.tw
- [1.27] “INVOLAR MAC250 Photovoltaic Micro-Inverter, Installation and Operation Manual,” INVOLAR Microinverters, disponible sur : www.involar.net/involarWeb/
- [1.28] ““Solarbridge phanteon” microinverter,” SolarBringe Technologies, disponible sur: www.solarbridgetech.com
- [1.29] “Solar Europa’s Micro-inverter Model EURO250,” Solar Europa, disponible sur: www.solareuropainternational.com
- [1.30] “SPARQ’s 190-Watt Microinverters,” Sparq Systems Inc., disponible sur : www.sparksys.com

- [1.31] “SunSine 200 AC Module: The ultimate All-in-One Solar Solution,” GreenRAY, disponible sur : www.greenraysolar.com
- [1.32] “Replus-250 User Manual,” ReneSola., disponible sur: www.renesola.com
- [1.33] “APS M1A-SAA Grid-connected Microinverter,” Altenergy Power System Inc., disponible sur : www.APSmicroinverter.com
- [1.34] “Siemens Microinverter System,” Siemens Industry Inc., disponible sur www.usa.siemens.com/microsolar
- [1.35] “ABB micro inverter system MICRO-0.25/0.3/0.3HV-I-OUTD 0.25kW to 0.3kW,” ABB Solar Inverters, disponible sur : www.abb.com/solarinverters
- [1.36] “AEconversion Micro-Inverter Product Overview,” AE Conversion GmbH & Co. KG, disponible sur: www.aeconversion.de
- [1.37] H. A. Sher, K.E. Addoweesh, “Micro-inverters - Promising Solutions in Solar Photovoltaics,” *Energy for Sustainable Development*, vol. 16, pp. 389-400, Dec. 2012.
- [1.38] P. P. Barker and James M. Bing, “Advances in Solar Photovoltaic Technology: An Applications Perspective,” in *Proc. IEEE Power Engineering Soc. General Meeting, 2005*, vol. 2, pp. 1955-1960.
- [1.39] B. Burger, D. Kranzer, “Extreme High Efficiency PV-Power Converters,” in *Proc. 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE)*, 2009, pp.1-13.
- [1.40] C. Rodriguez, G.A.J. Amaratunga, “Energy control for long lifetime photovoltaic ac module inverter,” in *Proc. 37th IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC)*, 2006, pp.1-6.
- [1.41] H. Haibing, S. Harb, N.H. Kutkut, Z.J. Shen, I. Batarseh, “A Single-Stage Microinverter Without Using Electrolytic Capacitors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2677-2687, Jun. 2013.
- [1.42] Y. Levron, D. Shmilovitz, “Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control,” *IEEE Trans. Circuits and Syst. I: Regular Papers*, vol. 60, no. 3, pp. 724-732, Mar. 2013.

- [1.43] A.H. Alqahtani, V.I. Utkin, “Self-optimization of photovoltaic system power generation based on sliding mode control,” in Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electron. Society (IECON), 2012, pp. 3468-3474.
- [1.44] J.A. Morales-Saldaña, R. Loera-Palomo, E. Palacios-Hernández, J.L. González-Martínez, “Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2,” IET Power Electron., vol. 7, no. 1, pp. 11-22, 2014.
- [1.45] O. Lopez-Santos, L. Martinez-Salamero, G. Garcia, H. Valderrama-Blavi, T. Sierra-Polanco, “Robust Sliding- Mode Control Design for a Voltage Regulated Quadratic Boost Converter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. PP, no. 99, pp. 1-15, 2015.
- [2.1] A.H. Alqahtani, V.I. Utkin, “Self-optimization of photovoltaic system power generation based on sliding mode control,” in Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electron. Society (IECON), 2012, pp. 3468-3474.
- [2.2] A.F.Boehinger, « Self-adaptative DC converter for solar spacecraft power supply », IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems, pp. 102-111, 1968.
- [2.3] T. ESRAM, P. L. Chapman, “Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques”, IEEE Transactions On, Energy Conversion, Vol. 22, pp. 439- 449, Jun. 2007.
- [2.4] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo and M. Vitelli, “Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.20, No. 4, pp. 16-19, Mar. 2004.
- [2.5] W. Xiao, W. G. Dunford, “A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Vol. 3, pp. 1957-1963, Jun. 2004.
- [2.6] J. H. Lee, H. B. Bo, H. Cho, “Advanced incremental conductance MPPT algorithm with a variable step size”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 12th International, pp. 603-607, Aug. 2006.

- [2.7] J. Ghaisari, M. Habibi, A. Bakhshai, "An MPPT controller design for photovoltaic (PV) system based on the optimal voltage factor tracking", IEEE Electrical Power Conference, EPC 2007, pp. 359-362, Oct. 2007.
- [2.8] N. Toshihiko, S. Togashi and N. Ryo, "Short-current Pulse based Maximum Power Point Tracking Method for Multiple Photovoltaic-and-Converter Module System", IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 217-223, Feb. 2002.
- [2.9] B. M. Wilamowski and X. Li, "Fuzzy system based maximum power point tracking for PV systems", 28 th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 2002, Vol. 4, pp. 3280-3284, Nov. 2002.
- [2.10] T. Hiyama, S. Kouzuma, T. Imakubo, T. H. Ortmever, "Evaluation of neural network based real time maximum power tracking controller for PV system", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 10, pp. 543-548, Sept. 1995.
- [2.11] D.Sera, T.Kerekes, R. Teodorescu, F. Blaadjern, « Improved MPPT Algorithms for rapidly changing environmental conditions », Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 12th International, pp.1614-1619, Aug. 2006.
- [2.12] J.H.Lee, H. B. Bo, H. Cho, « Advanced Incremental Conductance MPPT algorithm with a variable step size », Power Electronics and motion control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 1éth International , pp 603-607 , Aug. 2006.
- [2.13] W.Xiao, W.G Dunford, « A modified adaptative Hill Climbing MPPT method for photovoltaic power systems », IEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Vo.3,pp.1957-1963, Jun.2004.
- [2.14] H.Koizumi, K.Kurokawa, « Plane division maximum power point tracking method for PV module integrated converter », Industrial Electronics 2006, IEEE International Symposium On, Vol. 2, pp. 1265-1270, Jul. 2006.
- [2.15] C. Alonso, M. F. Shraif, A. Martinez, Brevet CNRS, US 2005099166, "Power converter control for automatic maximum power point tracking".
- [2.16] A. Cid-Pastor, "Conception et réalisation de modules photovoltaïque électronique", Thèse Université Paul Sabatier, Toulouse 2006.

- [2.17] M. Krstic, "Performance improvement and limitation in extremum seeking control", *System & Control Letters*, 39, pp. 313-326, 2000.
- [2.18] Y. Levron, D. Shmilovitz, "Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Circuits and Syst. I: Regular Papers*, vol. 60, no. 3, pp. 724-732, Mar. 2013.
- [2.19] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "A Fast Current-Based MPPT Technique Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1168-1178, Mar. 2013.
- [2.20] AH. Alqahtani, V.I. Utkin, "Self-optimization of photovoltaic system power generation based on sliding mode control," in *Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electron. Society (IECON)*, 2012, pp. 3468-3474.
- [3.1] HansRuedi Bühler – Réglage de systèmes d'électronique de puissance – Volume 1: Théorie, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes , 2006.
- [3.2] Gaubert J. P. – Nouvelles structures de convertisseurs continu-continu sans transformateur à rapport de transformation élevé - Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 1992
- [3.3] M. Das and V. Agarwal, "A novel, high efficiency, high gain, front end DC-DC converter for low input voltage solar photovoltaic applications," *38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electron. Society (IECON)*, pp. 5744-5749, 25-28 Oct. 2012.
- [3.4] W-Y. Choi, J-S. Yoo and J-Y. Choi, "High efficiency dc-dc converter with high step-up gain for low PV voltage sources," *IEEE 8th Int. Conf. on Power Electron. and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 1161-1163, Jun.3 2011.
- [3.5] L-S. Yang, T-J. Liang, H-C. Lee, J-F. Chen, "Novel High Step-Up DC-DC Converter With Coupled-Inductor and Voltage-Doubler Circuits," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4196-4206, Sept. 2011.

- [3.6] K-B. Park, G-W. Moon, M-J. Youn, “Nonisolated High Step-up Boost Converter Integrated With SEPIC Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2266-2275, Sept. 2010.
- [3.7] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, “Transformerless DC-DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio,” in *proc. of the Int. Symp. On Circuits and Systems, (ISCAS)*, vol. 3, pp. 435- 438, 25-28 May 2003.
- [3.8] F.H. Dupont, C. Rech, R. Gules and J.R. Pinheiro, “Reduced-order model and control approach for the boost converter with a voltage multiplier cell,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3395-3404, Jul. 2013.
- [3.9] S. Lee, P. Kim and S. Choi, “High step-up soft-switched converters using voltage multiplier cells,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3379-3387, Jul. 2013.
- [3.10] R.W. Erickson, and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2th. Edition. Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [3.11] H. Matsuo and K. Harada, “The cascade connection of switching regulators”, *IEEE Trans. Indust. Applic.* Vol .3, no 2, pp. 192-198, Mar. 1976.
- [3.12] M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutierrez, and J.A. Morales-Saladaña, “Modeling and analysis of switch –mode cascade converters with a single active switch“, *IET Power Electron.*, 2008, vol. 1, no. 4, pp. 478-487.
- [3.13] P. Yang, J. Xu, G. Zhou, S. Zhang, “A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress,” in *proc. of the 7th Int. Power Electron. and Motion Control Conf. (IPEMC)*, vol. 2, pp. 1164-1168, 2-5 Jun. 2012.
- [3.14] O. Lopez-Santos, L. Martinez-Salamero, G. Garcia, H. Valderrama-Blavi, T. Sierra-Polanco, “Robust Sliding-Mode Control Design for a Voltage Regulated Quadratic Boost Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.30, no. 4, pp. 2313-2327, Apr. 2015.

- [3.15] R. Kadri, J-P. Gaubert, G. Champenois, M. Mostefai. "Performance Analysis of Transformless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems," in proc. of the XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM). pp. 1-7. 2010.
- [3.16] D. Lascu, M. Lascu, I. Lie, M. Tanase. "A new Quadratic Boost Converter with PFC Applications," in proc. Of the 10th WSEAS International Conference on Circuits. pp. 223-228. 2006.
- [3.17] E. Mamarelis, G. Petrone and G. Spagnuolo, "Design of a Sliding-Mode-Controlled SEPIC for PV MPPT Applications," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 61, no. 7, pp. 3387-3398, Jul. 2014.
- [3.18] H. Sira-Ramirez and M. Rios-Bolivar, "Sliding mode control of DC-to-DC power converters via extended linearization," IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Appl., vol. 41, no. 10, pp. 652-661, Oct 1994.
- [3.19] S.-C. Tan; Y.M. Lai and C.K. Tse, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 3, pp. 1160-1174, Mar. 2008.
- [3.20] Y. He and F.L. Luo, "Sliding-mode control for dc-dc converters with constant switching frequency," IEE Proc.Control Theory and Appl. vol. 153, no. 1, pp. 37-45, 16 Jan. 2006.
- [3.21] S. Singer, R.W. Erickson, "Canonical modeling of power processing circuits based on the POPI concept," IEEETrans. Power Electron., vol. 7, no. 1, pp. 37-43, Jan. 1992.
- [3.22] Y-H. Kim, Y.-H. Ji, J-G. Kim, Y-C. Jung, C-Y. Won, "A New Control Strategy for Improving Weighted Efficiency in Photovoltaic AC Module-Type Interleaved Flyback Inverters," IEEE Trans Power Electron., vol. 28, no. 6, pp. 2688-2699, Jun. 2013

- [3.23] F.F. Edwin, X. Weidong, V. Khadkikar, “Dynamic Modeling and Control of Interleaved Flyback Module- Integrated Converter for PV Power Applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1377-1388, Mar. 2014.
- [3.24] Y-H. Kim, S-C. Shin, J-H. Lee, Y-C. Jung, C-Y. Won, “Soft-Switching Current-Fed Push–Pull Converter for 250-W AC Module Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 863-872, Feb. 2014.
- [3.25] D. Cruz Martins and R. Demonti, “Interconnection of a Photovoltaic Panels Array to a Single-phase Utility Line from a Static Conversion System,” in *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 2000, vol.3, pp. 1207-1211.
- [3.26] M. Kusakawa, H. Nagayoshi, K. Kamisako and K. Kurokawa, “Further Improvement of a Transformerless, Voltage-Boosting Inverter for AC Modules,” *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 67, Mar. 2001, Pages 379-387.
- [3.27] W. Yu, J-S. Lai, H. Qian, C. Hutchens, “High-Efficiency MOSFET Inverter with H6-Type Configuration for Photovoltaic Nonisolated AC-Module Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1253- 1260, Apr. 2011.
- [3.28] M. Calais, V. G. Agelidis, L. J. Borle and M. S. Dymond, “A Transformerless Five Level Cascaded Inverter Based Single Phase Photovoltaic System,” in *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, vol. 3, 2000, pp.1173-1178.
- [3.29] Y. Zhou; L. Liu, H. Li, “A High-Performance Photovoltaic Module-Integrated Converter (MIC) Based on Cascaded Quasi-Z-Source Inverters (qZSI) Using eGaN FETs,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2727-2738, Jun. 2013.
- [3.30] J.-W. Choi, Y.-K. Kim, H.-G. Kim, “Digital PLL control for single-phase photovoltaic system,” *IEEE Proceedings*, vol. 153, no. 1, pp. 40-46, Jan. 2006.

- [3.31] S. Golestan, M. Monfared, F.D. Freijedo, J.M. Guerrero, "Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 6, pp. 2167-2177, Jun. 2013
- [3.32] C. Rodriguez, G.AJ. Amaratunga, "Dynamic maximum power injection control of AC photovoltaic modules using current-mode control," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 153, no. 1, pp. 83-87, Jan. 2006.
- [3.33] Krismadinata, N. A. Rahim and J. Selvaraj, "Implementation of Hysteresis Current Control for Single-Phase Grid Connected Inverter," in *7th Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Nov. 2007, pp.1097-1101.
- [3.34] H. M. Kojabadi, B. Yu, I. A. Gadoura, L. Chang, and M. Ghribi, "A Novel DSP-Based Current-Controlled PWM Strategy for Single Phase Grid Connected Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp.985-993, Jul. 2006
- [3.35] M. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.
- [3.36] D. J. Shortt, F. C. Y. Lee, "Improved switching converter model using discrete and averaging techniques," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 19, no. 2, pp. 190-202, Mar. 1983.
- [3.37] R. D. Middlebrook, S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stages," *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, pp. 18–34, 1976.
- [3.38] A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, A. El Aroudi, R. Giral, J. Calvente, R. Leyva, "Synthesis of loss-free resistors based on sliding-mode control and its applications in power processing," *Control Engineering Practice*, vol. 21 no. 5 pp. 689-699. May. 2013.
- [3.39] V.I. Utkin, J. Guldner and J. Shi, *Sliding mode control in electromechanical systems*, CRC Press, 2th. Edition, Taylor and Francis Group, 2009.

[3.40] Harisoa Nathalie Ramanantsihoarana, Elisée Rastefano, « Implementation of FPGA based SPWM controller for single phase solar inverter», IJARIEE, ISSN(O) : 2395-4396, Vol 6, 2016, www.ijarjee.com

[3.41] R.W. Erickson, and D. Maksimovic, Fundamentals of power electronics, 2th. Edition. Massachussets: Kluwer Academic Publishers, 2000.

[4.1] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, “Power Inverter Topologies for Photovoltaic Modules – A Review,” in Conf. Record of the 37th Annual Meeting Industry Application Conf. (IAS), Oct. 2002, vol.2, pp. 782-788

[4.2] M. Calais, V. G. Agelidis, M. S. Dymond, “A cascaded inverter for transformerless single-phase grid-connected photovoltaic systems,” Renewable Energy, vol. 22, pp 255-262, Jan/Mar 2001.

[4.3] A. Cid Pastor, “ Conception et réalisation de modules photovoltaïques électronique », Thèse de Doctorat de l’INSA Toulouse, Sept. 2006

[4.4] Powersim Inc. “Renewable Energy Module PSIM”, www.powersimtech.com , 2017.

[4.5] Microchip Technology Inc., “dsPIC30F4011/4012 Data Sheet High Performance Digital Signal Controllers”, <http://ww1.microchip.com/>, 2005

FICHE DE RENSEIGNEMENTS

Nom: RAMANANTSIHOARANA

Prénoms : Harisoa Nathalie

Adresse: LOT H 7 Miadana Alasora – Antananarivo Avaradrano

Téléphone: +261 34 02 932 00

Email : hari_soa_natha@yahoo.fr



Titre de la thèse:

OPTIMISATION DE RENDEMENT D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE PAR CONVERSION INTEGREE AU NIVEAU DU MODULE

Nombre de pages : 258

Nombre de tableaux : 10

Nombre de figures : 115

Mots clés :

Module Photovoltaïque, Système Photovoltaïque, Convertisseur statique, MPPT Extrême, MPPT ESC, Contrôle par mode glissant, Micro onduleur autonome

Directeur de thèse : Pr. RASTEFANO Elisée

Email : rastefano_el@yahoo.fr

RESUME

Le besoin en production d'électricité à partir des énergies renouvelables pour des sites isolés en réduisant au maximum le coût des installations et d'entretien, tout en assurant un bon rendement a motivé cette étude. Grâce aux convertisseurs de puissance il est possible d'utiliser un dispositif générique qui effectue la conversion des énergies photovoltaïque au plus près des modules photovoltaïque. Ces dispositifs sont appelés micro onduleurs ou convertisseur intégré au niveau du module photovoltaïque. Le micro onduleur est un dispositif de faible puissance alimenté par un module photovoltaïque adapté à une charge alternative. Ce travail est consacré à l'étude d'un micro-onduleur monophasé autonome à deux étages de conversion sans transformateur. La topologie proposée est composé d'un hacheur survolteur quadratique et un onduleur à pont complet en cascade. Le convertisseur extrait en permanence la puissance maximale du module photovoltaïque. L'onduleur à pont complet injecte la puissance extraite par le convertisseur à la charge et assure un niveau élevé de qualité de la puissance délivrée. Le contrôle des deux étages de conversion est basé sur la technique de contrôle par mode glissant, assurant une mise en œuvre simple. Cette stratégie de commande permet aussi d'assurer la fiabilité et un rendement élevé du micro onduleur. Les études théoriques présentées sont validées par une série de simulation.

Mots-clés : Module PV, Système Photovoltaïque, Convertisseur statique, MPPT Extrême, MPPT ESC, Contrôle par mode glissant, Micro onduleur autonome

ABSTRACT

The need of electricity generation from renewable energy on isolated site, while reducing cost and maintenance, and ensuring a high efficiency, motivated this work. Using power converter, it is possible to create a generic device able to convert the photovoltaic energy on PV module level. This device is known as microinverter or module integrated converter. Microinverter is a low power device that converts the DC power from PV module into AC power. This work presents the study of a two stage transformer-less off-grid microinverter. The proposed topology is composed with a quadratic boost converter and an H-bridge converter in cascade. The quadratic boost converter extract the maximum power from the module. The H-bridge converter injects the extracted power to the load and ensures a high power quality. The two stage converter is controlled with sliding mode technique, leading to a simple implementation. The control strategy ensures the reliability and a high efficiency of the microinverter. The theoretical studies are validated through simulation.

Keywords : PV Module, Photovoltaic System, Power converter, MPPT Extremum, MPPT ESC, Sliding mode control, Off-grid microinverter .