

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	27
CHAPITRE 1 CHOIX DU CHARGEUR DE BATTERIE.....	29
1.1 Introduction.....	29
1.2 Caractéristique de la batterie.....	29
1.2.1 La résistance interne de l'accumulateur.....	30
1.2.2 La tension à vide	30
1.2.3 La tension nominale.....	30
1.2.4 La tension de fin décharge	30
1.2.5 La capacité	30
1.2.6 Le taux de décharge et recharge.....	31
1.2.7 Profondeur de décharge	31
1.2.8 Influence des paramètres extérieurs.....	31
1.2.9 Durée de vie et nombre de jour d'autonomie.....	31
1.2.10 Énergie	32
1.2.11 État de charge de l'accumulateur.....	32
1.2.12 Circuit équivalent.....	34
1.3 Étude de l'art des différents accumulateurs existants	35
1.4 Type d'accumulateurs existants.....	36
1.4.1 Accumulateur Pb.....	36
1.4.2 Accumulateur Ni-Cd.....	37
1.4.3 Accumulateur NiMH	38
1.4.4 Accumulateur Li-ion.....	39
1.5 Conclusion	40
CHAPITRE 2 ÉTUDE DES DIFFÉRENTS CHARGEURS DE BATTERIE NON ISOLÉS.....	43
2.1 Introduction.....	43
2.2 Convertisseur Boost.....	44
2.3 Convertisseur Buck.....	54
2.4 Convertisseur Sepic	60
2.5 Convertisseur Bidirectionnel Boost-Buck	66
2.6 Convertisseur Bidirectionnel Buck-Boost	69
2.7 Convertisseur Bidirectionnel Buck-Boost avec tension de sortie négative	71
2.8 Conclusion	73
CHAPITRE 3 ETUDE DE LA TECHNOLOGIE SOLAIRE	75
3.1 Généralités	75
3.1.1 Rappel sur l'énergie solaire	75
3.1.2 L'effet photovoltaïque	77
3.1.3 Historique de la cellule photovoltaïque	78
3.2 La jonction PN	78

3.3	Modélisation d'un panneau (Cellule photovoltaïque).....	80
3.4	Influence du rayonnement solaire et de la température	83
3.5	Différentes techniques du MPPT	84
3.5.1	Perturbation et observation	85
3.5.2	Conductance incrémentale	87
3.6	Conclusions.....	89

CHAPITRE 4 SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTÉ AU RÉSEAU

	ÉLECTRIQUE.....	91
4.1	Schéma électrique global	91
4.2	Modélisation et commande du convertisseur Boost	92
4.3	Commande non linéaire de l'onduleur.....	93
4.3.1	Commande non linéaire simple	94
4.3.1.1	Modélisation dans le plan « abc».....	94
4.3.1.2	Conversion abc/dq du modèle du filtre.....	95
4.3.1.3	Stratégie de la commande de la compensation de la linéarité ...	96
4.3.1.4	Boucles des courants.....	97
4.3.1.5	Boucle de régulation de la tension du bus DC.....	99
4.3.1.6	Extraction des référence harmoniques	101
4.3.2	Commande non linéaire avec le filtre adaptatif Notch	105
4.3.3	Commande non linéaire avec le filtre multi-variable (FMV).....	111
4.3.4	Commande non linéaire sans filtre	116
4.4	Résultats de simulation	119
4.4.1	Commande non linéaire simple	120
4.4.1.1	Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant	120
4.4.1.2	Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant.....	122
4.4.1.3	Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant.....	124
4.4.1.4	Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant	126
4.4.2	Commande non linéaire avec filtre FMV	128
4.4.2.1	Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant	128
4.4.2.2	Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant.....	130
4.4.2.3	Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant.....	132
4.4.2.4	Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant	133
4.4.3	Commande non linéaire avec filtre Notch	135
4.4.3.1	Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant	135
4.4.3.2	Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant.....	137
4.4.3.3	Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant.....	139

4.4.3.4	Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant	141
4.4.4	Commande non linéaire sans filtre	142
4.4.4.1	Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant	142
4.4.4.2	Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant.....	144
4.4.4.3	Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant.....	146
4.4.4.4	Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant	148
4.5	Comparaison de la régulation du bus continu.....	149
4.6	Conclusion	150
	CONCLUSION GÉNÉRALE.....	153
	LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	155

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1 Caractéristiques de l'accumulateur au plomb	37
Tableau 1.2 Caractéristiques de l'accumulateur Ni-Cd	38
Tableau 1.3 Caractéristiques de l'accumulateur NiMH.....	39
Tableau 1.4 Caractéristiques de l'accumulateur Li-Ion.....	40
Tableau 1.5 Comparatif des technologies d'accumulateur utilisé	41
Tableau 2.1 Récapitulatif des convertisseurs utilisés	73
Tableau 3.1 Comparatif des différents types de matériau utilisé pour synthétiser un module PV (Source : Système solaire- Hors série spécial recherche solaire, juillet 2006)	79
Tableau 3.2 Résumé du fonctionnement de l'algorithme P&O	86
Tableau 3.3 Résumé du fonctionnement de l'algorithme Inc&Cond	87
Tableau 4.1 Influence de k sur le THDi.....	114
Tableau 4.2 Classement des commande en fonction de leur performances	150

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Modèle simplifié de l'accumulateur	34
Figure 1.2 Modèle du circuit équivalent de la batterie utilisé dans Matlab/Simulink	35
Figure 2.1 Schéma du convertisseur Boost alimentant une batterie	44
Figure 2.2 Modèle de la batterie utilisé	44
Figure 2.3 Schéma du régulateur PI.....	50
Figure 2.4 Commande du convertisseur Boost.....	51
Figure 2.5 États de charge de la batterie pour $V_{batt}=250V$ et $350V$	52
Figure 2.6 États de charge de la batterie pour $V_{batt}=500V$ et $650V$	53
Figure 2.7 Schéma du montage du convertisseur Buck.....	54
Figure 2.8 Schéma du montage du convertisseur quand l'interrupteur est passant.....	54
Figure 2.9 Schéma du montage du convertisseur quand l'interrupteur est bloqué.....	56
Figure 2.10 Schéma de la commande du convertisseur Buck	58
Figure 2.11 Résultat de simulation avec Buck pour $V_{batt}=250$ et $350V$	58
Figure 2.12 Résultat de simulation avec Buck pour $V_{batt}=500$ et $650V$	59
Figure 2.13 Schéma du montage du convertisseur Sepic	60
Figure 2.14 Schéma du montage du convertisseur Sepic lorsque l'interrupteur est passant ...	60
Figure 2.15 Schéma de la commande du convertisseur Sepic	64
Figure 2.16 Résultat de simulation avec Sepic pour $V_{batt}=250$ et $350V$	65
Figure 2.17 Résultat de simulation avec Sépic pour $V_{batt}=500$ et $650V$	65
Figure 2.18 Schéma du montage du convertisseur Boost-Buck	66
Figure 2.19 Schéma de la commande du convertisseur Boost-Buck.....	67
Figure 2.20 Résultat de simulation avec Boost-Buck pour $V_{batt}=250$ et $350V$	68

Figure 2.21 Résultat de simulation avec Boost-Buck pour $V_{batt}=500$ et $650V$	68
Figure 2.22 Schéma du montage du convertisseur Buck-Boost	69
Figure 2.23 Résultat de simulation avec Buck-Boost pour $V_{batt}=250$ et $350V$	70
Figure 2.24 Résultat de simulation avec Buck-Boost pour $V_{batt}=500$ et $650V$	70
Figure 2.25 Schéma du montage du convertisseur Buck-Boost n°2.....	71
Figure 2.26 Résultat de simulation avec Buck-Boost modifié pour $V_{batt}=250$ et $350V$	72
Figure 2.27 Résultat de simulation avec Buck-Boost modifié pour $V_{batt}=500$ et $650V$	72
Figure 3.1 Évolution graphique de la puissance émise par les PV dans le monde (source : www.pro-recyclage.com).....	75
Figure 3.2 Graphique de l'évolution du coût du module PV par Watt.....	76
Figure 3.3 Modélisation du circuit électrique équivalent d'une cellule PV	80
Figure 3.4 Courbe V-I et P-V des modules PV avec variation de la température	83
Figure 3.5 Courbe V-I et P-V des modules PV avec variation de l'ensoleillement	84
Figure 3.6 Algorithme du MPPT perturbation et observation	86
Figure 3.7 Algorithme du MPPT conductance incrémentale.....	88
Figure 3.8 Schéma de la synthèse du MPPT sous Matlab/Simulink	88
Figure 4.1 Schéma global du système PV raccordé au réseau.....	92
Figure 4.2 Schéma du convertisseur Boost.....	92
Figure 4.3 Schéma de la commande du convertisseur Boost.....	93
Figure 4.4 Schéma de la boucle interne du courant	98
Figure 4.5 Schéma de la boucle externe de la tension	99
Figure 4.6 Schéma du principe d'extraction des courants harmoniques	102
Figure 4.7 Diagramme de Bode du filtre pour différentes fréquences de coupures	102
Figure 4.8 Zoom du diagramme de Bode du filtre pour différentes fréquences de coupures	103
Figure 4.9 Courant du réseau en régime permanent pour $f_c=15Hz, 25Hz$ et $65Hz$	104

Figure 4.10 Schéma de la commande non linéaire	105
Figure 4.11 Schéma fonctionnel de l'ANF	109
Figure 4.12 Schéma de l'extraction des courants inverse	110
Figure 4.13 Schéma final de l'ANF modifié	111
Figure 4.14 Représentation du diagramme de Bode	113
Figure 4.15 Représentation du diagramme de Bode zoomée	113
Figure 4.16 THDi en fonction de la valeur de K	114
Figure 4.17 Schéma fonctionnel du FMV	115
Figure 4.18 Extraction de la séquence positive du courant de charge	117
Figure 4.19 Schéma de la commande sans filtre de l'onduleur	118
Figure 4.20 Schéma global du système PV raccordé au réseau	119
Figure 4.21 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800W/m^2$	120
Figure 4.22 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800W/m^2$	121
Figure 4.23 Spectre harmonique a) courant du réseau, b) courant de la charge	121
Figure 4.24 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie	123
Figure 4.25 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie	123
Figure 4.26 État de charge de la batterie	124
Figure 4.27 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge	125
Figure 4.28 Écoulement de puissance avec variation de la charge	126
Figure 4.29 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement	127
Figure 4.30 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement	127
Figure 4.31 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800W/m^2$	128
Figure 4.32 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800W/m^2$	129
Figure 4.33 Spectre harmonique : a) courant du réseau, b) charge	129

Figure 4.34 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie	130
Figure 4.35 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie	131
Figure 4.36 État de charge de la batterie.....	131
Figure 4.37 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge.....	132
Figure 4.38 Écoulement de puissance avec variation de la charge.....	133
Figure 4.39 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement.....	134
Figure 4.40 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement.....	134
Figure 4.41 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$	135
Figure 4.42 Réponse dynamique avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$	136
Figure 4.43 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$	136
Figure 4.44 Spectre harmonique : a) courant du réseau, b) charge.....	137
Figure 4.45 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie	138
Figure 4.46 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie	138
Figure 4.47 État de charge de la batterie.....	139
Figure 4.48 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge.....	140
Figure 4.49 Écoulement de puissance avec variation de la charge.....	140
Figure 4.50 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement.....	141
Figure 4.51 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement.....	142
Figure 4.52 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$	143
Figure 4.53 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$	143
Figure 4.54 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge.....	144
Figure 4.55 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie	145
Figure 4.56 État de charge de la batterie.....	145
Figure 4.57 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie	146

Figure 4.58 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge.....	147
Figure 4.59 Écoulement de puissance avec variation de la charge.....	147
Figure 4.60 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement.....	148
Figure 4.61 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement.....	148
Figure 4.62 Simulation en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie	149

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AC	alternative
ANF	filtre actif Notch
DC	continue
FMV	filtre Multi-Variable
IGBT	transistor bipolaire à grille isolée
I&C	conductance incrémentale
IEEE	institute of electrical and electronics engineers
NiMH	nickel-métal hydrure
NiCd	nickel-cadmium
Li-ion	lithium-ion
Li-Po	lithium-polymère
MPPT	maximum PowerPoint Tracking
Pb	plomb
PV	photovoltaïque
P&O	perturbation et observation
PLL	boucle à verrouillage de phase
SOC	état de charge
TDHi	taux de distorsion harmonique du courant
TDHv	taux de distorsion harmonique de la tension

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

UNITÉS DE BASE

Temps

Min	Minute
ms	Milliseconde
s	Seconde

Longueur

m	Mètre
Λ	longueur d'onde
h	constante de Planck

Densité

ρ	Densité de l'air, kg/m^3
--------	--

Aire

m^2	Mètre carré
-------	-------------

UNITÉS MÉCANIQUES

Angle

rad	Radian
deg	Degrés
θ	Angle de transformation de PARK, rad

Force

N	Newton
---	--------

Vitesse

rad/s	Radian par seconde
m/s	Mètre par seconde
C	Célérité de la lumière

UNITÉS ÉLECTRIQUES

Puissance

W	Watt
KW	Kilowatt
MW	Mégawatt
GW	Gigawatt
P_{max}	Puissance maximum du panneau, W
P_{tot}	Puissance totale disponible, W
P	Puissance active, W
Q	Puissance réactive, W

Tension

V	Volt
V	Tension totalisées au réseau V
V_{dc}	Tension dans le bus continu DC, V
V_s	Tensions de sortie, V
V_{in}	Tension d'entrée
V_0	Tension de sortie
V_T	Tension nominale de la batterie
V_{batt}	Tension de la batterie
V_{smax}	Tension de source maximale

Courant

A	Ampère
I_{sc}	Courant de court-circuit d'une cellule
I	Courant totalisés au réseau, A
I_{sm}	Courant maximum de source, A
I_{dc}	Courant dans le bus DC, A
I_{sm}	Maximum du courant de source
I_{sa}	Courant de source mesuré
I_{La}	Courant actif de la charge NL
I_{Lr}	Courant réactif de la charge NL
I_{Lh}	Courant harmonique de la charge NL
I_D	Courant de la diode
I_L	Courant de la bobine
I_f	Courant du filtre actif

Q Capacité de la batterie (Ah)

B Capacité exponentielle (Ah)

Signaux

$x_{\alpha\beta}$	Signaux d'entrée du FMV
$\hat{x}_{\alpha\beta}$	Signaux de sortie du FMV
u	Entrée
$d_{nq/d}$	Loi de commande

Résistance

Ω	Ohm
R_s	Résistance en série, Ω
R_p	Résistance en parallèle, Ω

XXVI

Inductance

H	Henry
L_s	Inductance en série, H
L_p	Inductance en parallèle, H

Capacité

C	Condensateur du bus continu, farad
-----	------------------------------------

RATIO

μ	Rendement.
C_p	Coefficient de puissance, sans unité
N_s	Nombre de cellule PV en série
N_r	Nombre de cellule PV en parallèle
d_{nk}	Fonction séquentielle dépendante de n et de k
P	Matrice de PARK
G	Gain multiplicateur, sans unité

AUTRE

a,b,c	Vecteurs orientés dans le repère triphasé
d,q	Vecteurs orientés dans le repère biphasé
c_k	Etat de l'interrupteur k
k	Interrupteur
n	Phase de fonctionnement

INTRODUCTION

Durant les trois dernières décennies, les énergies renouvelables ont proliféré à la surface de notre planète. Cette tendance s'est progressivement accélérée, notamment à la suite de la signature du protocole de Kyoto, qui impose à de nombreux pays à limiter leur émission de gaz à effet de serre. La technologie photovoltaïque est en train de subir un essor sans précédent. En effet, la production d'énergie solaire dans le monde a été multipliée par 20 en dix ans. Des efforts sont en cours pour améliorer la compétitivité des panneaux solaires, aussi bien au niveau du rendement que du coût. Les matériaux utilisés à la fabrication sont en évolution, avec des panneaux possédant un rendement de plus en plus important. Le principal inconvénient de l'énergie solaire est qu'elle varie irrémédiablement en fonction des conditions climatiques. En hiver, ou la nuit, ou par temps pluvieux par exemple, la puissance fournie par les panneaux est sensiblement réduite. Ce problème doit être pallié par l'installation d'un périphérique de stockage, de type accumulateur, qui aura pour rôle d'alimenter le réseau pendant ces périodes

Le premier chapitre présente donc sur l'étude des différents types d'accumulateurs existants, afin de choisir le mieux approprié à notre application et ainsi solutionner le problème d'intermittence de fonctionnement du panneau.

On étudie ensuite dans le deuxième chapitre les convertisseurs DC-DC capable d'alimenter la batterie d'accumulateur. Nous comparerons par simulation (Matlab) les différentes plages de fonctionnement du Buck, Boost, Sepic, Boost-Buck et Buck-Boost, et la stratégie de commande de chacun sera déterminée. Nous choisirons ensuite la meilleure topologie pour la suite de l'étude.

Dans le troisième chapitre, on présente la technologie photovoltaïque : la méthode d'extraction de l'énergie électrique utilise le convertisseur Boost pour le suivi du point maximum de puissance (MPPT).

Dans le quatrième chapitre, le transfert direct de la puissance générée par le panneau photovoltaïque et la batterie vers le réseau et vers la charge non linéaire déséquilibré est assuré par le convertisseur DC/AC. Ce convertisseur joue le rôle d'intermédiaire, qui va, à travers sa commande, corriger les composantes qui pollue le réseau. Des tests de simulations seront effectués avec une commande non linéaire simple, nous allons ensuite intégrer dans cette dernière un filtre multi-variable, un filtre notch. Enfin, nous simulerons l'onduleur avec une commande non linéaire sans-filtre. Nous comparerons les résultats obtenus afin de déterminer la meilleure commande qui donne de meilleures performances.

CHAPITRE 1

CHOIX DU CHARGEUR DE BATTERIE

1.1 Introduction

Les panneaux solaires permettent de générer de la puissance le jour et cette puissance est considérée comme intermittente, car elle ne fonctionne pas la nuit, ou lorsque les conditions climatiques sont inappropriées. Pour que le réseau reçoive de l'énergie en tout temps, notre montage nécessite d'intégrer un système de stockage qui va emmagasiner l'énergie délivrée par les panneaux, quand ces derniers génèrent plus d'énergie que le réseau ou la charge en a besoin. Cette énergie ainsi stockée pourra être envoyée au réseau au moment ou alimenter une charge à un moment adéquat.

La batterie est un périphérique de stockage qui répond à nos attentes, elle est utilisée dans de nombreux domaines et elle est en plein essor. Grâce à cela, de nombreux efforts sont fournis pour améliorer son fonctionnement.

Ce chapitre porte donc sur l'étude des différents types de batteries existantes et la comparaison de leurs caractéristiques, afin de déterminer quel type est la plus appropriée pour notre utilisation.

1.2 Caractéristique de la batterie

Afin de procéder à l'étude des caractéristiques de la batterie, nous nous sommes inspirés des travaux réalisés par Dekkiche (2008).

1.2.1 La résistance interne de l'accumulateur

La résistance peut donc être déterminée en fonction de ses composants, à savoir : la résistance de l'électrolyte, la résistance de contact entre les électrodes et les cellules, et la résistance des matériaux propre à chacune des électrodes.

1.2.2 La tension à vide

Lorsque la batterie est totalement chargée, la tension à vide équivaut environ à la tension idéale.

1.2.3 La tension nominale

La tension nominale est un paramètre important, elle représente la tension que la batterie doit recevoir en sorte qu'elle fonctionne correctement. Cette tension diffère en fonction des différents types de batteries, puisqu'elle est déterminée par le potentiel de la réaction chimique de chaque élément du couple oxydant/réducteur utilisé. Cette tension peut avoir une valeur de 6V, 12V, 24V, 48V...

1.2.4 La tension de fin décharge

Comme son nom l'indique, cette tension correspond à la valeur de la tension une fois la batterie complètement déchargée. Elle représente donc la valeur minimum que la tension doit avoir pour ne pas endommager la batterie.

1.2.5 La capacité

Ce paramètre correspond à l'énergie maximale que la batterie peut emmagasiner et donc fournir, elle est proportionnelle à la dimension de la batterie, elle se définit par l'équation :

$$Q = \int_{t_0}^t I_b(t) dt \quad (1.1)$$

Son unité de mesure est l'ampère-heure (Ah).

1.2.6 Le taux de décharge et recharge

Le taux de décharge correspond au temps que la batterie met pour se décharger dans son intégralité. Par exemple, si on a un courant de décharge de 10A et une batterie de 50Ah, le taux de décharge sera égal à 5A/h. On le notera alors C/5.

1.2.7 Profondeur de décharge

Cette caractéristique est exprimée en pourcentage, elle représente l'énergie maximale qui peut être extraite de la batterie sans pour autant endommager celle-ci, ce qui permet de retarder au maximum sa durée de vie.

1.2.8 Influence des paramètres extérieurs

La température influe sur le rendement de la batterie. Afin d'avoir un rendement optimal, la température idéal est de 25 degré.

1.2.9 Durée de vie et nombre de jour d'autonomie

Le nombre de jour d'autonomie se détermine en laissant la batterie alimenter le réseau jusqu'à sa décharge, sans la recharger. La durée de vie correspond au nombre de cycle charge/décharge la batterie peut effectuer.

1.2.10 Énergie

Elle s'exprime généralement en joule, mais peut aussi s'exprimer en watt/heure. Elle est régit par l'équation :

$$E = \int_{t_0}^t v_1(t) i_b(t) dt \quad (1.2)$$

1.2.11 État de charge de l'accumulateur

L'état de charge, souvent simplifié par l'acronyme SOC (state-of-charge), est une caractéristique très importante à connaître, puisqu'elle nous renseigne, en pourcentage, sur le niveau de charge de la batterie. Être capable d'estimer l'état de charge permet d'éviter les décharges profonde ou les charges excessives qui abîmeront les batteries. Cette observation à pour objectif d'anticiper la dégradation de la batterie afin d'allonger au maximum sa durée de vie. L'état de charge peut être défini par la capacité disponible exprimée en fonction de la capacité nominale, comme le montre l'équation :

$$SOC = \left(\frac{\text{Capacité disponible(AHr)}}{\text{Capacité nominale(AHr)}} \right) * 100 \quad (1.3)$$

Ils existent de nombreuses techniques d'estimation du SOC, aussi bien physiques qu'électrique.

La méthode physique consiste donc à mesurer la densité de l'électrolyte à l'aide d'un densimètre. Plus la densité de l'électrolyte sera grande, plus l'état de charge sera élevé. Pour

effectuer la mesure, il faut enlever l'électrolyte. Cette manipulation n'est pas possible sur toutes les batteries. Il y a également au préalable une longue période de stabilisation pour obtenir des résultats précis. (Jaya Deepti, 2007)

La méthode électrique la plus utilisée est celle de l'intégration du courant. Il existe un lien entre la quantité de courant de la batterie, la charge et la décharge de la batterie. Dans ce cas, l'état de charge peut être défini par l'équation (Dekkiche 2008) :

$$SOC(t) = SOC_0 - \frac{\int_{t_0}^t I_b(\tau) d\tau}{Q} \quad (1.4)$$

SOC_0 : État de charge initiale,

$\int_{t_0}^t I_b(\tau) d\tau$: Charge délivrée par la batterie à l'instant t,

Q : Charge nominale de la batterie.

Une autre méthode pour la détermination de SOC consiste à se baser sur la mesure du courant et de la tension, et ainsi estimer la tension à vide. Il existe une relation linéaire approximative entre la tension à vide et l'état de charge, caractérisée par l'équation :

$$SOC(t) = \frac{V_0(t) - a}{b} \quad (1.5)$$

Avec :

a : étant la tension lorsque $SOC(t) = 0\%$

b : est obtenue à partir de la valeur a et $V_0(t)$ lorsque $SOC(t) = 100\%$.

L'estimation de l'état de charge est essentiel à la gestion de l'énergie car elle permet d'optimiser la performance de l'accumulateur.

1.2.12 Circuit équivalent

Le modèle de circuit équivalent le plus utilisé est le suivant (Dekkiche, 2008) :

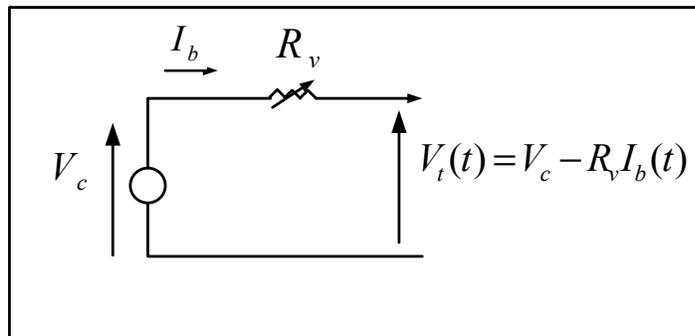


Figure 1.1 Modèle simplifié de l'accumulateur

Avec R_v la résistance variable qui s'exprime :

$$R_v = R_i + K \frac{Q}{t - \int_0^t I_b dt} \quad (1.6)$$

V_c : Source de tension idéale,

V_t : Tension aux bornes de la batterie,

R_v : Résistance interne en série.

L'accumulateur présente de nombreux paramètres, il existe plusieurs modèles prenant plusieurs paramètres en compte, en l'occurrence la température, la variation de la résistance interne en fonction de l'état de charge de la batterie. Il s'agit d'un bloc mettant en œuvre un

modèle générique paramétré pour représenter les types les plus populaires de piles rechargeables. Le circuit équivalent est présenté ci-dessous :

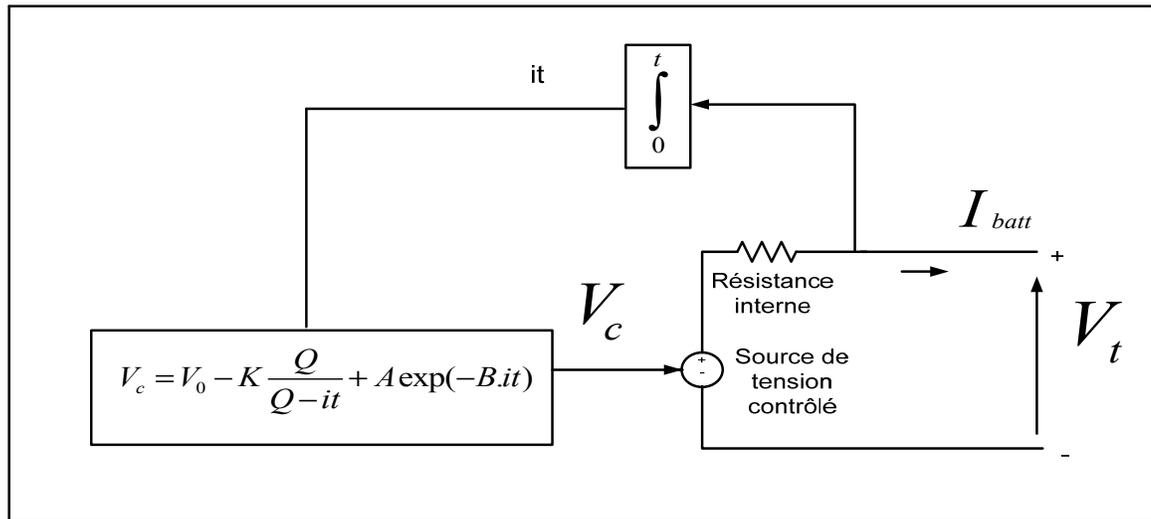


Figure 1.2 Modèle du circuit équivalent de la batterie utilisé dans Matlab/Simulink

Avec :

- V_c : Tension d'entrée (V);
- V_t : Tension constante (V);
- K : Tension de polarisation (V);
- Q : Capacité de la batterie (Ah);
- A : Tension exponentielle (V);
- B : Capacité exponentielle (Ah).

1.3 Étude de l'état des différents accumulateurs existants

On répertorie 2 principales sortes d'accumulateurs : les primaires et les secondaires. Les primaires ont le désavantage d'avoir, au sein de la batterie, une réaction chimique irréversible, ils sont donc non rechargeable. Ces accumulateurs sont destinés aux appareils électronique et autres produits de consommation. À l'inverse, les accumulateurs secondaires

ont une réaction chimique réversible peuvent donc être rechargés, ils sont plus voués à une utilisation industrielle. Nous allons donc comparer les différents accumulateurs secondaires afin de déterminer lequel est le mieux approprié à notre application.

1.4 Type d'accumulateurs existants

Nous nous sommes inspirés des travaux réalisés par Dekkiche en 2008 pour l'étude des types d'accumulateurs existant. La différence entre les accumulateurs réside dans la nature chimique utilisée dans leur couple oxydant-réducteur. En effet les plus utilisés sont :

- l'accumulateur Pb (au plomb);
- l'accumulateur Li-ion et Li-Po (aux ions de lithium et lithium polymère);
- l'accumulateur NiMH (aux hydrures métalliques de nickel);
- l'accumulateur Ni-Cd (au nickel cadmium).

De nouvelles sortes d'accumulateurs devraient voir le jour sur le marché industriel dans un avenir proche, comme l'accumulateur à base de brome (avec comme couple : sodium-brome, zinc-brome, vanadium-brome...), ou l'accumulateur Li-air. Ces prototypes sont encore au stade de la recherche.

Nous allons définir les différents accumulateurs et dresser ensuite un tableau comparatif.

1.4.1 Accumulateur Pb

Le premier accumulateur secondaire Inventé en 1859 par Gustave Planté confère à l'homme une bonne maîtrise de cette technologie. Peu coûteuse, elle est souvent utilisée, notamment pour les systèmes automobiles fonctionnant à des températures ambiantes et elle n'est pas sensible à l'effet mémoire. Néanmoins, cette technologie est assez polluante, le nombre de cycle est assez bas (500 environ) et son énergie est limitée, en témoigne ce tableau récapitulatif (Larminie, 2006):

Tableau 1.1 Caractéristiques de l'accumulateur au plomb

Durée de vie (année)	4-5
Nombre de cycle de vie	800
Rendement charge/décharge (%)	50
Autodécharge (%)	5
Tension nominale par élément (V)	2,1
Résistance interne (Ohm)	Très faible
Température en fonctionnement (°C)	Ambiante
Énergie massique (Wh/kg)	30-50
Énergie volumique (Wh/l)	75-120
Temps de charge (h)	8

1.4.2 Accumulateur Ni-Cd

Cet accumulateur, plus récent que celui au plomb, possède de nombreux avantages. En effet, il a la capacité de réaliser un grand nombre de cycle de charge/décharge, sa résistance interne très faible, ce qui minimise les pertes de puissances, son stockage est simple, adapté à différents niveau de charge, et sa charge est très rapide (60% de la capacité de charge totale en 20 minutes).

Ces avantages technologiques par rapport aux batteries de plomb se répercutent fatalement sur le coût du produit, qui est 3 fois supérieur à ce dernier. Aussi le caractère polluant du cadmium est un inconvénient de taille pour ce modèle. Il possède également une faible densité énergétique et se décharge assez rapidement, et est sensible à l'effet mémoire. Les caractéristiques de cette batterie son résumé dans le tableau (Larminie, 2006) :

Tableau 1.2 Caractéristiques de l'accumulateur Ni-Cd

Durée de vie (année)	2-3
Nombre de cycle de vie	1200
Rendement charge/décharge (%)	70-90
Autodécharge (% par mois)	15
Tension nominale par élément (V)	1,2
Résistance interne (Ohm)	Environ 0.06 par cellule de 1Ah
Température en fonctionnement (°C)	-40 à +80
Énergie massique (Wh/kg)	45-80
Énergie volumique (Wh/l)	80-150
Temps de charge (h)	1

1.4.3 Accumulateur NiMH

Cet accumulateur, contrairement aux deux précédents, n'est pas polluant (absence de cadmium et de plomb). Il peut emmagasiner plus d'énergie que le Ni-Cd et est peu sensible à l'effet mémoire. Il a dans sa globalité de meilleures performances que le Ni-Cd, même si son autodécharge est plus handicapante et sa durée de vie plus courte en nombre de cycle. (Dekkiche, 2008). Il détecte difficilement la fin de charge et ne supporte pas le dépassement de charge. Les caractéristiques de cette batterie sont résumées dans le tableau (Larminie, 2006) :

Tableau 1.3 Caractéristiques de l'accumulateur NiMH

Durée de vie (année)	2-4
Nombre de cycle de vie	1000
Rendement charge/décharge (%)	66
Autodécharge (% par mois)	20
Tension nominale par élément (V)	1,2
Résistance interne (Ohm)	Environ 0.06 par cellule de 1Ah
Température en fonctionnement (°C)	Ambiante
Énergie massique (Wh/kg)	60-110
Énergie volumique (Wh/l)	220-330
Temps de charge (h)	1

1.4.4 Accumulateur Li-ion

Il ne présente aucun effet mémoire et une faible autodécharge. Bien qu'il ne nécessite pas de maintenance, sa durée de vie est faible. Paradoxalement, il possède un nombre correct de cycle de vie. Cela veut dire que ce modèle s'use même si il n'est pas utilisé (vieillessement, usure, corrosion...). Des efforts pour pallier ce manque de durée de vie sont en train d'être réalisés, notamment en changeant la structure de l'électrode. L'amélioration des performances de ce modèle est en plein essor.

Son avantage primordial est sa haute densité d'énergie (grand potentiel électrochimique). Le lithium étant un métal très léger, son poids est également un avantage.

La principale faiblesse de ce modèle réside dans son aspect sécuritaire: la surchauffe peut entraîner l'explosion. Pour assurer la sécurité, la batterie doit être munie d'un système de protection. L'autre moyen développé est de modifier le couple, en utilisant un accumulateur Li-Polymère, mais malgré son avantage sécuritaire cet accumulateur n'est pas suffisamment

compétitif (puissance massique et nombre de cycle charge/décharge trop faible). Les caractéristiques de la batterie Li-ion sont résumé dans le tableau (Larminie, 2006) :

Tableau 1.4 Caractéristiques de l'accumulateur Li-Ion

Durée de vie (année)	7
Nombre de cycle de vie	1000
Rendement charge/décharge (%)	90
Autodécharge (% par mois)	2
Tension nominale par élément (V)	3,6
Résistance interne (Ohm)	Très faible
Température en fonctionnement (°C)	Ambiante
Énergie massique (Wh/kg)	90-180
Énergie volumique (Wh/l)	220-400
Temps de charge (h)	2-3

1.5 Conclusion

Nous avons choisi de comparer les batteries Pb, Ni-Cd, NiMH et Li-ion car ce sont celle qui sont les plus utilisé dans l'industrie. Voici un tableau comparatif de ces 4 technologies :

Tableau 1.5 Comparatif des technologies d'accumulateur utilisé

	Plomb	Ni-Cd	NiMH	Li-ion
Durée de vie (année)	4-5	2-3	2-4	7
Nombre de cycle de vie	800	1200	1000	1000
Rendement charge/décharge (%)	50	70-90	66	90
Autodécharge (% par mois)	5	15	20	2
Tension nominale par élément (V)	2,1	1,2	1,2	3,6
Résistance interne (Ohm)	Très faible	Environ 0.06 par cellule de 1Ah	Environ 0.06 par cellule de 1Ah	Très faible
Température en fonctionnement (°C)	Ambiante	-40 à +80	Ambiante	Ambiante
Énergie massique (Wh/kg)	30-50	45-80	60-110	90-180
Énergie volumique (Wh/l)	75-120	80-150	220-330	220-400
Temps de charge (h)	8	1	1	2-3

On constate que la batterie lithium-ion possède une énergie massique et volumique plus élevée que les autres. Aussi, elle possède un très bon rendement charge/décharge, qui est très important pour notre application. Sa résistance interne et son pourcentage d'autodécharge par mois est très faible, cela constitue deux autres avantages de poids. C'est pour toutes ces raisons que nous avons choisi d'utiliser la batterie Li-ion pour notre application, même si son coût peut-être est plus élevé que les autres.

CHAPITRE 2

ÉTUDE DES DIFFÉRENTS CHARGEURS DE BATTERIE NON ISOLÉS

2.1 Introduction

Dans ce chapitre est présentée une comparaison des différentes alimentations à découpage existantes pour chargeur de batterie, et déterminer quel convertisseur est le mieux adapté à notre application. Cette technologie possède de nombreux avantages (Esme, 2008) :

- Systèmes léger et peu encombrant;
- Possèdent un rendement élevé;
- Fiabilité élevée;
- Peuvent se connecter à des sources d'énergie diverses;
- Réduction des pertes par conduction dans les interrupteurs de puissance.

Les principaux inconvénients sont des pertes énergétiques, on y trouve :

- Pertes magnétiques ;
- Pertes par courant de Foucault ;
- Pertes dans les composants passifs ;
- Pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance.

Malgré ses pertes, les alimentations à découpage ont un rendement compris entre 65% et 90%, alors que les alimentations linéaire atteignent entre 35% et 55%. A travers la commande de convertisseur, on impose des courants de référence pour charger la batterie. Nous allons également faire varier la tension nominale de la batterie afin de voir quel type de convertisseur est le plus adapté et le plus robuste.

2.2 Convertisseur Boost

Ce convertisseur DC-DC est une alimentation à découpage élévateur qui permet d'augmenter la tension de sortie. Dans la figure 2.1 est représenté le schéma du Boost alimentant une batterie.

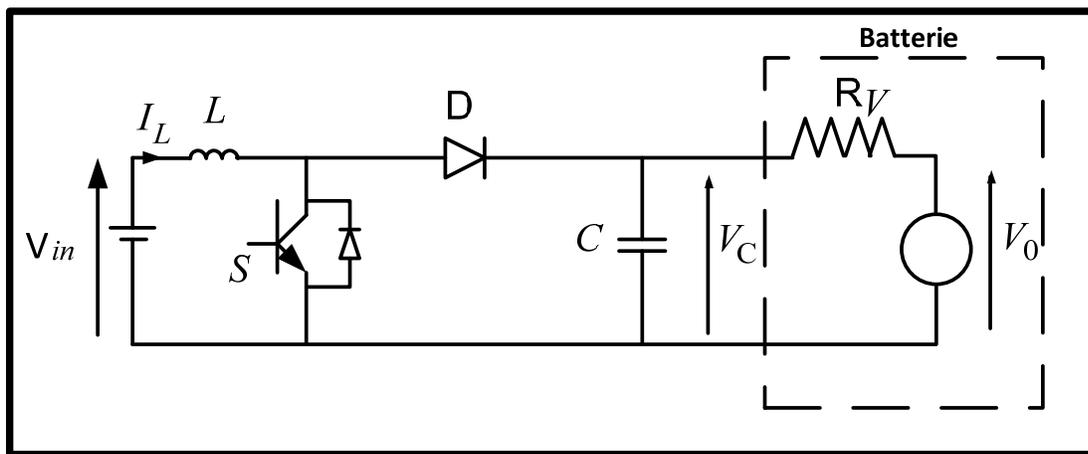


Figure 2.1 Schéma du convertisseur Boost alimentant une batterie

Modélisation de la batterie :

Le modèle de la batterie utilisé est assimilé à une source de tension continue munie d'une résistance en série. Elle est de type Li-ion, le circuit équivalent de la batterie est schématisé ci-dessous (Dekkiche, 2008) :

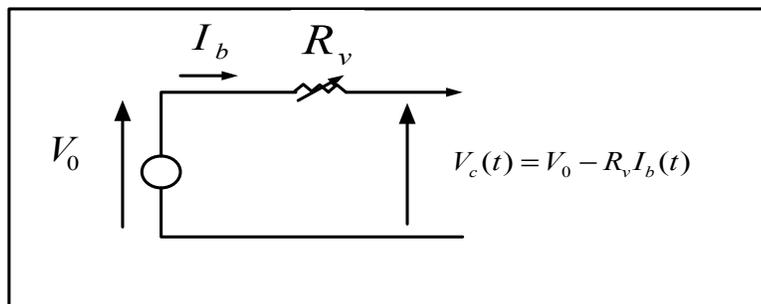


Figure 2.2 Modèle de la batterie utilisé

La formule précise pour $V_t(t)$ est la suivante :

$$V_c(t) = V_0 - R_v I_b - K \frac{Q}{Q - \int_0^t I_b dt} + A \exp(-B \int_0^t I_b dt) \quad (2.1)$$

Avec V_0 la tension nominale de la batterie.

La tension de source contrôlée s'exprime par la relation :

$$V_c = V_0 + A \exp(-B \int_0^t I_b dt) \quad (2.2)$$

Et la résistance variable :

$$R_v = R_i + K \frac{Q}{Q - \int_0^t I_b dt} \quad (2.3)$$

Nous allons à présent établir les équations relatives au Boost afin d'en extraire la loi de commande (Yao, 2010), (Mitchell, 1999). Ce convertisseur est composé d'un interrupteur et d'une diode pouvant chacun être passant ou bloqué. Lorsque l'on ferme l'interrupteur, la tension V_{in} est entièrement aux bornes de l'inductance.

Lorsque S est passant et D bloqué :

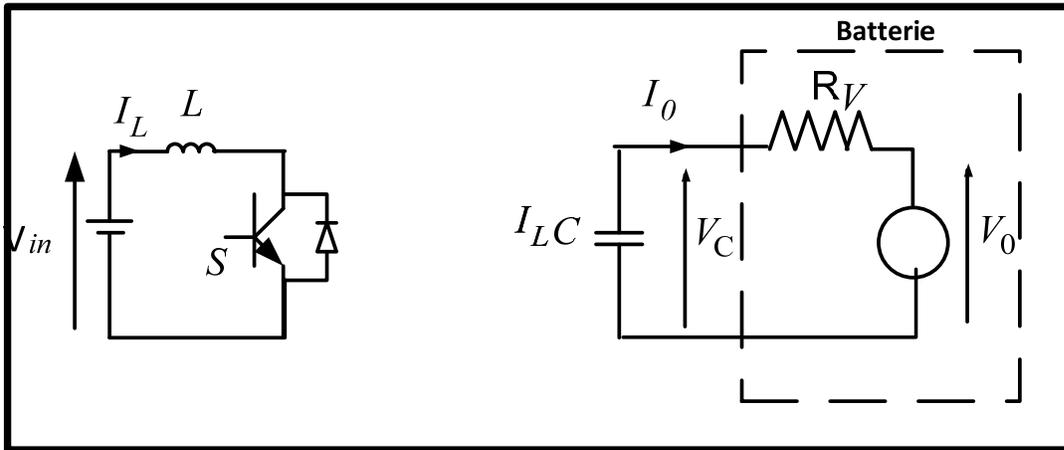


Figure 2.3 Schéma du convertisseur Boost quand l'interrupteur est passant

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_{in} \quad (2.5)$$

$$0 = -C \frac{dv_c}{dt} + \frac{1}{R} (v_c - V_0) \quad (2.6)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{RC} (v_c - V_0) \quad (2.7)$$

On obtient alors le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 U \quad (2.8)$$

Avec :

$$U = \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}$$

Qui nous permet d'établir la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Lorsque l'on ferme l'interrupteur, le courant traverse alors l'intégralité du circuit.

Lorsque S est bloqué et D passant :

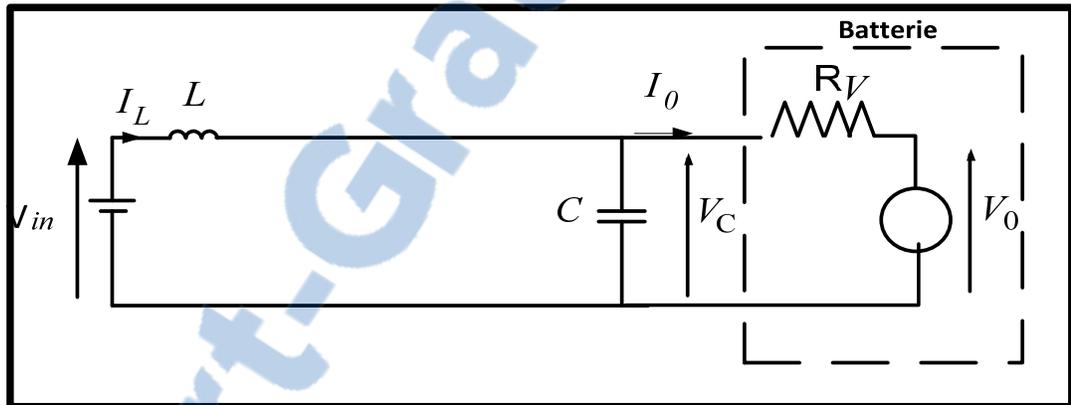


Figure 2.3 Schéma du convertisseur Boost quand l'interrupteur est bloqué

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} + v_C \quad (2.11)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} v_C + \frac{1}{L} V_{in} \quad (2.12)$$

$$i_L = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{1}{R} (v_C - V_0) \quad (2.13)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L + \frac{1}{RC} (-v_C + V_0) \quad (2.14)$$

On obtient alors le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 U \quad (2.15)$$

Qui nous permet d'établir la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

On utilise l'égalité suivante pour déterminer le modèle d'état moyen :

$$\dot{X} = A X + B U \quad (2.17)$$

Aussi :

$$\begin{aligned} A &= A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d) \\ B &= B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d) \end{aligned} \quad (2.18)$$

On utilise les deux matrices déterminées précédemment pour obtenir A et B :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot (1-d) \quad (2.19)$$

Et:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot (1-d) \quad (2.20)$$

On obtient donc :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Et :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Ce qui nous conduit à :

$$L \frac{di_L}{dt} = -(1-d)v_c + V_{in} \quad (2.23)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1-d}{L} i_L - \frac{1}{RC} v_c + \frac{1}{RC} V_0 \quad (2.24)$$

On s'intéressera à la régulation du courant uniquement, donc, on utilisera l'équation dynamique du courant :

$$L \frac{di_L}{dt} = -(1-d)v_c + V_{in} \quad (2.25)$$

Dimensionnement du régulateur PI :

On utilise un correcteur proportionnel intégral (PI) pour réguler le courant, la nouvelle entrée u (qui représente la sortie du régulateur) et elle est définie comme :

$$u = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.26)$$

En utilisant la transformée de Laplace, on obtient :

$$u = L.s.i_L \quad (2.27)$$

Soit G la fonction de transfert du courant en boucle ouverte, elle est définie comme :

$$G = \frac{i_L}{u} = \frac{1}{sL} \quad (2.28)$$

Le correcteur va élaborer la commande du Boost à partir du signal qui correspond à l'écart évalué entre la consigne $I_{L\text{réf}}$ et le courant dans l'inductance I_L . Le schéma bloc du régulateur PI est le suivant :

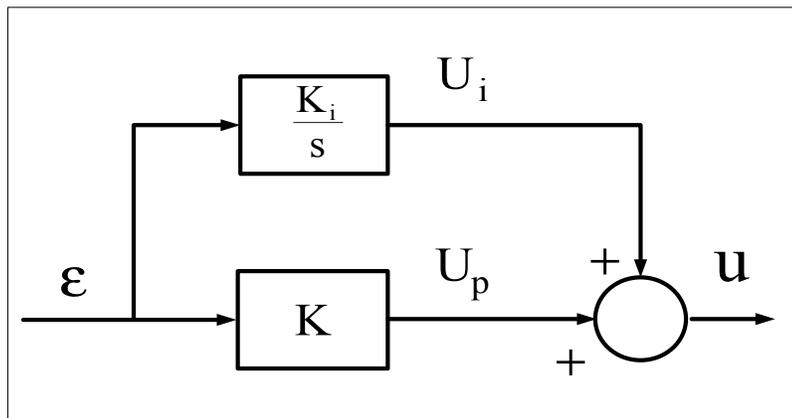


Figure 2.3 Schéma du régulateur PI

La fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$C(s) = K + \frac{K_i}{s} \quad (2.29)$$

La fonction de transfert en boucle fermée du correcteur associé au système est donnée par :

$$\frac{I_{PV}}{I_{PV}^*} = \frac{\frac{K_p S + K_i}{L}}{S^2 + \frac{R_C + K_p}{L} S + \frac{K_i}{L}} = \frac{\frac{K_p S + K_i}{L}}{S^2 + 2\zeta w_i S + w_i^2} \quad (2.30)$$

Ce qui nous permet de déterminer, par identification, les coefficients K_p et K_i :

$$K_p = 2\xi w_i L - R_C \quad (2.31)$$

Et :

$$K_i = w_i^2 L \quad (2.32)$$

La loi de commande est donnée par:

$$L \frac{di_L}{dt} = -(1-d)v_c + V_{in} = u \quad (2.33)$$

$$d = 1 + \frac{u - V_{in}}{v_c} \quad (2.34)$$

On utilise ensuite la technique de modulation PWM pour générer les impulsions de gâchette pour contrôler l'interrupteur du convertisseur. Le schéma de commande est donné à la figure 2.4:

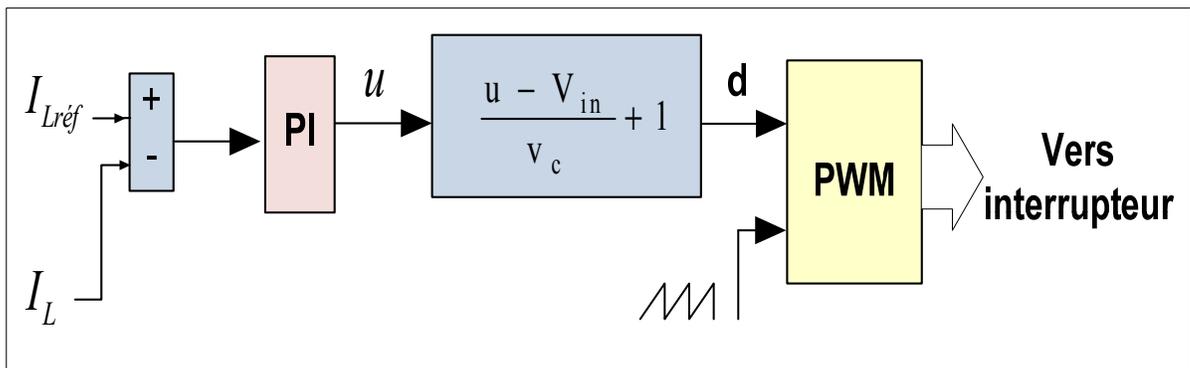


Figure 2.4 Commande du convertisseur Boost

A partir d'une source de tension d'entrée V_{in} , pour valider par simulation de la capacité du convertisseur Boost de réguler le courant d'entrée à des courants désirés, on impose plusieurs courants de références de 20A, à 30A et enfin à 40A. Le contrôle de ce courant offre la capacité à l'utilisateur de contrôler la vitesse de la recharge de la batterie, paramètre important dans de nombreuses applications, comme par exemple les voitures solaires. Quatre simulations sont effectués, on modifie pour chaque simulation la tension nominale de la batterie Lithium Ion utilisée avec comme valeur : $V_{batt}=250$ V, $V_{batt}=350$ V, $V_{batt}=500$ V, $V_{batt}=650$ V. Le but de cette modification va nous permettre de choisir le bon convertisseur insensible à ces variations de la tension nominale de la batterie. V_{in} , la tension d'entrée est maintenue à 500V. Les composants du boost ont pour valeur : $L=5$ mH, $C = 1500\mu$ F. Les résultats de simulation sont représentés dans les figures ci-dessous.

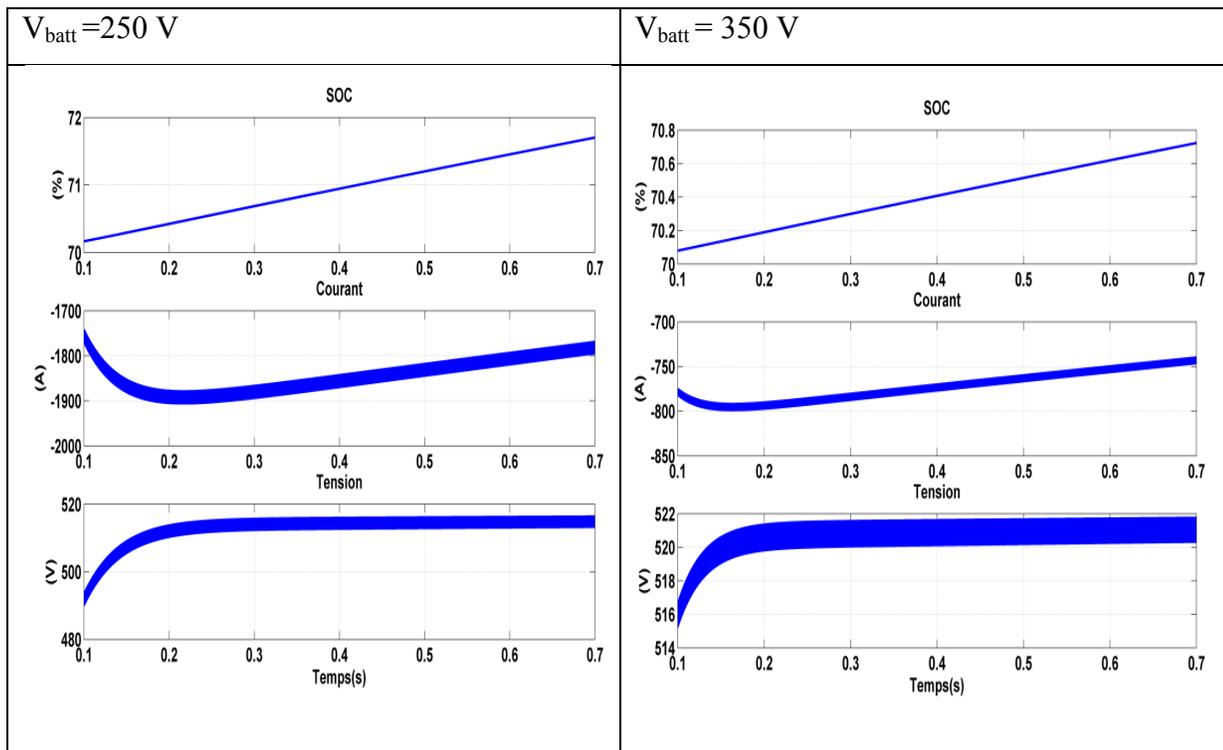


Figure 2.5 États de charge de la batterie pour $V_{batt}=250$ V et 350V

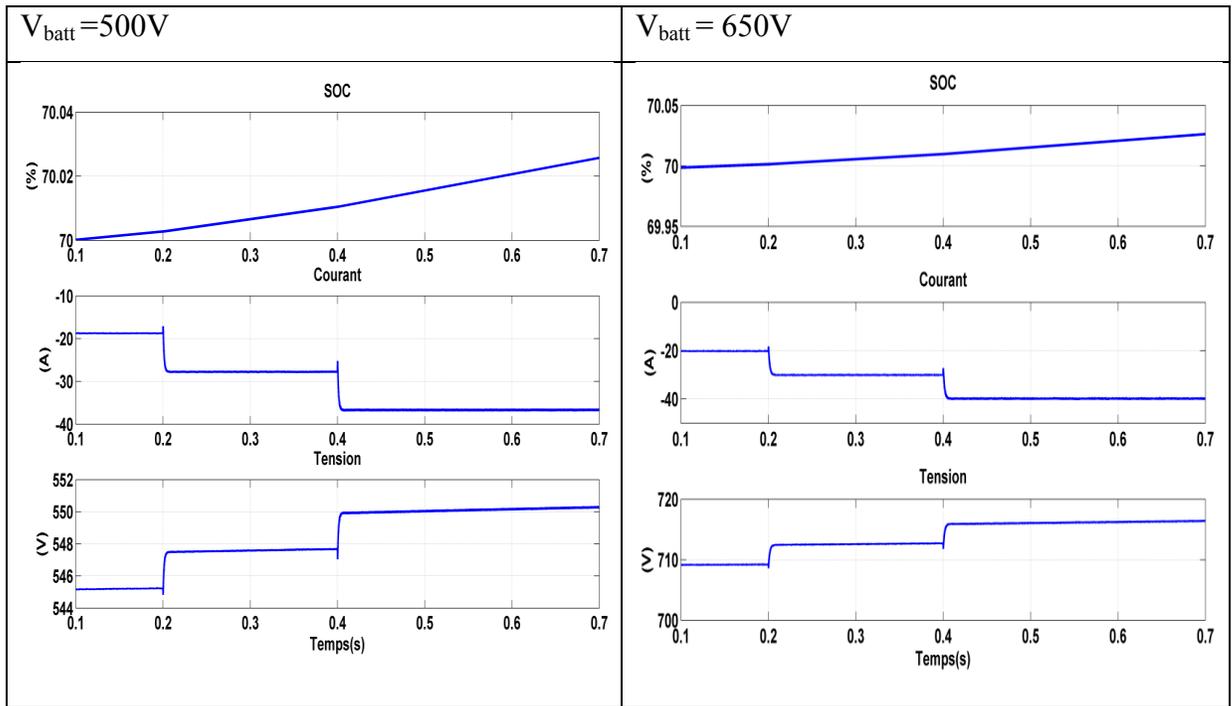


Figure 2.6 États de charge de la batterie pour $V_{\text{batt}} = 500\text{V}$ et 650V

Interprétations des résultats de simulations :

Tension nominale de la batterie	Capacité ou incapacité du convertisseur Boost de charger la batterie
$V_{\text{batt}} = 250\text{V}$	incapable
$V_{\text{batt}} = 350\text{V}$	incapable
$V_{\text{batt}} = 500\text{V}$,	capable
$V_{\text{batt}} = 650\text{V}$	capable

Cette simulation nous permet donc de mettre en évidence que le convertisseur Boost est un convertisseur élévateur de tension, et qu'il fonctionne également lorsque la tension nominale de la batterie est égale ou supérieure à celle de la tension d'entrée V_{in} . Pour des tensions nominales de la batterie supérieures à la tension d'entrée, le courant d'entrée est parfaitement régulé.

2.3 Convertisseur Buck

Sa topologie est la suivante :

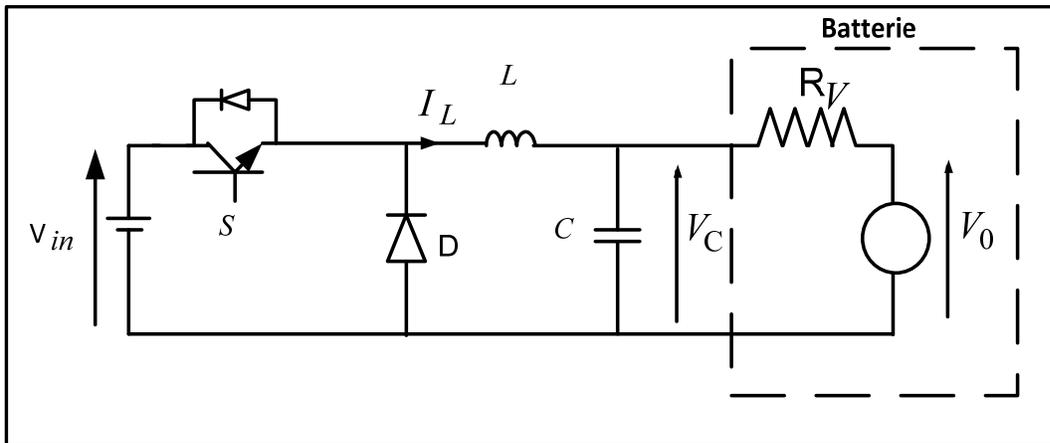


Figure 2.7 Schéma du montage du convertisseur Buck

Nous allons, de la même manière que pour le Boost, modéliser la commande permettant de contrôler le Buck. (Mitchell, 1999):

Lorsque S est passant et D bloqué.

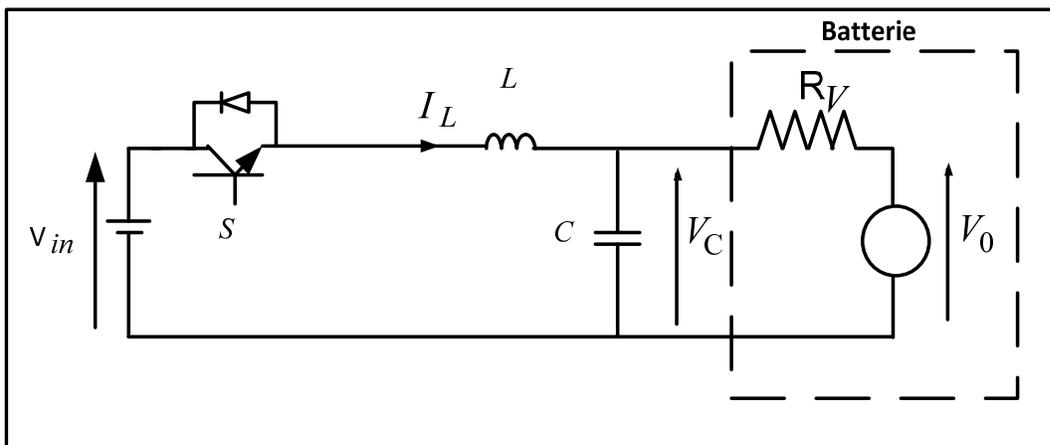


Figure 2.8 Schéma du montage du convertisseur quand l'interrupteur est passant

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} + v_c \quad (2.35)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_{in} - \frac{1}{L} v_c \quad (2.36)$$

$$i_L = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{1}{R} (v_c - V_0) \quad (2.37)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} (v_c - V_0) \quad (2.38)$$

On obtient alors le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 U \quad (2.39)$$

Avec :

$$U = \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Lorsque S est bloqué et D passante,

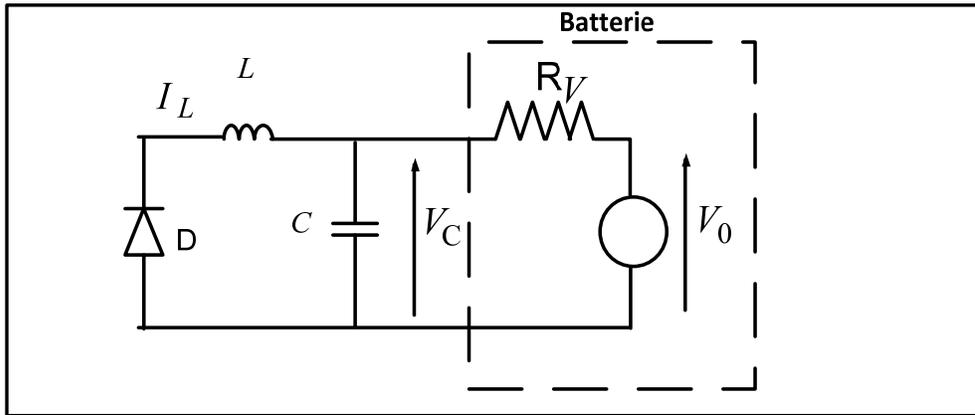


Figure 2.9 Schéma du montage du convertisseur quand l'interrupteur est bloqué

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + v_C \quad (2.42)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} v_C \quad (2.43)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{1}{R} (v_C - V_0) \quad (2.44)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} (v_C - V_0) \quad (2.45)$$

On obtient alors le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 U \quad (2.46)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

On utilise l'égalité suivante pour déterminer le modèle d'état moyen :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.48)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Ce qui nous conduit à :

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_C + dV_{in} \quad (2.50)$$

Et :

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L + \frac{1}{R}(v_0 - v_C) \quad (2.51)$$

On extrait donc la loi de commande :

$$d = \frac{u + v_C}{V_{in}} \quad (2.52)$$

Le schéma de commande est donné par :

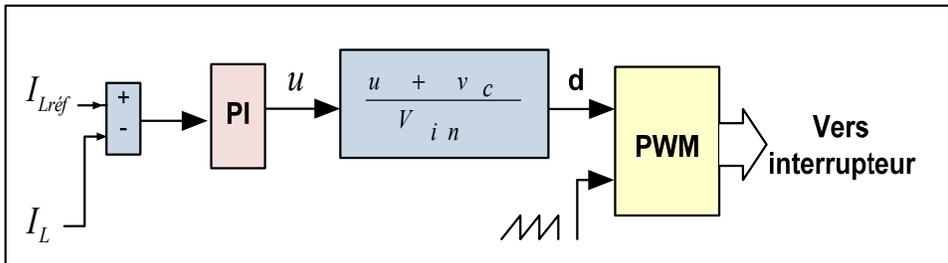


Figure 2.10 Schéma de la commande du convertisseur Buck

Les résultats de simulation avec le convertisseur Buck sont donnés dans les figures ci-dessous :

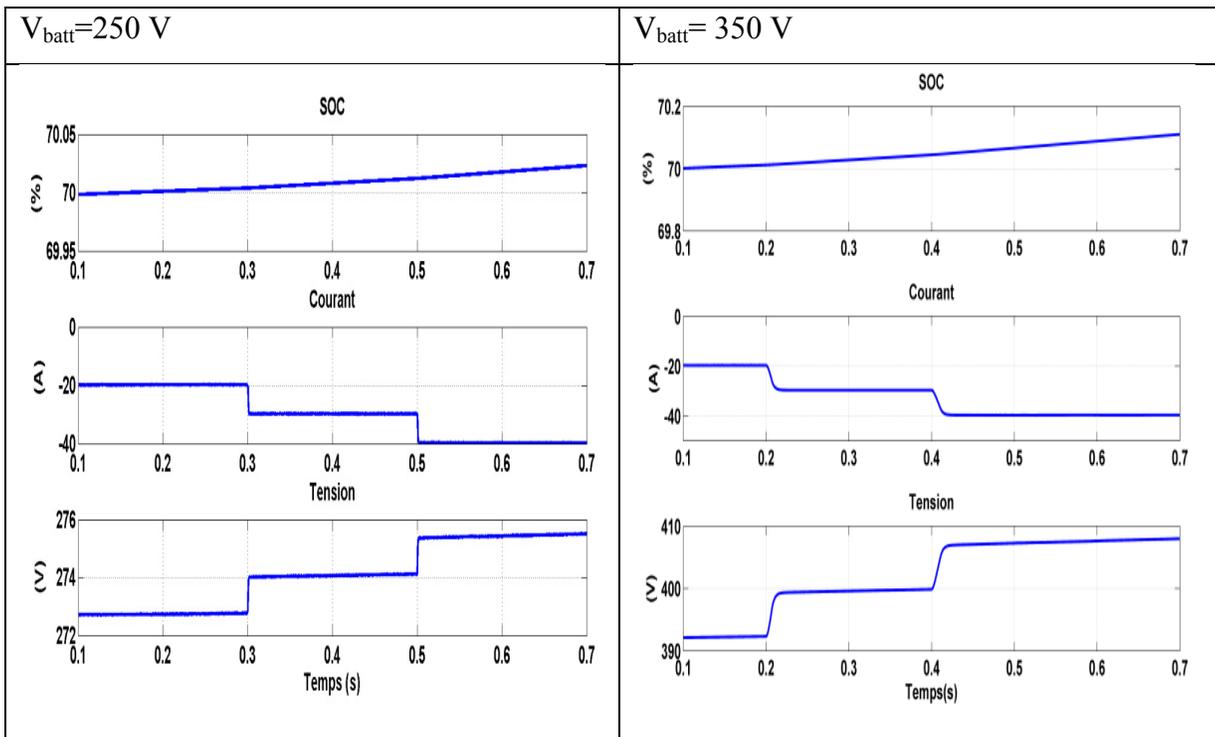


Figure 2.11 Résultat de simulation avec Buck pour $V_{batt}=250$ et 350V

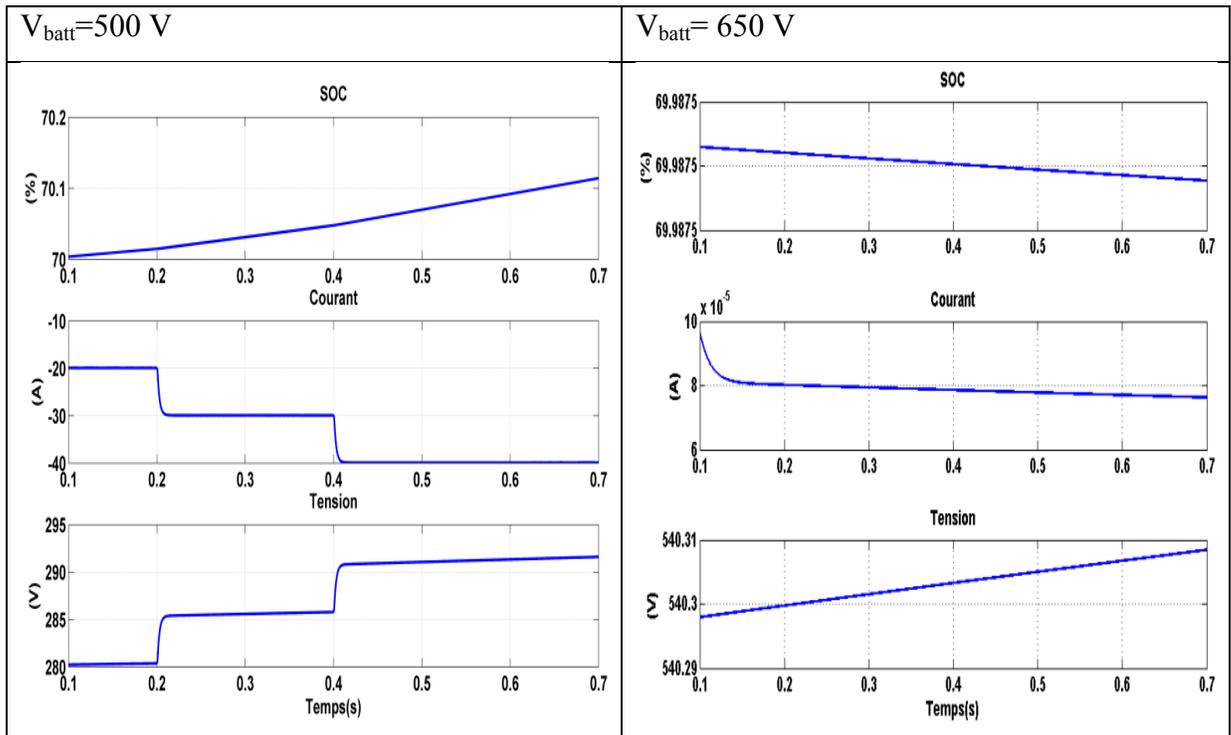


Figure 2.12 Résultat de simulation avec Buck pour $V_{\text{batt}}=500$ et 650V

Interprétations des résultats de simulations :

Tension nominale de la batterie	Capacité ou incapacité du convertisseur Buck de charger la batterie
$V_{\text{batt}}=250\text{V}$	capable
$V_{\text{batt}}=350\text{V}$	capable
$V_{\text{batt}}=500\text{V}$,	capable
$V_{\text{batt}}=650\text{V}$	incapable

Grâce à ces simulations, on a mis en exergue la fonction du convertisseur Buck d'abaisseur de tension. On constate que le convertisseur Buck est capable de réguler le courant d'entrée pour des valeurs de tensions nominales inférieures ou égales à la tension d'entrée V_{in} .

2.4 Convertisseur Sepic

Le convertisseur Sepic (single ended primary inductor converter) a été mis au point par Slobodan Cuk vers la fin des années 1970. Sa topologie, associée à un accumulateur est montrée à la figure ci-dessous :

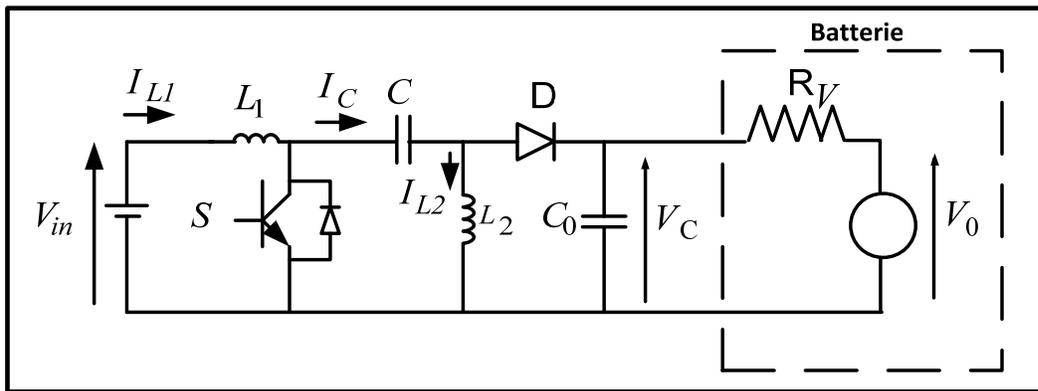


Figure 2.13 Schéma du montage du convertisseur Sepic

Comme pour les deux autres convertisseurs précédemment, on va se servir de la modélisation pour extraire la loi de commande (Kanaan, 2008) :

Lorsque S est passant et D bloquée :

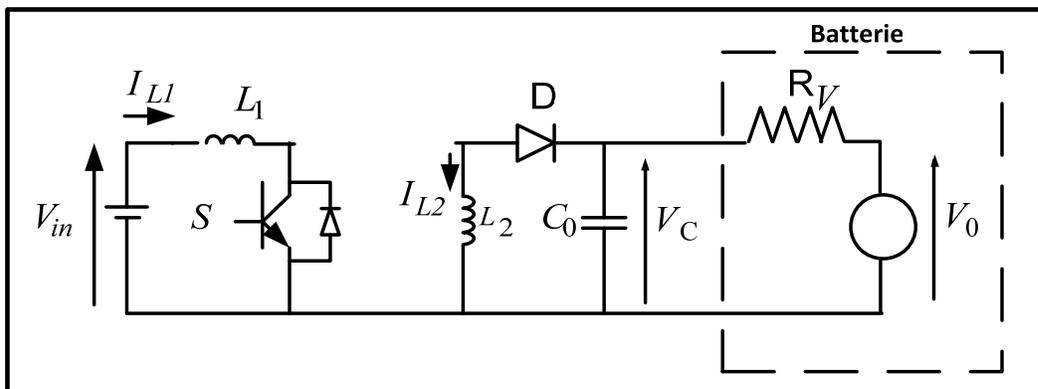


Figure 2.14 Schéma du montage du convertisseur Sepic lorsque l'interrupteur est passant

$$v_{in} = v_{L1} = L_1 \frac{di_L}{dt} \quad (2.53)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} \quad (2.54)$$

Et :

$$v_{L2} = v_C = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.55)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_C}{L_2} \quad (2.56)$$

$$i_C = -i_{L2} = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2.57)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C} \quad (2.58)$$

$$i_{C0} = -i_{R0} = C_o \frac{dv_O}{dt} = -\frac{v_O}{R_o} \quad (2.59)$$

$$\frac{dv_O}{dt} = \frac{-v_O}{R_o C_o} \quad (2.60)$$

On obtient alors le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 U \quad (2.61)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_c \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_c \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (2.62)$$

Lorsque S est bloqué et D passant :

$$v_{in} = v_{L1} + v_C + v_o = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + v_C + v_o \quad (2.63)$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{v_c}{L_1} - \frac{v_o}{L_1} \quad (2.64)$$

$$v_{L2} = -v_o = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2.65)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_o}{L_2} \quad (2.66)$$

$$i_c = -i_{L1} = C \frac{dv_c}{dt} \quad (2.67)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} \quad (2.68)$$

$$i_{CO} = i_o - i_{ro} = C_o \frac{dv_o}{dt} = i_{L1} + i_{L2} - \frac{v_o}{R_o} \quad (2.69)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_0} + \frac{i_{L2}}{C_0} - \frac{v_o}{R_o C_o} \quad (2.70)$$

On obtient alors le modèle d'état :

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 U \quad (2.71)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_c \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_c \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (2.72)$$

Le modèle d'état moyen, on utilise les deux modèles d'état précédent en les jumelant dans les proportions adéquates :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.73)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_c \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{L_1} & -\frac{(1-d)}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{d}{L_2} & -\frac{(1-d)}{L_2} \\ \frac{1-d}{C} & \frac{-d}{C} & 0 & 0 \\ \frac{1-d}{C_0} & \frac{1-d}{C_0} & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_c \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (2.74)$$

A partir du modèle d'état, on extrait les équations de commande :

$$C_0 \frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{R_0} = (1-d)(i_{L1} + i_{L2}) = u_{v0} \quad (2.75)$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{in} - (1-d)(v_c + v_0) = u_{L1}$$

Grâce à ces équations, on va utiliser le signal de commande afin de contrôler le rapport cyclique d .

$$i_{L1} = \frac{u_{v0}}{(1-d)} - i_{L2} \quad (2.76)$$

$$d = \frac{u_{L1} - v_{in}}{v_c + v_0} + 1 \quad (2.77)$$

Le schéma de la commande du Sepic est donc :

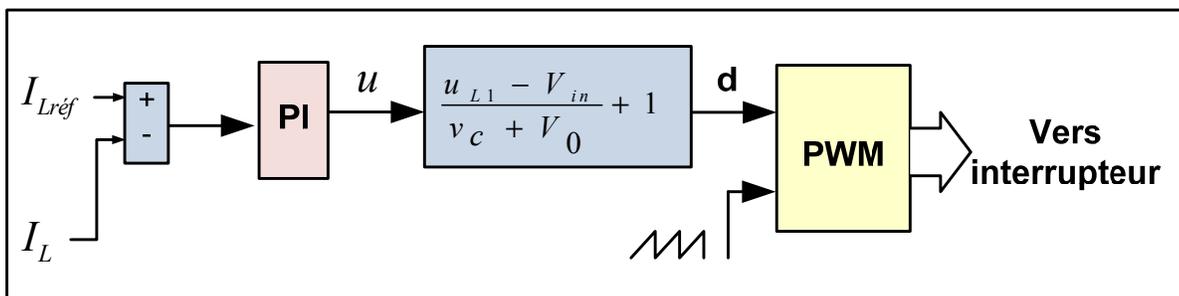
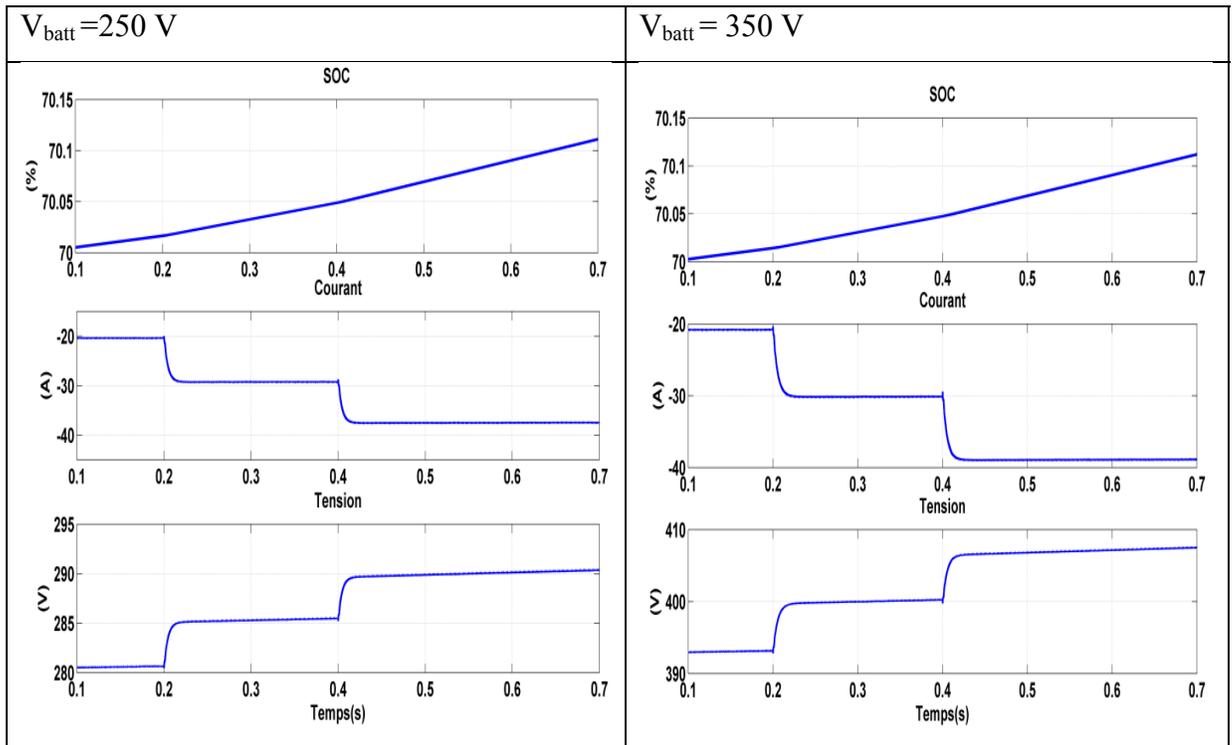
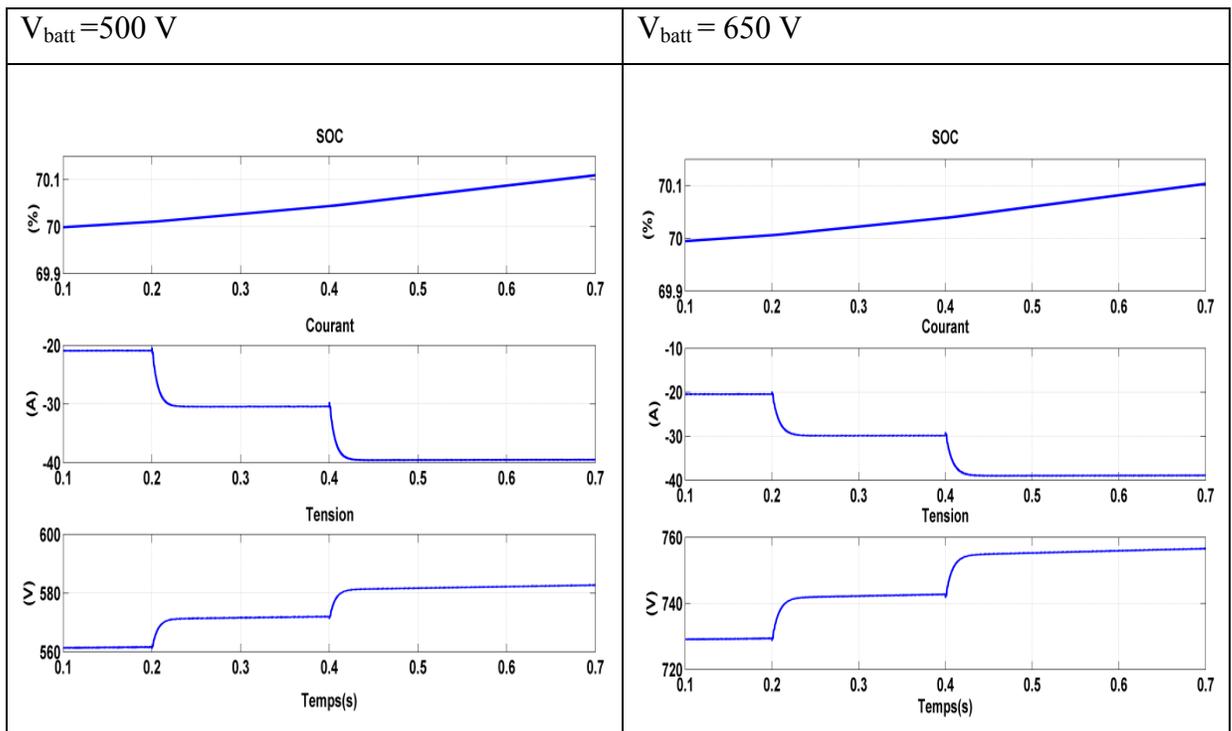


Figure 2.15 Schéma de la commande du convertisseur Sepic

Les résultats de simulation avec le convertisseur Sépic sont donnés dans les figures ci-dessous :

Figure 2.16 Résultat de simulation avec Sepic pour $V_{\text{batt}} = 250$ et 350V Figure 2.17 Résultat de simulation avec Sécip pour $V_{\text{batt}} = 500$ et 650V

Interprétations des résultats de simulations :

Tension nominale de la batterie	Capacité ou incapacité du convertisseur Buck de charger la batterie
$V_{\text{batt}}=250\text{V}$	capable
$V_{\text{batt}}=350\text{V}$	capable
$V_{\text{batt}}=500\text{V}$,	capable
$V_{\text{batt}}=650\text{V}$	capable

On constate que pour toutes les valeurs de V_{batt} le courant est régulé et la batterie est alimentée. En effet, la topologie du convertisseur Sépic lui confère la fonctionnalité d'élévateur et d'abaisseur de tension. Cette propriété lui offre un avantage sur les deux autres convertisseurs (Boost et Buck) précédemment étudié.

2.5 Convertisseur Bidirectionnel Boost-Buck

La topologie du convertisseur bidirectionnel Boost-Buck est représentée à la figure 2.16.

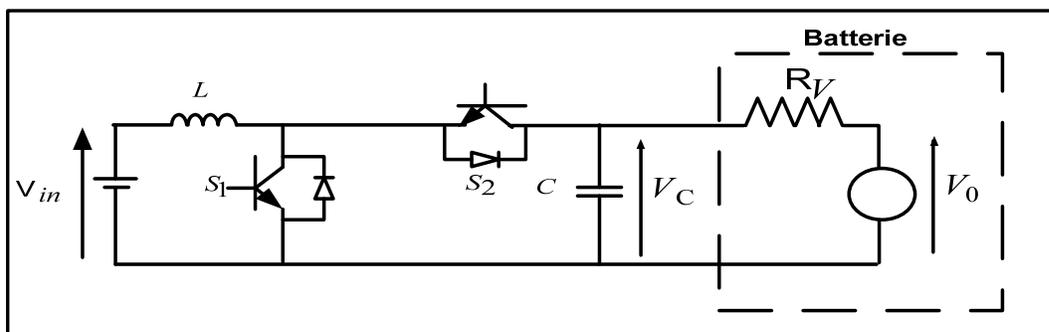


Figure 2.18 Schéma du montage du convertisseur Boost-Buck

On reprend la loi de commande utilisée pour celle du Boost au chapitre (2.2.2) :

$$d = 1 + \frac{u - V_{in}}{v_c} \quad (2.78)$$

Le convertisseur fonctionne en mode Boost lorsque la batterie se décharge et il fonctionne en mode buck pour la charger.

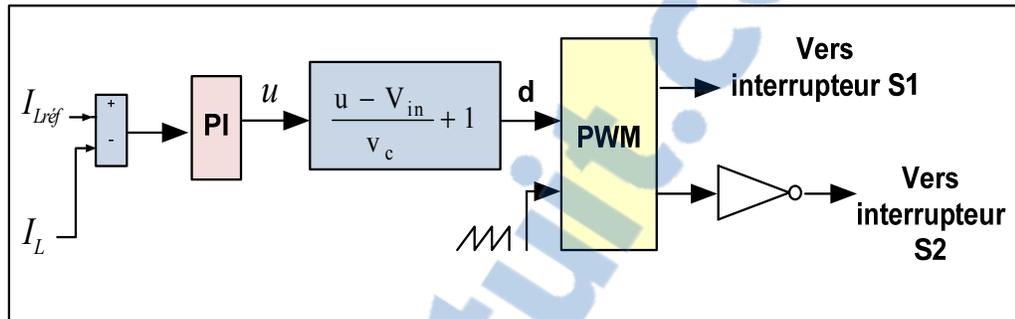
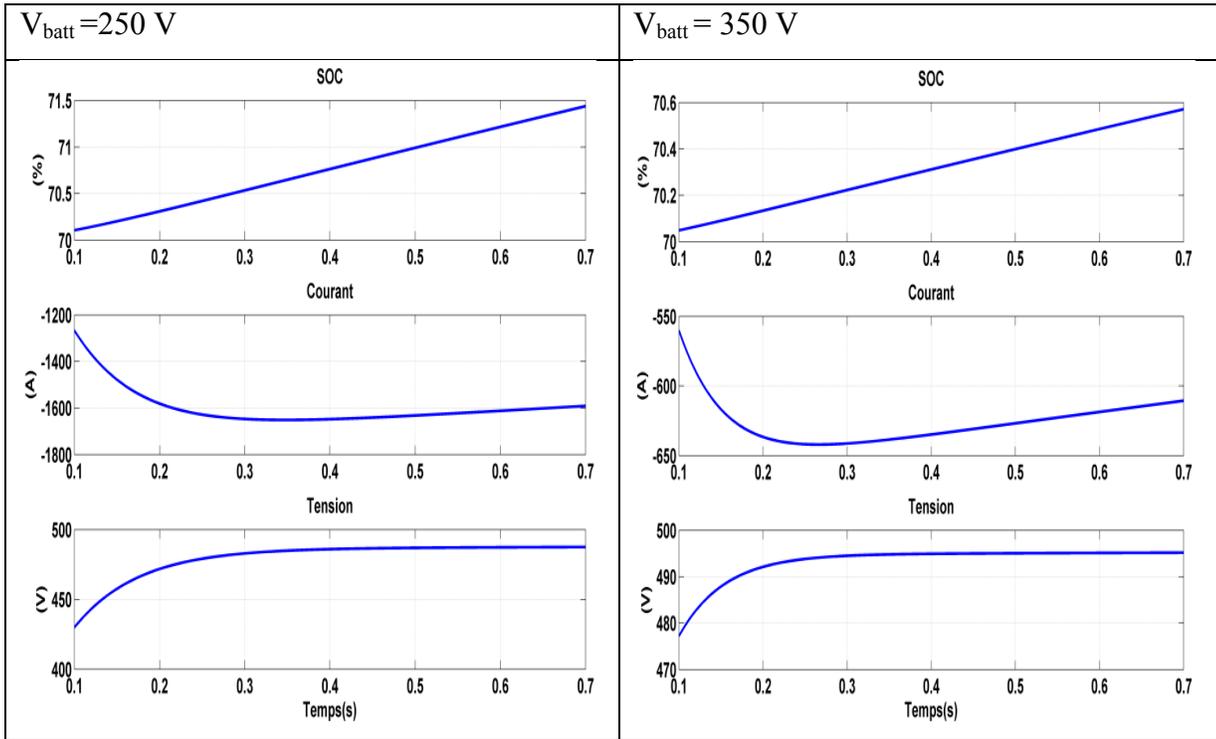
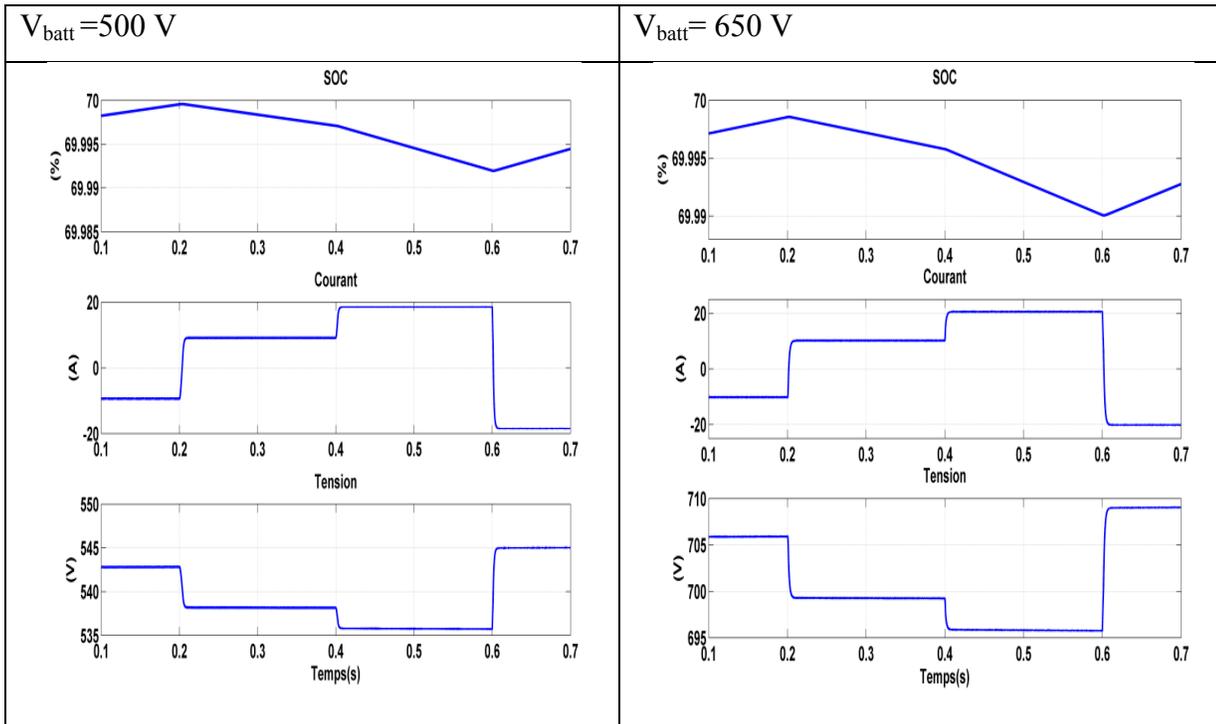


Figure 2.19 Schéma de la commande du convertisseur Boost-Buck

A partir d'une source de tension contrôlée V_{in} , on commande le convertisseur Boost-Buck en comparant le courant mesuré avec le courant de référence. Le courant de référence va prendre plusieurs valeurs, passant de 10A, -10A, -20A et 20A, En faisant cela, on est en offre la capacité à l'utilisateur de contrôler la vitesse de charge et de décharge de la batterie. Lorsque le courant de référence est négatif, on décharge la batterie; Lorsqu'il est positif, on la recharge. Quatre simulations ont effectués avec ce convertisseur. On modifie pour chaque simulation la tension nominale de la batterie Lithium Ion utilisé dans le logiciel matlab, avec comme valeur : $V_{batt}=250\text{ V}$, $V_{batt}=350\text{ V}$, $V_{batt}=500\text{ V}$, $V_{batt}=650\text{ V}$. V_{in} , la tension d'entrée est fixée à 500V. Les composants du boost ont pour valeur : $L=10\text{mH}$, $C = 4500\mu\text{F}$. Voici les résultats obtenus :

Figure 2.20 Résultat de simulation avec Boost-Buck pour $V_{\text{batt}} = 250$ et 350 V Figure 2.21 Résultat de simulation avec Boost-Buck pour $V_{\text{batt}} = 500$ et 650 V

Interprétations des résultats de simulations :

Tension nominale de la batterie	Capacité ou incapacité de charger la batterie	Capacité ou incapacité de décharger la batterie
$V_{\text{batt}}=250\text{V}$	incapable	incapable
$V_{\text{batt}}=350\text{V}$	incapable	incapable
$V_{\text{batt}}=500\text{V}$,	capable	capable
$V_{\text{batt}}=650\text{V}$	capable	capable

2.6 Convertisseur Bidirectionnel Buck-Boost

Sa topologie générale est la suivante :

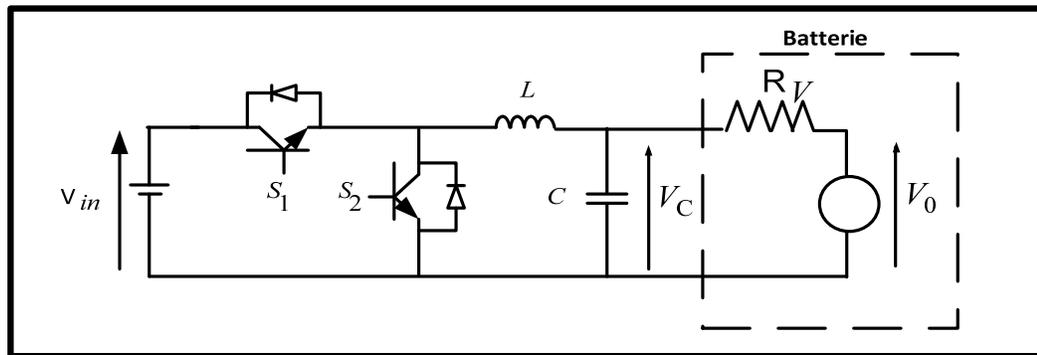


Figure 2.22 Schéma du montage du convertisseur Buck-Boost

On reprend la loi de commande utilisée pour celle du Boost au chapitre (2.2.2) :

$$d = 1 - \frac{-u + V_{in}}{v_c} \quad (2.79)$$

Le schéma de commande est le même que celui utilisé précédemment. Les résultats de simulation sont donnés dans les figures ci-dessous.

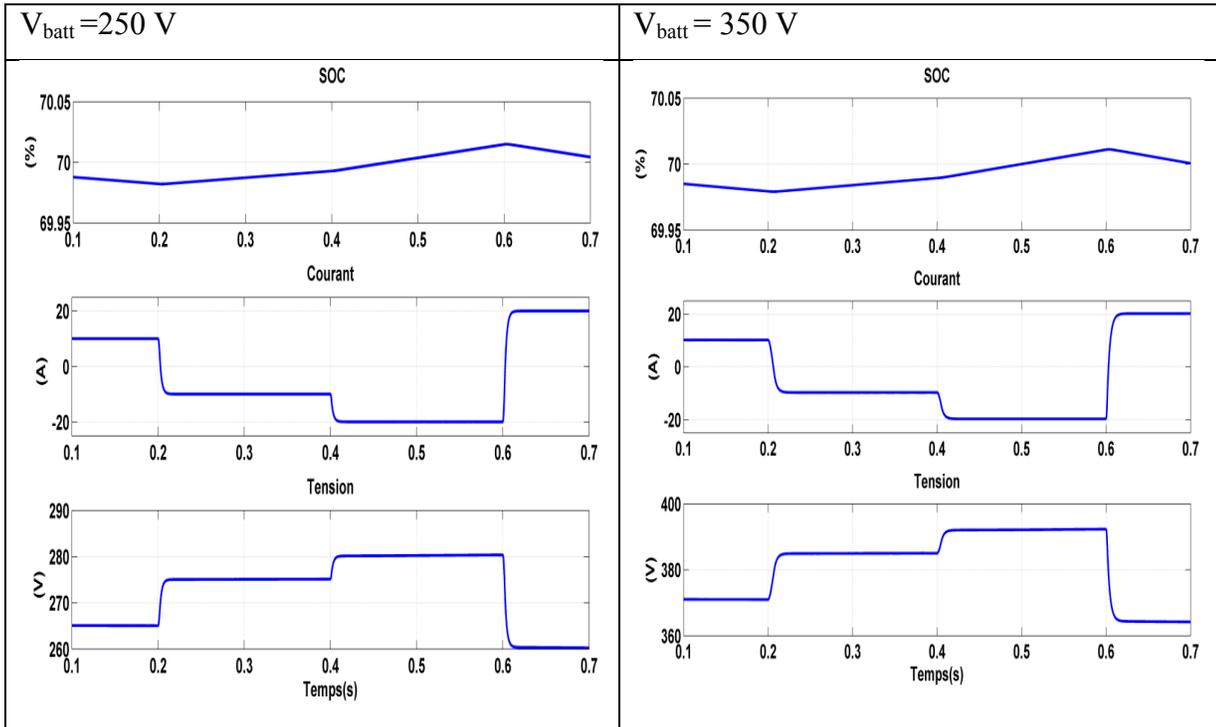


Figure 2.23 Résultat de simulation avec Buck-Boost pour $V_{batt} = 250$ et 350 V

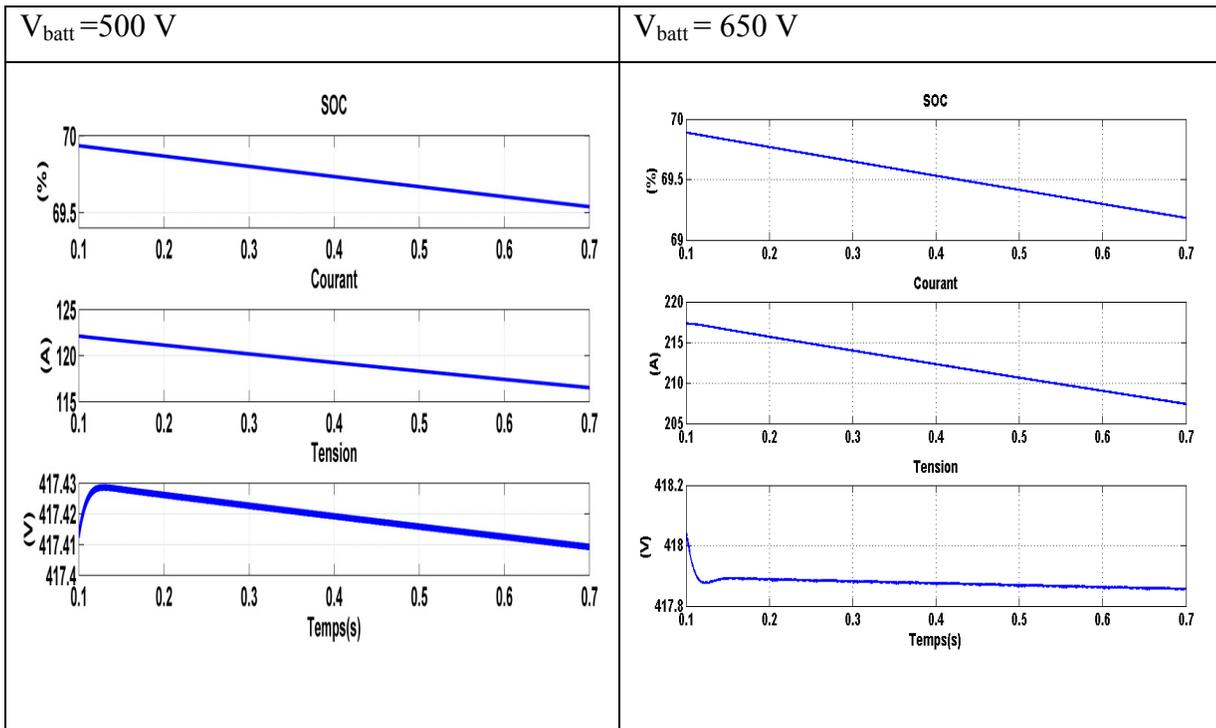


Figure 2.24 Résultat de simulation avec Buck-Boost pour $V_{batt} = 500$ et 650 V

Interprétations des résultats de simulations :

Tension nominale de la batterie	Capacité ou incapacité de charger la batterie	Capacité ou incapacité de décharger la batterie
$V_{\text{batt}}=250\text{V}$	capable	capable
$V_{\text{batt}}=350\text{V}$	capable	capable
$V_{\text{batt}}=500\text{V}$	incapable	incapable
$V_{\text{batt}}=650\text{V}$	incapable	incapable

2.7 Convertisseur Bidirectionnel Buck-Boost avec tension de sortie négative

Sa topologie est la suivante :

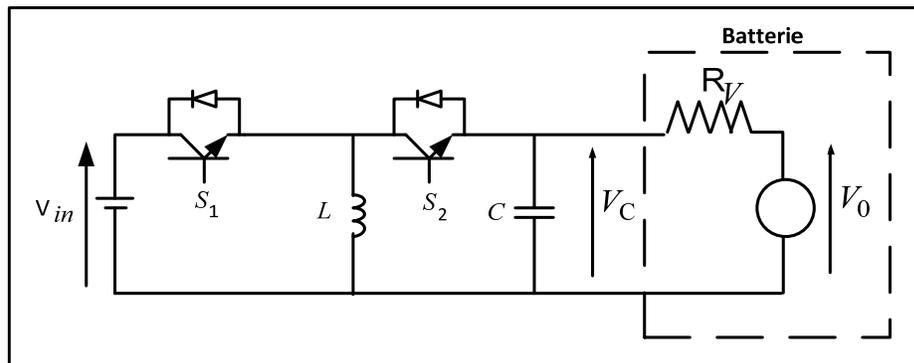


Figure 2.25 Schéma du montage du convertisseur Buck-Boost n°2

Les résultats de simulation avec ce dernier convertisseur sont donnés dans les figures ci-dessous.

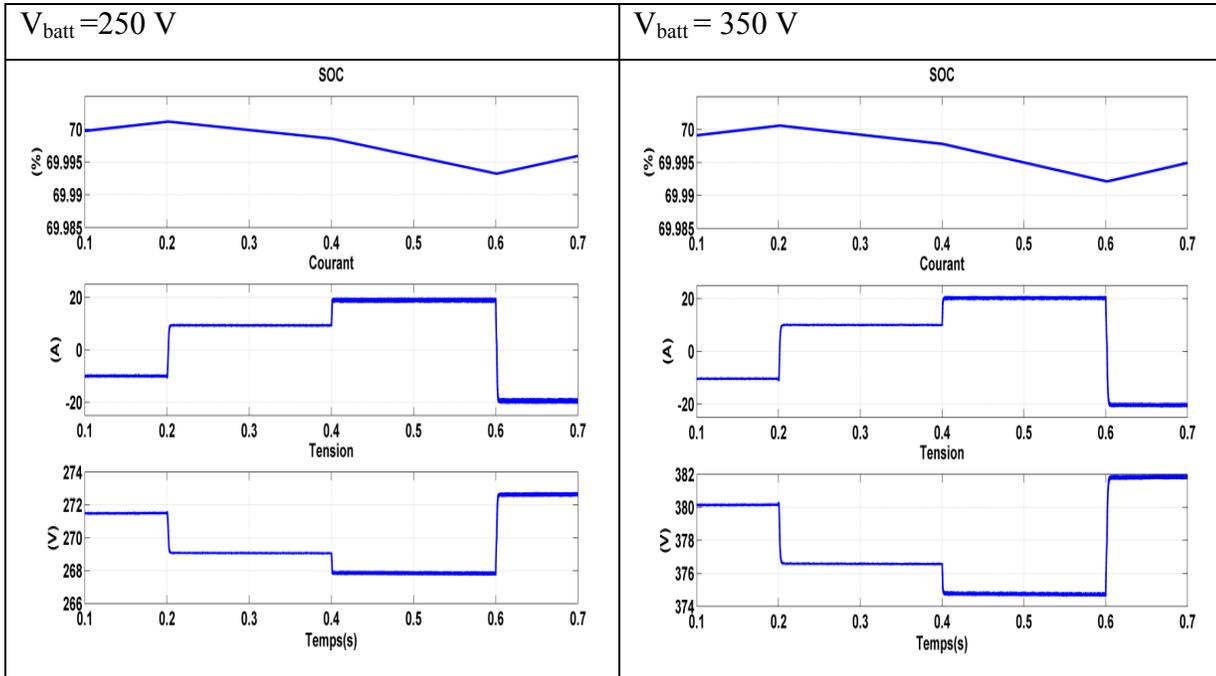


Figure 2.26 Résultat de simulation avec Buck-Boost modifié pour $V_{\text{batt}} = 250$ et 350 V

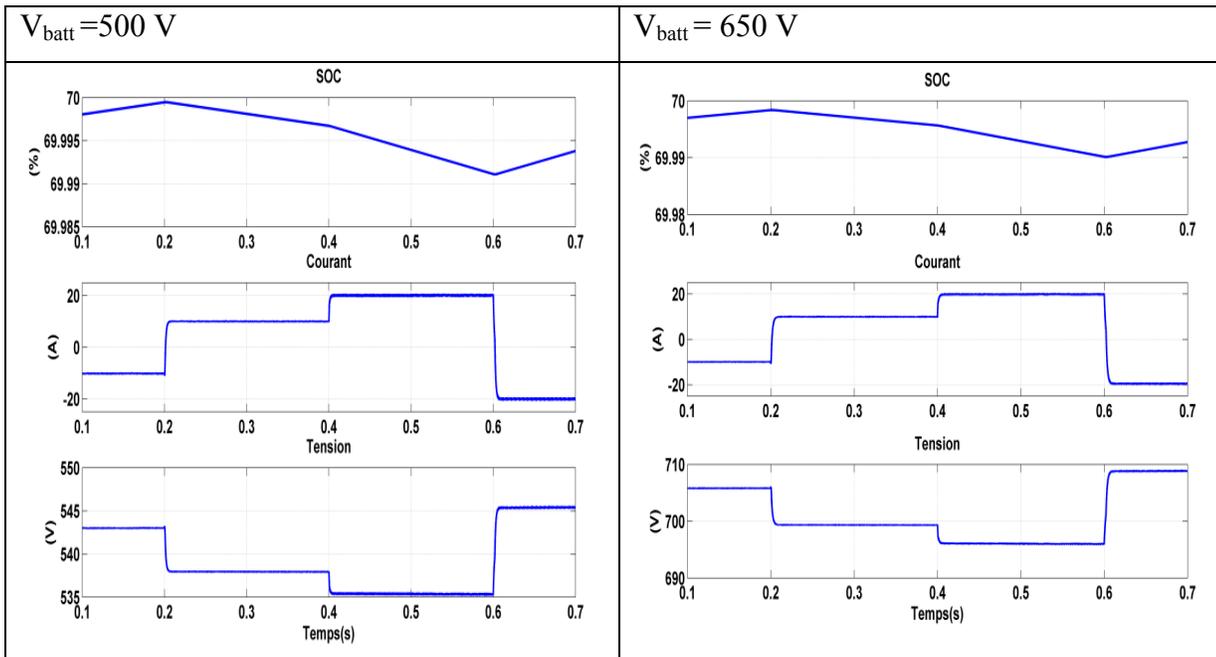


Figure 2.27 Résultat de simulation avec Buck-Boost modifié pour $V_{\text{batt}} = 500$ et 650 V

Interprétations des résultats de simulations :

Tension nominale de la batterie	Capacité ou incapacité de charger la batterie	Capacité ou incapacité de décharger la batterie
$V_{batt}=250V$	capable	capable
$V_{batt}=350V$	capable	capable
$V_{batt}=500V,$	capable	capable
$V_{batt}=650V$	capable	capable

2.8 Conclusion

Ces convertisseurs pourraient aidés les batteries à stocker une quantité d'énergie souhaitée et de la restituer ensuite à un réseau à la vitesse voulue. Il peut s'avérer très utile de stocker une puissance provenant d'énergies renouvelables, comme de la puissance provenant des panneaux solaires ou des éoliennes. L'adaptabilité des alimentations à découpage peuvent s'avérer appropriés pour charger ou décharger une batterie, notamment grâce à la diversité des topologies existantes. Aussi, la simplicité de leurs commandes leur confère un avantage prépondérant. On dresse récapitulatif des convertisseurs utilisé pour savoir à quel tension ils sont fonctionnel :

Tableau 2.1 Récapitulatif des convertisseurs utilisés

	$V_{batt} < V_{in}$	$V_{batt} = V_{in}$	$V_{batt} > V_{in}$	Bidirectionnel
Boost	non	oui	oui	non
Buck	oui	oui	non	non
Sepic	oui	oui	oui	non
Boost-Buck	non	oui	oui	oui
Buck-Boost n°1	oui	non	non	oui
Buck-Boost n°2	oui	oui	oui	oui

Il apparaît naturel d'utiliser pour la suite de notre étude un convertisseur bidirectionnel, permettant de charger et de décharger la batterie sans contraintes. Le Buck-Boost n°2 peut fonctionner quelque soit la valeur de la tension nominale de la batterie.

CHAPITRE 3

ÉTUDE DE LA TECHNOLOGIE PHOTOVOLTAÏQUE

3.1 Généralités

3.1.1 Rappel sur l'énergie solaire

L'énergie est devenue un élément prépondérant au bien-être de l'humanité grâce à l'électricité. Les énergies renouvelables, comme les systèmes éoliens et photovoltaïques, tendent à être de plus en plus utilisées dans un monde qui prend conscience de l'importance de l'écosystème, notamment depuis le protocole de Kyoto en 1997, qui impose aux pays de réduire leurs émissions de gaz à effet de serre. Cette tendance se confirme partout dans le monde, en effet :

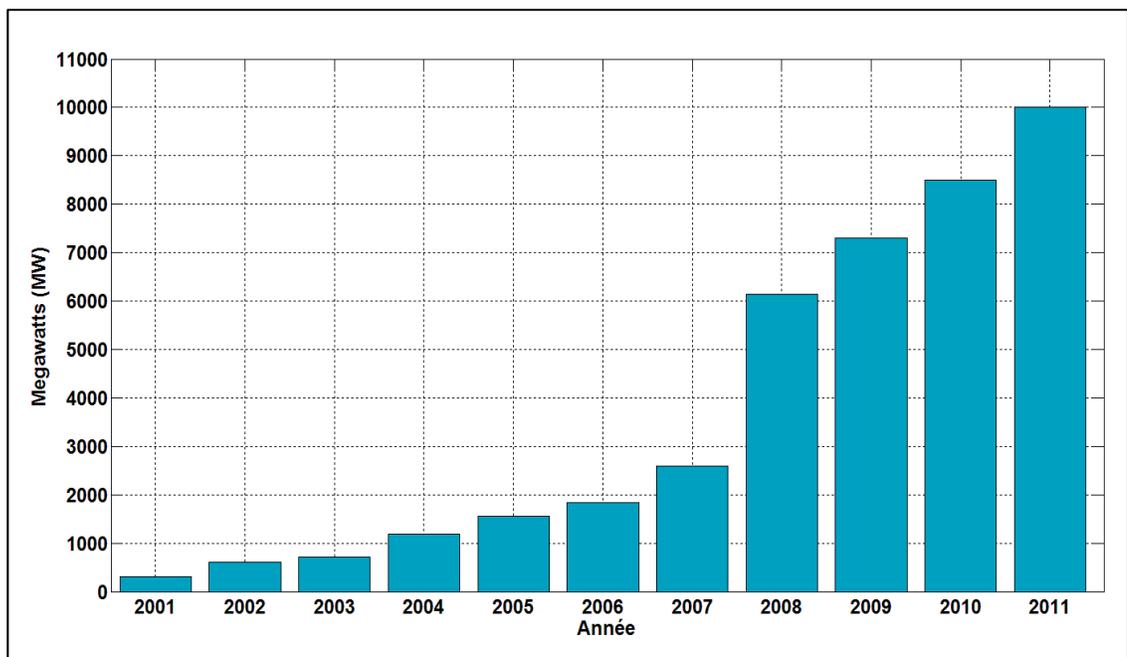


Figure 3.1 Évolution graphique de la puissance émise par les PV dans le monde (source : www.pro-recyclage.com)

Le soleil possède l'avantage d'être une source d'énergie inépuisable. Le but de ce mémoire est d'optimiser au maximum une de ces énergies renouvelable, en l'occurrence les panneaux photovoltaïques, dans le but de rendre leurs utilisations plus fréquentes au détriment d'autres énergies (comme les énergies nucléaires qui représentent, par exemple, 80% des énergies produites par la France).

Les énergies renouvelables n'occupent pas encore une place prépondérante, car certains paramètres ont besoin d'être améliorés dans le but de rendre ces énergies plus compétitives. En effet, l'intérêt pour les énergies renouvelables est récent : depuis le choc pétrolier de 1973 et l'augmentation du prix des hydrocarbures. Cela explique l'essor de ces énergies dans les pays industrialisés, qui utilisaient auparavant des sources d'énergies facilement exploitables sur leurs territoires respectifs (pétrole aux Etats Unis, charbon en Grande-Bretagne...). De nombreux progrès restent donc à faire, car les techniques utilisées sont encore jeune. En revanche leur autonomie constitue d'hors et déjà un avantage financier, n'ayant pas besoin d'être raccordé à un réseau. Malgré cela, cette technologie reste encore trop couteuse et possède un rendement encore insuffisant pour permettre une augmentation de son industrialisation. Ces insuffisances tendent tout de même à s'améliorer. En 20 ans, le prix des modules photovoltaïque a diminué sensiblement, comme le montre le graphique :

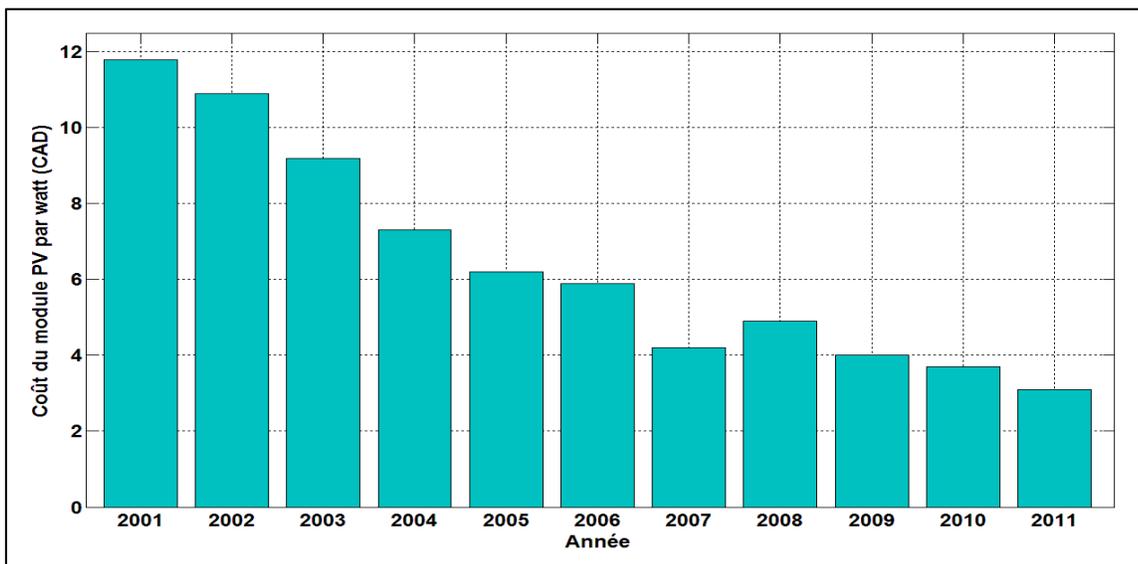


Figure 3.2 Graphique de l'évolution du coût du module PV par Watt

Aussi, on recense 2 milliards de personnes qui n'ont pas d'accès à l'électricité. Dans ces régions isolées, les énergies renouvelables permettraient la production d'électricité locale. Les panneaux photovoltaïques peuvent être placés sur le toit des maisons à proximité des zones jusqu'à présent défavorisées. Cela permet donc de fournir de l'électricité directement aux particuliers, sans qu'il soit nécessaire de créer des réseaux coûteux de transport d'énergie jusqu'à ces endroits du globe. Mais ces zones sont souvent situées dans pays en voie de développement, qui n'ont pas les moyens de financer de telles infrastructures.

3.1.2 L'effet photovoltaïque

Le rayonnement émis par le soleil est porteur de photons qui transportent une énergie E_{ph} . Ces photons sont absorbés dans un matériau semi-conducteur, qui va en réponse générer une tension électrique. Cette énergie dépend de trois caractéristiques :

- la célérité de la lumière c ;
- la longueur d'onde λ ;
- la constante de Planck h .

h et c étant des constantes, on peut affirmer que l'énergie transportée par un photon est inversement proportionnel à sa longueur d'onde. Comme le montre la relation :

$$E_{ph} = h \frac{c}{\lambda} \quad (3.1)$$

Les matériaux semi-conducteurs, en absorbant les photons, produisent des électrons ainsi que des trous, tous deux étant porteur de charge. Le rayonnement solaire doit alors provoquer un déplacement d'électron d'un conducteur à l'autre. Pour que le phénomène opère, une différence de potentiel doit apparaître aux deux bornes du dispositif. Cela a pour effet de constituer l'équivalent d'une pile. Le matériau devient donc photoconducteur. Il est un dipôle passif puisque, si on applique une tension aux bornes du matériau, le courant va circuler.

3.1.3 Historique de la cellule photovoltaïque

L'effet photovoltaïque a été découvert en 1839 par Alexandre Edmond Becquerel. C'est seulement environ un siècle plus tard, en 1916, que Robert Millikan sera le premier à produire de l'électricité avec une cellule solaire. Mais cette découverte n'est à l'époque qu'anecdotique au vu du rendement énergétique pour transformer la lumière du soleil en énergie. C'est l'industrie spatiale que remettra ce phénomène au-devant de la scène, dans les années 50. Les panneaux solaires étant le seul moyen non nucléaire d'alimenter des satellites en énergies. Le choc pétrolier dans les années 70, la découverte de la méthode pour trouver le MPPT (conséquence des recherches dans le domaine spatial) ainsi que les efforts consentis pour réduire le coût des panneaux, ont favorisé la commercialisation de cette énergie renouvelable. En 1973, la première maison alimentée par des cellules photovoltaïques est construite. Aujourd'hui, des centrales solaires sont en construction dans le monde entier.

3.2 La jonction PN

Une cellule photovoltaïque est assimilable à une diode photosensible, son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi-conducteurs. La cellule photovoltaïque permet la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Son principe de fonctionnement repose sur l'effet photovoltaïque. Une cellule est constituée de deux couches minces d'un semi-conducteur. Ces deux couches sont dopées différemment (pour la couche N, apport d'électrons périphériques; pour la couche P, qui a un déficit d'électrons). Ces deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N) leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches de semi-conducteur. L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche antireflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée. Le matériau le plus répandu dans les cellules solaires est le silicium. Il existe plusieurs types de cellules solaires :

- les cellules monocristallines;
- les cellules polycristallines;
- les cellules amorphes;
- les cellules CdTe (tellure de cadmium), CIS (cuivre-indium-diséléniure) CIGS.

Tableau 3.1 Comparatif des différents types de matériau utilisé pour synthétiser un module PV (Source : Système solaire- Hors série spécial recherche solaire, juillet 2006)

Génération	Type	Rendement de la cellule en labo (%)	Rendement du module en labo	Rendement du module en condition réel	Niveau de développement
1 ^{ère} génération	Silicium monocristallin	24.70	22.70	12-20	Production industrielle
	Silicium polycristallin	20.30	16.20	11-15	Production industrielle
2 ^{ème} génération	Silicium amorphe	13.40	10.40	5-9	Production industrielle
	Silicium cristallin en couche mince		9.40	7	Production industrielle
	CIS	19.30	13.50	9-11	Production industrielle
	CdTe	16.70		6-9	Production industrielle
3 ^{ème} génération	Cellule organique	5.70			Au stade de la recherche
	Cellule de Grätzel	11	8.40		Au stade de la recherche

On voit également grâce à ce tableau qu'il y a une différence entre le rendement du module en laboratoire et en extérieur. On constate donc que les deux technologies principalement utilisées, le silicium monocristallin et poly cristallin, possède un rendement et un prix différent. En effet, le monocristallin a un rendement surfacique plus élevé et naturellement un prix plus élevé que le poly cristallin.

3.3 Modélisation d'un panneau (Cellule photovoltaïque)

Une cellule photovoltaïque peut être assimilée au circuit électrique équivalent (Chin, 2011) :

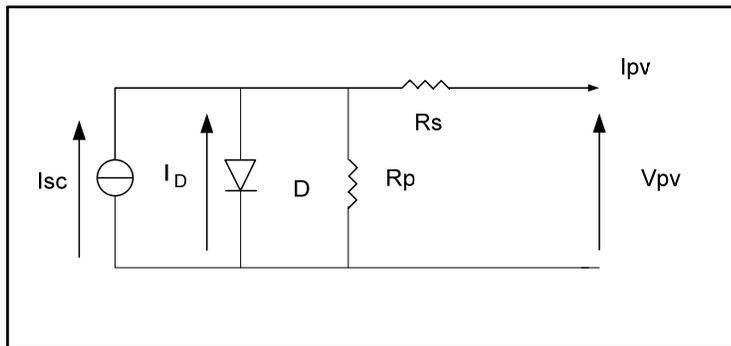


Figure 3.3 Modélisation du circuit électrique équivalent d'une cellule PV

Pour modéliser la cellule, on exprime les grandeurs électriques relative à la représentation de la cellule sous forme d'équation, tel que, pour le courant circulant dans la diode :

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) = I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_S I_{pv}}{V_T}} - 1 \right) \quad (3.2)$$

I_0 étant le courant de polarisation inverse de saturation de la diode

Avec :

$$V_D = V_{pv} + R_S I_{pv} \quad (3.3)$$

Et V_T étant la tension thermique défini par :

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (3.4)$$

Avec k la constante de Boltzman égal à $1.3806503 \times 10^{-23}$ J/K, T est la température de fonctionnement de la cellule en degré Kelvin, et q est la charge d'électrons.

La tension V_{pv} est donc définit par :

$$V_{pv} = V_D - R_S I_{pv} \quad (3.5)$$

Et :

$$I_p = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{pv} + R_S I_{pv}}{R_p} \quad (3.6)$$

On obtient alors l'expression de I_{pv} pour une cellule :

$$I_{pv} = I_{sc} - I_D - I_p = I_{sc} - I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_S I_{pv}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_S}{R_p} I_{pv} \quad (3.7)$$

Une cellule photovoltaïque seule ne peut pas fournir suffisamment de puissance afin d'alimenter une charge ou le réseau électrique. Il convient donc d'associer ces cellules entres elles dans le but de fournir plus de puissance. Une association en série augmentera la tension de sortie du panneau solaire tandis qu'une association en parallèles augmentera le courant fournit à la charge. Il est alors nécessaire d'introduire deux nouveaux paramètres N_p et N_s représentant respectivement le nombre de cellules en parallèles et en série. L'expression de I_{pv} devient :

$$I_{pv} = N_p I_{sc} - N_p I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_S I_{pv}}{N_s V_T} + \frac{R_S I_{pv}}{N_p V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_S}{R_p} I_{pv} \quad (3.8)$$

Avec :

- I_{sc} : Courant de court-circuit d'une cellule;
- R_p : Résistance caractérisant les pertes par recombinaison des porteurs dues aux défauts structurales du matériau;
- R_s : Résistance caractérisant les pertes par effets Joule dans le semi-conducteur et les pertes à travers les grilles de collectes et les mauvais contacts ohmiques de la cellule.

La quantité de rayonnement solaire affecte la production de porteurs de charge dans le module PV, et par la suite, affecte le courant généré. I_{pv} avec l'influence de la température de la cellule, peut être décrit par l'équation :

$$I_{PV} = I_{sct} - N_p I_{0s} \left(e^{\frac{v_{pv} + R_s I_{PV}}{N_s} \frac{1}{v_r}} - 1 \right) - \frac{v_{PV}}{R_p} - \frac{R_s I_{PV}}{R_p} \quad (3.9)$$

Avec :

$$I_{0s} = I_{0r} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 - e^{\frac{qE_{G0}}{\beta k} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} - 1 \quad (3.9)$$

Et :

$$I_{sct} = [I_{sc} + K_I (T - 298.15)] \frac{G}{1000} \quad (3.10)$$

T_R étant la température de référence (=298.18 K), E_{G0} (=1.12 eV), la largeur de bande du silicium, β le facteur d'idéalité (=1740), I_{0s} le courant de saturation inverse de la cellule, I_{0r} le courant de saturation de la cellule.

3.4 Influence du rayonnement solaire et de la température

Bien que le rendement occupe une place primordiale dans le choix des cellules, il n'est pas le seul indicateur de performance pour une cellule. En effet, la température et également le niveau d'éclairage peuvent affecter les performances du panneau. Afin de bien distinguer la modification de la valeur du courant et de la tension du panneau dû à un changement de température, on trace les courbes caractéristiques $I_{pv}V_{pv}$ et $P_{pv}V_{pv}$ suivantes grâce aux équations (3.9), (3.10), (3.11) et sachant également que :

$$P_{PV} = I_{PV} \cdot v_{PV} = \left(I_{sct} - N_p I_{0s} \left(e^{\frac{v_{pv} + R I_{pv}}{N_s v_t} - 1} - \frac{v_{PV}}{R_p} - \frac{R_s I_{PV}}{R_p} \right) \right) \cdot v_{PV} \quad (3.11)$$

On obtient alors les courbes suivantes (avec 15 modules photovoltaïques en série et 50 en parallèle) :

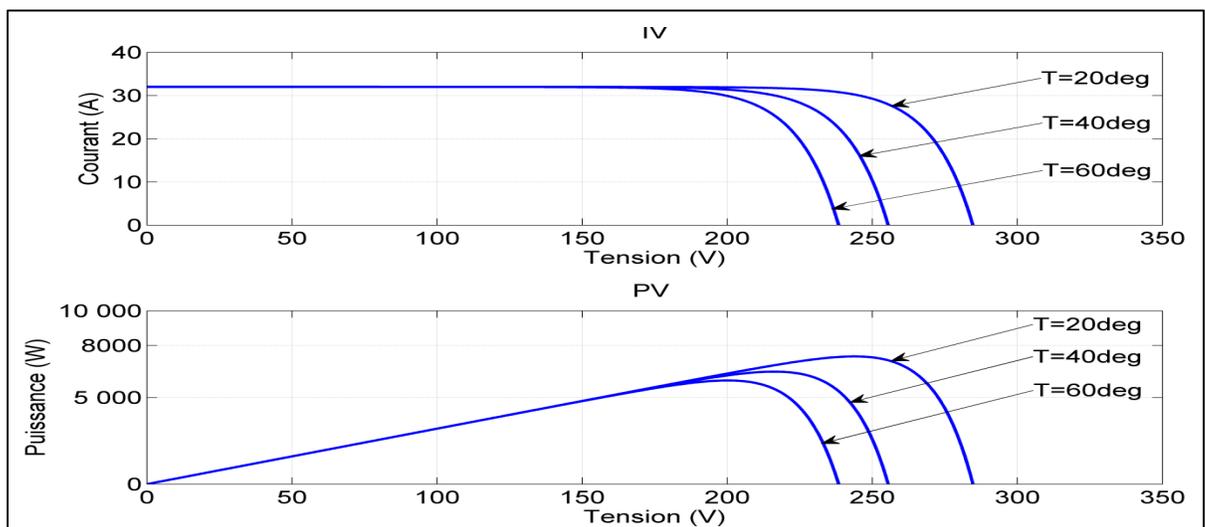


Figure 3.4 Courbe V-I et P-V des modules PV avec variation de la température

On observe que pour des températures élevées, la puissance produite par le panneau diminue. Les caractéristiques du panneau en fonction de l'ensoleillement $G=600, 800$ puis 1000W/m^2 sont représentées dans la figure ci-dessous.

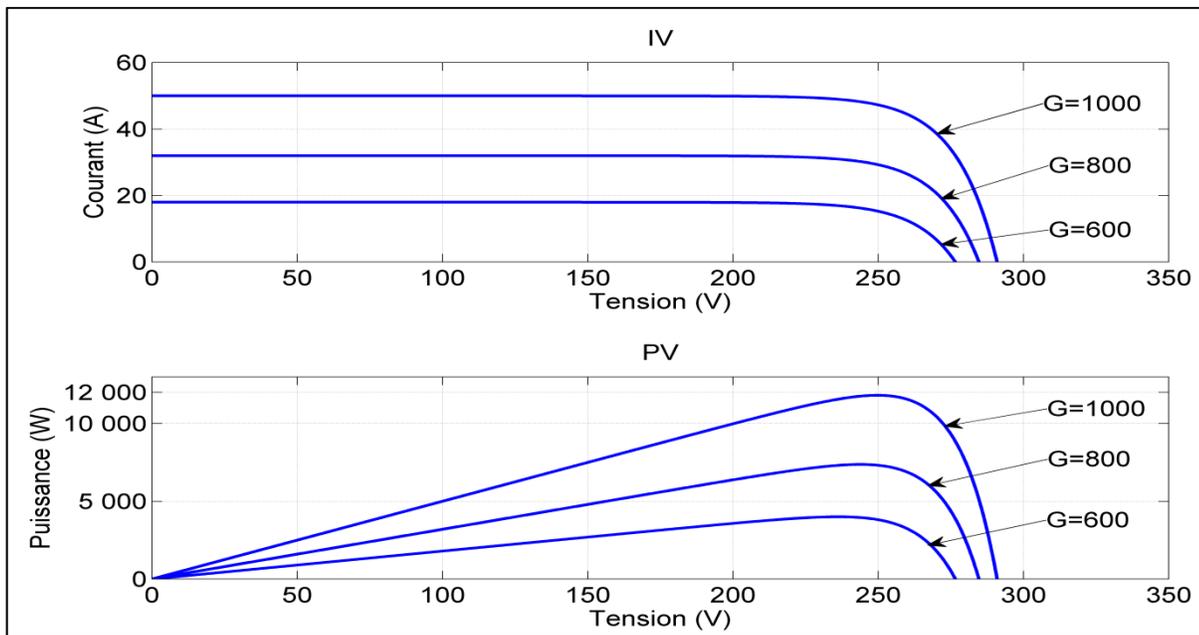


Figure 3.5 Courbe V-I et P-V des modules PV avec variation de l'ensoleillement

On constate que plus on augmente, l'ensoleillement, plus la puissance augmente.

3.5 Différentes techniques du MPPT

Le MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un principe permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les premières utilisations du MPPT datent de 1968.

Le MPPT est le point clé du montage. Il s'agit d'un genre de contrôleur qui va forcer le générateur à travailler à sa puissance maximale (MPP). En effet, cette opération permet d'obtenir le meilleur rendement de puissance de la cellule. Il existe différentes méthodes pour obtenir ce point. Les algorithmes de programmation de contrôleurs MPPT sont relativement

simples, du fait des limitations technologiques dans les microprocesseurs disponibles. Il peut donc être facilement implémenté sur un ordinateur ou un microprocesseur.

Un générateur photovoltaïque est un générateur dont la caractéristique $I=f(U)$ est non linéaire. En conséquence, pour un même éclairage, la puissance délivrée sera différente selon la charge. Un contrôleur MPPT permet donc de piloter le convertisseur statique reliant la charge (une batterie par exemple) et le panneau photovoltaïque de manière à fournir en permanence le maximum de puissance à la charge

Il existe différents types de contrôleurs MPPT. Généralement, chacun de ces contrôleurs a été réalisé pour une application spécifique. La précision et la robustesse de ces contrôleurs dépendent d'un certain nombre de paramètres :

- le rendement global du système désiré par le constructeur;
- le type de convertisseur de puissance permettant l'adaptation et la connexion à une charge (DCDC, DC-AC), ou à un réseau électrique;
- l'application souhaitée (systèmes autonomes, connectés au réseau, spatiaux.);
- les caractéristiques du MPPT, en fonction de la vitesse;
- le type d'implantation choisi (analogique, numérique, mélange des deux).

3.5.1 Perturbation et observation

Cette méthode est très souvent exploitée et citée par de nombreux auteurs (Abdelsalam, 2011),(Qin, 2011). Elle utilise une méthode itérative, qui repose sur un procédé algorithmique utilisé dans le but d'aller chercher la puissance maximale. Ce procédé se base sur le calcul d'une valeur actuelle de la puissance et de la valeur précédente. Un algorithme permet de faire la comparaison des deux puissances aux différents points successifs situés sur la courbe. Si : $P_n^2 - P_n^1 > 0$, on ajoute un pas de tension. Si la différence $P_n^2 - P_n^1 < 0$. A partir de ce changement, on réduit la tension du panneau d'un pas. Dans le tableau ci-dessous est résumé le fonctionnement de l'algorithme P&O.

Tableau 3.2 Résumé du fonctionnement de l'algorithme P&O

Cas	dPV	dV	Action
4	$P(n) > P(n-1)$	$V(n) > V(n-1)$	V++
3	$P(n) > P(n-1)$	$V(n) < V(n-1)$	V--
2	$P(n) < P(n-1)$	$V(n) > V(n-1)$	V--
1	$P(n) < P(n-1)$	$V(n) < V(n-1)$	V++

Cette opération peut être synthétisée à l'aide du logiciel Matlab, comme on le voit ici l'algorithme est synthétisé par le code suivant :

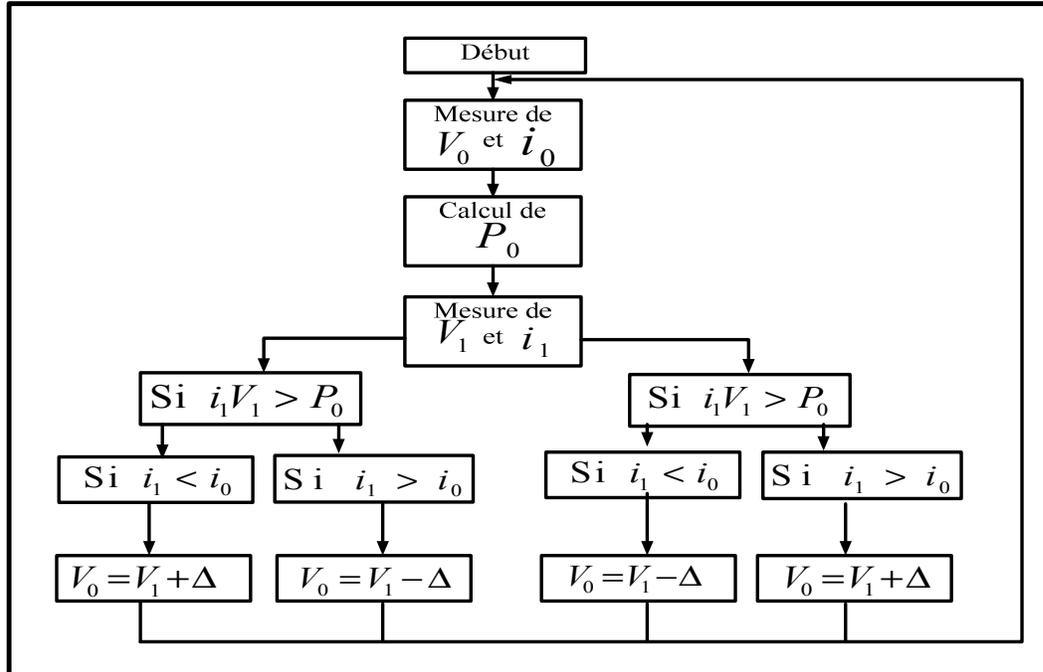


Figure 3.6 Algorithme du MPPT perturbation et observation

3.5.2 Conductance incrémentale

La méthode basée sur la conductance incrémental est également très utilisée. Cet algorithme est basé, comme le précédent, sur une considération de la dérivée de la puissance par rapport à la tension. Effectivement, nous savons qu'au point de puissance maximale, cette dérivée est égale à zéro. Dans l'équation :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \leftrightarrow \frac{dUI}{dU} = 0 \leftrightarrow \frac{dU}{dU}I + \frac{dI}{dU}U \quad (3.12)$$

$$\frac{dI}{dU} = -\frac{I}{U} \quad (3.13)$$

L'algorithme calcule donc le rapport I/U , et le compare à la dérivée de I par rapport à U . Quand les deux membres de cette équation sont exactement opposés, nous avons atteint le point de puissance maximale. Cela nécessite une conservation en mémoire de la tension et du courant précédents. A travers ce tableau, on résume le fonctionnement de l'algorithme Inc&Cond :

Tableau 3.3 Résumé du fonctionnement de l'algorithme Inc&Cond

Cas	Dérivée	Action
1	$\frac{dI}{dU} < -\frac{I}{U}$	V--
2	$\frac{dI}{dU} > -\frac{I}{U}$	V++

Voici l'organigramme de l'algorithme Inc &Cond :

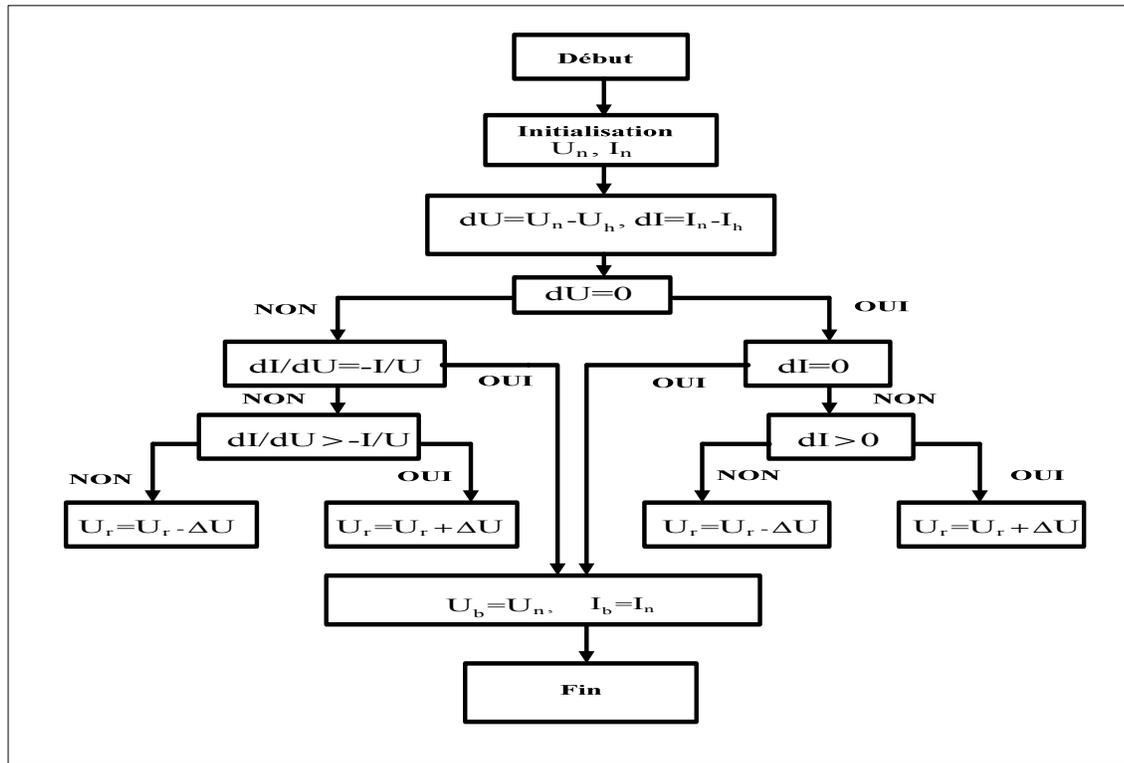


Figure 3.7 Algorithme du MPPT conductance incrémentale

Il existe une autre méthode pour modéliser ce MPPT sous matlab/simulink sans utiliser la fonction embedded, en utilisant le montage suivant :

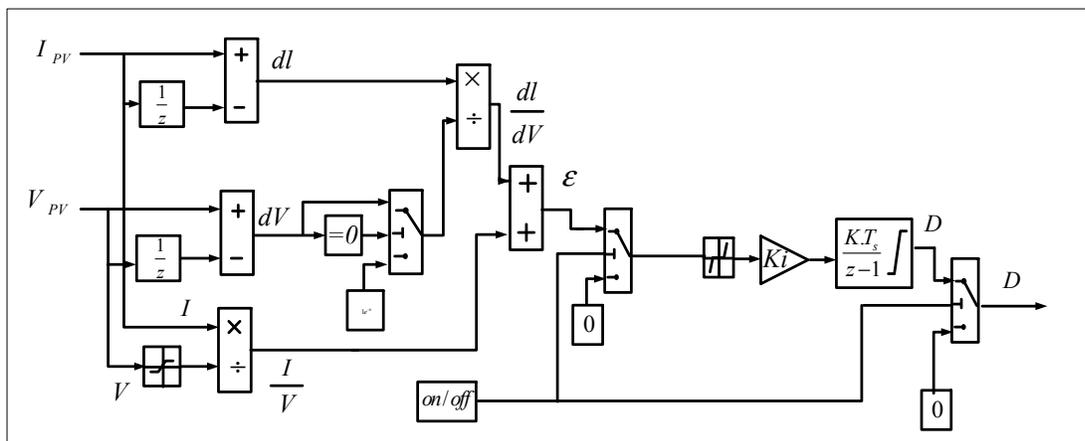


Figure 3.8 Schéma de la synthèse du MPPT sous Matlab/Simulink

3.6 Conclusions

Les énergies renouvelables présentent actuellement un intérêt majeur dans la recherche scientifique, du fait qu'elles présentent une alternative aux énergies fossiles polluante. Le caractère inépuisable de l'énergie solaire lui confère un avenir prometteur. Mon étude s'est axée autour de la compréhension du fonctionnement de cette technologie, autrement dit la transformation de l'énergie lumineuse en énergie électrique. La comparaison des matériaux utilisés, les méthodes d'extractions du point maximal et la notion du rendement ont été pris en compte dans la suite du mémoire. L'utilisation de cellule en série et en parallèle sera réalisée, avec l'implémentation de l'algorithme perturbations et observations. Il nous reste à modéliser un convertisseur permettant de faire le lien entre les panneaux et le réseau. Avec tous ces éléments, on aura un ensemble qui permettra d'extraire le maximale de puissance des panneaux connectés entre eux. Nous allons ensuite utiliser ce bloc en l'intégrant dans un schéma électrique global, constitué du réseau électrique et d'une charge, afin de vérifier son bon fonctionnement par simulation.

CHAPITRE 4

SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTÉ AU RÉSEAU ÉLECTRIQUE

4.1 Schéma électrique global

Dans ce chapitre est présenté le système global incluant :

- un panneau photovoltaïque;
- un convertisseur Boost avec sa commande;
- un onduleur également muni de sa commande;
- le réseau triphasé;
- une charge linéaire;
- une charge non linéaire;
- une charge monophasée.

Une validation par simulation est utilisée pour tester le comportement du système. Des perturbations sont également rajoutées pour aussi tester la réaction du système à la variation de la charge, à la variation de l'ensoleillement, de la charge et de la décharge de la batterie.

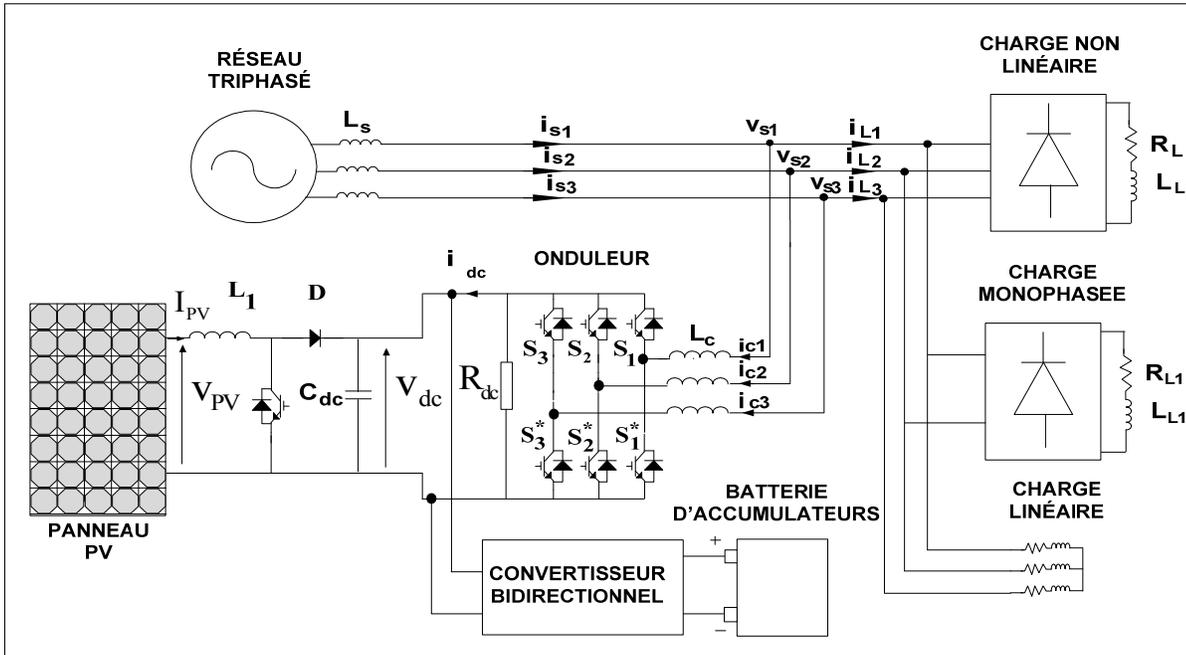


Figure 4.1 Schéma global du système PV raccordé au réseau

4.2 Modélisation et commande du convertisseur Boost

Ce convertisseur DC-DC, également appelé hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui permet d'augmenter la tension continue initiale. Il permet surtout d'imposer un courant, qui sera I_{MP} déterminé par l'algorithme du MPPT. Le convertisseur Boost est représenté à la figure ci-dessous.

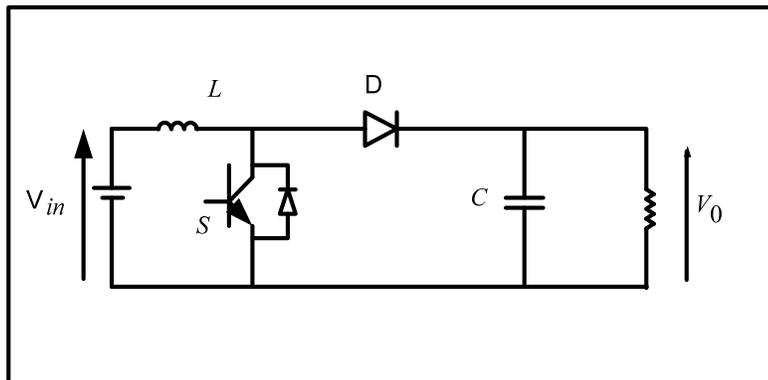


Figure 4.2 Schéma du convertisseur Boost

On utilise la même commande pour ce convertisseur qu'au chapitre 2.2.2. On rappelle la loi de commande puis son schéma :

$$d = 1 - \frac{u - V_{in}}{v_c} \quad (4.1)$$

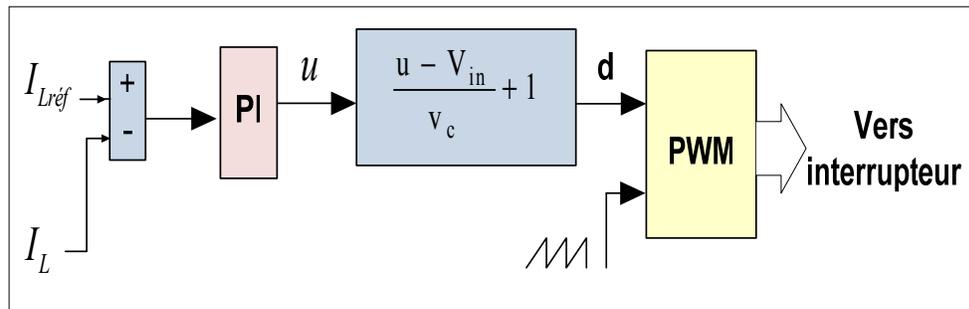


Figure 4.3 Schéma de la commande du convertisseur Boost

Le courant $I_{Lréf}$ correspondant au I_{MP} extrait par l'algorithme MPPT.

4.3 Commande non linéaire de l'onduleur

L'onduleur est placé en aval du convertisseur Boost et en amont du réseau. Sa principale fonctionnalité est de délivrer des courants et des tensions alternatifs à partir d'une source d'énergie continue. Une commande non linéaire est utilisée pour compenser les courants harmoniques engendrés par la charge non linéaire, compenser le déséquilibre de la charge, réguler la tension du bus dc et compenser la puissance réactive consommée par la charge.

Une modélisation du filtre actif à l'aide de ces équations différentielles, grâce à la transformation de Park, on passe du plan 'abc' au plan 'dq'. Une fonction séquentielle de l'état des interrupteurs sera définie.

4.3.1 Commande non linéaire simple

Cette méthode s'inspire du travail réalisé par Mendalek (2003).

4.3.1.1 Modélisation dans le plan « abc »

On va tout d'abord utiliser les lois de Kirchhoff pour chaque phase au point de raccordement de l'onduleur :

$$\begin{aligned}
 v_1 &= L_c \frac{di_1}{dt} + R_c i_1 + V_{1M} + V_{MN} \\
 v_2 &= L_c \frac{di_2}{dt} + R_c i_2 + V_{2M} + V_{MN} \\
 v_3 &= L_c \frac{di_3}{dt} + R_c i_3 + V_{3M} + V_{MN}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

On suppose que les tensions sont équilibrées et que la composante homopolaire est nulle. Après simplification, les systèmes d'équations deviennent:

$$\begin{aligned}
 L_c \frac{di_1}{dt} &= -R_c i_{c1} - d_{n1} V_{dc} + v_1 \\
 L_c \frac{di_2}{dt} &= -R_c i_{c2} - d_{n2} V_{dc} + v_2 \\
 L_c \frac{di_3}{dt} &= -R_c i_{c3} - d_{n3} V_{dc} + v_3
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

On a, du côté du bus continu, l'égalité :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} \tag{4.4}$$

On donne à présent la représentation d'état du filtre actif dans le plan `abc` dans le système des courants sans tenir compte de l'absence de la composante homopolaire :

$$\begin{cases} L_c \frac{di_1}{dt} = -R_c i_1 - d_{n1} V_{dc} + V_1 \\ L_c \frac{di_2}{dt} = -R_c i_2 - d_{n2} V_{dc} + V_2 \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (2d_{n1} + d_{n2}) i_1 + \frac{1}{C_{dc}} (d_{n1} + 2d_{n2}) i_2 \end{cases} \quad (4.5)$$

Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la stratégie de commande de l'onduleur utilisé. Deux stratégies de commande de l'onduleur de type de tension du filtre actif seront étudiées dans les parties qui suivent.

4.3.1.2 Conversion abc/dq du modèle du filtre

Une transformation du modèle du filtre dans le plan stationnaire d-q est utilisée pour faciliter l'implantation et réduire le temps de calcul. En posant la troisième équation du modèle, donnée par la relation (4.5) sous la forme suivante :

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = d_{n1} i_1 + d_{n2} i_2 + d_{n3} i_3 = \begin{bmatrix} d_{n1} & d_{n2} & d_{n3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

En se basant sur la relation (4.15) pour effectuer le passage du plan abc au plan dq0.

$$f_{123} = C_{dq}^{123} f_{dq0} \quad (4.7)$$

Ou P : Transformation de Park

$$C_{dq}^{123} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

On utilise ces transformations dans les équations :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_d}{C_{dc}} + \frac{d_{nq}i_q}{C_{dc}} + \frac{d_{no}i_{no}}{C_{dc}} \quad (4.9)$$

On obtient alors (sans tenir compte de la composante homopolaire) :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_d}{C_{dc}} + \frac{d_{nq}i_q}{C_{dc}} \quad (4.10)$$

Nous utilisons le même développement de passage du plan abc au plan dq sur les deux autres équations du modèle, on obtient:

$$\begin{aligned} L_c \frac{di_d}{dt} &= -R_c i_d + L_c \omega i_q - V_{dc} d_{nd} + V_d \\ L_c \frac{di_q}{dt} &= -R_c i_q - L_c \omega i_d - V_{dc} d_{nq} + V_q \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} &= d_{nd}i_d + d_{nq}i_q \end{aligned} \quad (4.11)$$

4.3.1.3 Stratégie de la commande de la compensation de la linéarité

$$\begin{cases} L_c \frac{di_d}{dt} = -R_c i_d + L_c \omega i_q - V_{dc} d_{nd} + V_d \\ L_c \frac{di_q}{dt} = -R_c i_q - L_c \omega i_d - V_{dc} d_{nq} + V_q \\ C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = d_{nd}i_d + d_{nq}i_q \end{cases} \quad (4.12)$$

4.3.1.4 Boucles des courants

Afin de réaliser un bon suivi des consignes, on doit avoir des boucles des courants sur les axes d et q assez rapides. Les deux premières équations différentielles du modèle (4.3) établi sont réécrites sous la forme suivante:

$$L_c \frac{di_d}{dt} + R_c i_d = L_c \omega i_q - V_{dc} d_{nd} + v_d \quad (4.13)$$

$$L_c \frac{di_q}{dt} + R_c i_q = -L_c \omega i_d - V_{dc} d_{nq} + v_q \quad (4.14)$$

Ces équations représentent les dynamiques des courants i_d et i_q du filtre actif, ils sont couplées et non linéaire.

Entrée équivalente

On introduit des nouvelles entrées équivalentes. Cette action permet, à travers la commande, de résoudre le problème de couplage et non linéarité par l'introduction des nouvelles entrées équivalentes

$$u_d = L_c \omega i_q - V_{dc} d_{nd} + v_d \quad (4.15)$$

$$u_q = -L_c \omega i_d - V_{dc} d_{nq} + v_q \quad (4.16)$$

Régulation des courants des boucles internes

De cette façon, les courants i_d et i_q peuvent être commandés indépendamment l'un de l'autre en agissant sur les entrées u_d et u_q . Pour une réponse dynamique plus rapide et pour annuler

l'erreur en régime permanent des régulateur de type PI sont utilisés. Les régulateurs PI ont les expressions suivantes :

$$u_d = K_p \tilde{i}_d + K_i \int \tilde{i}_d dt \quad (4.17)$$

$$u_q = K_p \tilde{i}_q + K_i \int \tilde{i}_q dt \quad (4.18)$$

Le schéma de la boucle interne de régulation du courant est donc :

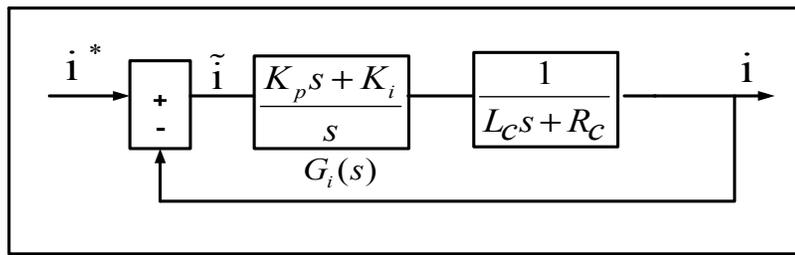


Figure 4.4 Schéma de la boucle interne du courant

Où \tilde{i}_d, \tilde{i}_q : sont respectivement les erreurs des courant i_d et i_q .

Et i_d^*, i_q^* sont respectivement les références des courants i_d, i_q .

La fonction de transfert du courant en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{k_p}{L_c} \cdot \frac{s + k_i/k_p}{s^2 + \frac{(R_c + k_p)}{L_c} s + \frac{k_i}{L_c}} \quad (4.19)$$

Les paramètres du régulateur de courant sont :

$$k_p = 2\xi\omega_{ni}L_c - R_c \text{ et } k_i = L_c\omega_{ni}^2 \quad (4.20)$$

$$\xi = \sqrt{2}/2$$

w_{ni} doit être choisie inférieure à $w_{sni} = 2\pi f_s$

Où f_s : fréquence de commutation.

À partir de l'équation (4.15) et (4.16), on détermine les lois de commande

$$d_{nd} = \frac{v_d + L_c \omega i_q - u_d}{V_{dc}} \quad (4.21)$$

$$d_{nq} = \frac{v_q - L_c \omega i_d - u_q}{V_{dc}} \quad (4.22)$$

4.3.1.5 Boucle de régulation de la tension du bus DC

L'analyse de la boucle de tension est basée sur l'équation (4.12), on définit u_{dc} comme étant l'entrée équivalente.

$$u_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = d_{nd} i_d + d_{nq} i_q \quad (4.23)$$

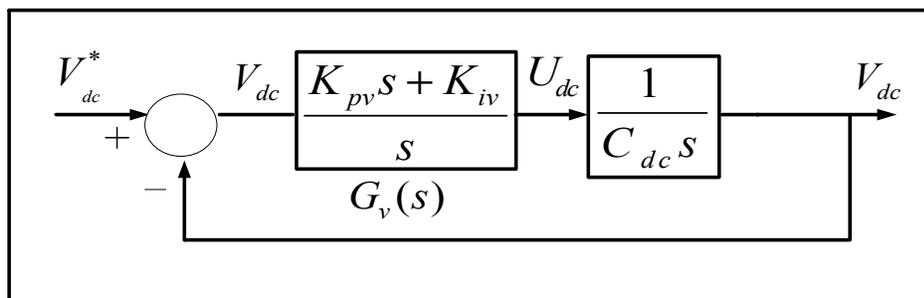


Figure 4.5 Schéma de la boucle externe de la tension

Où

\widetilde{V}_{dc} : L'erreur de tension V_{dc} ,

V_{dc}^* : la référence de tension V_{dc} .

De la Figure 4.28, la fonction de transfert G_v du régulateur s'écrit comme suite:

$$G_v = \frac{U_{dc}}{\widetilde{V}_{dc}} = K_{pv} \frac{S + \frac{K_{iv}}{K_{pv}}}{S} \quad (4.24)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{V_{dc}(S)}{V_{dc}^*(S)} = 2\xi\omega \frac{S + \frac{\omega}{2\xi}}{S^2 + 2\xi\omega S + \omega^2} = \frac{\frac{K_{pv}S + K_{iv}}{C_{dc}}}{S^2 + \frac{K_{pv}}{C_{dc}}S + \frac{K_{iv}}{C_{dc}}} \quad (4.25)$$

Par identification, on trouve :

$$K_{pv} = 2\xi\omega C_{dc} \quad (4.26)$$

Et :

$$K_{iv} = \omega^2 C_{dc} \quad (4.27)$$

Dans l'objectif de réguler la tension du bus DC et de compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre, un courant actif de référence i_{d0} est ajouté à la référence du courant i_d .

On a :

$$i_{d0} = \frac{u_{dc} - d_{nq}i_q}{d_{nd}} = \frac{u_{dc}V_{dc} - d_{nq}V_{dc}i_q}{d_{nd}V_{dc}} \quad (4.28)$$

En fonctionnement normal du filtre actif, les propriétés suivantes sont applicables:

$$d_{nq}V_{dc} \approx V_q = 0 \quad (4.29)$$

Et :

$$d_{nd}V_{dc} \approx V_d = \sqrt{\frac{3}{2}}V_{smax} \quad (4.30)$$

Où :

V_{smax} : La valeur maximale de la tension de source.

Remplaçons les propriétés motionnées en dessus, on obtient:

$$i_{d0} \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc}}{\hat{V}} u_{dc} \quad (4.31)$$

4.3.1.6 Extraction des référence harmoniques

Les courants de la charge non linéaire $i_{L,a,b,c}$ sont mesurés et transformés au plan synchrone d-q qui tourne à la fréquence fondamentale ω , les courants i_{Ld}, i_{Lq} de la charge non linéaire peuvent être écrits sous forme suivante :

$$i_{Ld} = I_{Ld} + i_{Ldh} \quad (4.32)$$

La composante I_{Ld} est l'image du courant fondamental en phase avec la tension dans le plan «abc» (puissance active). D'autre part la composante I_{Lq} est l'image du courant en quadratique avec la tension dans le plan «abc» (puissance réactive). Le courant I_{Lq} avec signe négative sera utilisé au complet comme référence du courant réactif, et le courant i_{Ld} comme référence du courant harmonique, de cette façon les harmoniques et la puissance réactive seront compensées. Un filtre passe haut Figure 4.6, est utilisé pour extraire la composante harmonique ($-i_{Ldh}$).

Finalement, les courants de référence du filtre actif sont données par:

$$i_d^* = -i_{Ldh} + i_{d0} \quad (4.33)$$

$$i_q^* = -i_{Lq} \quad (4.34)$$

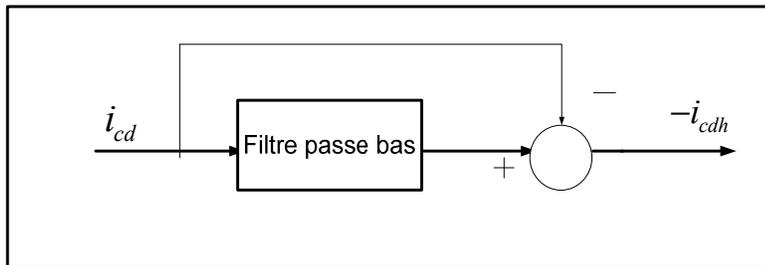


Figure 4.6 Schéma du principe d'extraction des courants harmoniques

On a, grâce au bloc d'indentification de Matlab, la fonction de transfert suivante, pour le filtre qui a été utilisé :

$$H(s) = \frac{s + 2\zeta\omega s}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (4.35)$$

En traçant son diagramme de Bode pour des fréquences de coupure différentes, avec $f_c=15$ Hz, puis 65 Hz, on obtient :

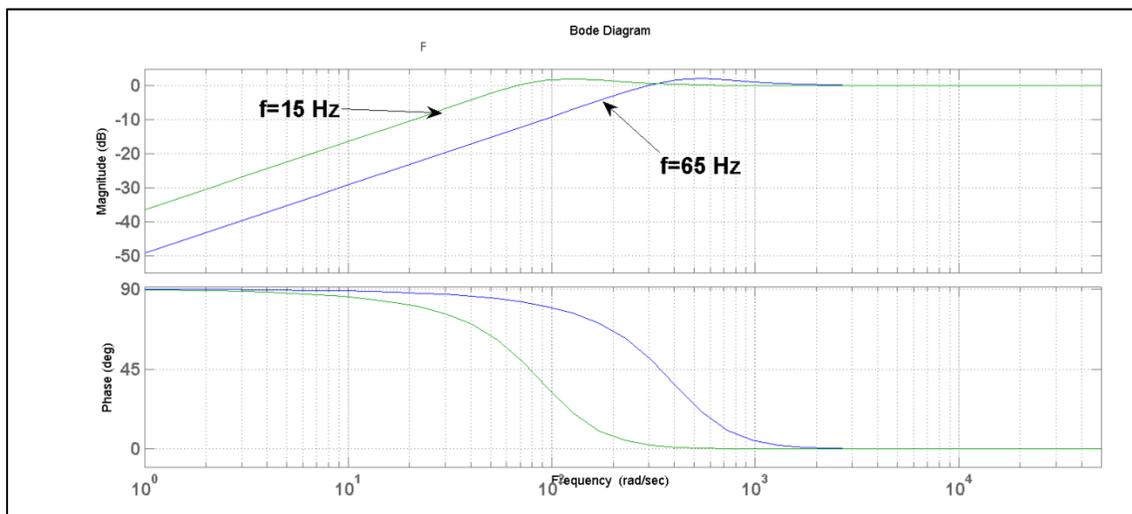


Figure 4.7 Diagramme de Bode du filtre pour différentes fréquences de coupures

En zoomant sur la première courbe du diagramme, on a :

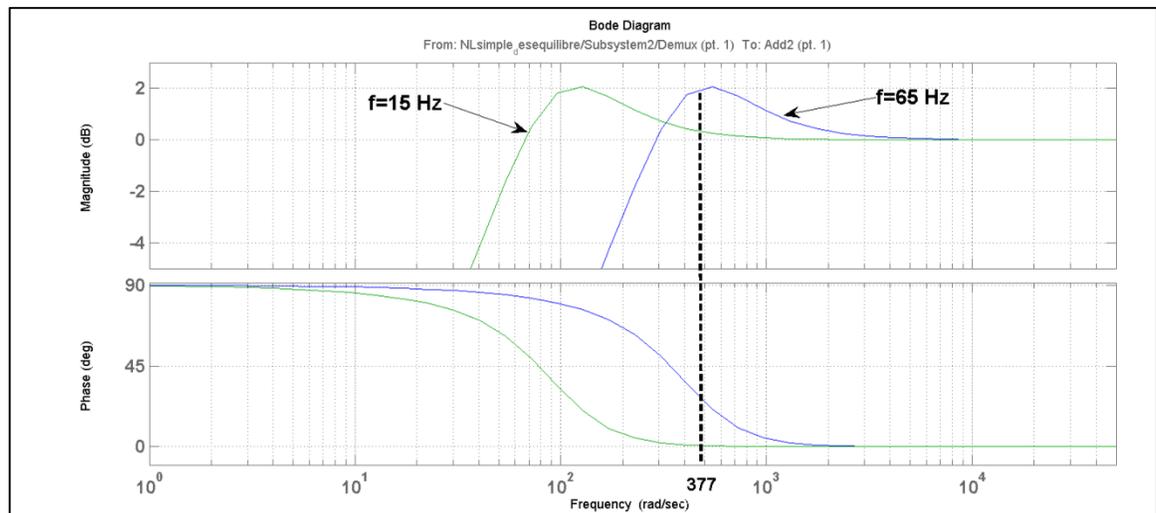


Figure 4.8 Zoom du diagramme de Bode du filtre pour différentes fréquences de coupures

On remarque que pour une fréquence supérieure à 60 Hz, le lieu de la profération des courants harmoniques, donc supérieur à $\omega=377$ rd/s, que :

- pour une fréquence de coupure $f=15$ Hz, le module en dB est presque nul, ce qui démontre qu'il n'y a aucune modification d'amplitude entre l'entrée et la sortie du filtre passe haut, de plus la phase est aussi nulle, ce qui démontre aussi qu'il n'y a aucun déphasage entre l'entrée et la sortie du filtre passe haut;
- pour une fréquence de coupure $f=65$ Hz, le module en dB est environ 2 dB, ce qui démontre qu'il y a modification d'amplitude entre l'entrée et la sortie du filtre passe haut, de plus la phase n'est pas nulle, ce qui démontre aussi qu'il y a un déphasage entre l'entrée et la sortie du filtre passe haut.

En conclusion, la fréquence de coupure à 15 Hz convient donc pour la compensation du déséquilibre de la charge, car il n'y a aucune altération du signal d'entrée à la sortie, ni en amplitude, ni en phase. (Benhabib, 2006).

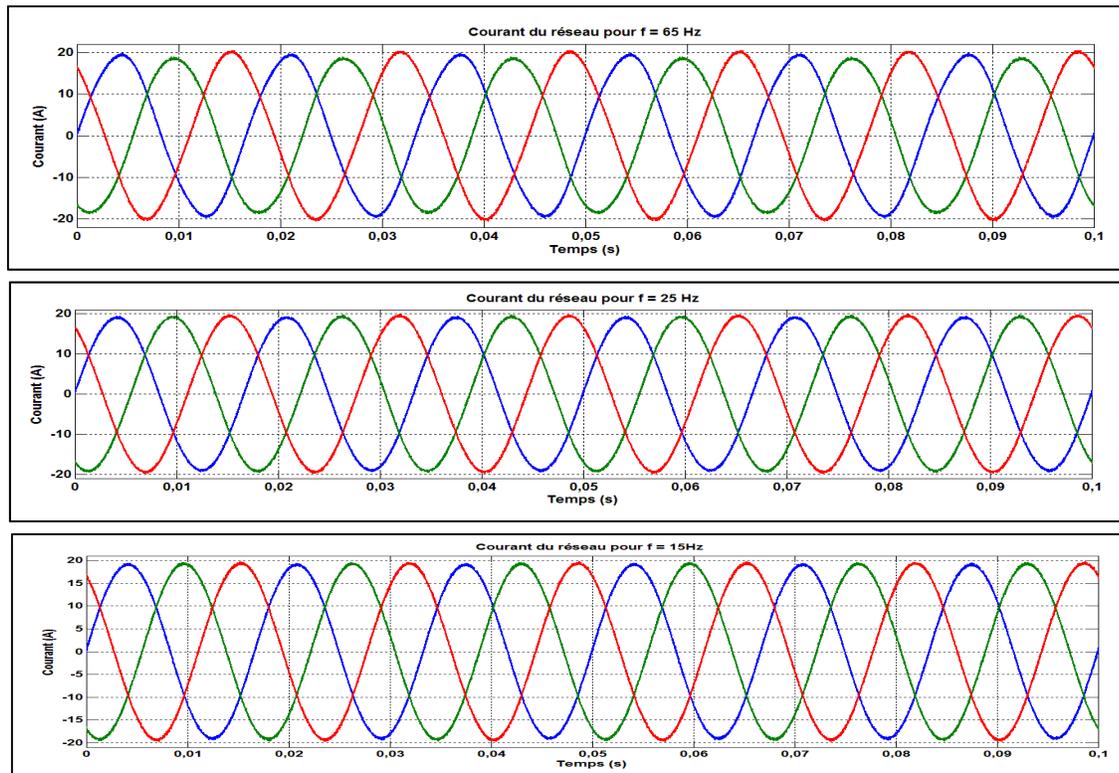


Figure 4.9 Courant du réseau en régime permanent pour $f_c = 15\text{Hz}$, 25Hz et 65Hz

On constate que, plus la fréquence est grande, plus le courant du réseau est perturbé.

La Figure 4.10, montre le schéma bloc de la commande dq. Les courants fournis par le filtre actifs sont contrôlés dans le plan d-q en utilisant une stratégie de commande équivalente basé sur d-q synchrone. A partir des courants de charge, les références harmoniques i_{Ld} , i_{Lq} sont extraites. Le courant de référence i_{Ld} sur l'axe d. Un régulateur de type PI est utilisé pour les boucles des courants (boucles internes) dans le but de forcer les courants du filtre à suivre rapidement leurs références. Pour la boucle externe (boucle de tension) un régulateur de type PI est utilisé aussi pour ramener la tension continu V_{dc} à une valeur de consigne et l'erreur compensée à la sortie du régulateur est ajoutée à la référence du courant suivant l'axe d.

Le signal indésirable est peut être assimilé au bruit, aux perturbations transitoires et aux composantes sinusoïdale d'une fréquence différente de w_0 (fréquence centrale). On souhaite obtenir une estimation de $u_0(t)$, désigné par $y(t)$, à partir du signal $u(t)$. L'erreur des moindres carrés entre le signal d'entrée $u(t)$ et la sortie $y(t)$ est minimisée par une méthode appelée descente de gradient. C'est le point de départ de divers algorithmes adaptatifs tels que la méthode linéaire des moindres carrés. La fonction cost est défini par :

$$J(t, Q) = \frac{1}{2} [u(t) - y(t, Q)]^2 \quad (4.38)$$

Où $Q \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des paramètres tel que l'amplitude, d'angle de phase et de fréquence, est utilisée pour définir la sortie sinusoïdale du signal. L'algorithme de descente de gradient fournit un procédé de réglage du paramètre inconnu Q tel que la fonction J tende vers son point minimum. Cette méthode est fondée sur l'idée de partir d'un point initial et déplacer tout paramètre inconnu vers la direction opposée des variations de la fonction cost par rapport à ce paramètre. Soit la matrice k , $n \times n$ définie tel que $diag\{k_1, \dots, k_n\}$ dans lequel $k_i, i=1 \dots n$ sont des constantes réelles positive, on peut alors écrire la méthode de descente de gradient de la manière suivante (dérivé par rapport au temps), (Karimi-Ghartemani, 2004):

$$\dot{Q}(t) = -k \frac{\partial J(t, Q)}{\partial Q} \quad (4.39)$$

Supposons que la fréquence centrale w_0 est fixé et considérons que $y(t) = A \sin(f(t))$ comme une estimation de $u_0(t)$, ou $f(t) = w_0 t + d(t)$. Si on prend $Q = [A, d]$, on obtiendra les équations différentielles suivantes (dérivé par rapport au temps):

$$\begin{aligned} \dot{A}(t) &= k_1 e(t) \sin f(t) \\ \dot{f}(t) &= k_2 e(t) A(t) \cos f(t) \end{aligned} \quad (4.40)$$

Où $e(t) = u(t) - y(t) = u(t) - A(t)\sin(f(t))$. Les variables d'état A et f fournissent des estimations instantanées de l'amplitude et la phase de la sinusoïde extraite, respectivement. La totalité de la composante indésirable imposée sur la composante sinusoïdale d'intérêt est fourni par $e(t)$. Les paramètres k_1 et k_2 sont des paramètres de contrôle de l'algorithme qui détermine la vitesse de convergence de l'algorithme de suivi de variations de l'amplitude et de l'angle de phase. Ils sont constants. Il a été observé que le terme $A(t)$, dans la deuxième équation, peut être absorbé par k_2 sans aucun effet dégradant sur les caractéristiques de base du système. En plus de simplifier la structure, cette modification force l'amplitude $A(t)$ à toujours converger vers une valeur positive. Cela nous donne :

$$\dot{f} = k_2 e(t) \cos f(t) \quad (4.41)$$

Il a été observé que, sans cette disposition, l'amplitude estimée peut converger vers des valeurs positives ou négatives de la même valeur absolue en fonction de la phase initiale du signal d'entrée. En considérant cette modification et la fait que $\dot{f} = \omega - \omega_0$, on obtient l'ensemble suivant d'équation :

$$\begin{aligned} \dot{A} &= k_1 e \sin f = -k_1 A \sin^2 f + k_1 u(t) \sin f \\ \dot{f} &= k_2 e \cos f + \omega_0 = -k_2 \cos f \sin f + k_2 u(t) \cos f + \omega_0 \\ y &= A \sin f \end{aligned} \quad (4.42)$$

Ce système proposé n'est pas entièrement adaptatif dans le sens où elle ne peut pas tenir compte des variations de la fréquence d'entrée lorsqu'elles sont importantes. Nous allons alors présenter un système plus général capable de suivre et d'estimer des variations de fréquence plus importante. Pour s'adapter aux importantes variations de la fréquence, le signal de sortie peut être défini comme :

$$y = A(t) \sin\left(\int_0^t w(t) dt + d(t)\right) \quad (4.43)$$

Cette modification n'influence en rien l'équation différentielle de l'amplitude et de la phase. L'équation de la fréquence w sera la même que f , à l'exception que de l'apparition d'un facteur de t dans le côté droit de l'équation depuis que la dérivée partielle de $\int_0^t w(t) dt$ respecte que $w = t$. En d'autres termes, un ensemble variant dans le temps d'équations dans lesquels la variable t , le temps, est explicitement présente. On peut alors écrire :

$$\dot{\omega} = A.t.k_2.e.\cos\phi \quad (4.44)$$

Un tel système variable dans le temps a été observée à être instable et par conséquent pratiquement n'a aucune valeur. Une méthode heuristique permet de résoudre ce problème en ignorant t et en l'absorbant dans le paramètre de taille d'échelon.

$$\dot{\omega} = A.k_2.e.\cos\phi \quad (4.45)$$

Cela se justifie à partir du moment où : d'une part, t est toujours positif, tout comme le paramètre de taille d'échelon, et d'autre part, la solution souhaitée pour les équations est d'être périodique, qui implique un caractère périodique pour t . Pour absorber dans le paramètre k , il faut le remplacer par sa valeur moyenne pendant une période, défini par $T/2 = p/w$. Comme il a été expliqué précédemment, k_2 absorbe A et t , on obtient alors (Karimi-Ghartemani, 2004) :

$$\dot{\omega} = k_2.e.\cos\phi \quad (4.46)$$

L'approche heuristique précitée implique que l'équation différentielle pour la w la fréquence ait la même forme que l'équation différentielle de l'angle de phase, avec une taille de pas différente. Pour l'angle de phase totale f on peut écrire :

$$\frac{df}{dt} = \frac{d}{dt} \int_0^t w(t) dt + d(t) \frac{dw}{dt} = w + k_3 \frac{dw}{dt} \quad (4.47)$$

Le système est composé d'une boucle à verrouillage de phase conventionnelle associée à un estimateur d'amplitude et d'une unité de réglage de celle-ci. Le système dynamique reçoit le signal d'entrée $u(t)$ et fournit une estimation en temps réelle de la composante fondamentale $y(t)$, de l'amplitude $V(t)$ de $y(t)$, l'écart de fréquence $\Delta\omega(t) = \omega(t) - \omega_0$ et la phase $\phi(t)$ de $y(t)$. L'estimation de la dérivée du temps de l'amplitude, de la phase et de la fréquence est alors estimée. Le signal d'erreur $e(t) = u(t) - y(t)$ est le signal de distorsion de l'entrée. La vitesse et la précision de la réponse sont déterminées par les paramètres k_1 , k_2 et k_3 . Il contrôle le comportement de la réponse aussi bien en niveau transitoire qu'à l'état d'équilibre. Ce système a la capacité d'être intrinsèquement adaptatif et suit les variations d'amplitude, d'angle de phase et de fréquence du signal d'entrée. Il peut donner une estimation avec exactitude de la composante fondamentale du signal pollué. Sa structure simple rend ce filtre notch approprié à des applications en temps réel. Karimi-Ghartemani a donc démontré en 2006 que les dérivés de A , ω et ϕ peuvent être formulés par les équations :

$$\begin{aligned}
 \dot{A}(t) &= k_1 e(t) \sin \phi(t) \\
 \dot{\omega}(t) &= k_2 e(t) \cos \phi(t) \\
 \dot{\phi}(t) &= \omega(t) + k_2 k_3 e(t) \cos \phi(t) \\
 y(t) &= A(t) \sin \phi(t)
 \end{aligned}
 \tag{4.48}$$

Voici son schéma fonctionnel :

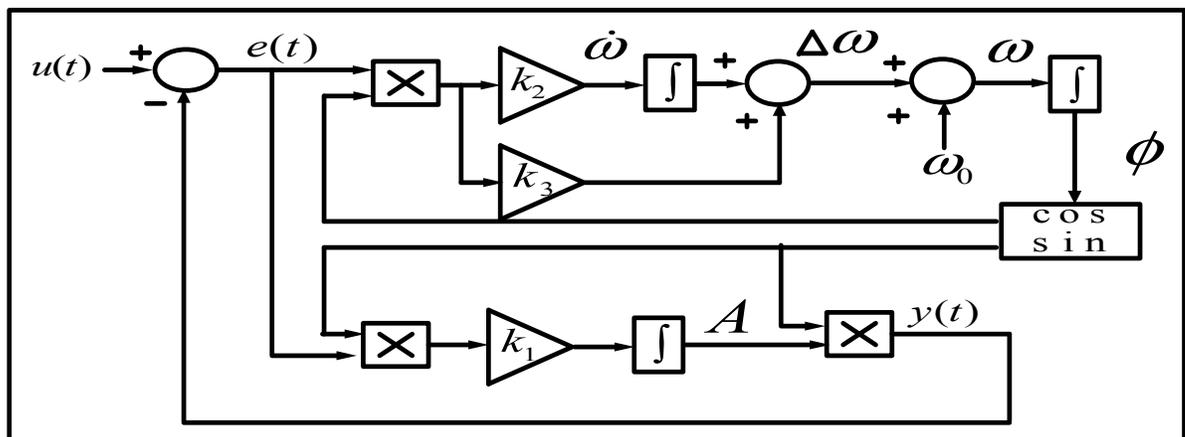


Figure 4.11 Schéma fonctionnel de l'ANF

Nous allons donc intégrer ce filtre à la commande non linéaire simple proposé en utilisant comme signal d'entrée les courants de la charge du système global. On constatera dans nos simulations que la commande de l'onduleur ne compense pas complètement les courants. D'où la nécessité d'introduire la composante inverse dans la commande, afin de corriger cette imperfection. On va donc capter les courants d'entrée et réaliser une transformation inverse avant de les injecter au niveau de la sortie. La composante inverse du courant de charge est régit par l'équation :

$$I_{inv} = I_{La} + a^2 I_{Lb} + a I_{Lc} \quad (4.49)$$

Le schéma de cette transformation est tel que :

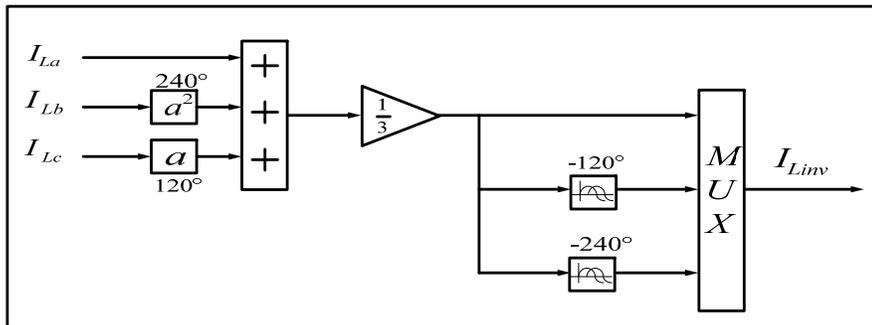


Figure 4.12 Schéma de l'extraction des courants inverse

En l'intégrant en schéma global du filtre, on obtient :

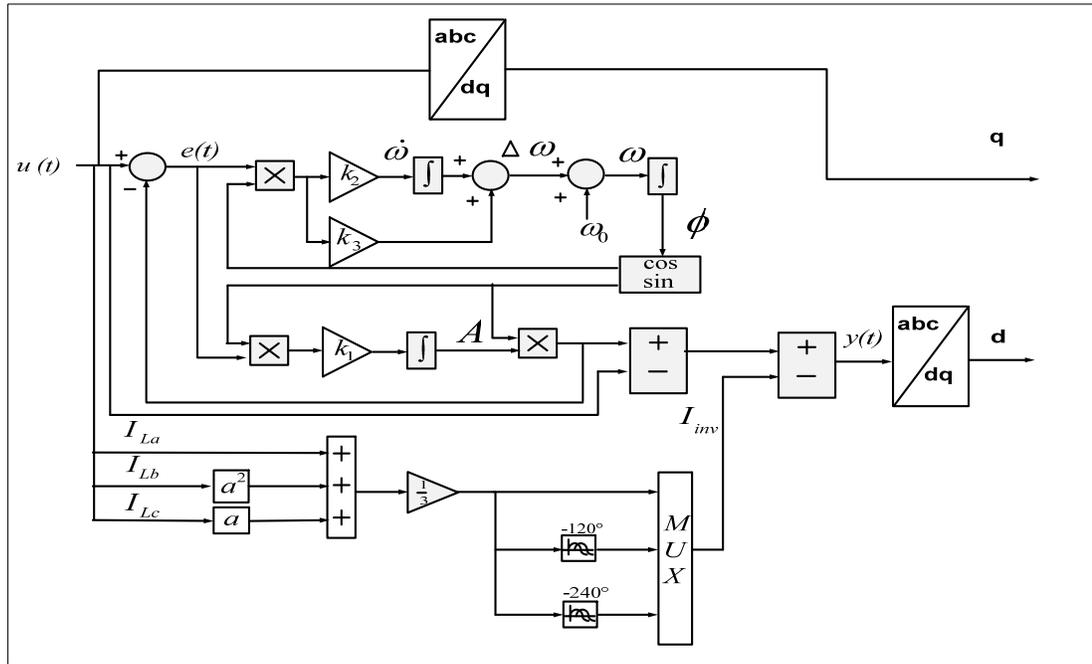


Figure 4.13 Schéma final de l'ANF modifié

4.3.3 Commande non linéaire avec le filtre multi-variable (FMV)

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok. Le principal objectif de cette stratégie de commande est d'améliorer la performance de la commande non linéaire en utilisant un filtre multi-variable (FMV). Ce filtre a pour action d'extraire la composante fondamentale directe de signaux d'entrée, que ce soit une tension ou une courant, directement selon les axes d/q. Il peut également servir à isoler un harmonique de rang particulier, qu'il soit direct ou inverse (Gaillard, 2010). Song Hong-Scok a présenté dans son doctorat une méthode pour récupérer la fonction de transfert de l'intégration du signal de référence synchrone, qui est exprimé par l'équation (Ben habib, 2007):

$$x_{\alpha\beta}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} V_{xy}(t) dt \tag{4.50}$$

Song Hong-Scok a trouvé à grâce à la transformation de Laplace fonction de transfert

$$H(s) = \frac{x_{\alpha\beta}(s)}{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)} = \frac{s + j\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (4.51)$$

Cette fonction de transfert permet de mettre en évidence que le signal d'entrée est en phase avec le signal de sortie, grâce à l'intégration de l'amplitude signal est en phase avec le signal d'entrée, avec un effet de l'intégration de son ampleur. On ajoute ensuite dans la fonction de transfert précédente deux constantes k_1 et k_2 , et on obtient l'équation suivante :

$$H(s) = \frac{x_{\alpha\beta}(s)}{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)} = k_2 \frac{(s+k_1) + j\omega_c}{(s+k_1)^2 + \omega_c^2} \quad (4.52)$$

Si on veut obtenir $|H(s)| = 0dB$, on doit prendre $k_2 = k_1 = K$. Song Hong-Scok a donc trouvé à grâce à la transformation de Laplace fonction de transfert du filtre multi-variable $H(s)$,

$$H(s) = \frac{x_{\alpha\beta}(s)}{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)} = K \cdot \frac{(s+K) + j\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} \quad (4.53)$$

Avec :

ω_f la pulsation de la composante fondamentale du signal d'entrée, n : le rang de la composante du signal à filtrer, ε : une constante égale à ± 1 (composante directe ($\varepsilon = 1$) ou inverse ($\varepsilon = -1$)), K : une constante positive, $x_{\alpha\beta}$: les signaux d'entrée du FMV et $\hat{x}_{\alpha\beta}$: les signaux de sortie du FMV.

Où ω_c , la pulsation de coupure du filtre est tel que :

$$\omega_c = \varepsilon.n.\omega_f \quad (4.54)$$

On trace le diagramme de Bode de la fonction de transfert $\frac{x_{\alpha}(s)}{\hat{x}_{\alpha}(s)}$ et $\frac{x_{\beta}(s)}{\hat{x}_{\beta}(s)}$ à partir directement de simulink en utilisant 'linear control design' pour 3 valeurs différentes pour

$k = 1500, 15000, 150000$:

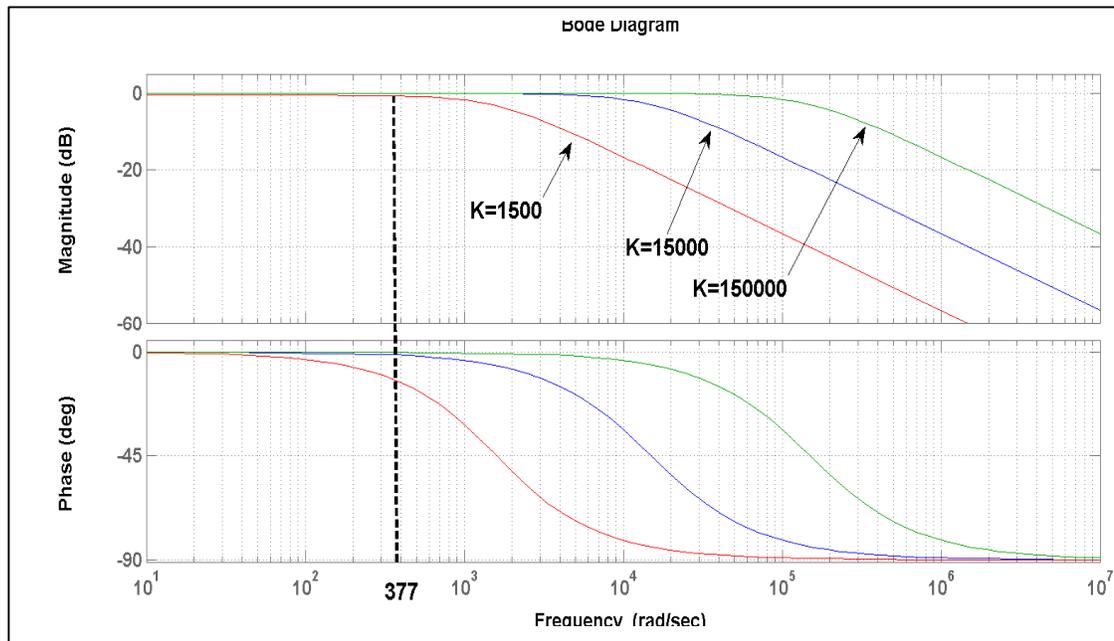


Figure 4.14 Représentation du diagramme de Bode

En zoomant près du zéro, on voit que :

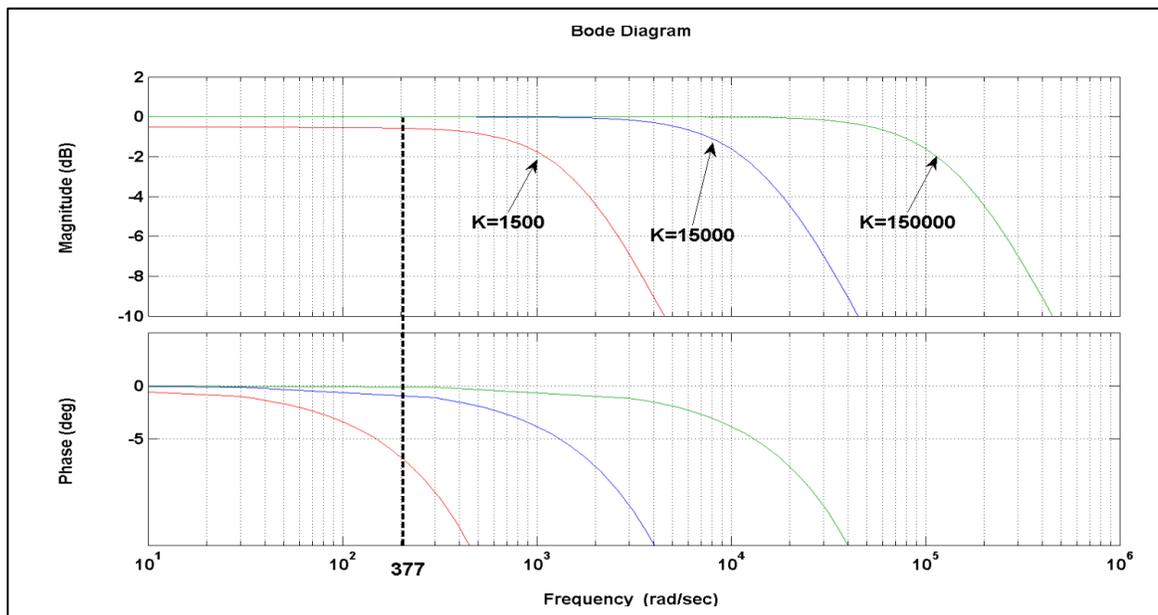


Figure 4.15 Représentation du diagramme de Bode zoomée

On voit que plus le paramètre k est élevé, plus l'amplitude et la phase restent égale à zéro. On cherche la valeur de k qui nous donne un déphase et un module en dB nul à la fréquence du réseau électrique, $f=60$ Hz ou $\omega=377$ rd/s, les valeurs retenus sont ceux supérieur à 15000. La figure suivante montre, pour différente valeur de K dans la fonction de transfert, le THDi du réseau :

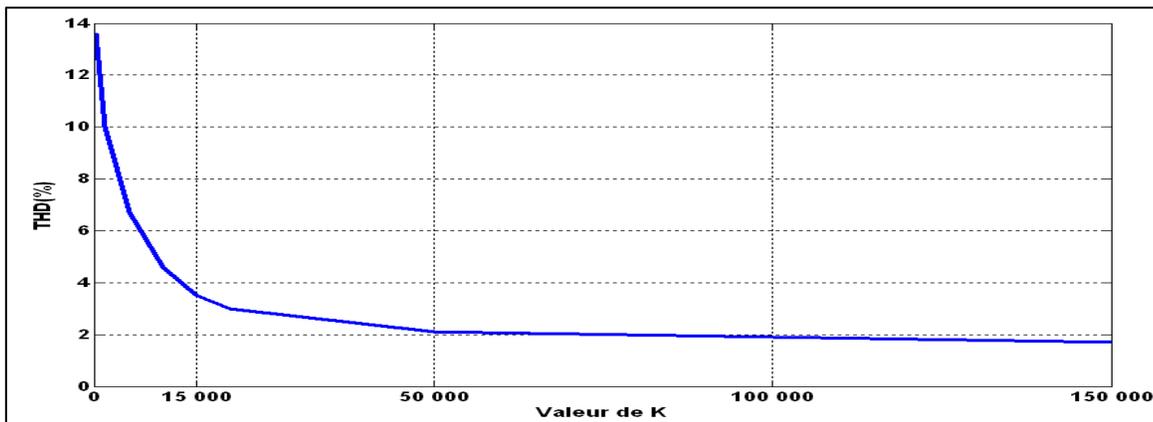


Figure 4.16 THDi en fonction de la valeur de K

On conclut de cette figure que lorsque l'on augmente la valeur de K , on diminue le taux de distorsion harmonique au réseau. Réalisons à présent un tableau récapitulant cette courbe :

Tableau 4.1 Influence de k sur le THDi

K	150	1500	5000	10000	15000	20000	50000	150000
THDi(%)	13.6	10.0	6.7	4.6	3.5	3.0	2.1	1.7

On voit que le THDi du réseau lorsque l'on augmente la valeur de K , et qu'il reste inférieur à 5% à partir de $K=10000$.

Ainsi, en utilisant un FMV, les composantes fondamentale et harmoniques directes ou inverses des signaux d'entrée (tension ou courant) peuvent être extraites directement selon les axes d/q, sans déphasage ni changement d'amplitude (Gaillard, 2010), (Benhabib, 2005). A partir de la fonction de transfert, on obtient les équations de la forme :

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K.(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(s) - \frac{K.\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_\beta(s) \quad (4.55)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K.\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_\alpha(s) + \frac{K.(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} x_\beta(s) \quad (4.56)$$

Ces équations peuvent être exprimées de la manière suivante:

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\beta(s) \quad (4.57)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K}{s} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} \hat{x}_\alpha(s) \quad (4.58)$$

On en déduit le schéma fonctionnel du filtre multi variable:

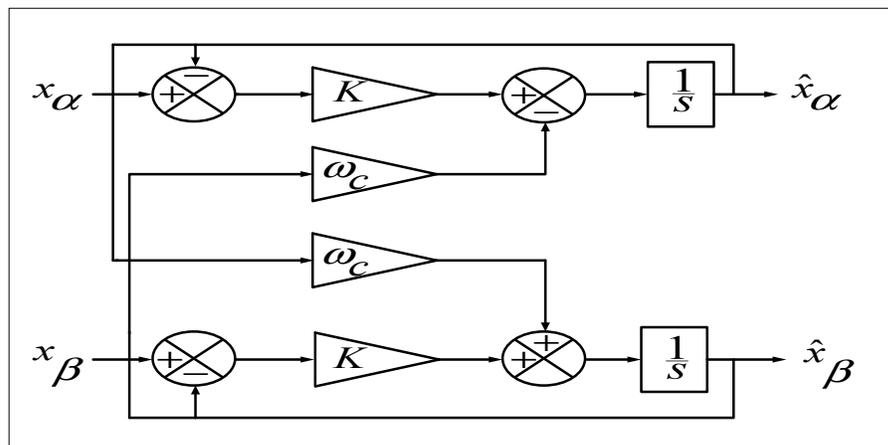


Figure 4.17 Schéma fonctionnel du FMV

Nous allons donc intégrer ce filtre à la commande non linéaire simple proposé en utilisant comme signaux d'entrée les courants de la charge du système global.

4.3.4 Commande non linéaire sans filtre

Dans le but d'éviter l'utilisation du filtre passe haut traditionnel pour extraire les harmoniques de courant cités dans la commande non linéaire simple, une commande non linéaire est proposée. Cette commande est basée sur l'utilisation de la séquence positive du courant de charge. L'onduleur a la capacité théorique de compenser toutes les harmoniques de courants indésirables, ainsi que les courants de charge de charge de déséquilibre, et la puissance réactive consommée par les charges.

$$\begin{aligned}
 L_c \frac{di_{cd}}{dt} &= L_c \omega i_{cq} - d_{nd} v_{dc} + v_d \\
 L_c \frac{di_{cq}}{dt} &= -L_c \omega i_{cd} - d_{nq} v_{dc} + v_q \\
 C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} &= d_{nd} i_{cd} + d_{nq} i_{cq}
 \end{aligned} \tag{4.59}$$

On sait que:

$$\begin{aligned}
 i_{cd} &= i_{sd} - i_{Ld} \\
 i_{cq} &= i_{sq} - i_{Lq}
 \end{aligned} \tag{4.60}$$

On obtient alors:

$$\begin{aligned}
 L_c \frac{di_{sd}}{dt} &= L_c \frac{di_{Ld}}{dt} - L_c \omega i_{Lq} + L_c \omega i_{sq} - d_{nd} v_{dc} + v_d \\
 L_c \frac{di_{sq}}{dt} &= L_c \frac{di_{Lq}}{dt} + L_c \omega i_{Ld} - L_c \omega i_{sd} - d_{nq} v_{dc} + v_q \\
 C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} &= d_{nd} i_{cd} + d_{nq} i_{cq}
 \end{aligned} \tag{4.61}$$

La loi de commande est donc:

$$d_{nd} = \frac{-u_d + L_c \frac{di_{Ld}}{dt} + L_c \omega i_{sq} - L_c \omega i_{Lq} - d_{nd} v_{dc} + v_d}{v_{dc}}$$

$$d_{nq} = \frac{-u_q + L_c \frac{di_{Lq}}{dt} - L_c \omega i_{sd} + L_c \omega i_{Ld} - d_{nq} v_{dc} + v_q}{v_{dc}}$$
(4.62)

La dérivée temporelle n'est pas inhérente à la loi de commande parce i_{Ld} est une sinusoïdale pure et représente une séquence positive, donc la dérivée temporelle est nulle. Maximum d'extraction de charge de courant positif: utilisation de Fortescue matrice, la séquence positive du courant de charge est donnée par:

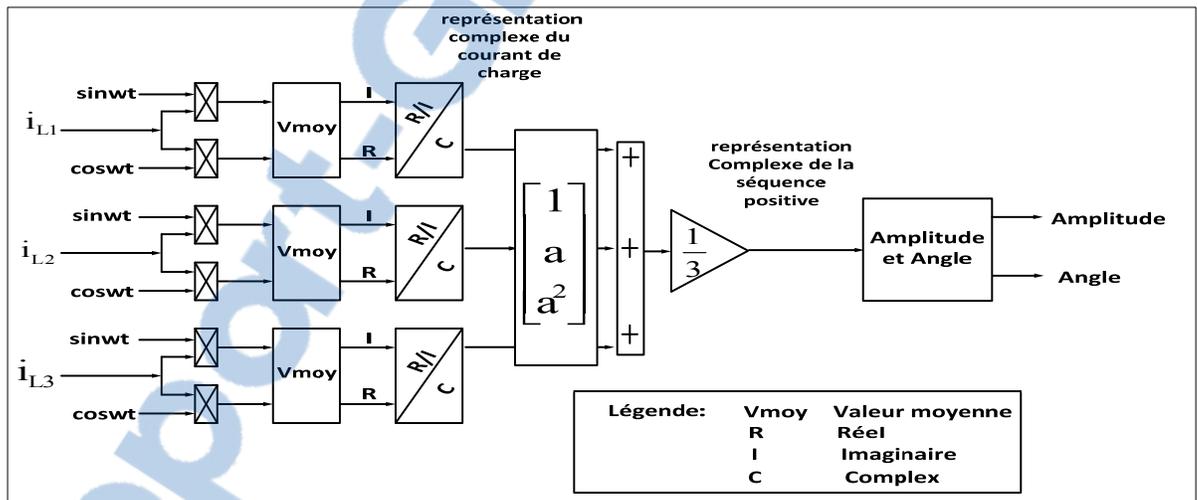


Figure 4.18 Extraction de la séquence positive du courant de charge

Pour maintenir V_{dc} égale à sa référence et de compenser les pertes dans le déposant actif, cela se fait en agissant sur i_{Ld} du composant actif courant (Hamadi, 2010).

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} = d_{nd} i_{cd} + d_{nq} i_{cq}$$
(4.63)

Le courant actif est représenté par la composante dnd. Par conséquent, l'effort de contrôle est la suivante:

$$i_{d0} = \frac{u_{dc}}{d_{nd}} = \frac{u_{dc} v_{dc}}{d_{nd} v_{dc}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{\hat{V}} u_{dc} \tag{4.64}$$

La régulation de la tension du bus cc utilise un PI proportionnel-intégral, la sortie (composant actif id0) est ajoutée au composant actif pour prendre soin de la régulation de la tension de bus à courant continu et les pertes dans le convertisseur. Régulation de courant : En utilisant les signaux d'erreur et, et en appliquant une compensation proportionnelle intégrale, u_d et u_q sont choisis de telle sorte que:

$$\begin{aligned} d_{nd} &= k_p \tilde{i}_{sd} + k_i \int \tilde{i}_{sd} dt \\ d_{nq} &= k_p \tilde{i}_{sq} + k_i \int \tilde{i}_{sq} dt \end{aligned} \tag{4.65}$$

Le schéma de la commande non linéaire sans filtre de l'onduleur est donné à la figure ci-dessous :

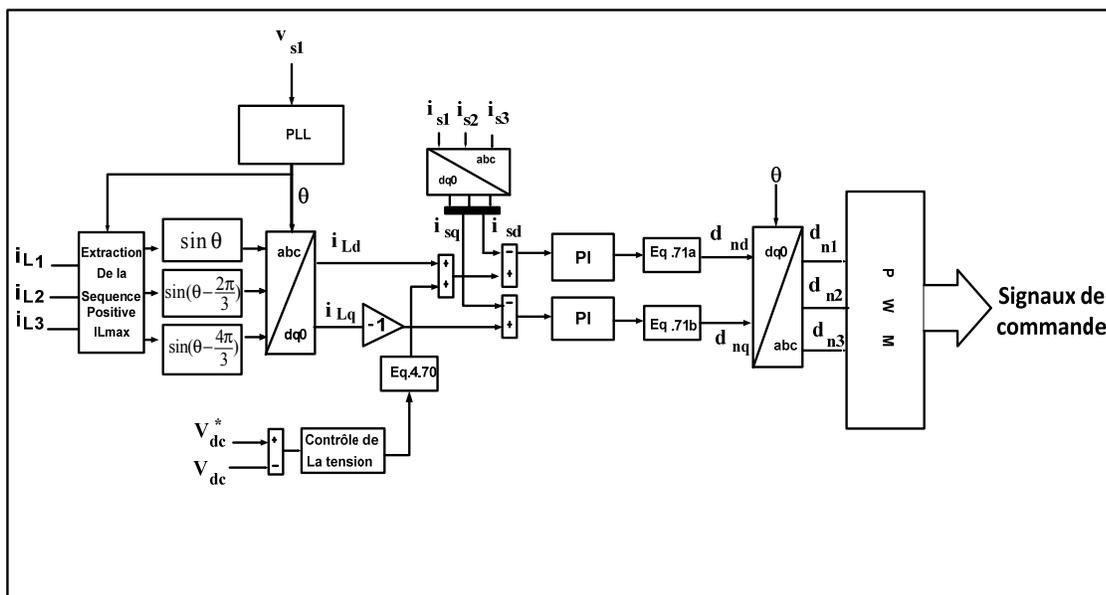


Figure 4.19 Schéma de la commande sans filtre de l'onduleur

4.4 Résultats de simulation

On rappelle le schéma électrique global :

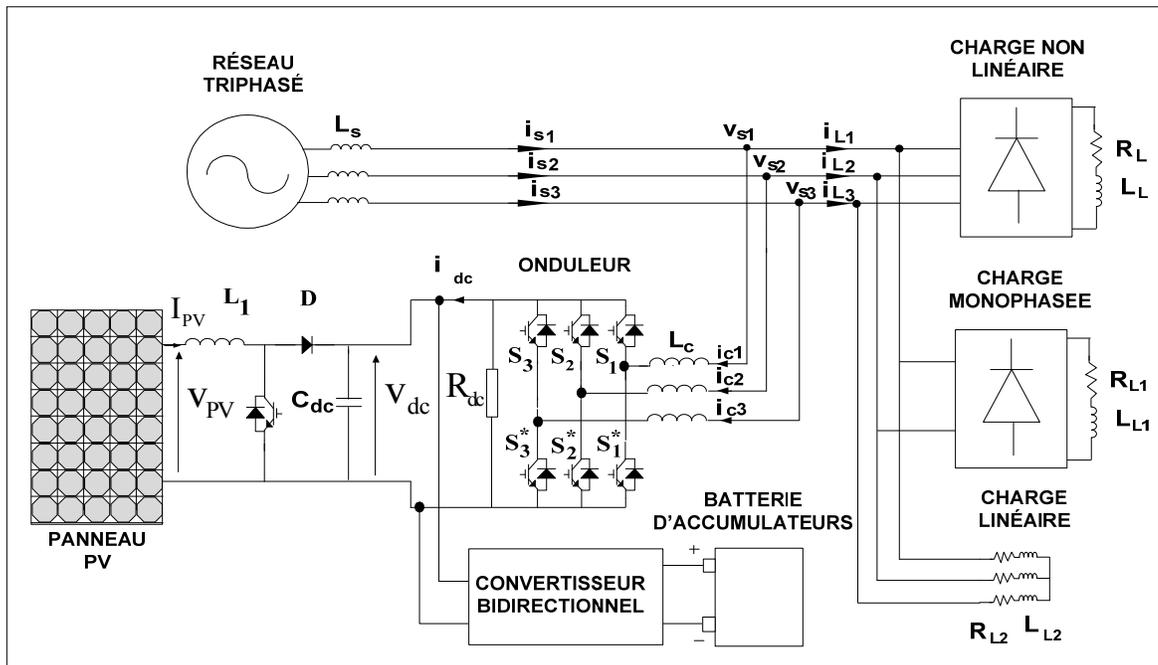


Figure 4.20 Schéma global du système PV raccordé au réseau

On utilisera les valeurs suivantes pour les composants :

- pour le panneau solaire, En utilisant un ensoleillement de 800W/m^2 , on aura $I_{PV} = 40\text{A}$, $V_{PV} = 150\text{V}$ et $P_{PV} = 6000\text{W}$.
- pour le convertisseur bidirectionnel, $L = 5\text{ mH}$ et $C = 200 \cdot 10^{-6}\text{F}$ La batterie d'accumulateur, de type Li-ion, ayant une capacité de 20Ah , et on fixe l'état de charge initial à 70% ;
- $L_c = 5\text{ mH}$, $L_s = 0,5\text{ mH}$
- Le réseau triphasé à une fréquence de 60Hz et une tension entre phase de 208V ;
- Charge non linéaire, $R_L = 30\ \Omega$, $L_L = 10\text{ mH}$; pour la charge monophasées : $R_{L1} = 50\ \Omega$, $L_{L1} = 10\text{ mH}$; et pour la charge linéaire, $R_{L2} = 30\ \Omega$, $L_{L2} = 10\text{ mH}$



4.4.1 Commande non linéaire simple

4.4.1.1 Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant

On simule via le logiciel Matlab/Simulink un système composé d'un panneau photovoltaïque raccordé au réseau triphasé et à une charge non linéaire déséquilibré. À $t=0.1s$, on fixe un ensoleillement à $G=800W/m^2$. On obtient alors les courbes de puissances, courants et tension au niveau de certain point du réseau judicieusement choisi pour bien comprendre l'effet de chaque sous-système du montage total. On prend également en considération le taux de distorsion harmonique (TDH) au réseau et à la charge. Voici les résultats obtenus :

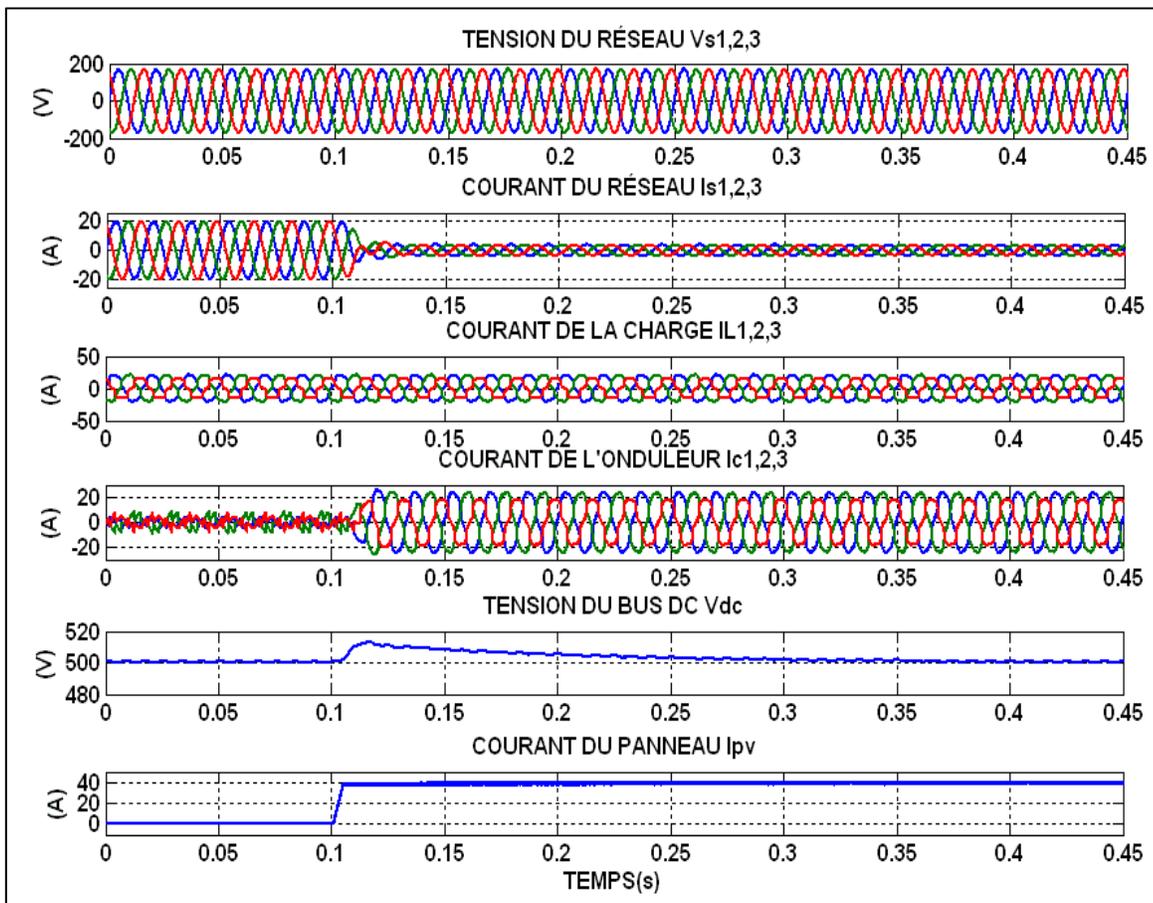


Figure 4.21 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800W/m^2$

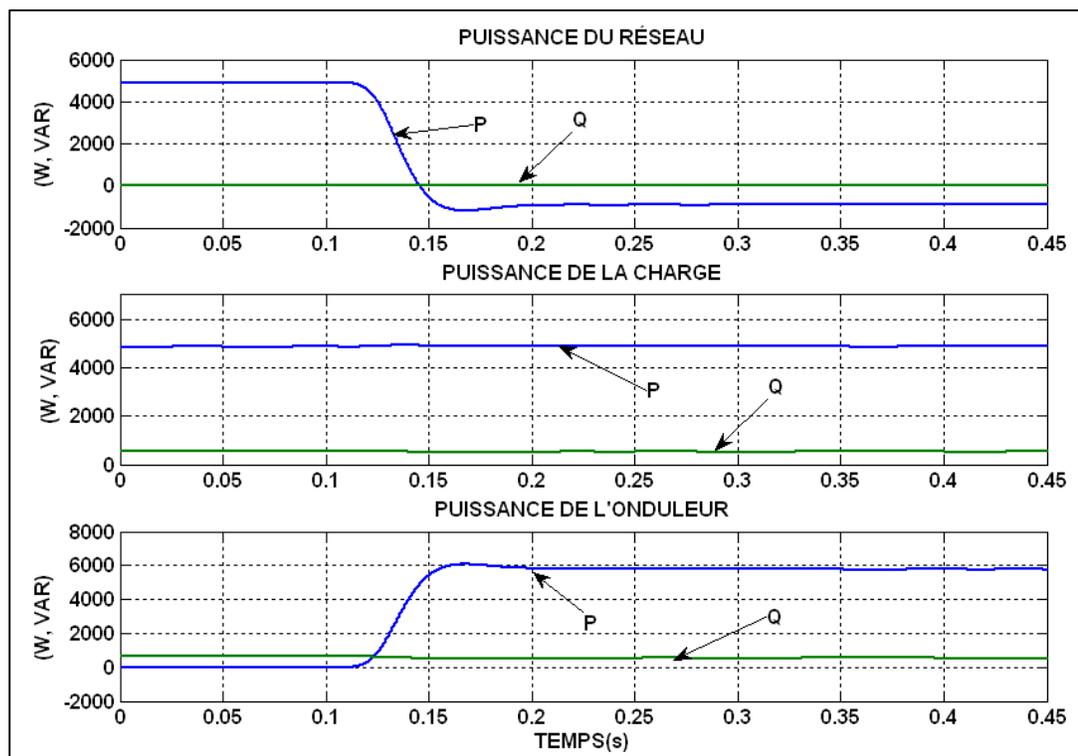
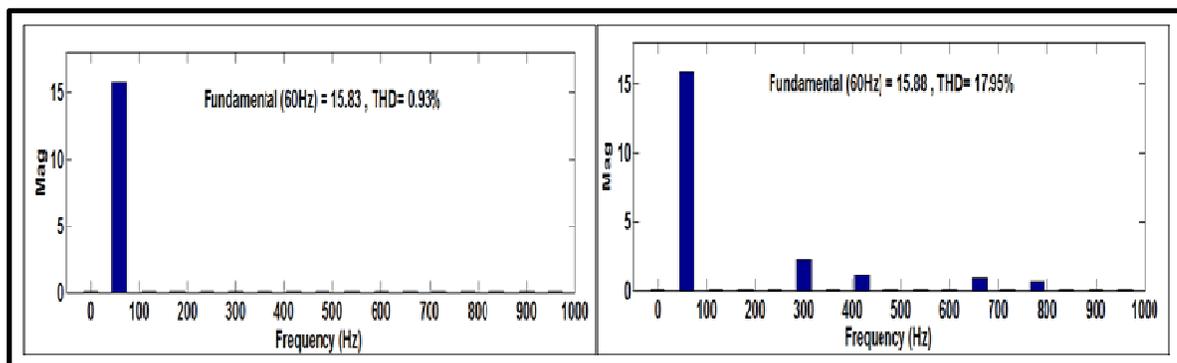


Figure 4.22 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$



a)

b)

Figure 4.23 Spectre harmonique a) courant du réseau, b) courant de la charge

On constate, après simulation, que :

- Le courant du réseau est en phase avec la tension, donc du courant fournie une partie de la puissance à la batterie et à la charge. En revanche, avec ensoleillement, le courant est opposition de phase avec la tension, il reçoit alors de la puissance;
- V_{dc} est correctement régulé;
- on observe un courant de 40A généré par le panneau, en ayant fixé $G=800W/m^2$;
- les courbes de puissances confirme que la charge est bien alimenté à 5000W, d'abord en intégralité par le réseau, puis lorsque le panneau fournit 6000W dans ses conditions conditions d'ensoleillement. Il peut alors également alimenter en même temps le réseau à hauteur de 1000W;
- on observe un TDH au réseau de 0.93%.

4.4.1.2 Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant

Pour cette deuxième simulation, on utilise le même montage que précédemment, pour conférer au système de stockage de pallier aux variations de la puissances émises par le panneau solaire du au conditions climatiques. À $t=0s$, on fixe l'ensoleillement à $G=800W/m^2$. En revanche, on fait varier le courant de la batterie. En effet, à travers la commande du convertisseur DC-DC, on impose de $t=0$ à $t=0.1s$ un courant de charge de la batterie $I_{in} = 20A$, puis de se décharger de $t=0.1$ à $0.3s$ avec $I_{in} = -20A$, avant de revenir après $t=0.3s$ à $I_{in} = 20A$. On observe les même courbe de puissances, courant et tension que pour la première simulation. Voici les résultats obtenus :

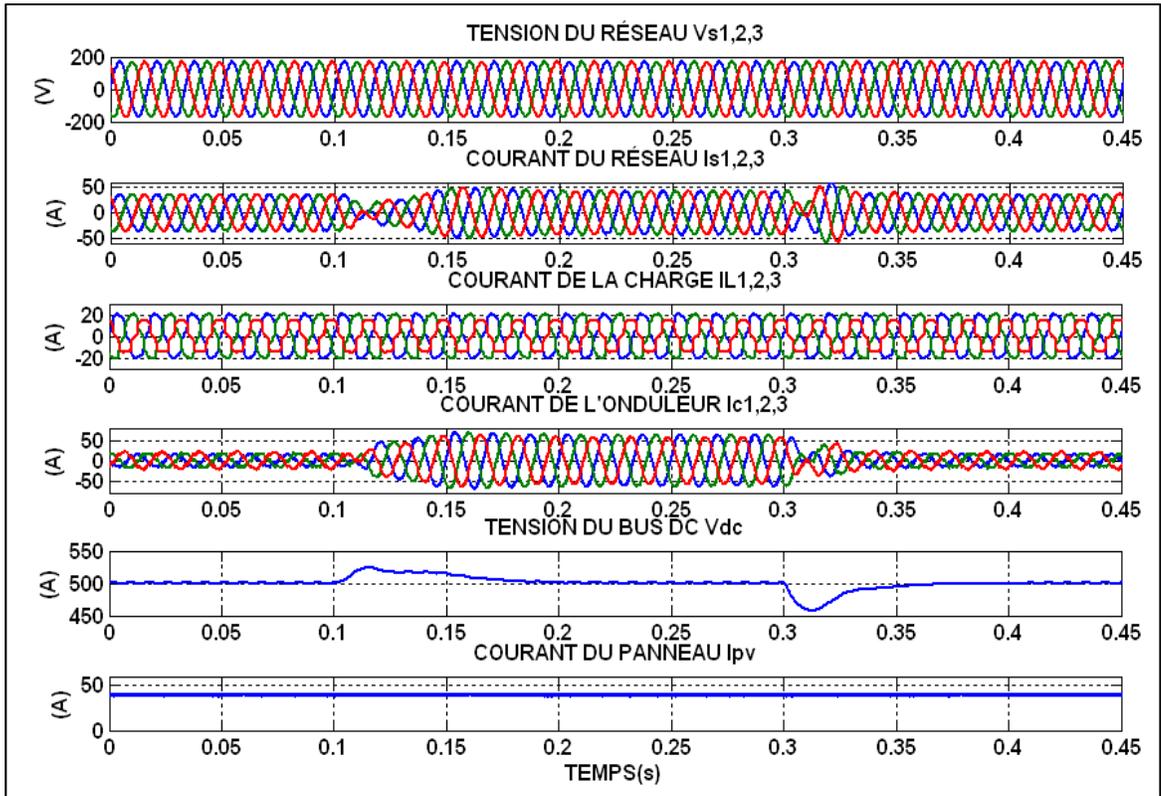


Figure 4.24 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie

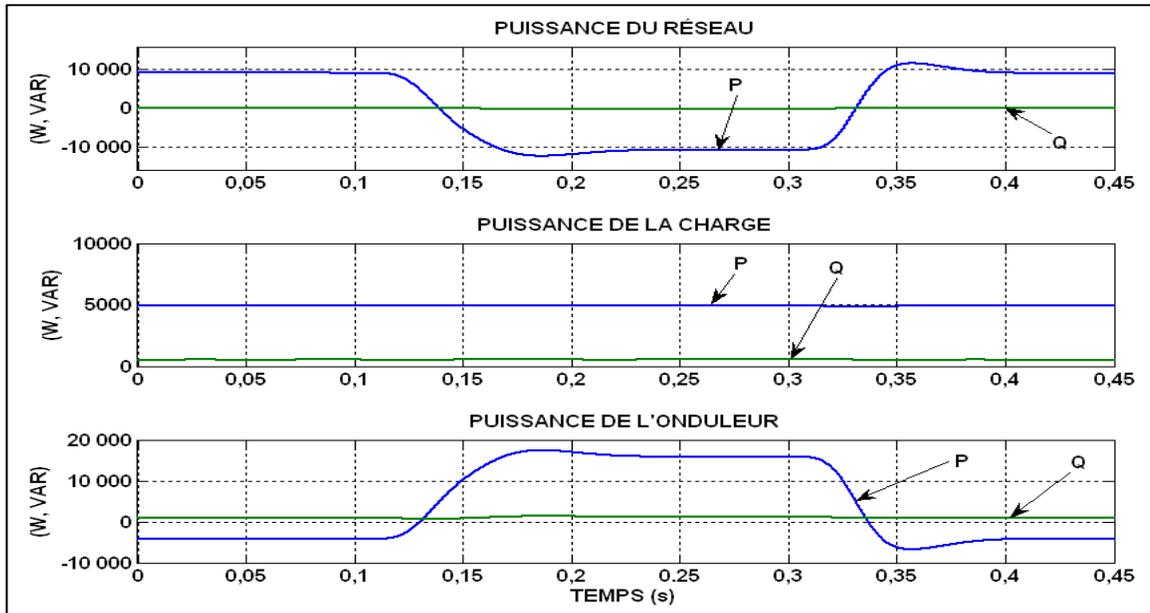


Figure 4.25 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie

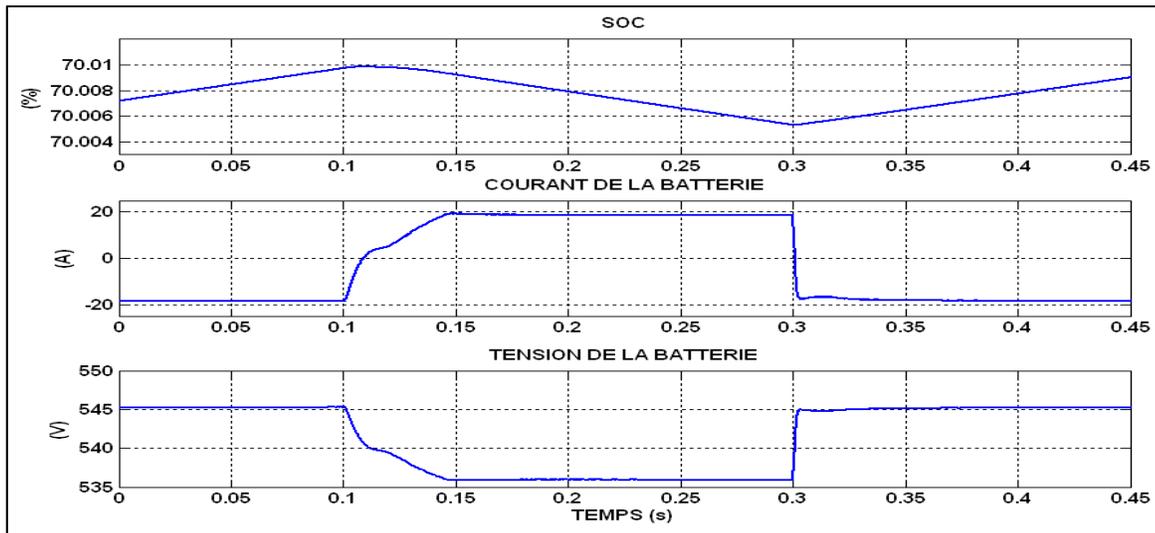


Figure 4.26 État de charge de la batterie

On remarque que :

- le courant dans l'onduleur augmente pendant la période $T=0.1$ à $0.3s$, car la batterie se décharge. Cela se traduit par une opposition de phase entre le courant et la tension du réseau, qui indique que le réseau reçoit de la puissance;
- cela se confirme avec les courbes des puissances, où celle de l'onduleur est négative lorsque la batterie absorbe du courant, puis positive lorsque la batterie se décharge;
- la tension au bus DC est régulée, et le courant dans le panneau est constant à $40A$;
- la charge est elle-même correctement alimentée à hauteur de $5000W$;
- les courbes relatives à la batterie indiquent lorsque le courant imposé par la consigne est négatif, la batterie se charge, lorsqu'elle est positive, elle se décharge. La tension est abaissée lorsque le courant augmente et inversement.

4.4.1.3 Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant

Pour cette troisième simulation, on utilise le même montage que la deuxième, à détail près : on fait varier la charge déséquilibrée. Cette opération a pour but d'analyser la réaction du

montage face à cette modification. On peut imaginer que la charge soit une ville à alimenter, et que celle-ci nécessite plus ou moins d'énergie. Le système doit s'adapter à ces variations.

À $t=0s$, on fixe l'insolation à $G= 800W/m^2$. Entre $t= 0.1$ et $0.2s$, on augmente la charge. À $t=0.3s$, on fixe la charge comme à $t=0s$. Les autres paramètres (insolation, charge de la batterie) sont constants. On observe les même courbe de puissances, courant et tension que pour la première simulation. Voici les résultats obtenus :

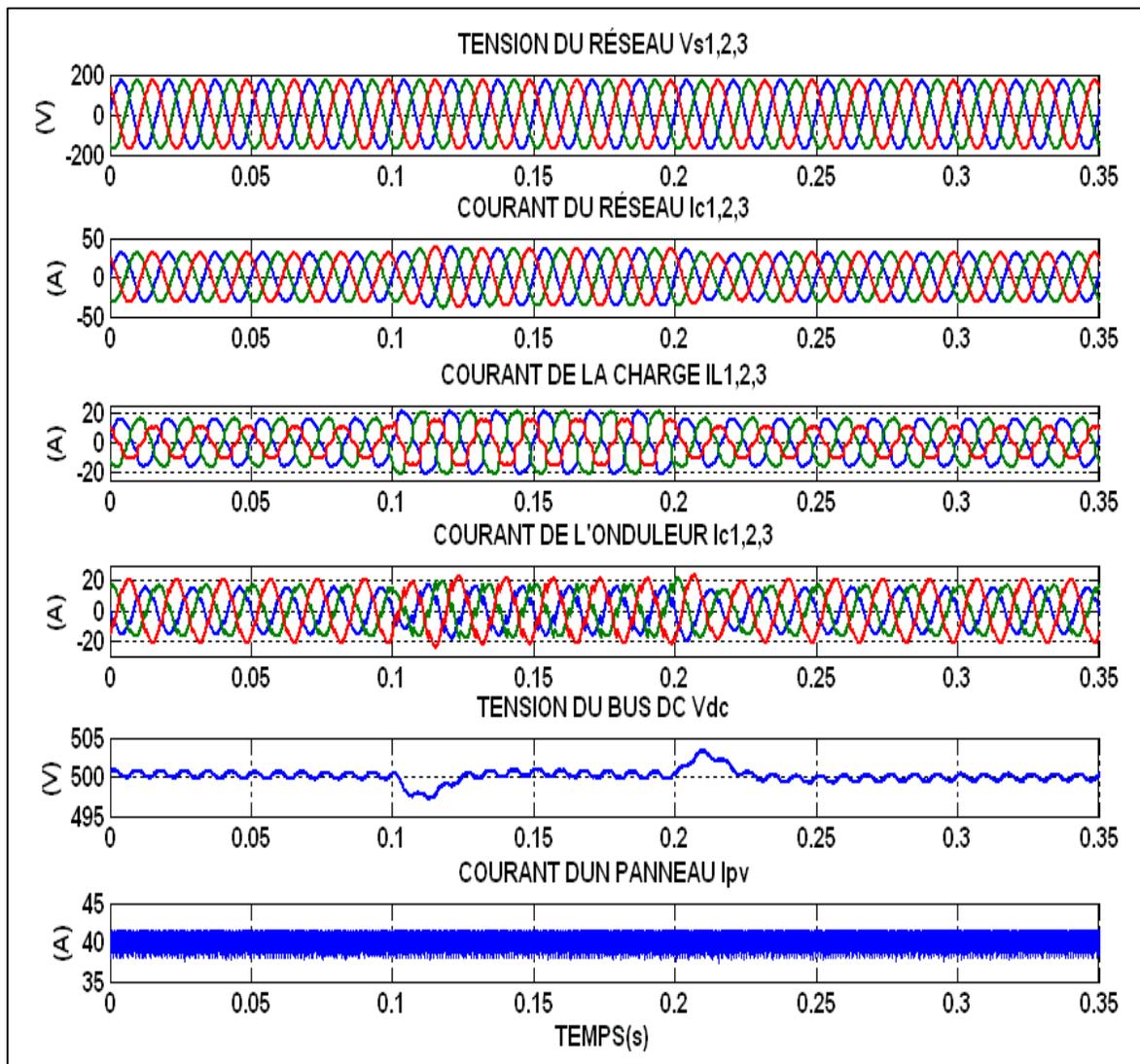


Figure 4.27 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge

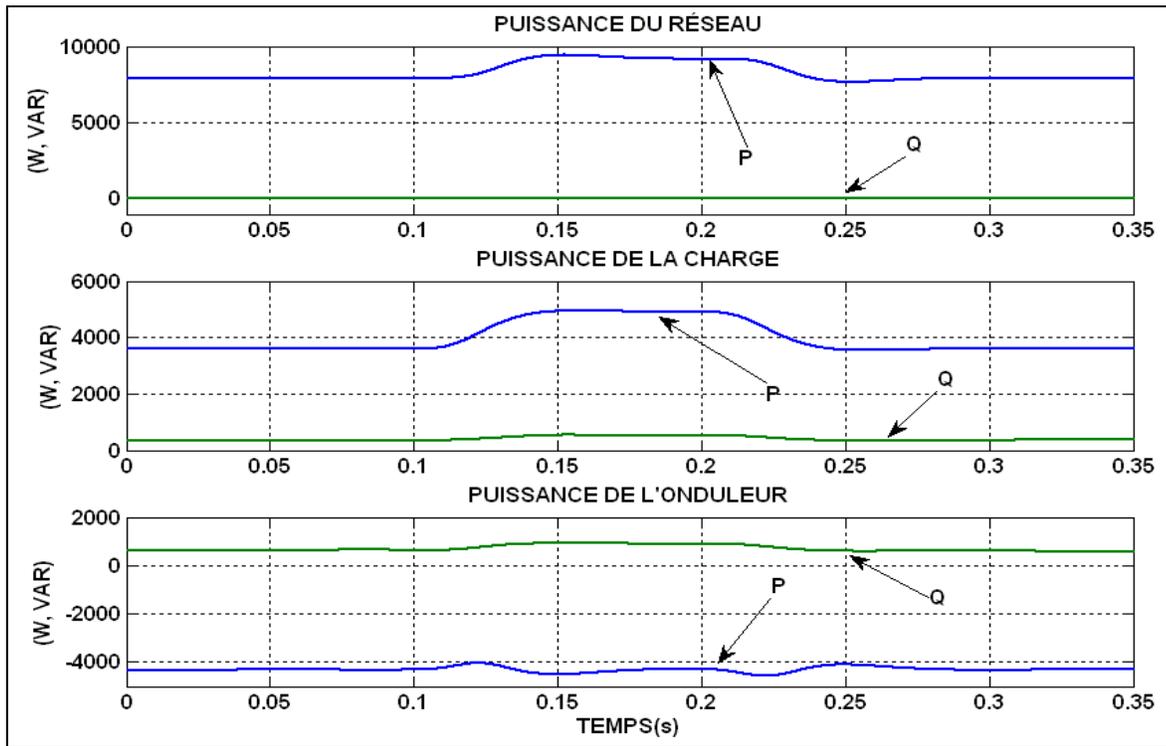


Figure 4.28 Écoulement de puissance avec variation de la charge

Dans cette simulation, on note que c'est le panneau et le réseau qui alimente la charge comme en témoigne la courbe de puissance. Lorsque l'on augmente la puissance de la charge, à $T=0.1s$, le courant dans le réseau augmente, car la puissance du réseau. Avec un ensoleillement de $G=800W/m^2$, le panneau n'est pas en mesure d'aider le réseau à alimenter la charge.

4.4.1.4 Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant

Pour cette quatrième simulation, on utilise le même montage que la deuxième, à détail près : on fait varier l'ensoleillement. À $t=0s$, $G=600W/m^2$, À $t=0.1s$, $G=800W/m^2$, À $t=0.3s$, $G=1000W/m^2$. Les autres paramètres (charge, charge de la batterie) sont constants. On observe les mêmes courbes de puissances, courant et tension que pour la première simulation. Voici les résultats obtenus :

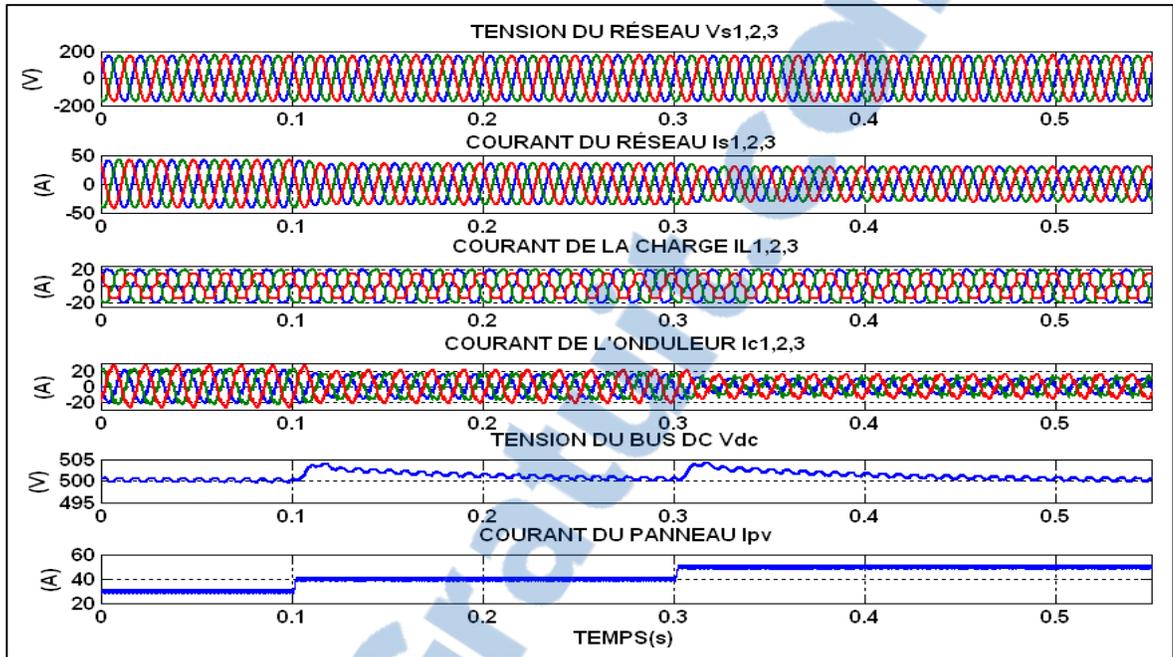


Figure 4.29 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement

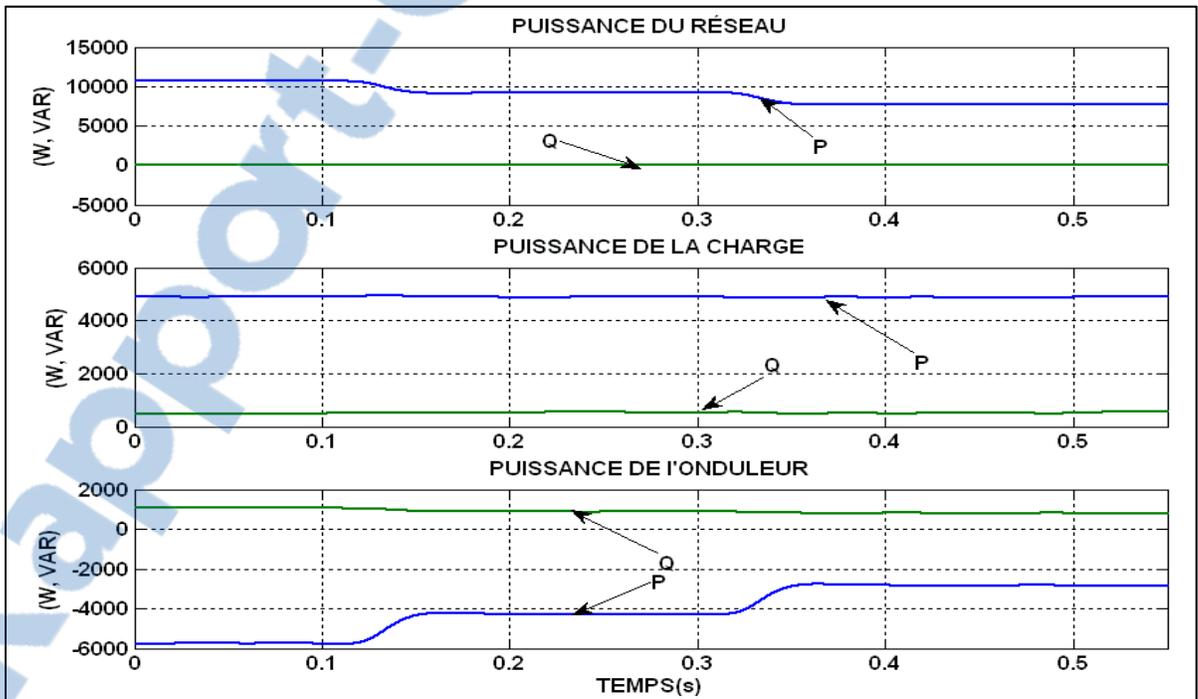


Figure 4.30 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement

Les observations pour ces résultats de simulation sont :

- lorsque l'on augmente l'ensoleillement, le courant du réseau diminue. Cela est normal, car cette augmentation engendre l'augmentation du courant du panneau, passant de 25A à 40A, puis à 50A;
- cette explication se confirme par les courbes de puissances, celle du réseau diminue, celle de l'onduleur augmente, et celle de charge est constante.
-

4.4.2 Commande non linéaire avec filtre FMV

4.4.2.1 Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.1) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre FMV. Voici les résultats obtenus :

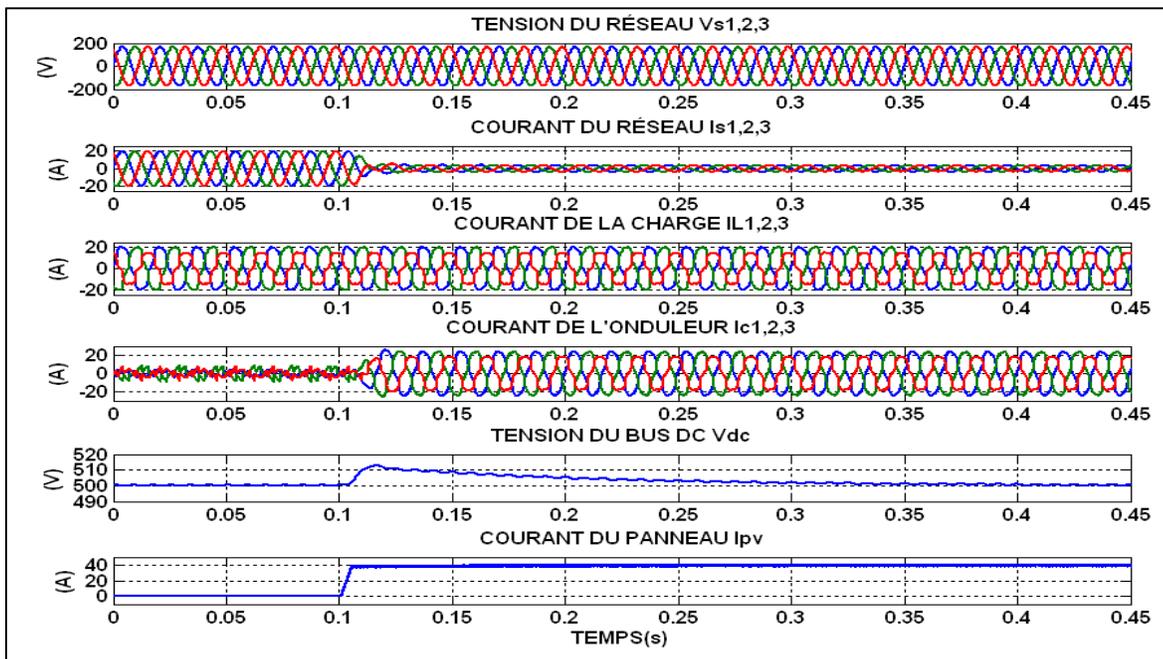


Figure 4.31 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$

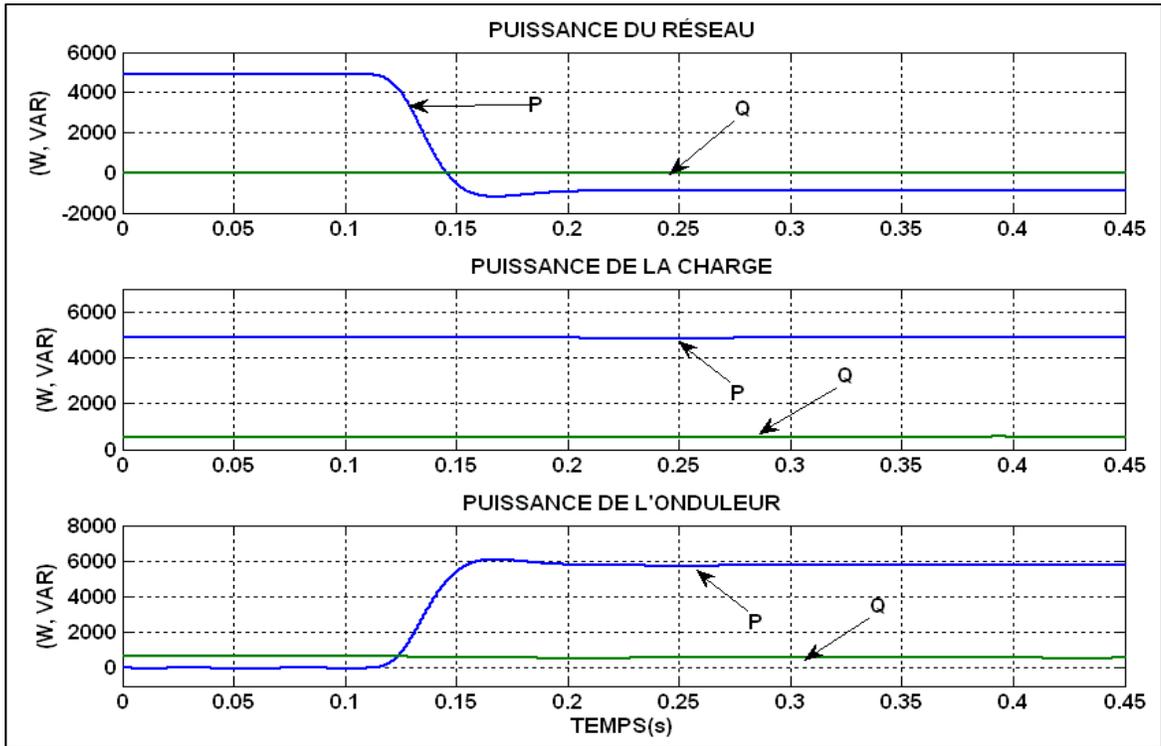
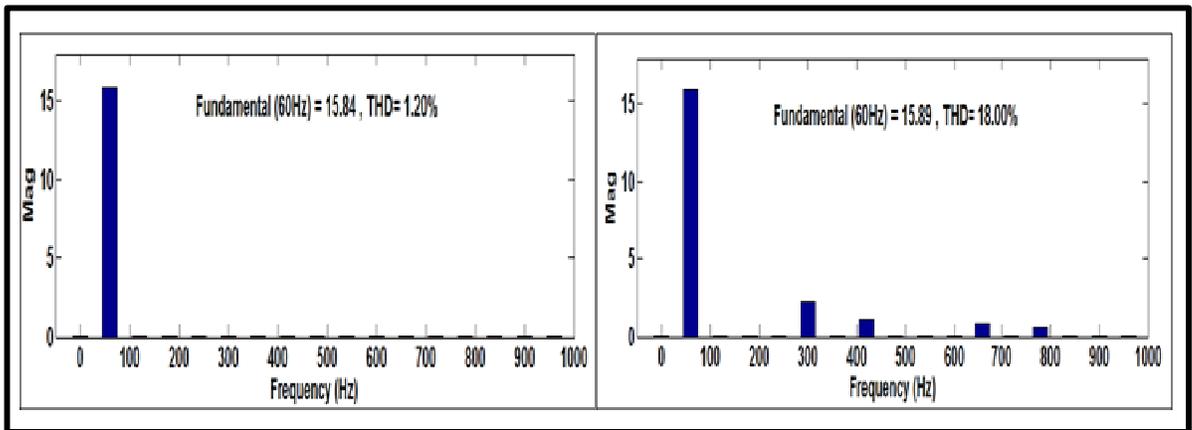


Figure 4.32 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800W/m^2$



a)

b)

Figure 4.33 Spectre harmonique : a) courant du réseau, b) charge

On constate que :

- le courant du réseau diminue sensiblement lorsque l'ensoleillement commence. Sans ensoleillement, le courant est en phase avec la tension, il fournit donc du courant. En

revanche, avec ensoleillement, le courant est opposition de phase avec la tension, il reçoit alors du courant;

- le V_{dc} est correctement régulé;
- on observe un courant de 40A généré par le panneau, en ayant fixé $G=800W/m^2$;
- les courbes de puissances confirme que la charge est bien alimenté à 5000W, d'abord en intégralité par le réseau, puis lorsque le panneau fournit 6000W dans ses conditions conditions d'ensoleillement. Il peut alors également alimenter en même temps le réseau à hauteur de 1000W;
- le THDi au réseau est de 1.20% en régime permanent.

4.4.2.2 Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.2) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre FMV. Voici les résultats obtenus :

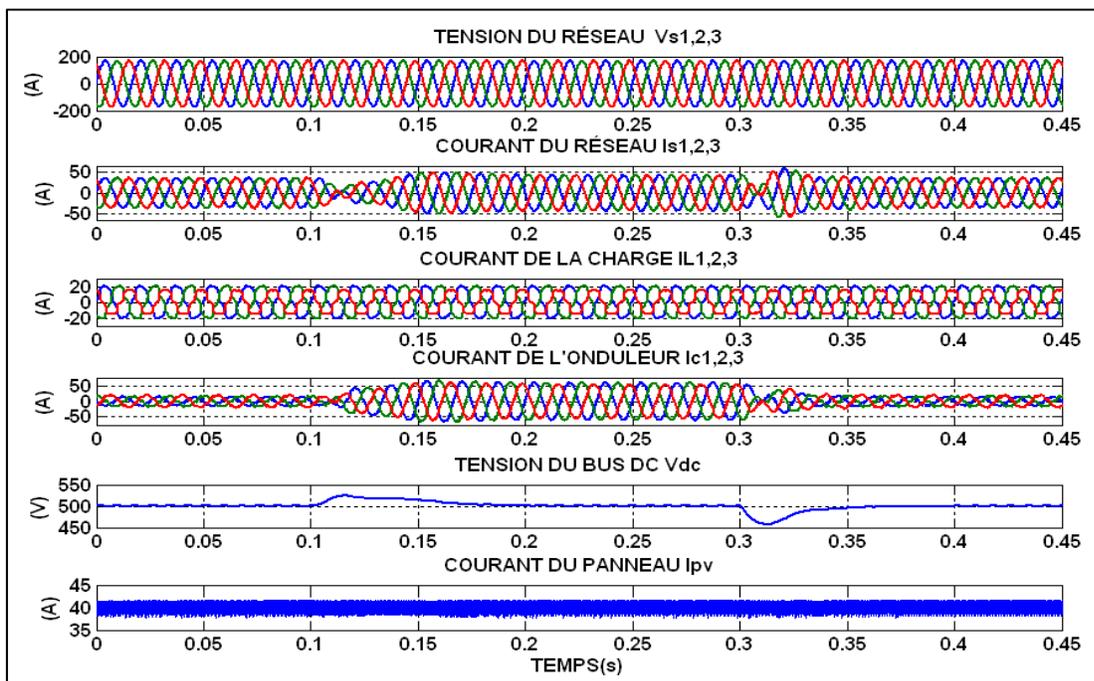


Figure 4.34 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie

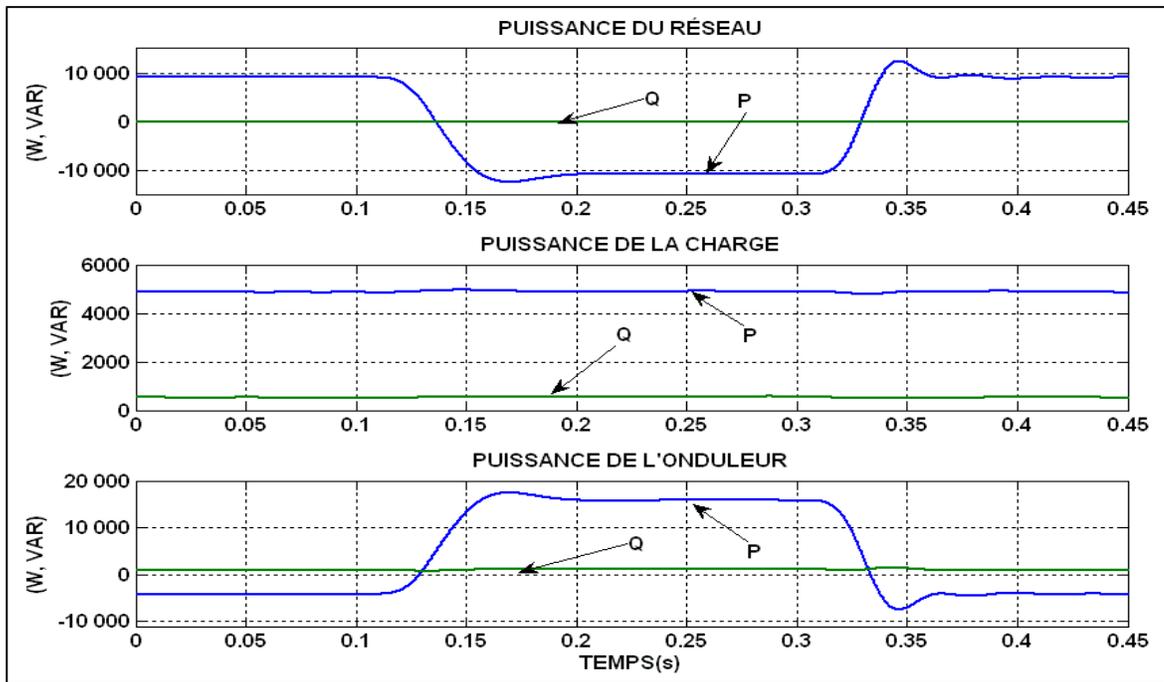


Figure 4.35 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie

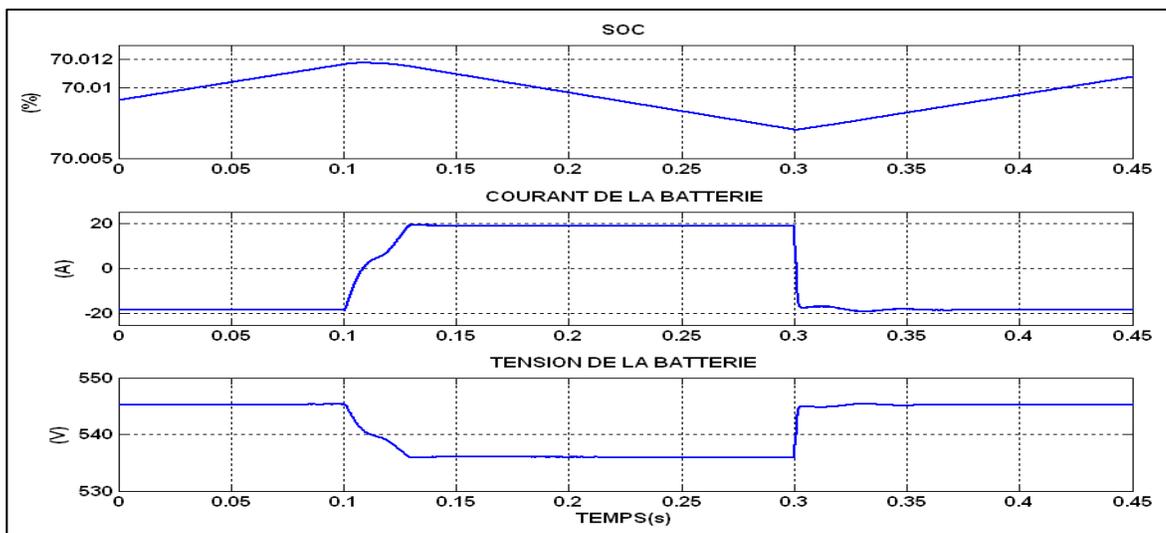


Figure 4.36 État de charge de la batterie

- le courant dans l'onduleur augmente pendant la période $T=0.1$ à 0.3 s, car la batterie se décharge. Cela se traduit par une opposition de phase entre le courant et la tension du réseau, qui indique que le réseau reçoit de la puissance;

- cela ce confirme avec les courbes des puissances, ou celle de l'onduleur est négative lorsque la batterie absorbe du courant, puis positive lorsque la batterie se décharge;
- la tension au bus DC est régulé, et le courant dans le panneau est constant à 40A;
- la charge est elle, correctement alimenté à hauteur de 5000W;
- les courbes relatives à la batterie indique lorsque le courant imposé par la consigne est négatif, la batterie se charge, lorsqu'elle est positive, elle se décharge. La tension est abaissé lorsque la courant augmente et inversement.

4.4.2.3 Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.3) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre FMV. Voici les résultats obtenus :

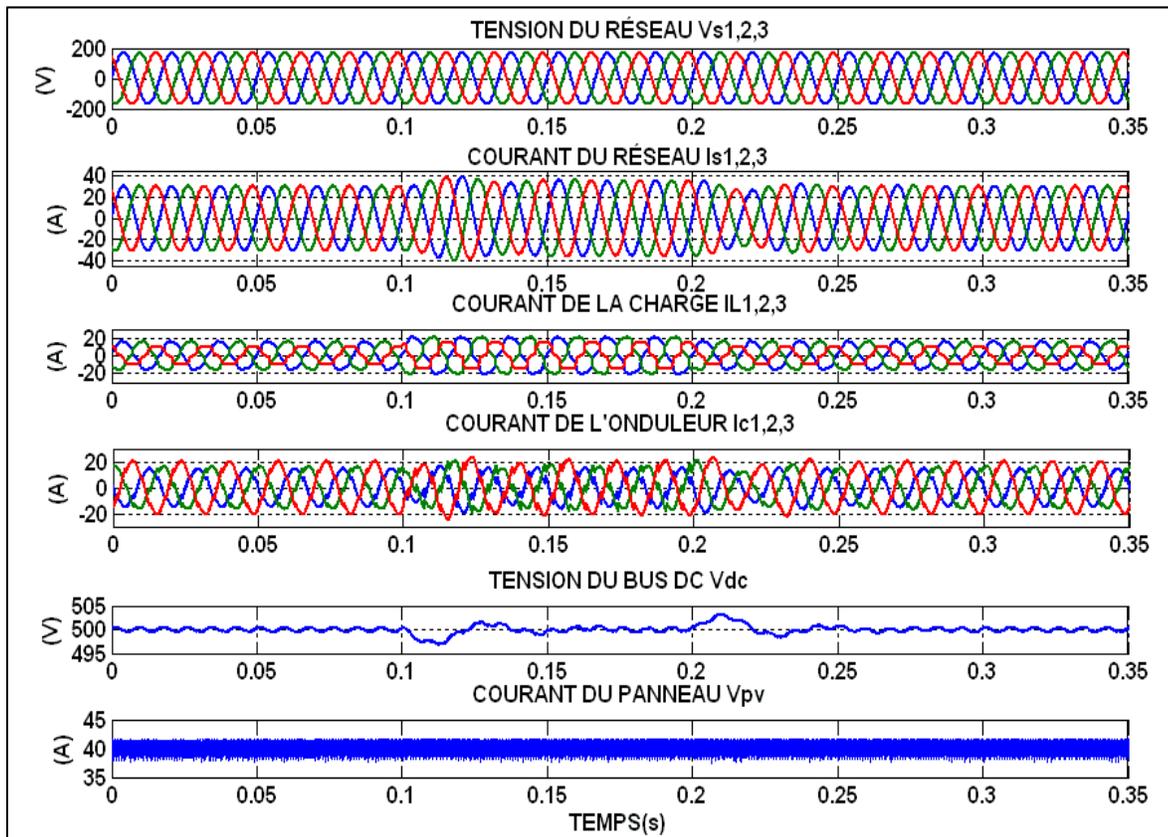


Figure 4.37 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge

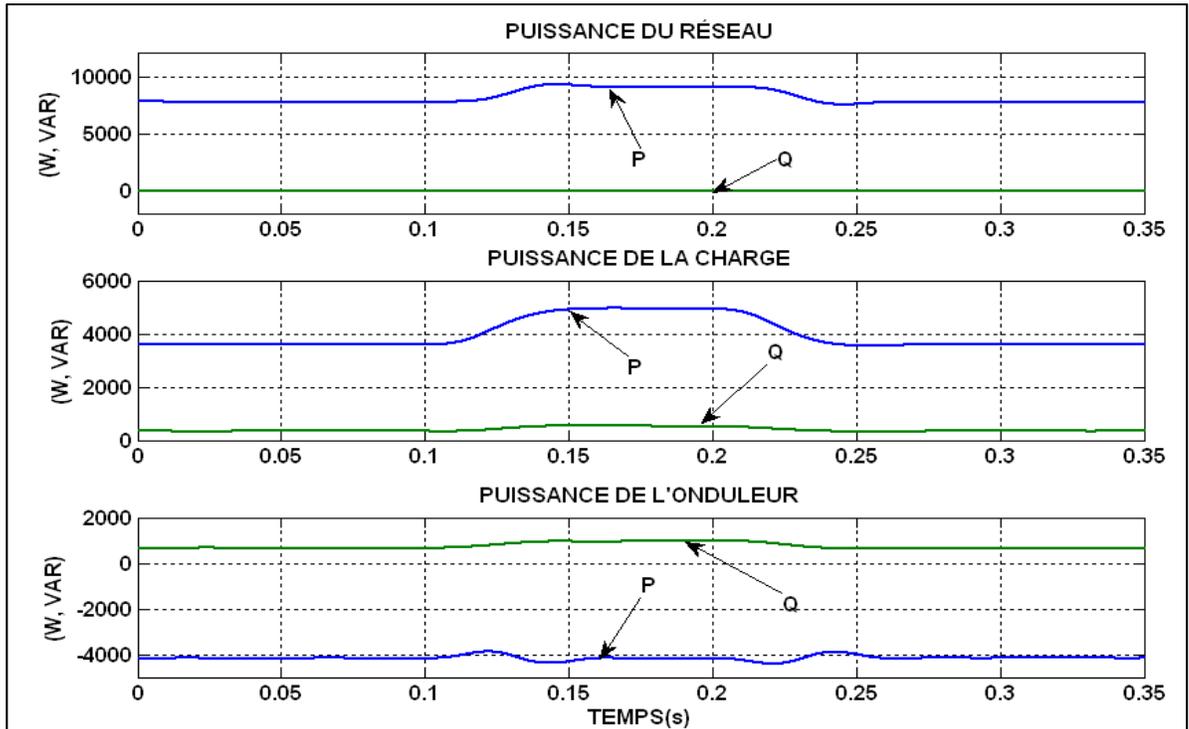


Figure 4.38 Écoulement de puissance avec variation de la charge

Le panneau et le réseau qui alimente la charge, en témoigne la courbe de puissance. Lorsque l'on augmente la puissance de la charge, à $T=0.1s$, le courant dans le réseau augmente, car la puissance du réseau. Avec un ensoleillement de $G=800W/m^2$, le panneau n'est pas en mesure d'aider le réseau à alimenter la charge.

4.4.2.4 Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.4) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre FMV. Voici les résultats obtenus :

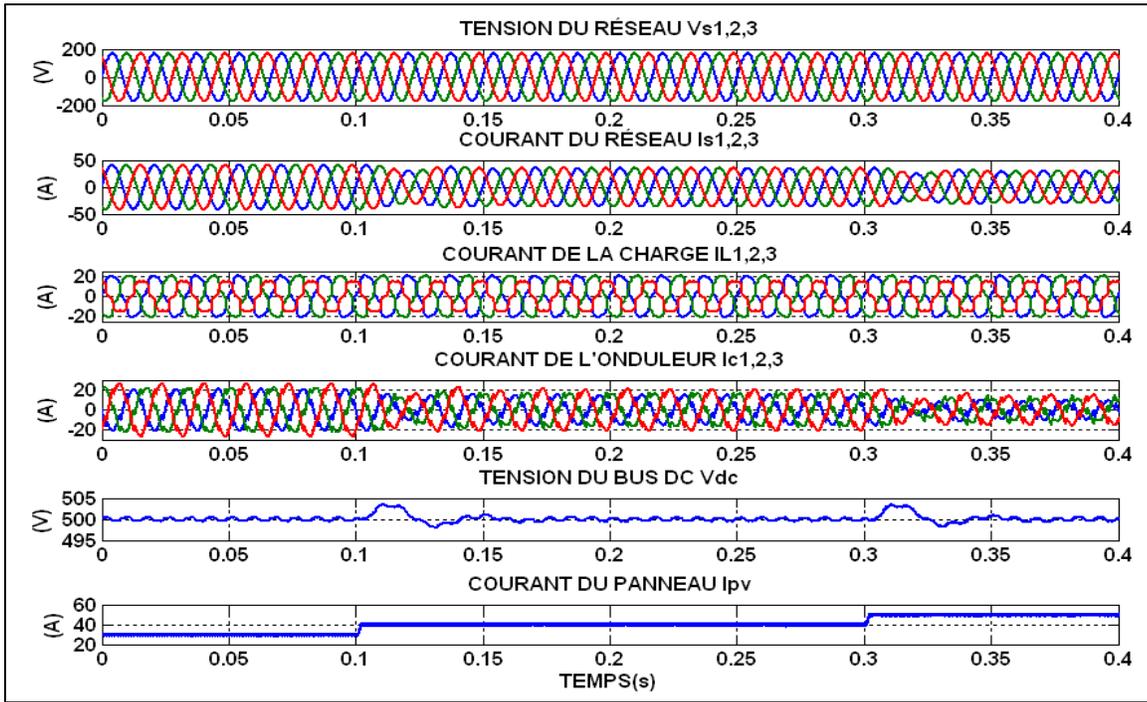


Figure 4.39 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement

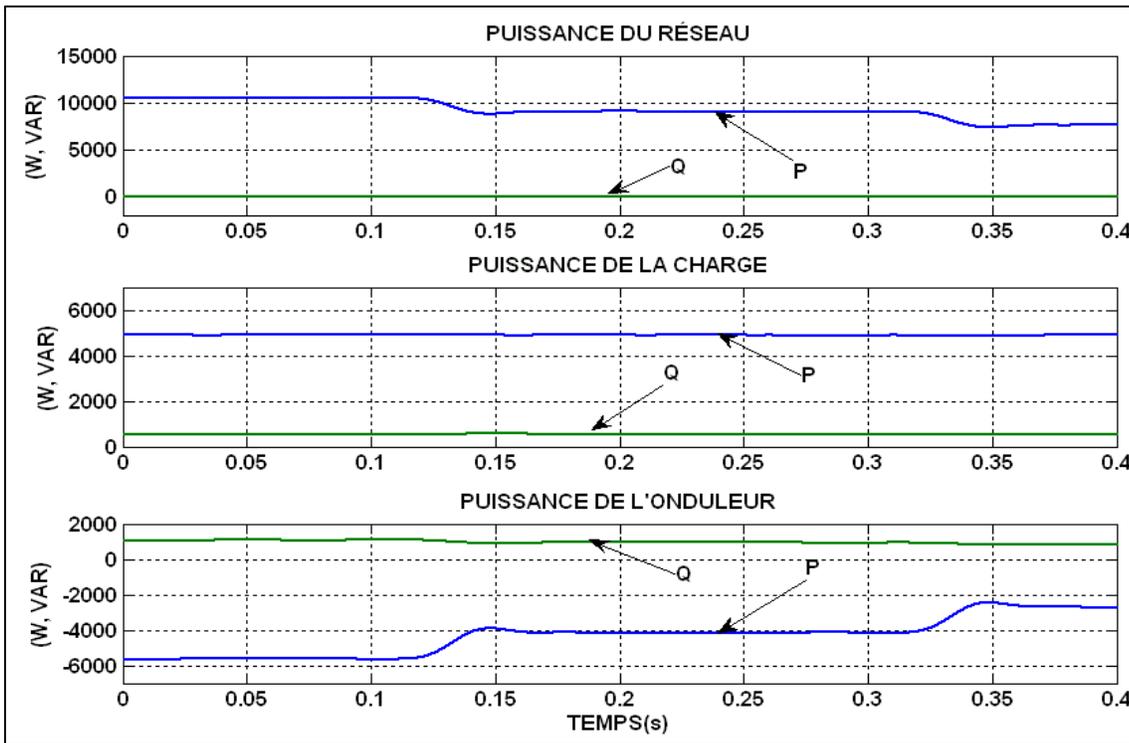


Figure 4.40 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement

Lorsque l'on augmente l'ensoleillement, le courant du réseau diminue. Cela est normal, car cette augmentation engendre l'augmentation du courant du panneau, passant de 25A à 40A, puis à 50A. Cette explication se confirme par les courbes de puissances, celle du réseau diminue, celle de l'onduleur augmente, et celle de charge est constante.

4.4.3 Commande non linéaire avec filtre Notch

4.4.3.1 Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.1) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre Notch. Voici les résultats obtenus :

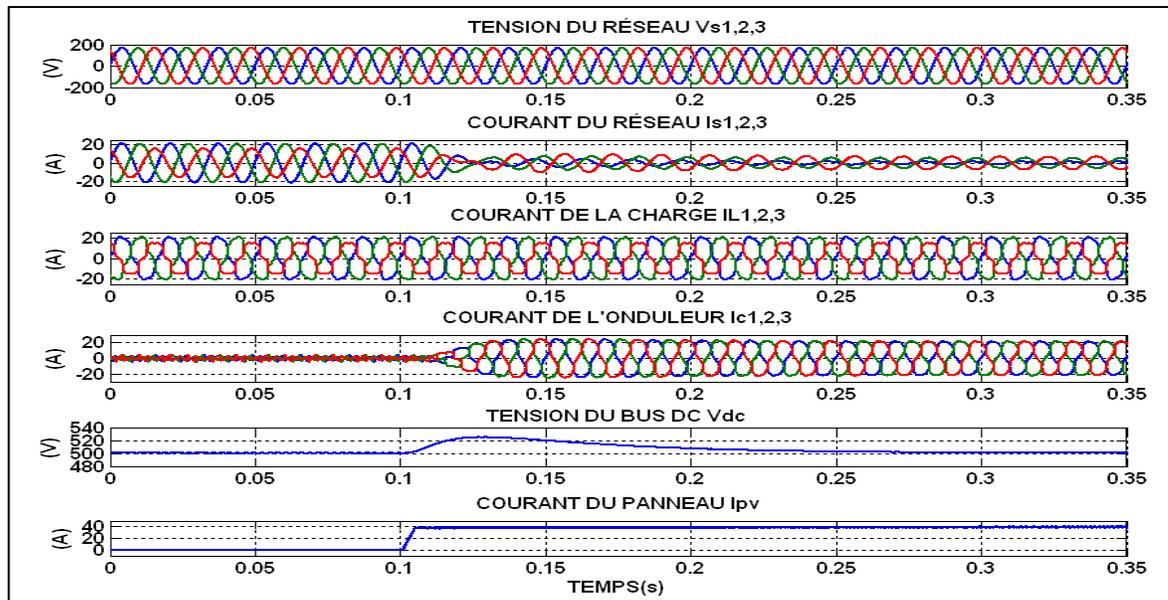


Figure 4.41 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800\text{W/m}^2$

Lorsque la charge est équilibrée, il n'y a pas d'anomalie au niveau du courant du réseau. En l'occurrence, la charge est déséquilibrée. La commande de l'onduleur ne compense pas correctement les courants. D'où la nécessité d'introduire la composante inverse dans la

commande, afin de corriger cette imperfection. En ajoutant cet élément, on obtient les résultats escomptés :

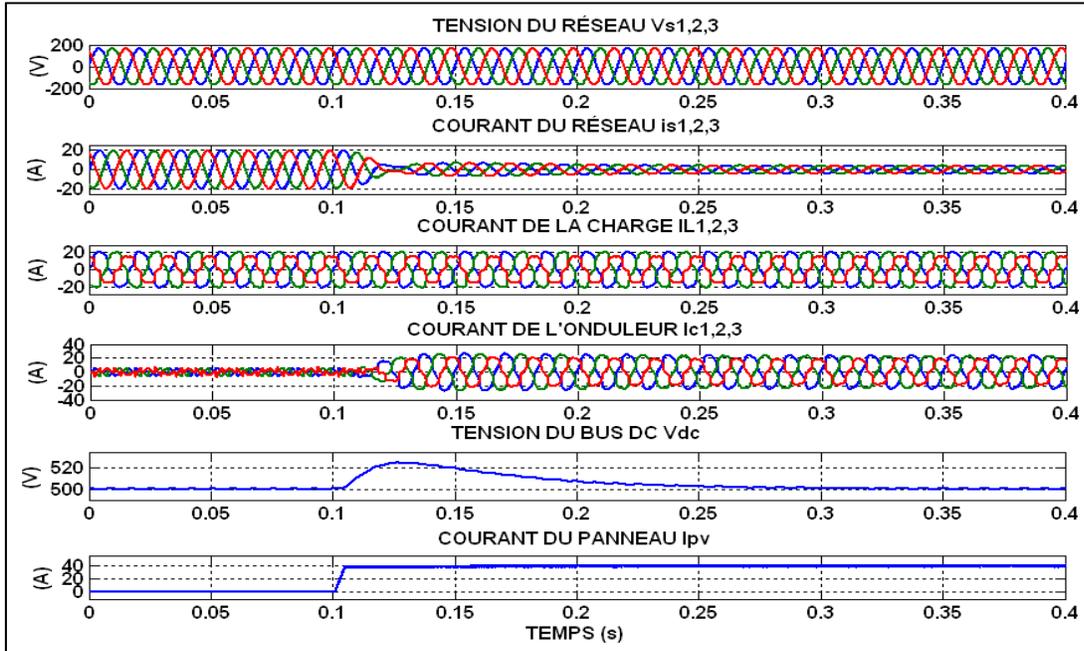


Figure 4.42 Réponse dynamique avec ensoleillement $G=800W/m^2$

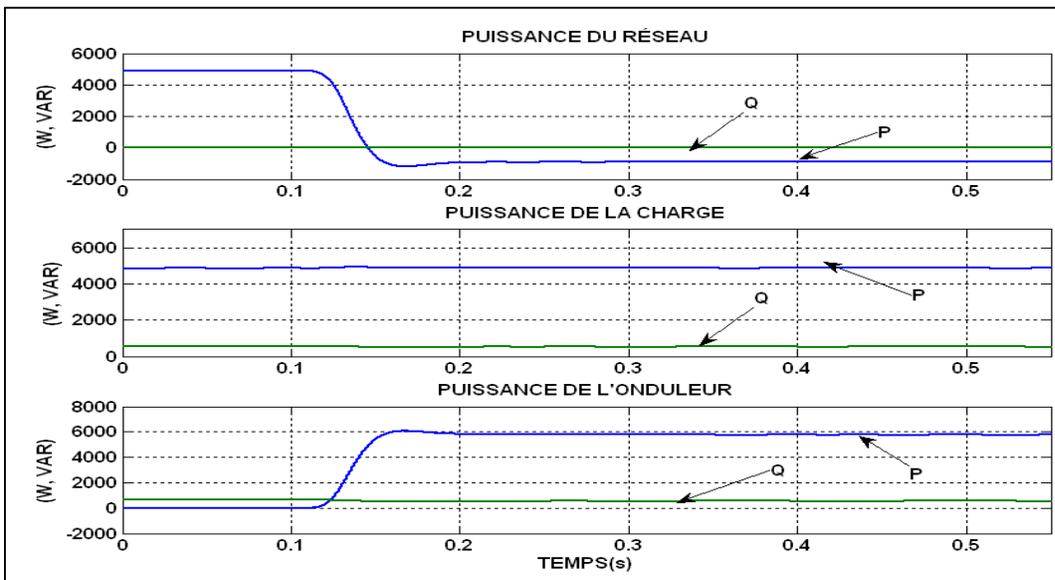


Figure 4.43 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800W/m^2$

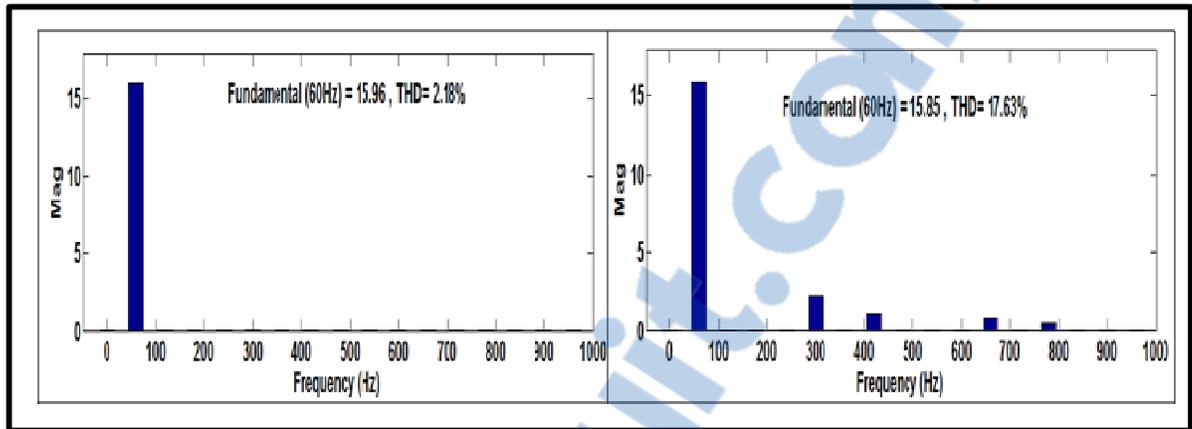


Figure 4.44 Spectre harmonique : a) courant du réseau, b) charge

Les courbes de puissances confirme que la charge est bien alimenté à 5000W, d'abord en intégralité par le réseau, puis lorsque le panneau fournit 6000W dans ses conditions conditions d'ensolleillement. Il peut alors également alimenter en même temps le réseau à hauteur de 1000W.

4.4.3.2 Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.2) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre Notch. Voici les résultats obtenus :

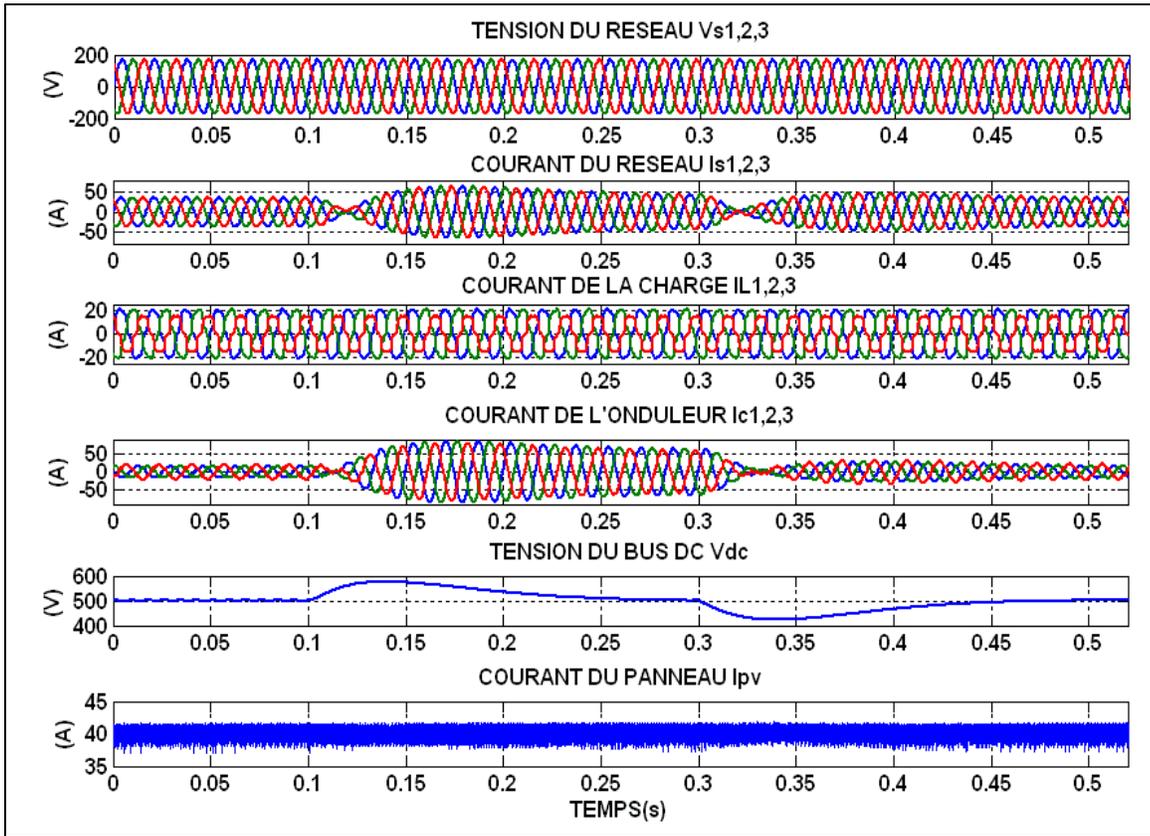


Figure 4.45 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie

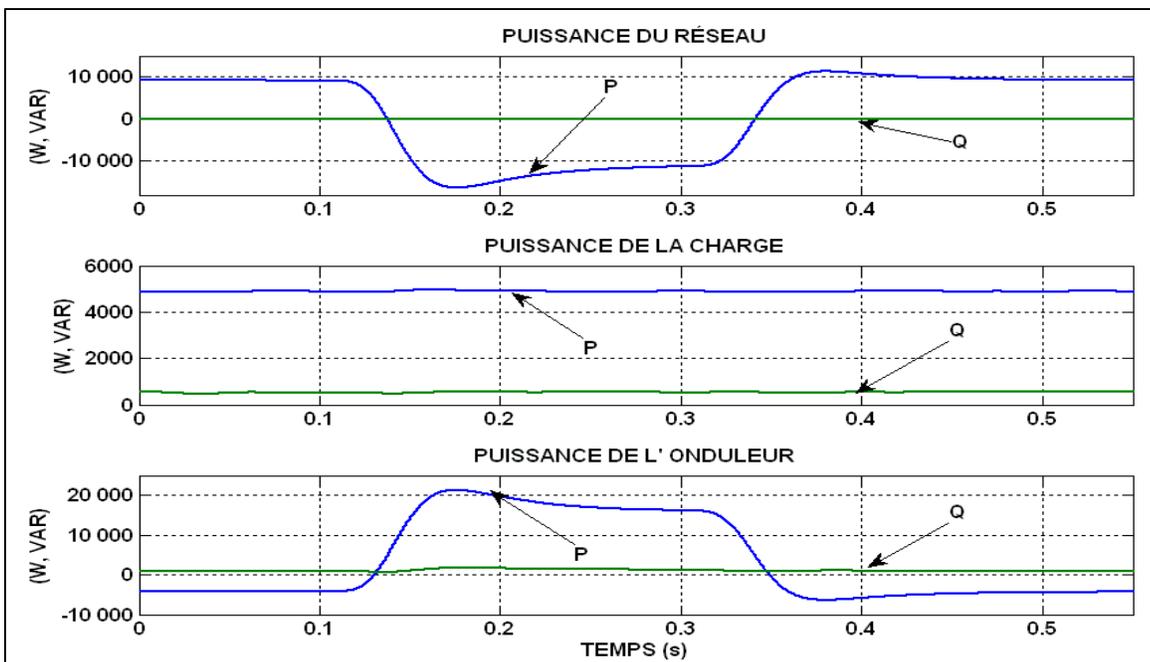


Figure 4.46 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie

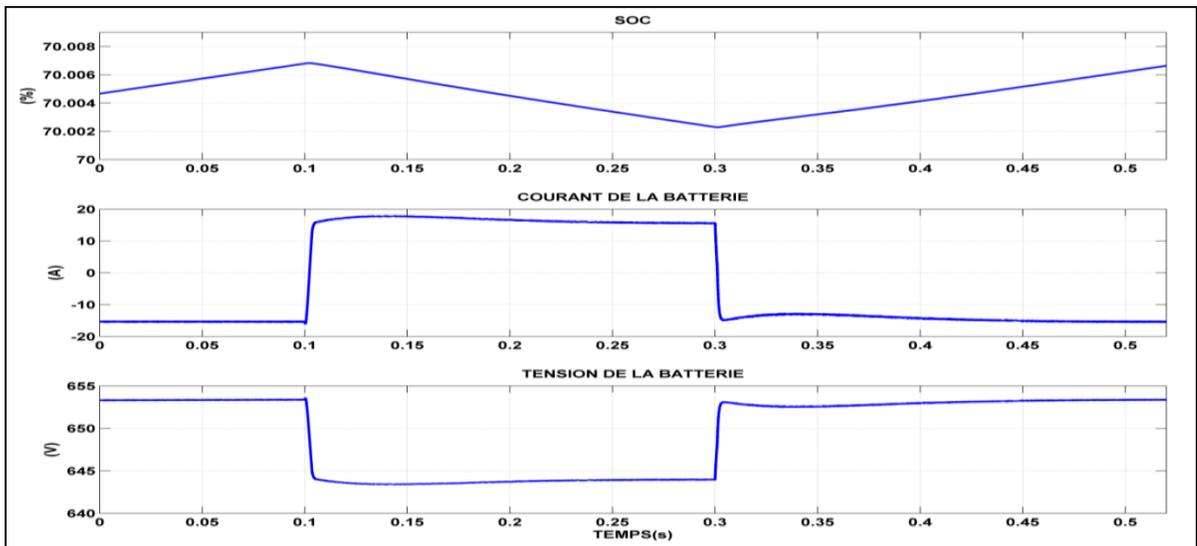


Figure 4.47 État de charge de la batterie

le courant dans l'onduleur augmente pendant la période $T=0.1$ à $0.3s$, car la batterie se décharge. Cela se traduit par une opposition de phase entre le courant et la tension du réseau, qui indique que le réseau reçoit de la puissance.

La puissance de l'onduleur est négative lorsque la batterie absorbe du courant, puis positive lorsque la batterie se décharge.

les courbes relatives à la batterie indiquent lorsque le courant imposé par la consigne est négatif, la batterie se charge, lorsqu'elle est positive, elle se décharge.

4.4.3.3 Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.3) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre Notch. Voici les résultats obtenus :

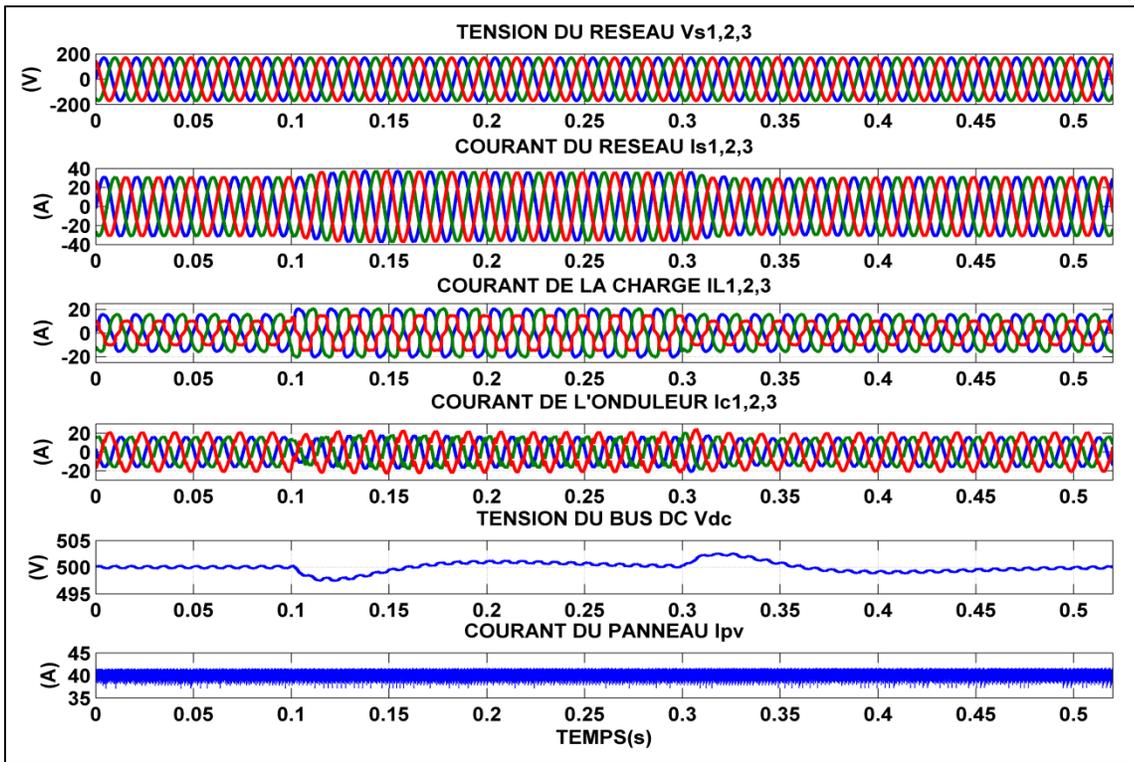


Figure 4.48 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge

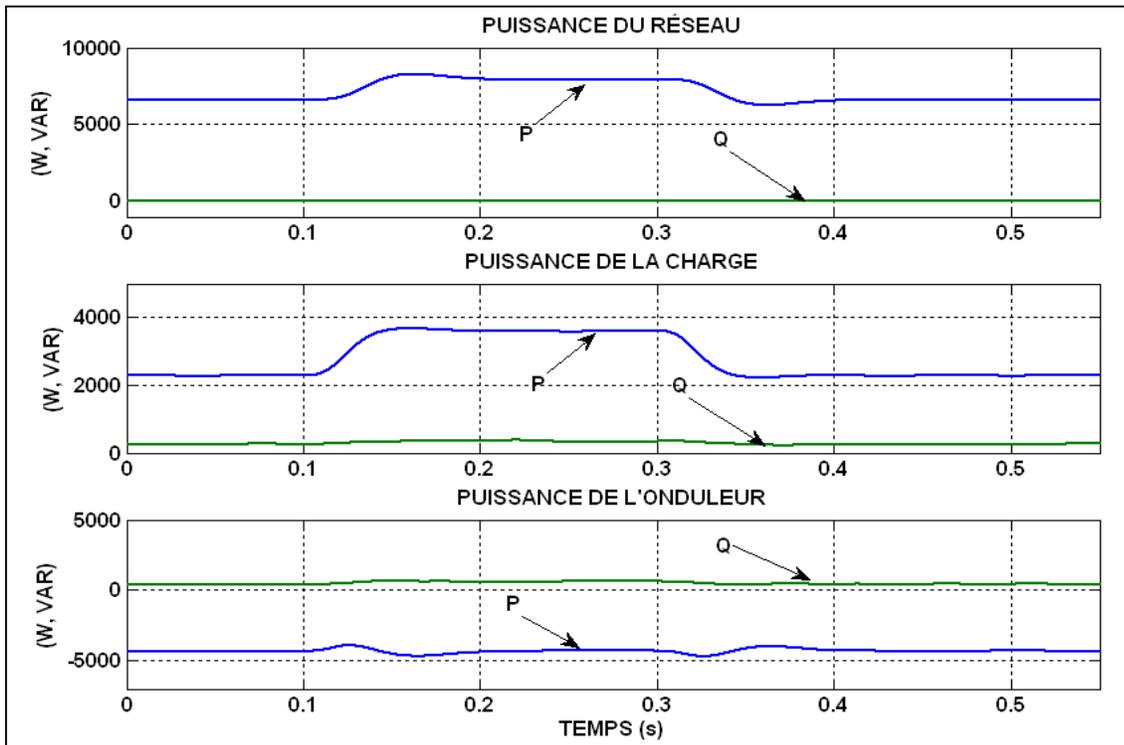


Figure 4.49 Écoulement de puissance avec variation de la charge

c'est le panneau et le réseau qui alimente la charge, en témoigne la courbe de puissance. Lorsque l'on augmente la puissance de la charge, à $T=0.1s$, le courant dans le réseau augmente avec un ensoleillement de $G=800W/m^2$, le panneau n'est pas en mesure d'aider le réseau à alimenter la charge.

4.4.3.4 Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant

On effectue les mêmes simulations qu'au paragraphe précédent, en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire avec filtre Notch. Voici les résultats obtenus :

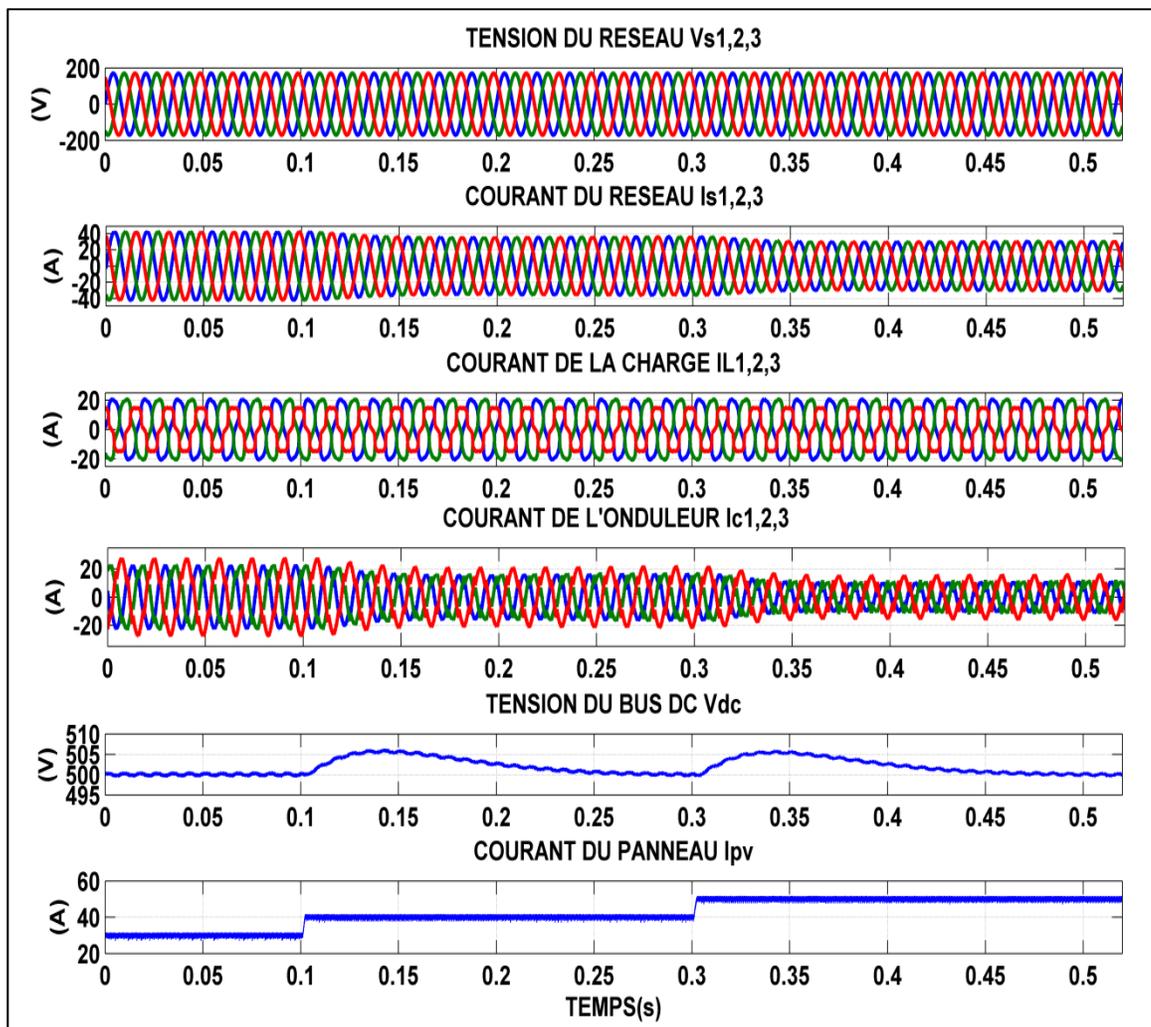


Figure 4.50 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement

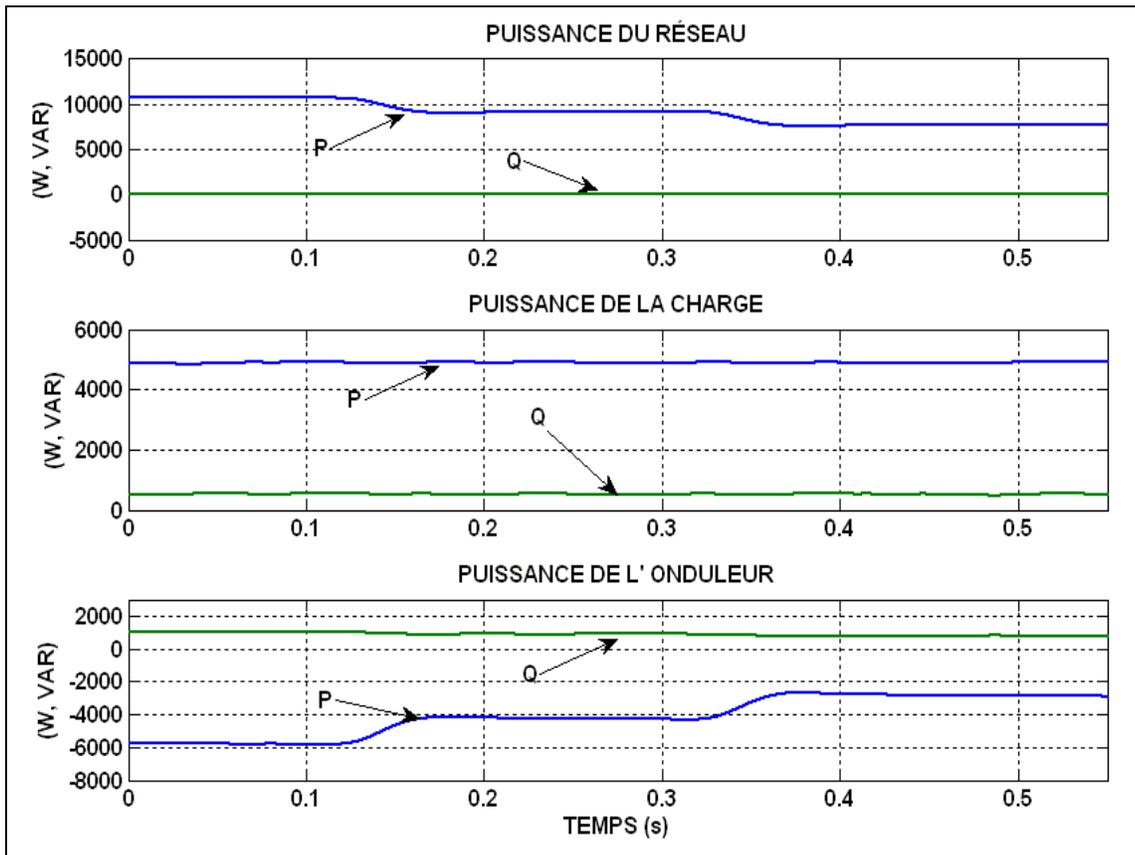


Figure 4.51 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement

Lorsque l'on augmente l'ensoleillement, le courant du réseau diminue. Cela est normal, car cette augmentation engendre l'augmentation du courant du panneau, passant de 25A à 40A, puis à 50A.

4.4.4 Commande non linéaire sans filtre

4.4.4.1 Montage sans batterie, charge et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe précédent en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire sans filtre. Voici les résultats obtenus :

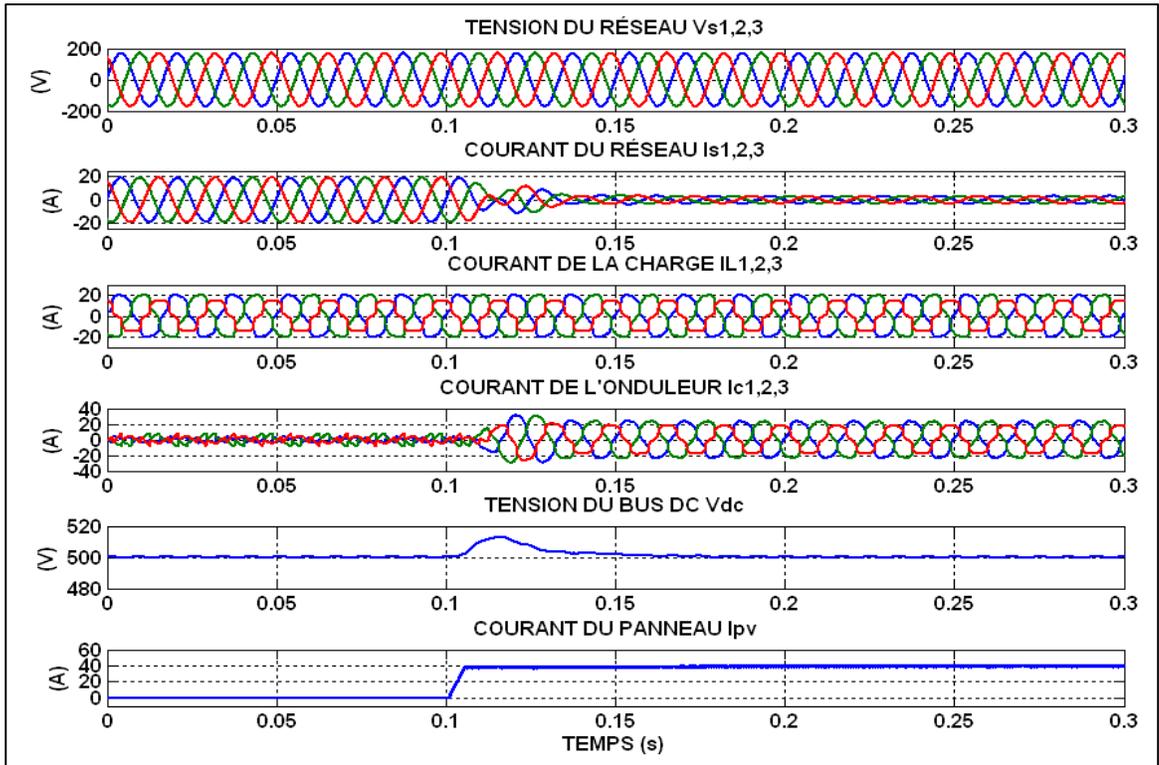


Figure 4.52 Réponse en régime dynamique avec ensoleillement $G=800W/m^2$

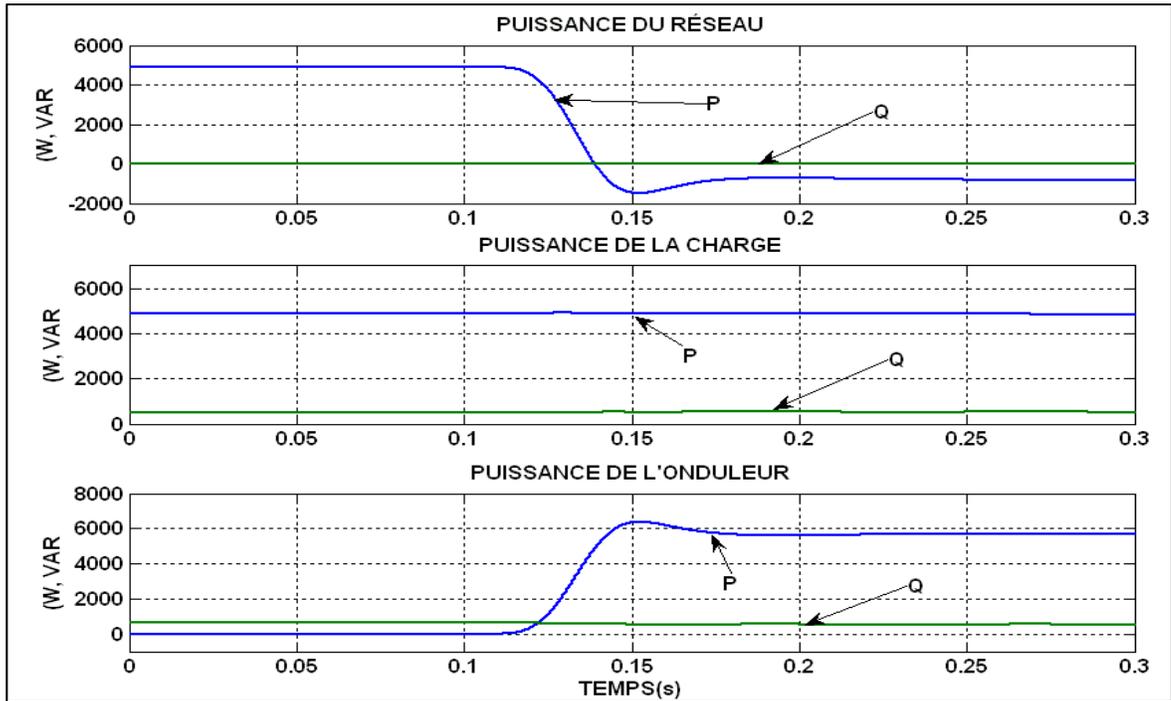
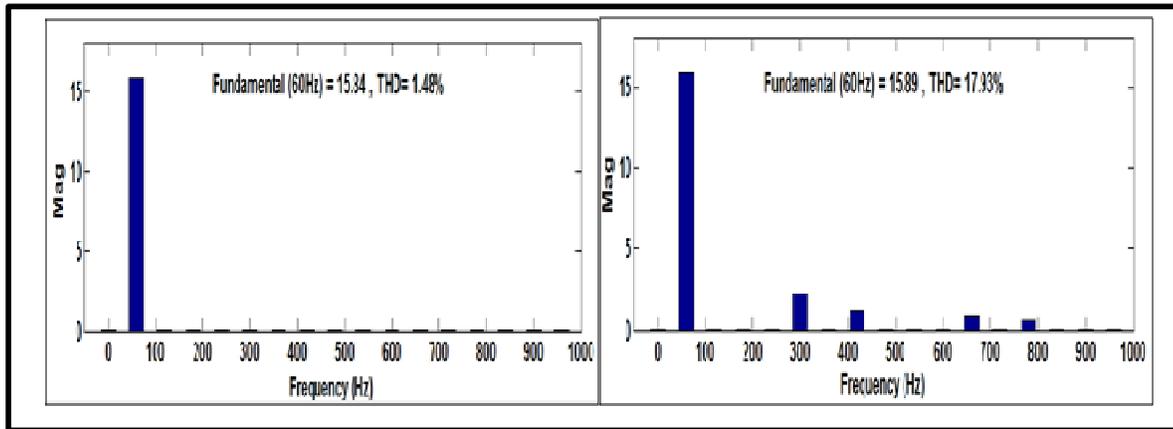


Figure 4.53 Écoulement de puissance avec ensoleillement $G=800W/m^2$



a)

b)

Figure 4.54 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge

les courbes de puissances confirme que la charge est bien alimenté à 5000W, d'abord en intégralité par le réseau, puis lorsque le panneau fournit 6000W dans ses conditions conditions d'ensolleillement. Il peut alors également alimenter en même temps le réseau à hauteur de 1000W. On observe en régime permanent un THDi de 1.48% au réseau.

4.4.4.2 Montage avec variation de la charge de la batterie, charge et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.2) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire sans filtre. Voici les résultats obtenus :

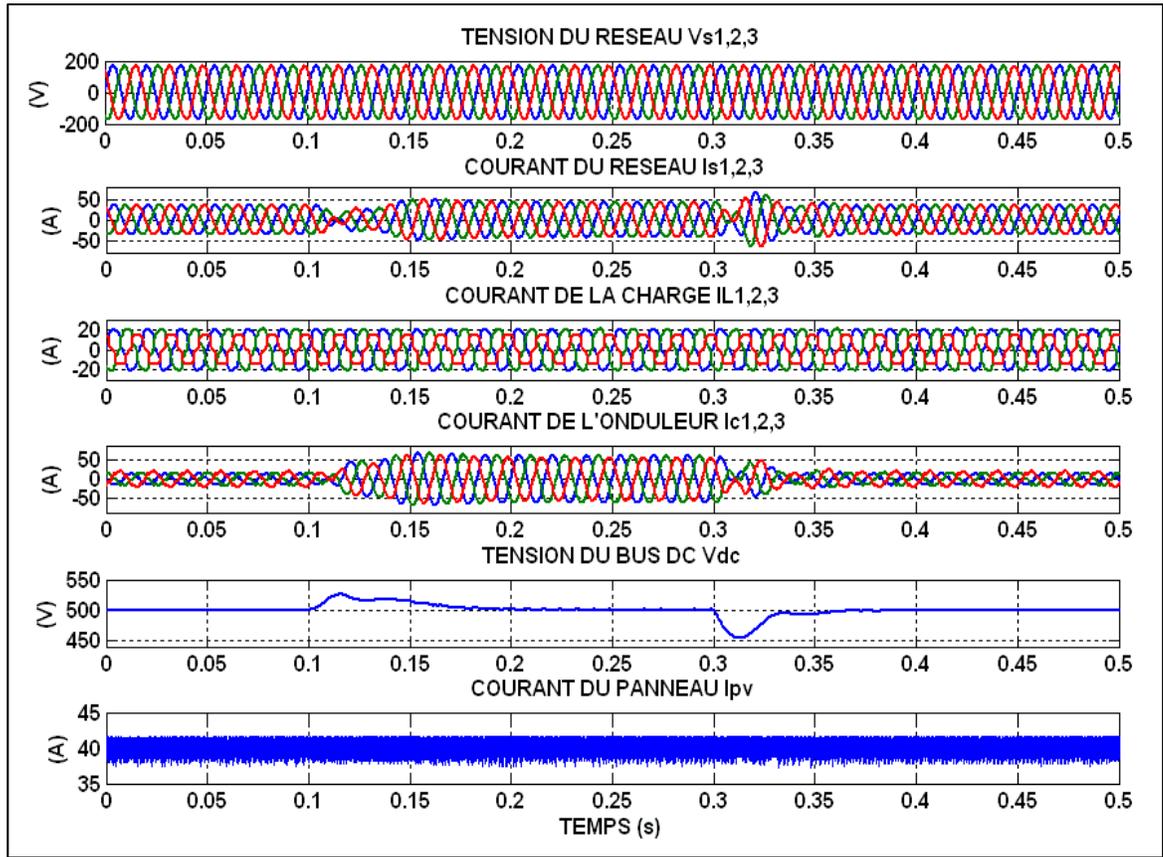


Figure 4.55 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie

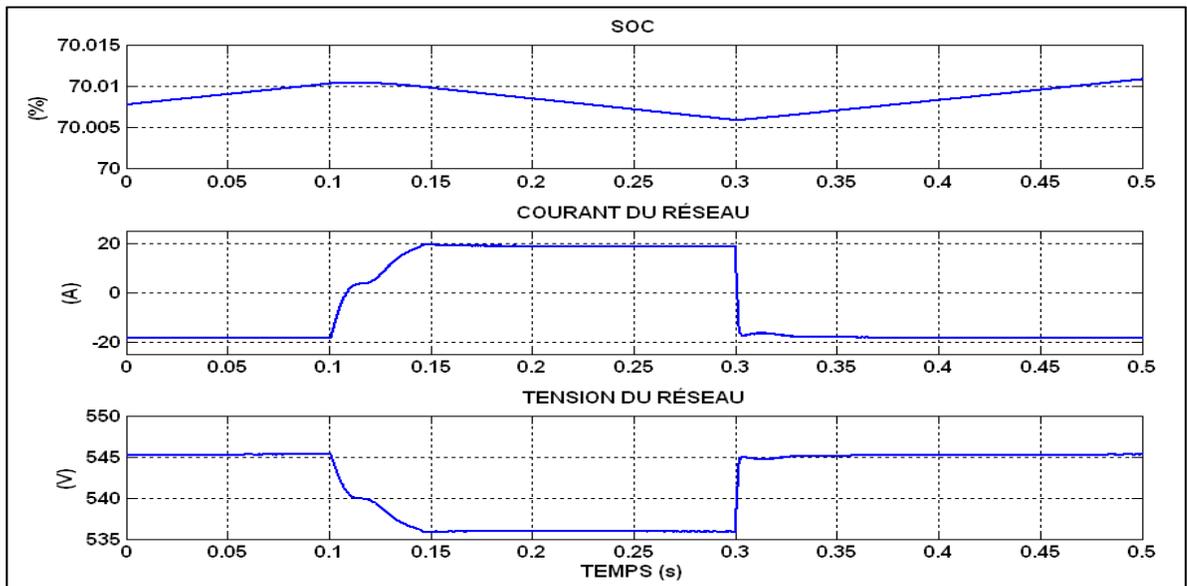


Figure 4.56 État de charge de la batterie

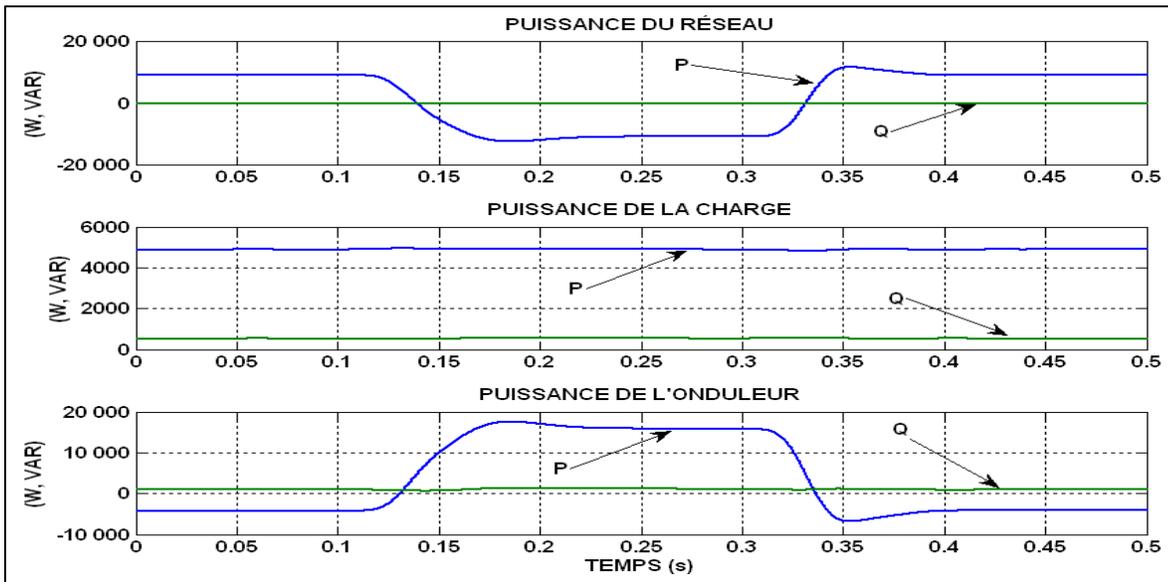


Figure 4.57 Écoulement de puissance avec variation de la charge de la batterie

Le courant dans l'onduleur augmente pendant la période $T=0.1$ à $0.3s$, car la batterie se décharge. Cela se traduit par une opposition de phase entre le courant et la tension du réseau, qui indique que le réseau reçoit de la puissance.

4.4.4.3 Montage avec variation de la charge avec batterie et ensoleillement constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.3) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire sans filtre. Voici les résultats obtenus :

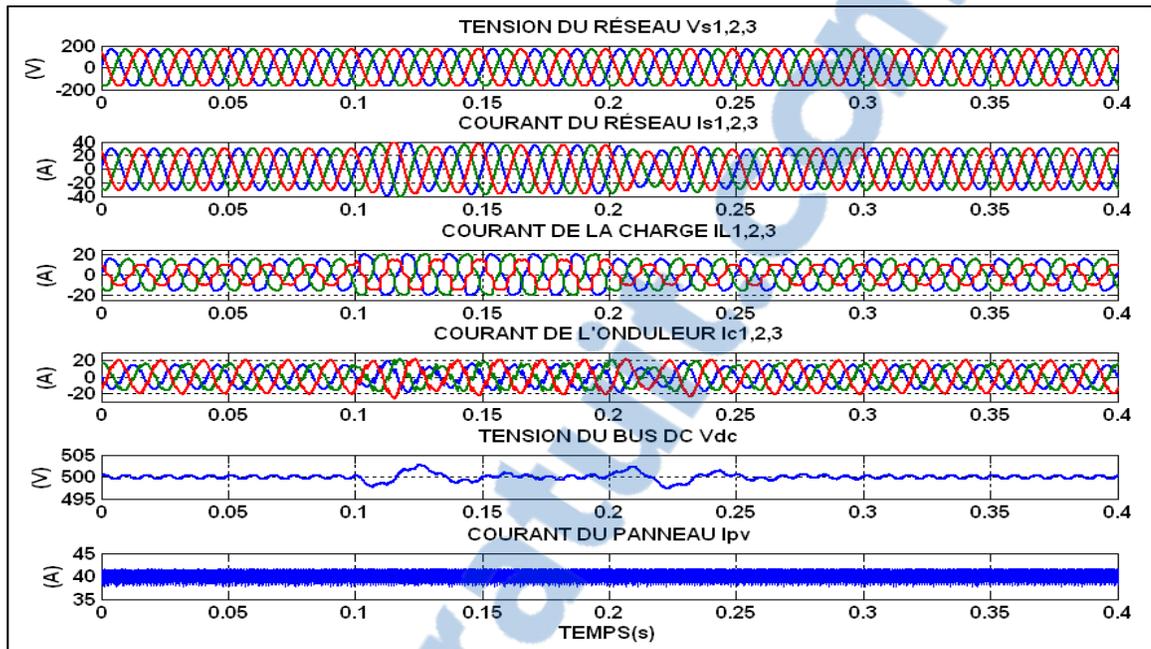


Figure 4.58 Réponse en régime dynamique avec variation de la charge

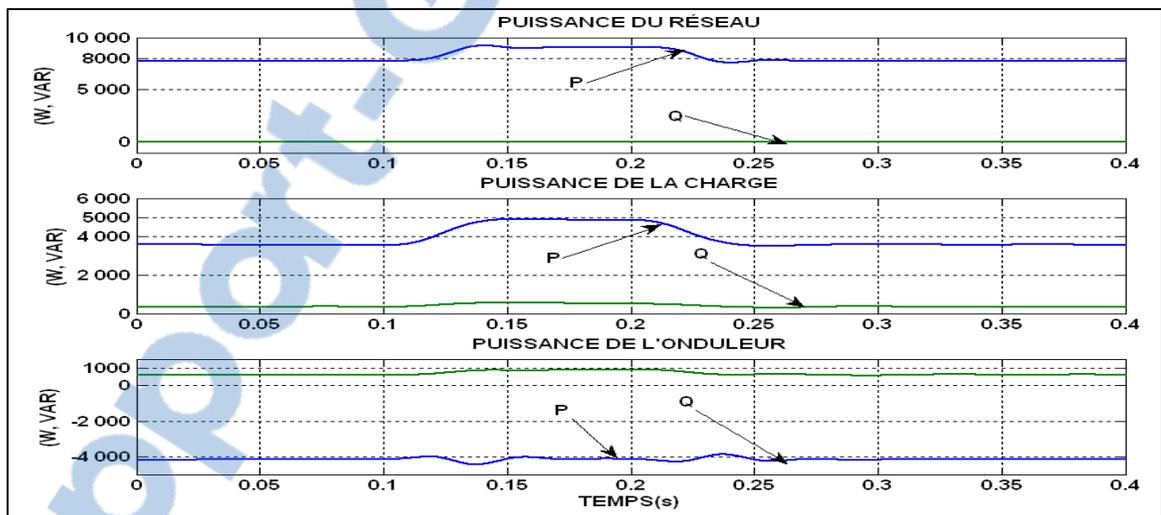


Figure 4.59 Écoulement de puissance avec variation de la charge

c'est le panneau et le réseau qui alimente la charge, en témoigne la courbe de puissance. Lorsque l'on augmente la puissance de la charge, à $T=0.1s$, le courant dans le réseau augmente. Avec un ensoleillement de $G=800W/m^2$, le panneau n'est pas en mesure d'aider le réseau à alimenter la charge.

4.4.4.4 Montage avec variation de l'ensoleillement charge et batterie constant

On effectue la même simulation qu'au paragraphe (4.4.1.4) en remplaçant la commande non linéaire simple de l'onduleur par la commande non linéaire sans filtre. Voici les résultats obtenus :

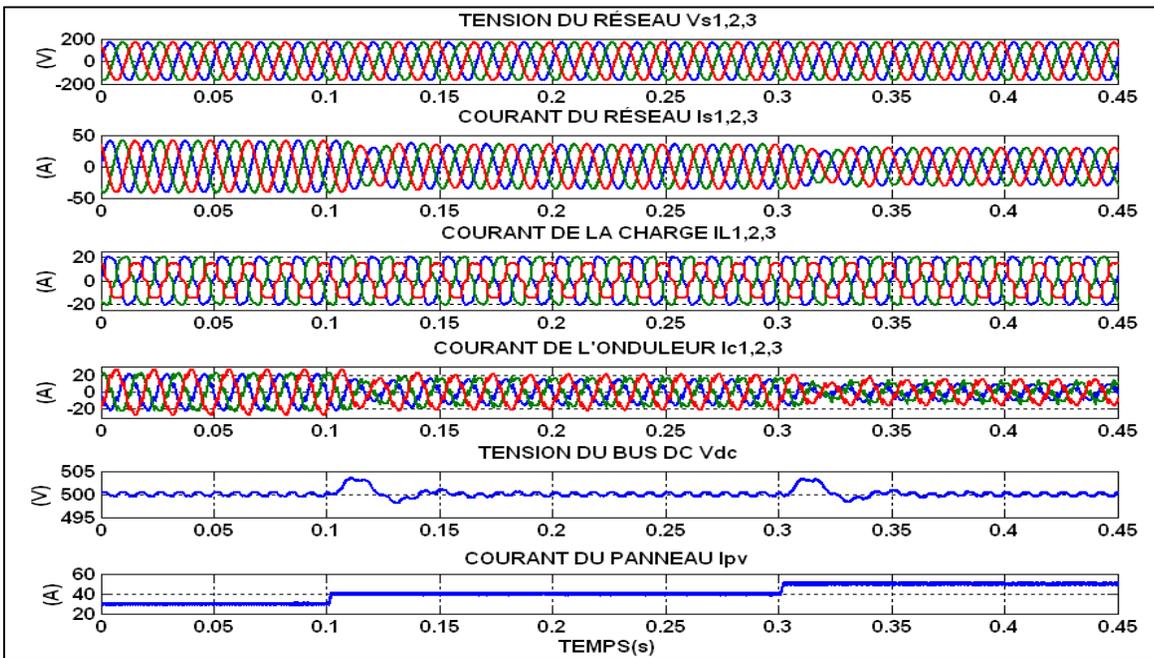


Figure 4.60 Réponse en régime dynamique avec variation de l'ensoleillement

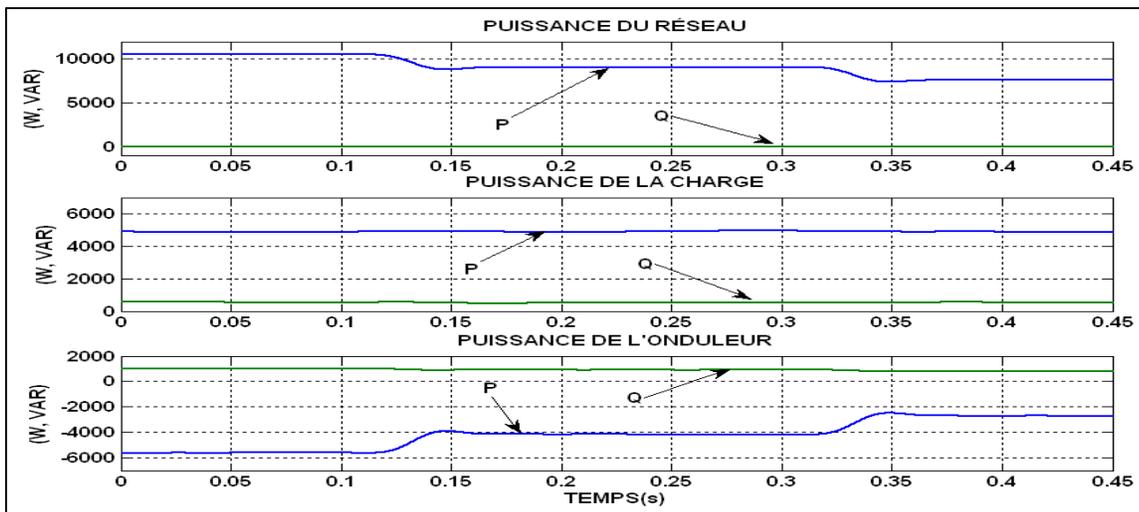


Figure 4.61 Écoulement de puissance avec variation de l'ensoleillement

4.5 Comparaison de la régulation du bus continu

On réalise une dernière simulation afin de comparer de plus près les performances des différentes commandes quant à la régulation du bus continu. On simule pour chaque commande, le système global sans le panneau, ni la batterie, avec une variation de charge passant de 4000W à 5000W entre $T=0.1s$ et $0.2s$. Voici ce que l'on obtient, en groupant les courbes pour chacune des commandes sur une même figure :

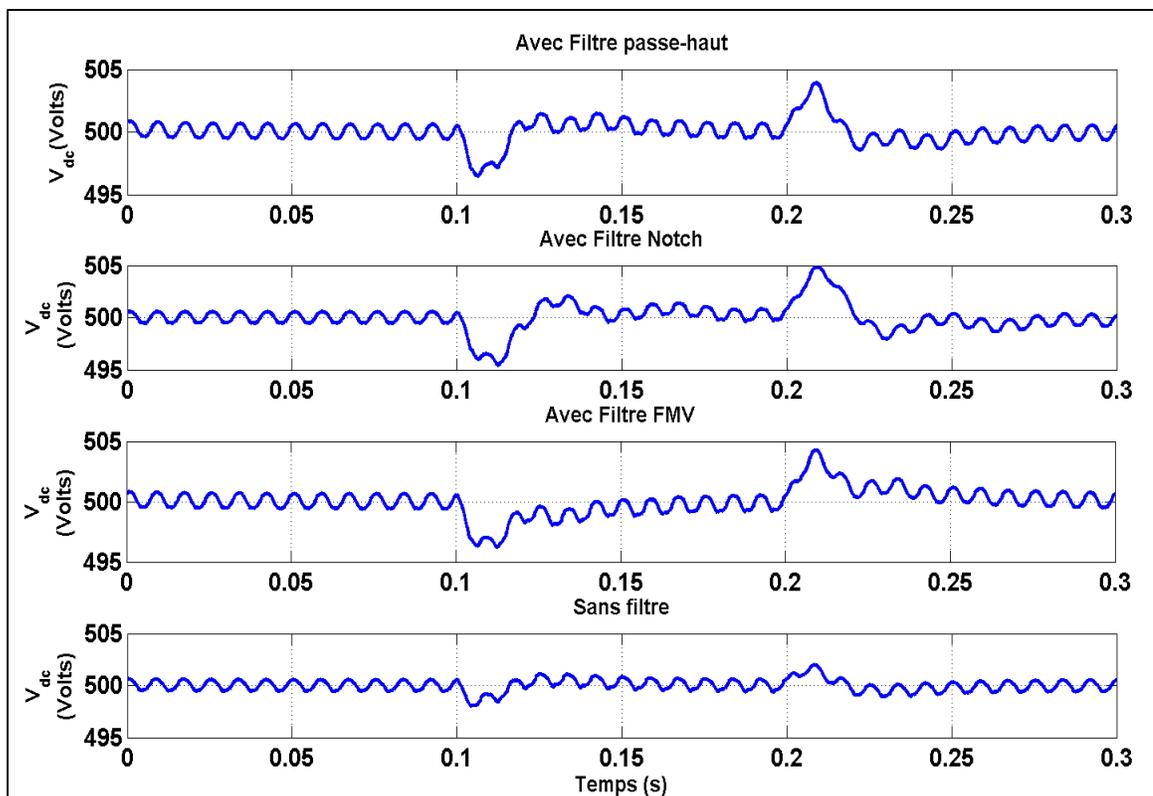


Figure 4.62 Simulation en régime dynamique avec variation de la charge de la batterie

Notons finalement que c'est la commande non linéaire sans filtre qui obtient la meilleure régulation, suivi de la commande non linéaire simple (filtre passe haut), et ensuite par la commande avec filtre FMV. La commande non linéaire avec filtre Notch a le moins bon résultat.

4.6 Conclusion

Voici un tableau récapitulatif des performances des différentes simulations pour les différentes commandes utilisées pour l'onduleur :

Tableau 4.2 Classement des commande en fonction de leur performances

Type de commande	Non linéaire simple	Non linaire avec filtre Notch	Non linéaire avec FMV	Non linéaire sans filtre
TDHi au réseau sans le panneau, ni la batterie	1.43%	1.61%	1.7%	1.33%
Temps de régulation du V_{dc} avec variation de la charge	0.025 s	0.05 s	0.07 s	0.015 s
Dépassement du V_{dc} avec variation de la charge	0.6 %	1 %	0.8 %	0.2 %

La commande non linéaire sans filtre permet la meilleure correction du TDHi. La commande avec le filtre Notch obtient le plus mauvais TDHi. En observant les temps de la régulation du V_{dc} , on s'aperçoit que la commande sans filtre est plus rapide et la commande Notch est la plus lente. En récapitulatif, la commande non linéaire sans filtre est la meilleure. En deuxième, on choisira la commande non linéaire simple. On note que la commande avec le filtre Notch possède le moins bon résultat pour le dépassement du V_{dc} , et que le filtre FMV possède les moins bons résultats pour la vitesse de régulation du V_{dc} ainsi que pour le TDHi. On classe finalement le filtre Notch troisième et le filtre FMV quatrième. Concernant la

qualité du réseau électrique, on a donc trouvé, pour chaque commande utilisée pour l'onduleur, un taux de distorsion harmonique inférieure à 5%, respectant ainsi la norme IEEE519-1992, on peut donc considérer que les quatre commandes synthétisée présentent des résultats acceptables.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Au cours de ce projet de recherche, nous avons présenté une étude sur l'utilisation des panneaux photovoltaïques, son raccordement au réseau électrique et à une charge. L'exploitation d'un périphérique de stockage a également été insérée dans le montage, qui a été réalisé par simulation via Matlab. L'étude d'ensemble de l'énergie solaire a été effectuée, avec l'utilisation comme interface d'un convertisseur élévateur muni d'une commande à régulateur PI, et la méthode de MPPT mise en œuvre est P&O. On a d'abord choisi la batterie comme périphérique de stockage, puis étudié les différents modèles afin d'utiliser la mieux approprié à notre application. Plusieurs convertisseurs pouvant être utilisés pour commander la batterie à se charger ou à se décharger ont été étudiés puis simulés. Il s'agit des alimentations à découpage suivante : le convertisseur Boost, Buck, Sepic, Buck-Boost, Boost-Buck. Enfin, nous avons connecté le système photovoltaïque et son périphérique de stockage au réseau et à une charge non linéaire déséquilibrée. L'onduleur, permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue, va jouer le rôle d'interface entre le panneau et le réseau. Sa commande a une importance capitale car l'onduleur joue le rôle de filtre et permet de compenser les courants qui polluent le réseau. Plusieurs commandes ont été étudiées, modélisées et simulées. D'abord la commande non linéaire simple avec un filtre passe haut traditionnel. On a ensuite remplacé ce dernier par un filtre multi-variable puis, dans une autre simulation, par un filtre Notch. Enfin, nous avons utilisé une commande non linéaire sans filtre. Nous avons obtenus au cours de nos simulations les résultats escomptés, prouvant les performances de chacune des commandes.

Nous pouvons donc affirmer que cette topologie globale peut constituer une alternative intéressante pour l'utilisation de l'énergie solaire, notamment grâce à sa simplicité, et également ses performances et sa vitesse. Il s'avère qu'au cours de nos simulations, la commande non linéaire sans filtre a obtenu les meilleures performances. Nous recommandons donc celle-ci.

La topologie présentée dans le projet de recherche est très intéressante lorsque les systèmes sont utilisés pour charger la batterie du véhicule hybride.

Ce système peut néanmoins être amélioré en supprimant le convertisseur Boost et laissant le soin à l'onduleur d'extraire le MPPT en se basant sur la tension à imposer et non le courant. Cette modification aurait une influence positive sur le coût du système. Pour des considérations économiques, il est préférable que l'énergie produite par le panneau solaire soit en priorité envoyé au réseau, et non à la batterie, puisque le soutien des gouvernements permet de vendre cette dernière beaucoup plus chère. On pourrait également isoler le chargeur de batterie (en l'occurrence le Buck-Boost). Cette isolation sera possible par l'intégration d'un transformateur dans la topologie du convertisseur en question et permettra d'avoir une liaison directe entre le réseau électrique et la batterie. On peut également remplacer notre onduleur par un onduleur à 3 niveaux, ou plus, pour réduire la tension supportée par les interrupteurs. Enfin, on pourrait utiliser un MPPT intelligent (le PV Maximiser), qui peut aller chercher la puissance maximale des panneaux solaires reliés entre eux et ayant des puissances différentes.

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- M. Abdulsalam, 2008. « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales ». Thèse en génie électrique, Nancy.
- Abdelsalam. 2011. « High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids », Texas A.M Electricity, Doha, Qatar.
- Azzoug, Yamina. 2008. « Commande de la charge d'une batterie dans une installation photovoltaïque ». Mémoire de maîtrise en génie électrique, Trois-Rivières, 80 p.
- M.C. Benhabib, S. Saadate. 2005. « A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control », EPE journal, vol.15, no3, pp.36-48.
- M.C. Benhabib.2006. « An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter ». Groupe de recherche en électrotechnique et électronique, Nancy, IEEE.
- Chin. 2011. « Fuzzy Logic Based MPPT for Photovoltaic Modules Influenced by Solar Irradiation and Cell Temperature». 13th international UKsim conference on modelling and simulation, University Malaysia Sab., Malaysia.
- Dekkiche, Abdelillah. 2008. « Modèle de batterie générique et estimation de l'état de charge ». Mémoire de maîtrise en génie de la production automatisée, Montréal, Ecole de technologie supérieure, 87 p.
- Dürr, M., Cruden, S. & McDonald, J.R. 2006. Dynamic model of a lead acid battery use in a domestic fuel cell system. *Journal of Power Sources*, Volume 161, Numéro 2, p 1400-1411
- Gaillard, Arnaud. 2010. «Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service». Mémoire de thèse en génie électrique, Nancy, 187 p.
- Hamadi, Abdelhamid. 2010. « Contribution à l'étude des filtres hybrides de puissance utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie dans le réseau électrique de distribution ». Mémoire de thèse en génie électrique, Montréal, 196 p.
- Jaya Deepti, V. Ramanarayanan. 2006. « State of Charge of Lead Acid Battery » In *India International conference On Power Electronics*, 2006, p 89-93. Bangalore, India: Electrical Engineering, Indian institute of science
- Kanaan, H. Y., et K. Al-Haddad. 2008. « Small-signal averaged model and carrierbased linear control of a SEPIC-type Power Factor Correction circuit ». In

- Telecommunications Energy Conference. INTELEC 2008. 2008 IEEE 30th International ,San Diego (CA). p. 1-6.
- Karimi-Ghartemani, A.K Ziarani. 2004. « Performance characterization of a non-linear system as both an adaptive notch filter and a phase-locked loop » International journal of adaptative control and signal processing, pp.23-53.
- Karimi Ghartemani, Mokhtari. 2006. « Extraction of Harmonics and Reactive Current for Power Quality Enhancement » Tehran, IEEE ISIE.
- V. Khadkikar, P. Agarwal. 2004. « A Simple New Control Technique For Unified Power Quality Conditioner (UPQC) », 11^{ème} conférence internationale sur la qualité de puissance et les harmoniques. IEEE.
- Larminie, J. & Lowry, L. 2006. *Electric Vehicle Technology Explained*, John Wiley & Sons Inc, 314 p.
- Masoud Karimi-Ghartemani Hossein Mokhtari .2006. « Extraction of Harmonics and Reactive Current for Power Quality Enhancement ». Sharif university of technology, Téhéran. IEE ISIE.
- N. Mendalek. 2003. « Qualité de l'onde électrique et moyen de mitigation ». Thèse en genie électrique, Montréal, École des technologies supérieures, p95.
- P. R. Mishra, A. K. Pandey et J. C. Joshi. 1996. « Design of a battery voltage regulator based on maximum power point tracking and charge equalization concepts » Solar Energy Materials and Solar Cells, Vol. 44, Issue 1, 30 October 1996, p 11-24.
- Mitchell, Daniel. 1999. « Dc-dc switching regulator analysis » Livre de la bibliothèque ETS p.60
- Mohsen Mojiri, Masoud Karimi-Ghartemani, Alireza Bakhshai. 2007. « Estimation of Power System Frequency Using an Adaptive Notch Filter », *IEEE Transactions on instrumental and measurment*, vol.56, no.06.
- M. Mojiri and A. R. Bakhshai. 2004 “An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal,” *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 49, no. 2, pp. 314–318.
- M. Mojiri and A. R. Bakhshai. 2007. “Stability analysis of periodic orbit of an adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal,” *Automatica*, vol. 43, no. 3, pp.450–455.
- Qin. 2011. «Comparative Analysis of Incremental Conductance and Perturb-and Observation Methods to Implement MPPT in Photovoltaic System», Wuhan institute of technology, China

M. Sedighy, *A Robust VSC-Based Shunt Active Power Filter*, PhD Dissertation, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 1999.

Y. Yao. 2010. « Stability and robust regulation for battery driven boost converter with simple feedback » . Thèse en génie électrique, Université du Massachusetts, p.11.

Rapport-Gratuit.com

