

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique
Projet de fin d'études

Mémoire de projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'
Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé

**Etude et Commande d'un Onduleur triphasé à Structure
Z-Source dans une chaîne photovoltaïque en mode isolé**

Présenté par

DJENANE Mohamed Salim
KACIMI EL HASSANI Mohamed Abderrezak

Sous la direction de **Pr. E.M.BERKOUK** et **Pr. M.O.MAHMOUDI**
Soutenu publiquement le 16 juin 2016

Membres du Jury :

Président : T.ZEBBADJI, Docteur à l'ENP
Rapporteurs : E.M.BERKOUK, Professeur à l'ENP
M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
Examineur : L. NEZLI, Professeur à l'ENP

ENP 2016

Remerciements

Nous remercions Allah de nous avoir accordé la patience, le courage, la volonté et la motivation qui nous ont permis d'achever ce travail.

*Nous exprimons notre profonde gratitude, notre grand respect et notre sincère reconnaissance à nos promoteurs le **PR M.O.MAHMOUDI** et **PR EM.BERKOUK** pour avoir assumé la lourde responsabilité de nous encadrer, de nous avoir orienté et conseillé tout au long de ce travail, pour leurs disponibilité ainsi pour la confiance qu'ils nous ont accordée sans oublier **M.T.Achour** pour son intérêt et sa disponibilité.*

Nous remercions chaleureusement messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous accordent d'avoir accepté d'évaluer notre projet.

Nous souhaitons aussi remercier tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier, Nos professeurs d'Electrotechnique qui nous ont encadrés auparavant et tous nos enseignants pour les connaissances qu'ils nous ont transmis, leur disponibilité et leurs efforts.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude.

Dédicaces

A mon père, qui m'a soutenu tout au long de mes études.

A tous les membres de ma famille.

A mon frère Walid.

Mohamed Salim.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À la mémoire de mon père qui aurait tant aimé être présent aujourd'hui.

À ma très chère mère, qu'elle trouve ici l'hommage de ma gratitude, qui si grande qu'elle puisse être, ne sera à la hauteur de ses sacrifices et ses prière pour moi.

À Mon frère Hichem pour son encouragement, son soutien moral quotidien et en témoignage de gratitude et d'attachement.

À Mes sœurs Manal et Mounia pour leurs encouragement, leurs soutien moral et en témoignage de gratitude et d'attachement.

À ma belle sœur Fatiha ainsi qu'à mes deux beaux-frères Reda et Mourad pour leur soutien et leur encouragement.

À mon très cher ami Chemsou à qui je souhaite une très longue et heureuse vie.

À mes amis et mes camarades.

Sans oublier tous les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur.

À Tous ceux qui m'aiment et tous ceux que j'aime.

Mohamed Abderrezak

ملخص

إن العمل المقترح في هذا المشروع هو دراسة للتحكم في الموجه z-source ثلاثي الأطوار في نظام متعدد المصادر. يتكون هذا الأخير من مولد ضوئي (GPV) ونظام للتخزين (بطاريات، مروحية تعديل التيار buck-boost). وقد قمنا بنمذجة المولد الضوئي GPV وإدخال خوارزمية MPPT (P&O) التي تسمح بتحسين مردوده الطاقوي، بالإضافة إلى نمذجة الموجه z-source ومختلف استراتيجيات التحكم الجيبية MLI sinusoidale مع الأخذ بعين الاعتبار المدة الزمنية للحالة shoot-through. تم الربط بين مختلف مكونات السلسلة المدروسة مع التحكم في مختلف المقادير المستمرة (ناقل التيار المستمر DC bus) و المتناوبة (التوتر المنتج)، مع ضمان التشغيل الأمثل للمولد الضوئي GPV. و يتم ضبط ناقل التيار المستمر DC bus بشكل غير مباشر عن طريق نظام التخزين، في حين أن استخدام المدة الزمنية للحالة shoot-through يسمح بتحسين المولد الضوئي GPV من خلال خوارزمية MPPT.

الكلمات المفتاحية: الموجه z-source - المولد الضوئي (GPV) - MPPT (P&O) - المدة الزمنية للحالة shoot-through - استراتيجيات التحكم - التحكم - ناقل التيار المستمر DC bus - نظام التخزين.

Abstract

The work presented in this project entails on studying and operating a triphase Z-source Inverter (ZSI) in a multi-source system. This later is constituted in a Photovoltaic Generator (PVG) and a storage system (batteries, buck-boost chopper). We have modeled the PVG and introduced an algorithm MPPT (P&O) that allows the optimisation of PVG energy efficiency, as well as modelling ZSI and its various operating strategies at sinusoidal PWM, taking into account the shoot-through state. An interconnection between the different components of the studied chain is made with a control of different values, continued (DC bus) and alternates (output voltages), by ensuring the optimal functioning of PVG. The DC bus is indirectly regulated by the storage system, while the use of shoot-through duration of ZSI allows the optimization of PVG through the MPPT's algorithm.

Key words : Z-source Inverter, PVG, MPPT (P&O), shoot-through, operating strategies, control, DC bus, storage system.

Résumé

Le travail présenté dans ce projet porte sur l'étude et la commande d'un onduleur triphasé à structure z-source dans un système multi-source. Ce dernier est constitué d'un générateur photovoltaïque (GPV) et un système de stockage (batteries, hacheur buck-boost). Nous avons modélisé le GPV et introduit un algorithme MPPT (P&O) qui permet l'optimisation du rendement énergétique du GPV, ainsi que la modélisation de l'onduleur z-source et leur différentes stratégies de commande à MLI sinusoidale en tenant compte de l'état shoot-through. Une interconnexion entre les différents composants de la chaîne étudiée est faite avec un contrôle des différentes grandeurs, continu (bus continu) et alternatives (tensions de sortie), en assurant le fonctionnement optimal du GPV. Le bus continu est régulé indirectement par le système de stockage, tandis que l'utilisation de la durée de l'état shoot-through de l'onduleur z-source permet l'optimisation du GPV à travers l'algorithme MPPT.

Mots clés : l'onduleur z-source, GPV, MPPT (P&O), shoot-through, stratégies de commande, contrôle, bus continu, système de stockage.

Liste des figures et des tableaux

LISTE DES FIGURES

Figure I-1	: Part estimée de l'énergie renouvelable dans la production électrique mondiale ((a) 2013- (b) 2014).....	6
Figure I-2	: Capacités d'énergie renouvelable hors hydroélectricité dans le monde, dans l'Europe des 28, dans les pays BRICS et pour les sept premiers pays (2014).....	7
Figure I-3	: Capacité mondiale totale de l'énergie solaire photovoltaïque (2004-2014).....	7
Figure I-4	: Moyenne annuelle de l'énergie reçue par l'Algérie.....	9
Figure I-5	: Composantes du rayonnement solaire au sol.....	11
Figure I-6	: Schéma d'une cellule solaire à jonction P-N standard.....	12
Figure I-7	: (a) Architecture classique d'un panneau solaire avec diodes de protection. (b) Défaillance d'une des cellules et activation de la diode by-pass.....	12
Figure I-8	: Système photovoltaïque autonome (mode isolé).....	14
Figure I-9	: Système photovoltaïque raccordé au réseau.....	14
Figure I-10	: Sources d'alimentations (a) un niveau (b) multi-niveaux.....	15
Figure I-11	: l'onduleur Z-Source.....	16
Figure II-1	: Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	19
Figure II-2	: Caractéristique Courant-Tension.....	23
Figure II-3	: Caractéristique Puissance-Tension.....	24
Figure II-4	: Caractéristique Courant/Tension en fonction de la variation de l'irradiation.....	25
Figure II-5	: Caractéristique Puissance/Tension en fonction de la variation de l'irradiation.....	25
Figure II-6	: Caractéristique Courant/Tension en fonction de la variation de la température.....	26
Figure II-7	: Caractéristique Puissance/Tension en fonction de la variation de la température...	27
Figure II-8	: Principe de la commande P&O.....	28
Figure II-9	: Organigramme de l'algorithme P&O.....	30
Figure II-10	: Circuit électrique de base d'un Hacheur Boost.....	31
Figure II-11	: Circuit du premier mode de conduction de l'hacheur Boost.....	32
Figure II-12	: Circuit du deuxième mode de conduction de l'hacheur Boost.....	33
Figure II-13	: Schéma de la chaîne photovoltaïque principale.....	36
Figure II-14	: profil d'irradiation.....	36
Figure II-15	: Rapport Cyclique.....	36
Figure II-16	: Puissance du GPV.....	37
Figure II-17	: Courant de GPV.....	37
Figure II-18	: Tension du GPV.....	37
Figure II-19	: Tension de charge.....	37
Figure II-20	: Puissance de charge.....	37
Figure II-21	: Courant de charge.....	37
Figure III-1	: Topologie du ZSI en fonctionnement Hacheur.....	39
Figure III-2	: Circuit équivalent du ZSI dans l'état de repos (Zéro).....	40
Figure III-3	: Circuit équivalent du ZSI dans l'état shoot-through.....	41
Figure III-4	: Circuit équivalent du ZSI dans l'état actif.....	41
Figure III-5	: Variation du facteur de surtension « B » en fonction du rapport cyclique « d »....	44
Figure III-6	: Circuit équivalent de l'onduleur Z-sourc en fonctionnement hacheur.....	45

Figure III-7 : Circuit équivalent au modèle moyen de l'onduleur Z-source en fonctionnement hacheur.....	47
Figure III-8 : Circuit équivalent au modèle à petits signaux du convertisseur.....	50
Figure III-9 : Tension d'entrée de l'onduleur (Modèle de connaissance).....	51
Figure III-10 : Tension d'entrée de l'onduleur (Modèle réel).....	51
Figure III-11 : Variables d'état (Modèle de connaissance).....	52
Figure III-12 : Variables d'état (Modèle réel).....	52
Figure III-13 : Allures de la tension V_c	52
Figure III-14 : Allures du courant I_L	52
Figure III-15 : Schéma simplifié d'un onduleur à deux niveaux.....	53
Figure III-16 : Modèle de connaissance en vue de contrôler les tensions de sortie.....	55
Figure III-17 : Modèle de connaissance en vue de contrôler les tensions de sortie dans le repère d-q.....	56
Figure IV-1 : Les signaux de commande de la stratégie SBC.....	57
Figure IV-2 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (SBC).....	58
Figure IV-3 : Les Caractéristiques $G=f(r)$ et $B=f(r)$ de la stratégie SBC.....	59
Figure IV-4 : Allures des tensions V_{dc} et V_c (SBC).....	60
Figure IV-5 : Allure du courant passant par l'inductance (SBC).....	60
Figure IV-6 : Allure de la tension simple V_{an} (SBC).....	61
Figure IV-7 : Les signaux de commande de la stratégie Maximum Boost (MBC).....	61
Figure IV-8 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MBC).....	62
Figure IV-9 : Les Caractéristiques $G=f(r)$ et $B=f(r)$ de la stratégie MBC.....	64
Figure IV-10 : Modèle du circuit.....	64
Figure IV-11 : Allures des tensions V_{dc} et V_c (MBC).....	65
Figure IV-12 : Allure du courant passant par l'inductance (MBC).....	66
Figure IV-13 : Allure de la tension simple V_{an} (MBC).....	66
Figure IV-14 : Les signaux de commande de la stratégie Maximum Constant Boost (MCBC).....	67
Figure IV-15 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MCBC).....	67
Figure IV-16 : Les Caractéristiques $G=f(r)$ et $B=f(G)$ de la stratégie MCBC.....	68
Figure IV-17 : Allures des tensions V_{dc} et V_c (MCBC).....	69
Figure IV-18 : Allure du courant passant par l'inductance (MCBC).....	69
Figure IV-19 : Allure de la tension simple V_{an} (MCBC).....	70
Figure IV-20 : Variation de K_{stress} en fonction du gain pour les différentes stratégies de commande du ZSI.....	71
Figure IV-21 : Caractéristiques de quelques générateurs d'harmonique.....	72
Figure IV-22 : Variation du THD en fonction de l'indice de réglage « r » (zoom).....	75
Figure IV-23 : Tensions simple de sortie (V_{an}) pour les trois stratégies ($d=0.2$).....	75
Figure IV-24 : Variation des tensions efficaces en fonction de r ($d=0.1$).....	76
Figure IV-25 : Spectre de la tension simple V_{an} avant le filtrage.....	77
Figure IV-26 : Diagramme de Bode du filtre de fréquence de coupure $f_c=180\text{Hz}$	78
Figure IV-27 : Spectre de la tension simple V_{an} après filtrage.....	78
Figure V-1 : Schéma synoptique de la chaîne PV.....	81
Figure V-2 : Modèle d'un élément de batterie Li-Ion.....	82

Figure V-3	: Modèle de Thévenin équivalent.....	83
Figure V-4	: Modèle de charge-décharge d'un banc de batterie Li-Ion.....	83
Figure V-5	: Circuit électrique de l'hacheur réversible en courant.....	84
Figure V-6	: Circuit électrique de l'hacheur réversible dont la batterie est en mode décharge.....	85
Figure V-7	: Modèle moyen de l'hacheur réversible en vu de contrôler la tension V_c	86
Figure V-8	: Modèle de contrôle de la tension V_c	86
Figure V-9	: Modèle moyen en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV.....	86
Figure V-10	: Modèle de contrôle de tension V_{pv}	87
Figure V-11	: Modèle du contrôle des grandeurs de sortie dans le repère d, q	87
Figure V-12	: Schéma bloc d'un régulateur PI.....	88
Figure V-13	: Schéma bloc d'un régulateur IP.....	88
Figure V-14	: Profil d'irradiation.....	89
Figure V-15	: Variation de la puissance P_{GPV} et P_{bat}	90
Figure V-16	: Allure du courant passant par l'inductance de charge.....	90
Figure V-17	: Variation de la charge.....	90
Figure V-18	: Allure de la tension V_{dc} et sa valeur moyenne V_C	91
Figure V-19	: Allure de la tension V_C (zoom).....	91
Figure V-20	: Tension de sortie avant et après filtrage (zoom).....	92
Figure V-21	: Allure des courants de charge.....	93
Figure V-22	: Allure des tensions de sortie.....	93

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1	: Prévission de la production nationale d'électricité en MW.....	8
Tableau II-1	: Relation entre une cellule PV et un module.....	22
Tableau II-2	: Caractéristiques du générateur photovoltaïque.....	23
Tableau II-3	: Table de vérité de la commande P&O.....	29
Tableau III-1:	Etat du ZSI en fonction de la configuration des interrupteurs S1, S2.....	40
Tableau III-2:	Comparaison des résultats de simulation.....	53
Tableau VI-1:	Classification des harmoniques.....	73
Tableau VI-2:	Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie SBC.....	74
Tableau VI-3:	Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MBC... ..	74
Tableau VI-4:	Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MCBC.....	74
Tableau VI-5	: Relation analytique entre les différents paramètres pour chaque stratégie.....	79
Tableau VI-6	: comparaison entre les déférentes stratégies à MLI sinusoïdale.....	79

Liste des nomenclatures et des abréviations

LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
GPV	Générateur photovoltaïque
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
P&O	Perturbe and Observe
PV	Photovoltaïque
SBC	Simple Boost Control
MBC	Maximum Boost Control
MCBC	Maximum Constant Boost Control
MPP	Maximum Power Point
ZSI	Onduleur à structure Z-SOURCE
SCP	Système de Conditionnement de Puissance
CSP	Concentrating Solar Power Plant
AC	Alternatif current
DC	Direct current
EMI	Interférences Electromagnétiques
SoC	State of Charge
ZSI	Z-Source Inverter
Shoot-through	court-circuit
PI	Proportionnelle Intégral
IP	Intégral Proportionnelle
THD	Total Harmonic Distorsion

LISTE DES NOMENCLATURES

Symbole	Unité	Ssignification
I_{cel}	[A]	Le courant délivré par une cellule
I_{ph}	[A]	Le courant photoélectrique d'une cellule
I_D	[A]	Le courant dans la diode
V_{th}	[V]	La tension thermique
I_s	[A]	Le courant de saturation de la diode
n		Le facteur d'idéalité de la jonction P-N
k	[J/K]	La constante de Boltzmann
R_p	[Ω]	La résistance parallèle d'une cellule
G	[W/m ²]	Irradiation solaire de fonctionnement
G_0	W/m ²]	Irradiation solaire standard
G_n	W/m ²]	Irradiation solaire nominale
T	[K]	Température ambiante
T_0	[K]	Température standard
T_n	[K]	Température nominale
V_g	[V]	Tension de la source continue
C	[F]	Le condensateur du réseau d'impédance
L	[H]	L'inductance du réseau d'impédance
V_C	[V]	Tension aux bornes de C
i_C	[A]	Courant passant par C
i_L	[A]	Le courant passant par L
V_L	[V]	Tension aux bornes de L
V_{dc}	[V]	Tension à l'entrée de l'onduleur
i_{oe}	[A]	Courant à l'entrée de l'onduleur
T_{st}	[s]	Durée de l'état shoot through
d		Le rapport cyclique de l'état shoot through
f_m	[Hz]	La fréquence de commutation
L_{bat}	[H]	L'inductance de l'hacheur réversible en courant
α		Le rapport cyclique du L'hacheur boost
C_1	[F]	Le condensateur de connexion du GPV au convertisseur

$d(t)$		Rapport cyclique instantané
d_0		Rapport cyclique moyen
$\hat{d}(t)$		Perturbation dans le rapport cyclique

Table des matières

TABLE DES MATIERES

Introduction générale :	1
-------------------------------	---

Chapitre I "Etat de l'art sur les systèmes photovoltaïques"

I.1 Introduction :	3
I.2 Les énergies renouvelables	3
I.2.1 Définition	3
I.2.2 Les différents types d'énergies renouvelables.....	3
1.2.2.1 Energie solaire	3
1.2.2.2 L'énergie éolienne	4
1.2.2.3 Energie hydroélectrique	4
1.2.2.4 La bioénergie	4
1.2.2.5 Energie géothermique	4
1.2.2.6 Energie marine	4
I.3 Pour quoi les énergies renouvelables sont indispensables ?.....	5
I.4 Production de l'électricité dans le monde	5
I.5 Production mondiale d'électricité d'origine solaire	7
I.6 L'énergie renouvelable en Algérie	8
I.7 Gisement solaire.....	8
I.8 Rayonnement solaire	10
I.8.1 Le rayonnement direct	10
I.8.2 Le rayonnement diffus	10
I.8.3 Le rayonnement réfléchi	10
I.8.4 Le rayonnement global	10
I.9 L'effet photovoltaïque.....	11
I.10 Cellule photovoltaïque	11
I.11 Module photovoltaïque	12
I-12 Systèmes photovoltaïques.....	13
I.12.1 Systèmes autonomes	13
I.12.2 Systèmes raccordés au réseau	14
I.13 Etage d'adaptation.....	14
I.14 Onduleur z-source	15
I.15 Système de stockage	16
I.15.1 Les batteries	16
I.15.2 Les supercondensateurs	17
I.15.3 Les piles à combustible.....	18
I.16 Conclusion	18

Chapitre II "Modélisation et Optimisation du rendement énergétique d'un générateur photovoltaïque (GPV)"

II.1. Introduction.....	19
-------------------------	----

II.2. Modèle d'une cellule photovoltaïque.....	19
II.2.1 Etablissement du modèle mathématique	20
II.2.2 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV).....	22
II.3 Simulation du modèle mathématique du GPV	23
II.3.1 Influence de l'irradiation	24
II.3.2 Influence de la température	26
II.4 Optimisation du rendement du GPV	28
II.4.1 principe de la commande Perturbe & observe	28
II.4.1.2. Organigramme de l'algorithme P&O	30
II.5 Etage d'adaptation	31
II.5.1. Fonctionnement du hacheur boost	31
II.5.2 Dimensionnement des éléments passifs (L, C)	34
II.6 Simulation de la commande P&O.....	36
II.7 Conclusion	38

Chapitre III

"Modélisation de l'onduleur à structure Z-source"

III.1 Introduction	39
III.2 Principe de fonctionnement et équations de sortie	39
III.2.1 Etat zéro (état de repos).....	40
III.2.2 Etat Shoot-through	41
III.2.3 Etat Actif	41
III.2.4 Etat 4	42
III.2.5 Calcul du facteur de survoltage B (Boost Factor)	42
III.3 Modélisation de la partie DC-DC	44
III.3.1 Modèle de connaissance « exact » (Niveau 1)	44
III.3.2 Modèle moyen (Niveau2)	45
III.3.3 Modèle à petits signaux (Niveau 3).....	47
III.3.4 Validation du modèle	51
III.4 Modélisation de l'onduleur triphasé	53
III.4.1 Modèle de connaissance (Modèle macroscopique).....	54
III.5 Conclusion	56

Chapitre IV

"Stratégies de commande d'un onduleur z-source"

IV.1 Introduction	57
IV.2 Stratégies de commande à MLI sinusoïdale	57
IV.2.1 Commande d'élévation simple (MLI Simple Boost Control SBC).....	57
IV.2.1.1 Principe de la commande.....	57
IV.2.1.2 Calcul du facteur de survoltage B.....	58
IV.2.1.3. Résultats de Simulation	60
IV.2.2. Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Contrôle MBC)	61
IV.2.1.1. Principe de la commande.....	61
IV.2.2.2. Calcul du facteur de survoltage B	62

IV.2.2.3 Calcul des ondulations du courant i_L	64
IV.2.2.4. Résultats de Simulation	65
IV.2.3. Commande d'élévation maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC)	66
IV.2.3.1. Principe de la commande.....	66
IV.2.3.2. Calcul du facteur de survoltage B.....	67
IV.2.3.3. Résultats de Simulation	69
IV.3 Tension de claquage (V_{stress}).....	70
IV.4 Etude de la variation du THD suivants les différentes stratégies	72
IV.4.1 Définitions des harmoniques.....	72
IV.4.2 Classification des harmoniques.....	73
IV.4.3 Définition du THD.....	73
IV.4.4 Variation du THD en fonction de l'indice de réglage	74
IV.4.5 Elimination des harmoniques.....	76
IV.5. Etude comparative entre les différentes stratégies à MLI sinusoïdale.....	79
IV-6 Conclusion	80

Chapitre V

"Insertion de l'onduleur z-source dans la chaîne PV"

V.1 Introduction	81
V.2 Topologie de la chaîne photovoltaïque	81
V.3 Insertion d'élément de stockage	82
V.3.1 Modélisation d'une batterie.....	82
V.4 Contrôle du bus continu.....	84
V.4.1 Modélisation du hacheur réversible en courant.....	84
V.5 Contrôle de l'onduleur z-source	86
V.6 Modèle de contrôle des tensions de sortie	87
V.7 Les régulateurs.....	88
V.7.1 Les régulateurs PI.....	88
V.7.2 Les régulateurs IP.....	88
V.8 Résultats de simulation.....	89
V.8.1 Analyse des résultats de simulations	94
V.9 Conclusion.....	95
Conclusion générale	96
Bibliographie.....	98
Annexe	101

Introduction générale

Introduction générale :

L'énergie électrique est, sans doute, la forme d'énergie la plus utilisée et la plus indispensable à l'évolution de notre espèce ainsi qu'à la prospérité des nations.

La croissance économique est devenue synonyme d'une consommation énergétique toujours plus importante [1]. C'est pour cela que nous devons trouver constamment des modes de production plus performants. Actuellement, l'exploitation des réserves fossiles reste majoritaire cependant, l'épuisement des gisements ainsi que leurs conséquences liées à l'environnement font d'elle une lame à double tranchant. Ainsi, l'avenir de la production d'électricité est tourné vers l'exploitation des ressources renouvelables afin de garantir un développement durable.

Pour les régions isolées, le prix d'extension du réseau électrique s'avère prohibitif et le coût de l'approvisionnement en combustible augmente avec l'isolement. Les systèmes multi-sources faisant appel aux énergies renouvelables constituent une alternative aux groupes électrogènes utilisés généralement pour la production d'électricité dans les régions isolées.

Le soleil représente la source énergétique la plus abondante, ce qui encourage les chercheurs à orienter leurs efforts en vue d'exploiter cette source. Le générateur photovoltaïque est le seul convertisseur direct pour transformer le rayonnement solaire en énergie électrique [2]. Pour utiliser cette dernière, le générateur est associé à d'autres éléments afin de constituer toute une chaîne appelé « système photovoltaïque ».

Les convertisseurs de l'électronique de puissance jouent un rôle très important dans les systèmes photovoltaïques. Non seulement ils permettent d'adapter la source à la charge, mais aussi contribuent à l'optimisation et l'amélioration de la fiabilité de la chaîne photovoltaïque. Il existe plusieurs types de convertisseurs selon nos besoins, à savoir, alternatif-continu (AC/DC), alternatif-alternatif (AC/AC), continu-continu (DC/DC) et la conversion continu-alternatif (DC/AC). Vu que les générateurs photovoltaïques fournissent de l'énergie sous sa forme continue (tension et courant), alors seulement les conversions DC/DC et DC/AC seront concernées.

Des recherches ont été faites dans le but d'améliorer les convertisseurs de puissance du point de vue technico-économique, tel que l'invention des onduleurs associés à un convertisseur DC-DC en entrée, qui ont contribué au développement des systèmes photovoltaïques, mais ils présentent toujours des problèmes, notamment le coût qui est très

élevée, l'encombrement du système de conditionnement de puissance (SCP), la détérioration du rendement du SCP.

Une nouvelle structure a été inventée en 2002 par Fang. Z. Peng [3] en vue d'alléger les problèmes cités précédemment. Cette structure nommée l'onduleur z-source.

L'objectif de ce projet consiste à étudier l'onduleur z-source afin de l'intégrer dans un système photovoltaïque. Cette étude comportera une analyse du principe de fonctionnement, les stratégies de commande, et le contrôle des différentes grandeurs. Ce travail est organisé selon cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré aux différents types d'énergies renouvelables, en présentant leurs intérêts et leurs importances actuelles dans la production mondiale d'électricité. Nous allons présenter ainsi le système photovoltaïque et ses différents composants notamment le générateur photovoltaïque, le système de stockage et l'étage d'adaptation.

Le deuxième chapitre est destiné à la modélisation du générateur photovoltaïque et son comportement vis-à-vis des changements climatiques (irradiation, température). L'optimisation du rendement énergétique du GPV à l'aide d'une commande MPPT sera sujette de ce chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à la modélisation de l'onduleur triphasé à structure z-source allant du modèle le plus fin au plus grossier. Une analyse du principe de fonctionnement de cet onduleur y sera présentée.

Le quatrième chapitre présente les différentes stratégies de commande à MLI sinusoïdale de l'onduleur z-source ainsi qu'une étude comparative entre ces stratégies selon différents critères.

Le dernier chapitre expose la topologie d'un système multi-source intégrant l'onduleur z-source et le système de stockage alimentant une charge isolée. Une commande des différentes grandeurs sera aussi détaillée afin d'adapter l'onduleur à la chaîne photovoltaïque.

Nous terminerons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et la proposition des perspectives relatives à ce travail.

Chapitre I

"Etat de l'art sur les systèmes photovoltaïques"

I.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous allons en premier lieu introduire les différents types d'énergies renouvelables, ainsi que leur importance dans la production d'énergie électrique dans le monde et en particulier en Algérie, en mettant l'accent sur l'énergie solaire photovoltaïque. Nous allons citer en second lieu les principales caractéristiques qui rentrent dans le cadre d'un dimensionnement d'une installation photovoltaïque en citant les différents composants d'une chaîne photovoltaïque, c'est-à-dire, allant du générateur photovoltaïque, passant par l'étage d'adaptation et le système de stockage.

I.2 Les énergies renouvelables

I.2.1 Définition

Une énergie est dite renouvelable lorsqu'elle provient d'une source que la nature renouvelle en permanence, dont on peut la considérer comme une source inépuisable à l'échelle de temps humain. Les énergies renouvelables n'engendrent pas ou peu de déchets et participent à la lutte contre le gaz à effet de serre et l'émission du CO₂ dans l'atmosphère et donc au respect de l'environnement.

1.2.2 Les différents types d'énergies renouvelables

1.2.2.1 Energie solaire

Le soleil émet un rayonnement électromagnétique qui véhicule une énergie, pour récupérer un maximum d'énergie, il est nécessaire de bien orienter le récepteur par rapport aux rayons lumineux, notant qu'il ya trois façons d'utiliser cette énergie [4] :

1.2.2.1.1 Solaire photovoltaïque

L'électricité est produite à partir de la lumière du soleil (rayonnement solaire) qui est capté par des modules solaires (panneaux photovoltaïques).

1.2.2.1.2 Solaire à concentration thermodynamique (CSP)

Le solaire à concentration thermodynamique est une technologie qui utilise des miroirs qui concentrent l'énergie solaire vers un tube contenant un fluide caloporteur qui chauffe jusqu'à une température pouvant atteindre 500°C. La chaleur obtenue est transférée à un circuit d'eau, la vapeur alors produite actionne une turbine couplée à un alternateur qui produit de l'électricité. L'un des grands avantages de cette technologie provient du fait que la chaleur peut être stockée, permettant ainsi aux centrales solaires de produire de l'électricité pendant la nuit. [5]

1.2.2.1.3 Solaire thermique

C'est la transformation du rayonnement solaire en chaleur. Cette dernière est utilisée pour le chauffage d'eau. Plusieurs dizaines de millions de mètres carrés de capteur sont installés dans le monde, les capteurs solaires dits de « haute température » produisent de l'électricité par vapeur interposée.

1.2.2.2 L'énergie éolienne

C'est une énergie produite à partir du vent, ce dernier exerce une force sur les pales des hélices (aérogénérateur) en provoquant un mouvement de rotation qui induit ainsi une énergie électrique.

1.2.2.3 Energie hydroélectrique

Une énergie qui utilise comme source primaire de l'eau afin de produire de l'électricité. Grâce à l'écoulement de l'eau, les turbines installées sur les cours d'eau utilisent la force motrice des chutes pour générer de l'électricité, elle constitue la deuxième source d'énergie renouvelable.

1.2.2.4 La bioénergie

Il s'agit d'énergie solaire stockée sous forme organique grâce à la photosynthèse. Elle est exploitée par combustion ou métabolisation. Elle réunit le bois, le biogaz et les biocarburants, elle représente 14% de la consommation énergétique mondiale [6].

1.2.2.5 Energie géothermique

L'énergie géothermique est la chaleur qui se trouve sous la surface de la terre, entretenue par la désintégration d'éléments radioactifs dans les couches profondes du globe. L'origine de cette chaleur est à la fois le réchauffement de la surface de la terre par le soleil et le magma qui se situe au cœur de la planète. Elle est considérée comme une source indigène de tous les pays du monde [7].

La géothermie offre comme principal avantage son indépendance vis-à-vis des conditions atmosphériques par rapport aux autres énergies renouvelables.

1.2.2.6 Energie marine

C'est une énergie renouvelable très peu exploitée jusqu'ici. Elle désigne l'énergie produite par les vagues et les marées, ainsi que l'énergie thermique de l'océan, qui couvrent presque 70% de la surface du globe, pourraient constituer la source d'énergie renouvelable du futur, même si, pour l'instant, leur exploitation pour produire de l'électricité n'est pas rentable [8].

I.3 Pour quoi les énergies renouvelables sont indispensables ?

La production électrique actuelle est principalement basée sur les énergies fossiles. Non seulement ces énergies sont non inépuisables mais elles représentent aussi des réservoirs de déchets toxiques. Une fois brûlées, ils deviennent une source de matériaux lourds qui sont à l'origine des gaz à effet de serre qui est responsable du réchauffement climatique menaçant ainsi notre planète et les générations futures. Aussi le nucléaire qui pose toujours problème avec la menace permanente de la radioactivité, il suffit juste de voir l'accident nucléaire de Fukushima en Mars 2011 qui est classé au niveau sept à l'échelle internationale des évènements nucléaire [9]. Suite à cette incident les autorités Japonaises ont décidées de démanteler la centrale et de revoir les parts du nucléaire dans la production d'énergie électrique qui est estimée actuellement à 22% au lieu de 50% avant l'incident et faire face à ce déficit par l'augmentation de la part des énergies renouvelables à 24% [10]. Aujourd'hui on estime le nombre de centrale démantelée dans le monde à 140 dont la majeure partie est en Europe qui détient 60% [11]. Aussi bien sur le plan énergétique et environnementale que sur le plan politique et économique, les énergies renouvelables ont leur apport, on voit bien aujourd'hui les conflits internationales qui en résulte de l'exploitation des hydrocarbures à cause de leurs rareté et les conséquences néfastes sur l'environnement ainsi, les leaders du secteur industrielle se trouve actuellement dans un compromis entre le développement continue du secteur industrielle et les limites imposées par les organisations intergouvernementale comme le traité de Copenhague ou bien la COP21 (Conférence des Parties édition 21) qui s'est tenue en Novembre 2015 est qui a réunie plus de 195 pays pour essayer de trouver un accord international sur le climat.

La solution la plus proche actuellement c'est de s'orienté vers une énergie propre qui permet de freiner l'exploitation destructive de l'environnement et le gaspillage des matières premières, vue que ces sources sont inexhaustible à l'échelle humaine et qui peuvent produire de l'électricité à long terme sans avoir un impact sur l'environnement.

I.4 Production de l'électricité dans le monde

Les énergies renouvelables ont représentées environ 59 % des ajouts nets de capacité électrique mondiale en 2014, et fortement progressées dans toutes les régions. L'énergie éolienne, l'énergie solaire photovoltaïque et l'hydroélectricité ont dominées le marché. À la fin de l'année, il est estimé que les énergies renouvelables représentaient 27,7 % de la capacité de production électrique mondiale, ce qui leur permettait de fournir 22,8 % de la demande électrique mondiale [12].

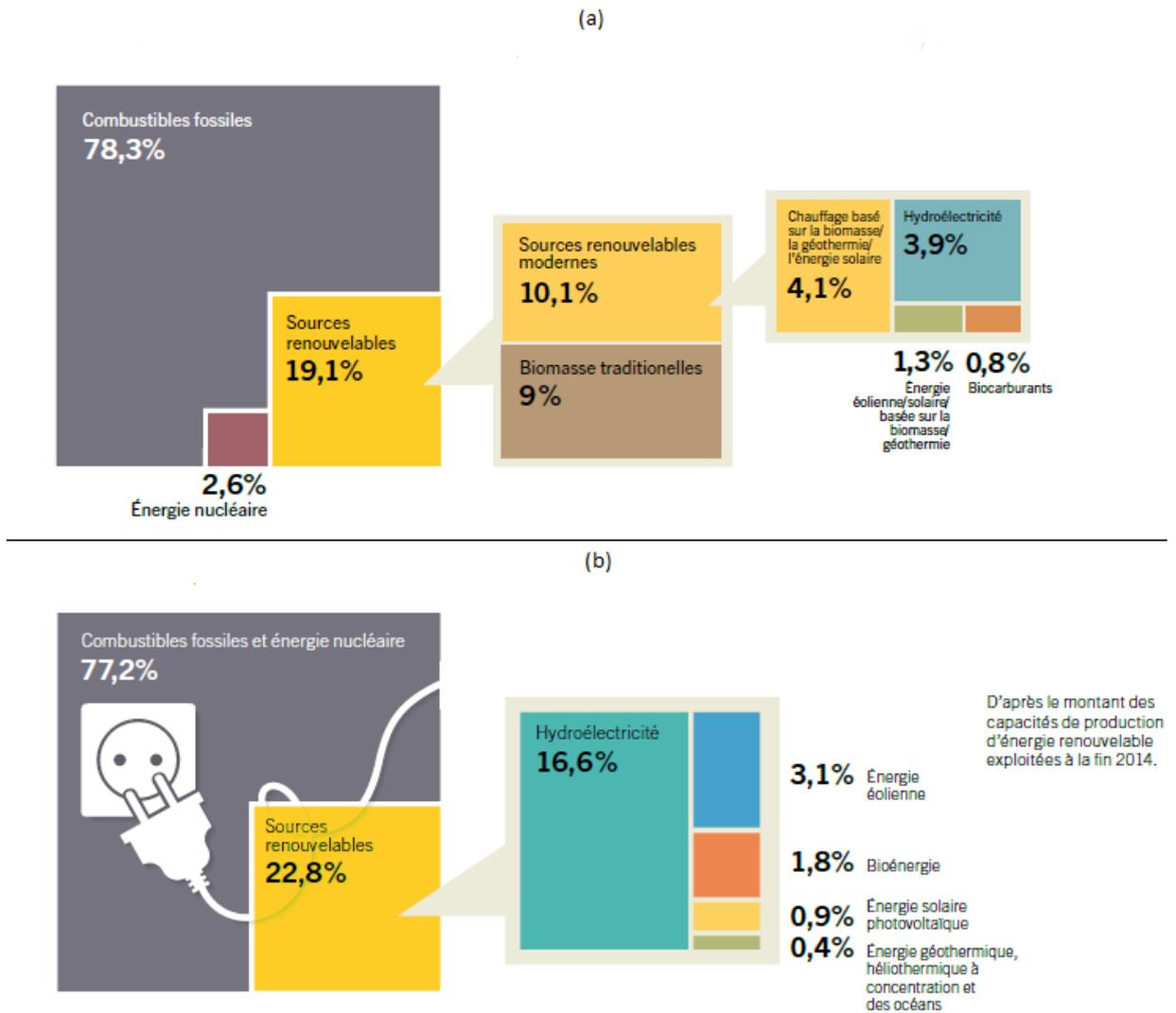


Figure I- 1: Part estimée de l'énergie renouvelable dans la production électrique mondiale ((a) 2013- (b) 2014) [12].

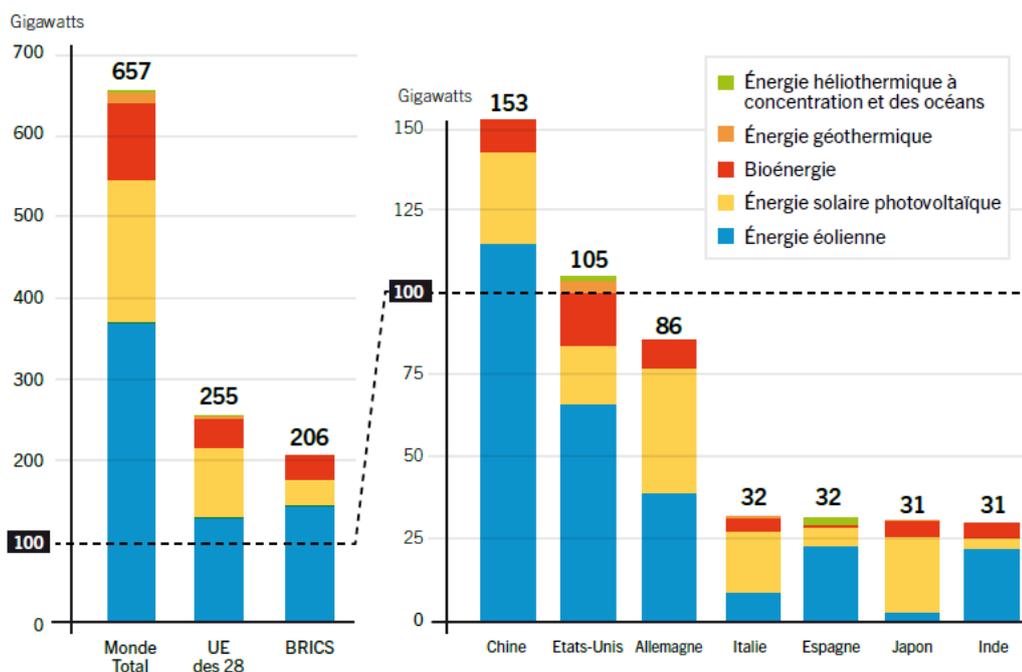


Figure I- 2: Capacités d'énergie renouvelable hors hydroélectricité dans le monde, dans l'Europe des 28, dans les pays BRICS et pour les sept premiers pays (2014) [12].

I.5 Production mondiale d'électricité d'origine solaire

L'énergie solaire photovoltaïque commence à occuper une place importante dans la production électrique de certains pays, du fait de la baisse rapide de son coût qui a accru la compétitivité de l'électricité produite par l'énergie solaire photovoltaïque non subventionnée par rapport aux carburants fossiles, dans un nombre croissant d'endroits. En 2014, l'énergie solaire photovoltaïque a connu une nouvelle année de croissance record, avec une capacité installée estimée à 40 GW pour une capacité mondiale totale d'environ 177 GW. [12]

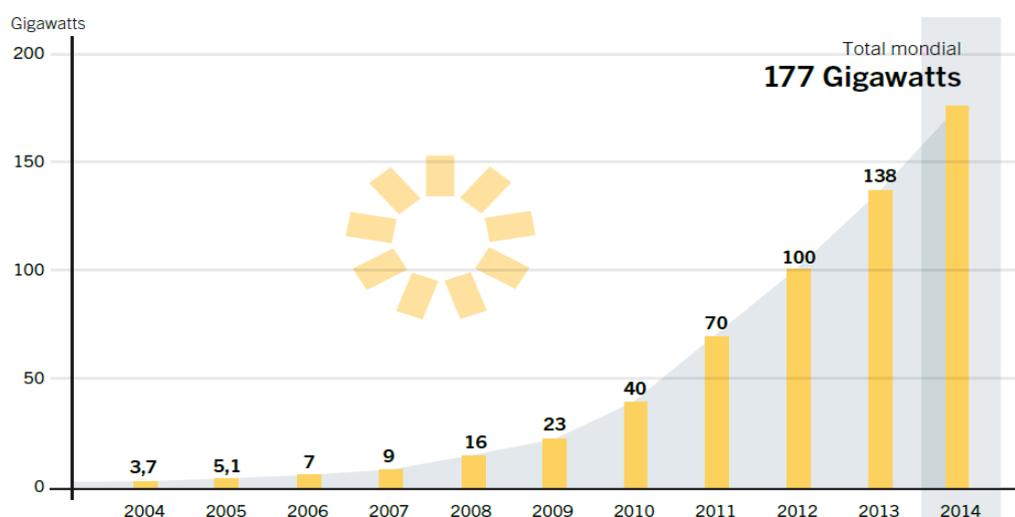


Figure I- 3: Capacité mondiale totale de l'énergie solaire photovoltaïque (2004-2014). [12]

I.6 L'énergie renouvelable en Algérie

L'intégration des énergies renouvelables dans le mix énergétique national constitue un enjeu majeur dans la perspective de préservation des ressources fossiles, de diversification des filières de production de l'électricité et de contribution au développement durable. Le programme national de développement des énergies renouvelables dans sa version actualisée par les services du ministère de l'énergie a été adopté en Février 2011, la consistance du programme en énergie renouvelables à réaliser pour les besoins du marché national sur la période 2015-2030 est de 22 000 MW, dont plus de 4500 MW seront réalisés d'ici 2020 [13].

La répartition de ce programme par filière technologique, se présente comme suit :

	1ère phase 2015-2020 [MW]	2ème phase 2021-2030 [MW]	Total [MW]
Photovoltaïque	3000	10575	13575
Eolien	1010	4000	5010
CSP	-	2000	2000
Cogénération	150	250	400
Biomasse	360	640	1000
Géothermie	05	10	15
Total	4525	17475	22000

Tableau I-1 : Prévision de la production nationale d'électricité en MW [13].

Le volume de gaz naturel épargné par les 22 000 MW en renouvelables, atteindra environ 300 milliards de m³, soit un volume équivalant à 8 fois la consommation nationale de l'année 2014 [13].

I.7 Gisement solaire

Le gisement solaire est un ensemble de données décrivant l'évolution du rayonnement solaire disponible au cours d'une période donnée. Il est utilisé pour déterminer l'énergie reçue par un système énergétique solaire et aide au dimensionnement le plus exact possible compte tenu des demandes à satisfaire.

La connaissance du gisement solaire d'une région est plus ou moins précise :

- Selon la densité des stations pour lesquelles on a des données.
- Selon le nombre d'années de mesures disponibles.
- Selon le pas de temps des données (mois, jour, heure).

- Selon la nature des données : durée d'ensoleillement, composante directe et diffuse et globale du rayonnement solaire...etc.

A cet effet, concernant la mesure du rayonnement solaire en Algérie, le réseau de mesure est peu dense relativement à la superficie du territoire. En effet, seules sept stations météorologiques sur la soixantaine que compte le réseau de l'office national de la météorologie assurent la mesure des composantes diffuse et globale du rayonnement solaire reçu sur le plan horizontal [5].

La distribution de l'énergie reçue en Algérie, en moyenne annuelle, est donnée par la figure (I-4) ci-dessous. Elle présente les différents niveaux énergétiques qui donnent ainsi un découpage du pays en régions isoénergétiques [13].

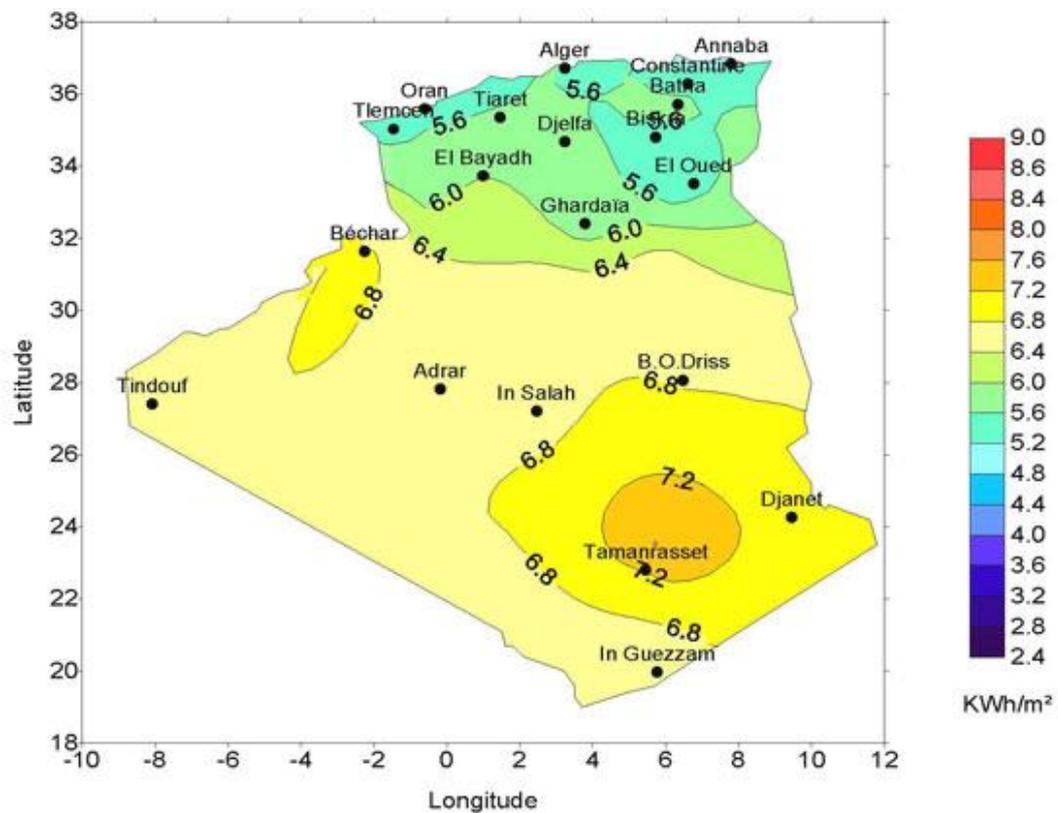


Figure I- 4: Moyenne annuelle de l'énergie reçue par l'Algérie [13].

I.8 Rayonnement solaire

La conception des systèmes photovoltaïques nécessite la connaissance du rayonnement solaire utile sur le site de l'installation, dans le plan des panneaux solaires. C'est un des paramètres essentiels de l'étude préalable : pour un besoin électrique donné, plus d'énergie solaire reçue implique moins de panneaux solaires à installer et inversement. Le diffus représente plus de 50% du rayonnement annuel disponible dans les régions tempérées contre 30 à 45% dans les pays ensoleillés et en montagne, et 15 à 20% lors des belles journées, même dans les pays du sud. Or, la modification par l'atmosphère du rayonnement solaire obéit à des phénomènes assez complexes et surtout en grande partie aléatoires. L'état de notre ciel et le flux lumineux reçu au niveau du sol à un instant donné dépendent, d'un grand nombre de paramètres qui sont [6] [14]:

- Les gaz présents dans l'atmosphère.
- Les nuages.
- L'albédo.
- La température ambiante.
- Le vent.
- L'humidité relative et autres aérosols ou particules polluantes.

Ces paramètres dépendent aussi du lieu géographique, de la saison, de l'heure de la journée et des conditions météorologiques du moment.

En traversant l'atmosphère le rayonnement solaire est absorbé et diffusé. Au sol, on distingue plusieurs composantes :

I.8.1 Le rayonnement direct : est reçu directement par le soleil, ses rayons sont parallèles, donc il peut être concentré par des miroirs. Il représente la différence entre le rayonnement global et le rayonnement diffus.

I.8.2 Le rayonnement diffus: est dû à la diffusion d'une partie du rayonnement solaire global par l'atmosphère et à sa réflexion par les nuages et les aérosols. [14]

I.8.3 Le rayonnement réfléchi: c'est le rayonnement réfléchi par le sol, cela dépend de l'environnement du site (eau, neige,etc.).

I.8.4 Le rayonnement global: le rayonnement global est subdivisé en rayonnements directs, diffus et réfléchi par le sol. [15]. Comme le montre la figure (I-5).

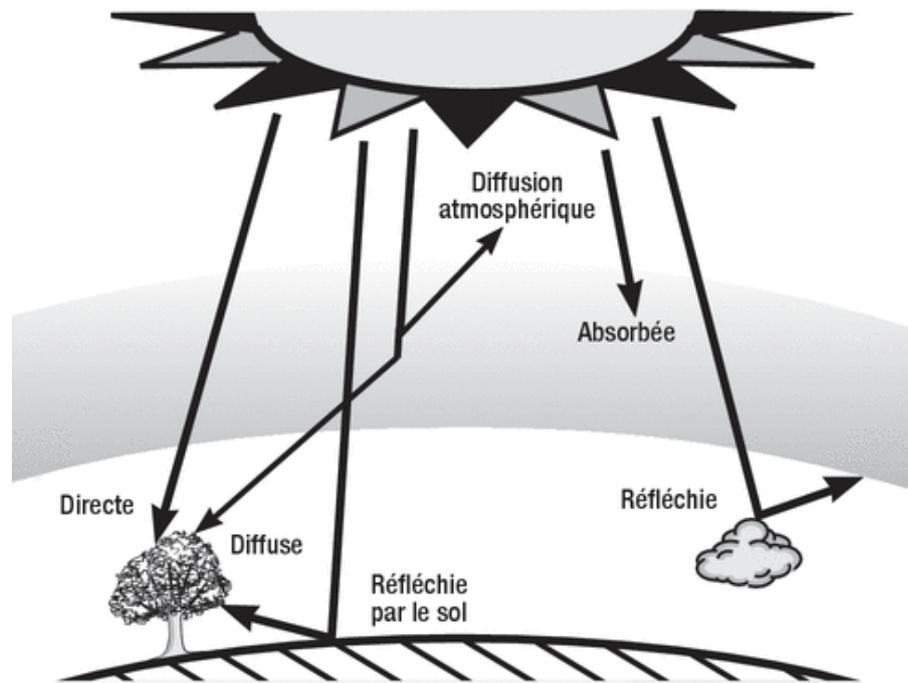


Figure I- 5: Composantes du rayonnement solaire au sol [14].

I.9 L'effet photovoltaïque

C'est la conversion de rayonnement lumineux (solaire ou autre) en électricité. Cet effet est assuré par des cellules photovoltaïques. Il a été découvert par le physicien français Antoine Becquerel et présenté à l'académie des sciences fin 1839, ce n'est qu'au cours des années 1950 que les chercheurs de la compagnie Bell-Lab, aux États-Unis, parvinrent à fabriquer la première photopile, l'élément primaire d'un système Photovoltaïque [4]

I.10 Cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est constituée par des matériaux semi-conducteurs, ces derniers sont assemblés en deux couches, l'une dopée positivement (P) et l'autre négativement (N), qui forment une jonction P-N à leur interface. En présence de lumière, les électrons de la bande de valence reçoivent une énergie qui leur permet le passage vers la bande de conduction, Ils laissent derrière eux des trous qui se comportent, de manière extrêmement simplifiée, comme des charges positives. Ce qui donne naissance à une différence de potentiel, alors une circulation d'un courant électrique continu [4].

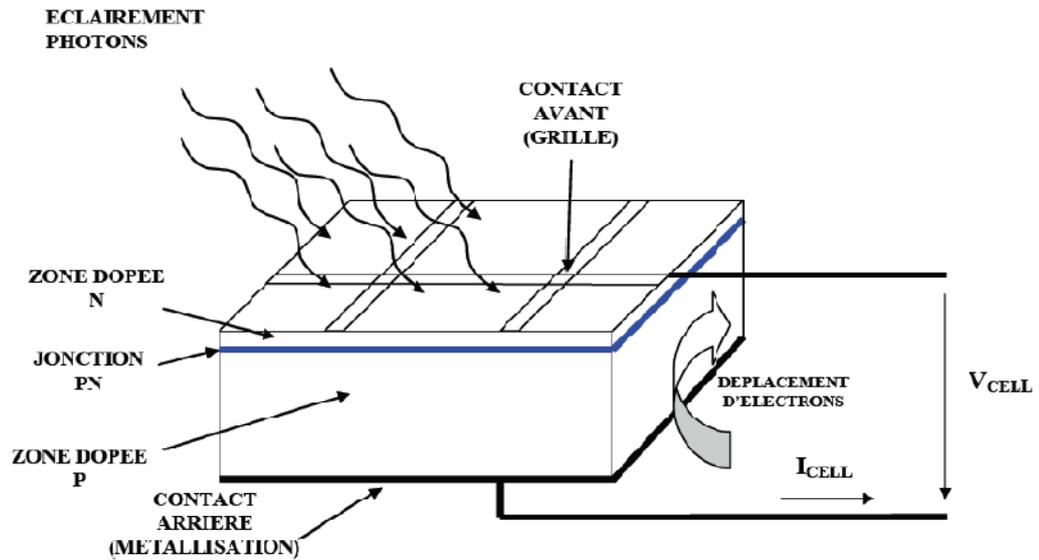


Figure I- 6: Schéma d'une cellule solaire à jonction P-N standard [4].

I.11 Module photovoltaïque

Un module photovoltaïque est l'association de plusieurs cellules photovoltaïques, l'association série pour augmenter la tension, et parallèle pour augmenter le courant. Lors de cette association, on shunt les cellules voisines par des diodes en parallèle appelée 'By-pass diode'. Ces diodes empêcheront que le courant ne passe à travers ces cellules lorsque leur tension est au dessous de la tension de seuil de la diode [4]. On place aussi une diode en série avec le panneau pour éviter le retour du courant des autres panneaux montés en parallèles lorsqu'un panneau est mal ensoleillé.

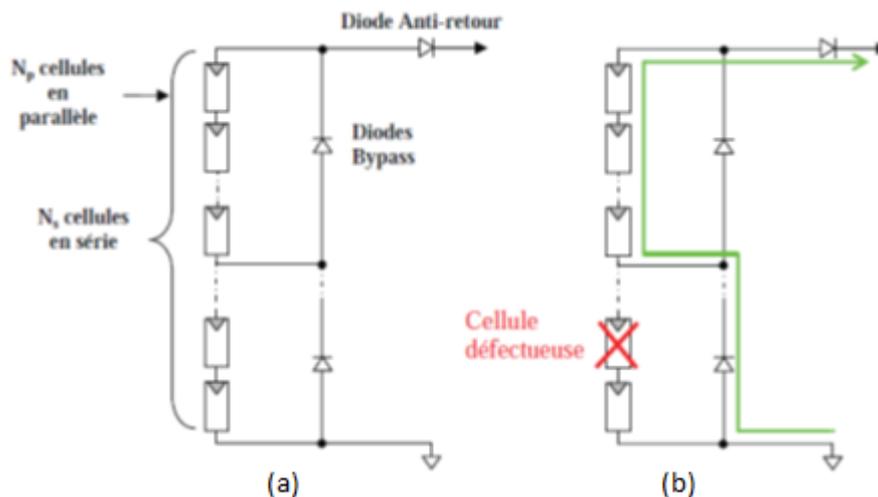


Figure I- 7: (a) Architecture classique d'un panneau solaire avec diodes de protection

(b) Défaillance d'une des cellules et activation de la diode by-pass [16].

Les panneaux solaires à base de silicium cristallin sont les plus anciens. Ils se décomposent eux-mêmes en deux variantes : le monocristallin et le poly cristallin. Ces deux variantes sont aujourd'hui très proches aussi bien en termes de rendement qu'en termes de coût. La souplesse mécanique du silicium amorphe lui permet d'être essentiellement utilisé dans des complexes de type "membrane solaire" ou "tôle solaire". Le rendement moyen des panneaux solaires à base de silicium amorphe est de 6 à 8 % [17].

Le rendement d'un module est défini comme la part du rayonnement solaire transformée en électricité. Il varie de 6 à 8 % pour les panneaux en silicium amorphe, à 46 % pour la technologie actuellement la plus performante. La moyenne se situe actuellement à 14,5 % [13].

Différentes technologies entrent aujourd'hui dans la composition des installations photovoltaïques :

- Le silicium cristallin
- Le silicium amorphe
- Le cuivre/indium/sélénium
- Le cuivre/indium/gallium/sélénium

I-12 Systèmes photovoltaïques

Les systèmes photovoltaïques sont généralement classés en deux grandes catégories:

I.12.1 Systèmes autonomes

On retrouve ce genre de système dans les régions isolées (Montagnes, désert...etc.), ils sont classés en trois types [18] :

- Systèmes autonomes avec stockage d'énergie.
- Système autonomes sans stockage d'énergie.
- Système autonomes hybrides, qui est associés à un générateur diesel(s), une éolienne(s) ou les deux.

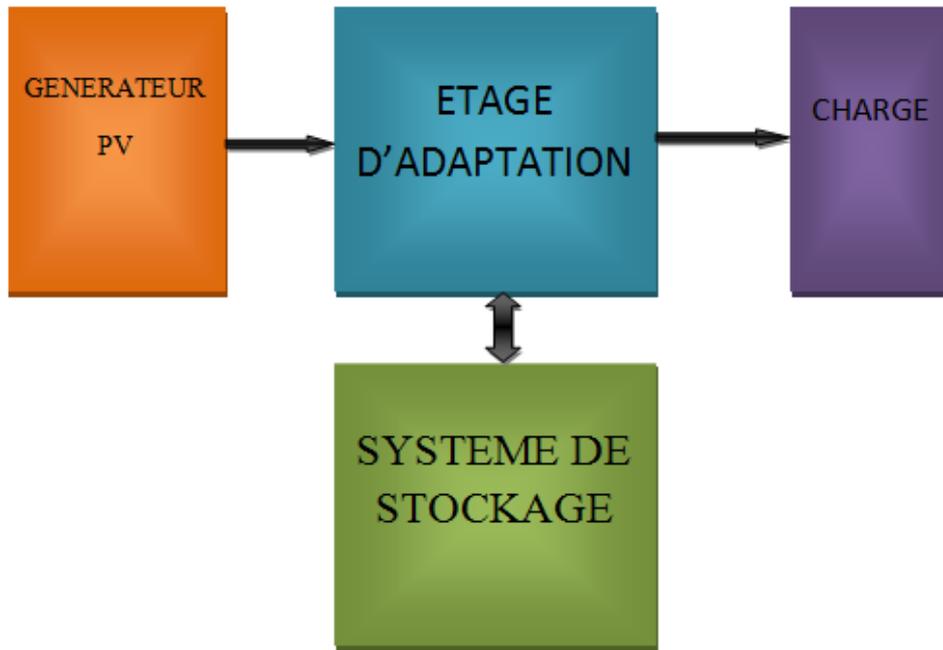


Figure I- 8: Système photovoltaïque autonome (mode isolé).

I.12.2 Systèmes raccordés au réseau

Les systèmes PV raccordés au réseau peuvent être [18]:

- Destinés à un usage domestique dont le surplus d'énergie sera évacué sur le réseau.
- Destinés à la production d'énergie électrique, cas d'une centrale solaire photovoltaïque

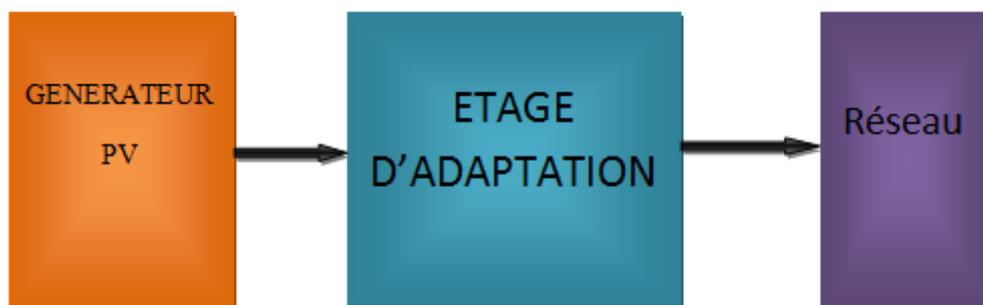


Figure I- 9: Système photovoltaïque raccordé au réseau.

I.13 Etage d'adaptation

Cet étage joue le rôle d'interface entre le GPV et la charge en assurant une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de la puissance maximale disponible [19]. Cet étage représente en réalité un convertisseur de puissance, le choix de ce convertisseur se fait par rapport aux besoins de l'utilisateur du système photovoltaïque.

On distingue en industrie deux principales applications de cet étage :

- Convertisseurs DC/DC (hacheurs) pour les charges continues.
- Convertisseurs DC/AC (Onduleurs) pour les charges alternatives.

Durant les dernières années, une étude a montrée l'élaboration d'un nouveau type d'onduleur couplé avec la source à travers un réseau d'impédance afin d'éviter l'étage d'adaptation de la tension (hacheur) [20]. Cet onduleur est appelé « Onduleur Z-source », son application dans les systèmes à multi-sources a fait ses preuves par rapport aux onduleurs classiques.

I.14 Onduleur z-source

Les onduleurs à structure Z-source sont de plus en plus utilisés en industries à cause du gain en tension qu'ils apportent, qui est plus élevé par rapport aux onduleurs de tension ou de courant classique. Ces derniers nécessitent des éléments en plus pour atteindre des niveaux de tensions souhaitées. C'est pour cela qu'on ajoute d'énormes transformateurs à basse fréquence, ou bien un hacheur « Boost » entre la source et l'onduleur ce qui nous donne un gain approprié avec une réduction du courant qui circule dans l'onduleur (figure I-10). Cependant, le rendement est faible, de plus on sera limité dans la plage de variation de la tension de sortie à cause des problèmes de saturation des composants utilisées (ex : Transformateurs)

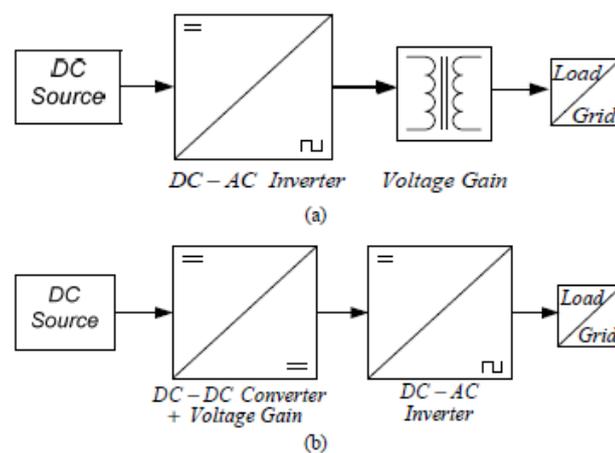


Figure I- 10: Sources d'alimentations (a) un niveau (b) multi-niveaux [21].

Les convertisseurs conventionnels (de tension ou courant) sont vulnérables aux EMI (Interférences Electromagnétiques) par contre les convertisseurs à structure Z-source, où la source peut être une source de tension ou de courant de même la charge, sont moins

vulnérables aux EMI, utilisés pour plusieurs types de conversion tel que DC-DC, DC-AC et AC-AC. [3]

L'onduleur Z-SOURCE est un convertisseur constitué par l'association d'un onduleur classique avec un réseau d'impédance, le circuit électrique est illustré dans la figure (I-11).

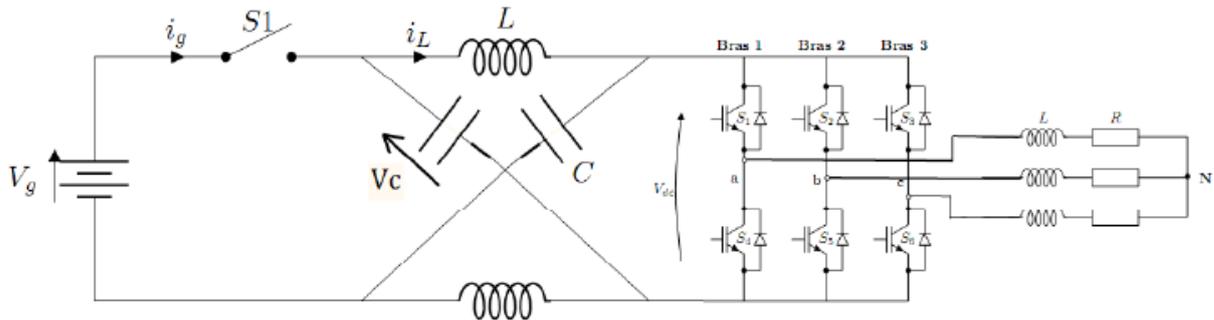


Figure I- 11: l'onduleur Z-Source [20].

Une modélisation ainsi qu'une étude plus détaillée du fonctionnement de ce convertisseur sera présentée dans le chapitre III.

I.15 Système de stockage

Le système de stockage est un élément essentiel dans les systèmes autonomes puisqu'il sert à emmagasiner l'énergie produite en excédant et de la restituer lorsqu'il est nécessaire. Dans les systèmes pratiques, deux types sont souvent utilisés : Les batteries, les supercondensateurs. Cependant, une nouvelle technologie est mise en jeu ce qu'on appelle les piles à combustible.

I.15.1 Les batteries

Les batteries d'accumulateurs sont la solution la plus utilisée pour un stockage électrochimique de faibles dimensions [22]. Proposant des technologies matures et à des prix raisonnables, elles réalisent une réaction d'oxydoréduction selon le principe de la pile pour emmagasiner à la charge de l'énergie électrique, qui peut être restituée à la décharge avec un bon rendement, autour de 85 % selon les types d'accumulateurs. Trois familles de batterie sont aujourd'hui utilisées [23][24] :

- Les batteries Plomb-Acide.
- Les batteries Nickel-Cadmium.
- Les batteries Nickel-Hydrure.
- Les batteries Lithium-Ion.

Selon le couple oxydo-réducteur utilisé, un élément de batterie, l'accumulateur, d'une technologie donnée est caractérisé par une tension nominale en charge, qui correspond au potentiel d'oxydoréduction spécifique à ce couple. La deuxième caractéristique clé est la capacité C_{batt} en Ah, qui spécifie le courant permettant la charge complète d'une batterie en un nombre d'heures donné.

Deux principaux critères permettent de juger s'ils sont adaptés à l'application recherchée. Premièrement, leur durée de vie, qui se compte en nombre de cycles de charge-décharge profonde qu'ils sont capables de produire avant de ne plus fonctionner qu'à 80 % de leur capacité. Deuxièmement, leur énergie spécifique, qui est l'énergie massique ou volumique, stockable par les accumulateurs par unité de masse ou de volume. Elle traduit donc la légèreté et la compacité de la méthode de stockage [25]. Un dimensionnement de cet élément fait appel aux paramètres électriques suivants [26] :

- **La capacité nominale q_{max}** : Est la valeur maximale d'ampères-heures Ah, qui peut être extrait de la batterie dans les conditions de décharge prédéfinies.
- **L'état de charge SOC (State Of Charge)** : Est le rapport entre la capacité présente est la capacité nominale q_{max} : $SOC = \frac{q}{q_{\text{max}}}$, théoriquement $0 \leq SOC \leq 1$ ainsi, si $SOC=1$ la batterie est totalement chargée, si $SOC=0$ la batterie est totalement déchargée.
- **Le régime de charge (ou de décharge)** : Il caractérise le rapport entre la capacité nominale de la batterie et le courant auquel cette dernière est chargée (ou déchargée). Il est exprimé en heures, par exemple pour une batterie de 100 Ah déchargée à 5 A, le régime de décharge est de 20 h.
- **La durée de vie** : Est le nombre de cycle charge /décharge que la batterie peut soutenir avant de perdre 20% de sa capacité.

I.15.2 Les supercondensateurs

Solutions alternatives aux batteries existant depuis 20 ans, les supercondensateurs s'apparentent à des condensateurs possédant une très grande capacité. Selon le même principe que les batteries [27].

I.15.3 Les piles à combustible

La pile à combustible est annoncée comme étant une solution de stockage d'avenir. Elle permet de stocker un combustible, et de le faire réagir comme réducteur avec du dihydrogène dans une oxydoréduction, suivant le même mécanisme que la batterie. Une pile à combustible utilisant du dihydrogène contient des cathodes poreuses, souvent en graphite, imprégnés de platine, catalyseur nécessaire à l'oxydation de celui-ci. Utilisables dans des systèmes de petite et moyenne puissance, allant des alimentations en site isolé aux véhicules électriques, les piles à combustibles ont selon la technologie utilisée un rendement allant de 30 à 60% [28] [29].

Dans notre travail nous allons utiliser comme système de stockage des batteries d'accumulateur qui sont plus pratique et pour des raisons de simplicité lors des simulations.

I.16 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons pu voir l'importance qu'accorde le monde actuellement aux énergies renouvelables ainsi que les efforts fournis par les pays leaders du secteur industrielle pour essayer de trouver un équilibre laissant une participation significatif des énergies propres à la production mondiale d'électricité.

Nous avons présenté l'énergie solaire photovoltaïque, et le processus nécessaire pour adapter cette source au site isolé.

Ainsi, nous avons vu les différents composants constituant ce processus, où nous avons pu constater les avantages qu'apporte l'onduleur Z-source à cette chaîne tel que le rendement, le coût et bien d'autres.

Dans ce qui suit, une étude plus approfondie sera faite concernant le principe de fonctionnement de chaque élément constituant la chaîne ainsi que leur modélisation.

Chapitre II

**"Modélisation et
Optimisation du rendement
énergétique d'un générateur
photovoltaïque (GPV)"**

II.1. Introduction

Dans le but d'approximer la sortie du générateur photovoltaïque (courant, tension) en fonction de la température et l'éclairement reçu par lui même, nous allons consacrer ce chapitre pour établir un modèle mathématique du générateur photovoltaïque, et puis nous allons introduire une commande afin d'optimiser le rendement énergétique du « GPV ». Cette commande est connue sous le nom Anglo-Saxon Maximum Point Power Tracking (MPPT).

II.2. Modèle d'une cellule photovoltaïque

Il existe plusieurs modèles pour une cellule photovoltaïque qui se différencient entre eux par les procédures mathématiques et le nombre de paramètre intervenant dans le calcul du courant et de la tension [5].

Dans notre cas, nous allons considérer un modèle à cinq paramètres. Il est représenté par un circuit électrique, constitué par une source de courant idéale caractérisant le photocourant (elle est proportionnel à l'intensité de la lumière), une diode qui représente les propriétés de semi-conducteur de la cellule, une résistance série représentant les pertes Joule, et une résistance shunt caractérisant le courant de fuite. Si on néglige les deux résistances on aura un circuit électrique d'une cellule idéale [4] [5].

Le circuit équivalent de la cellule photovoltaïque en question est illustré dans la figure suivante :

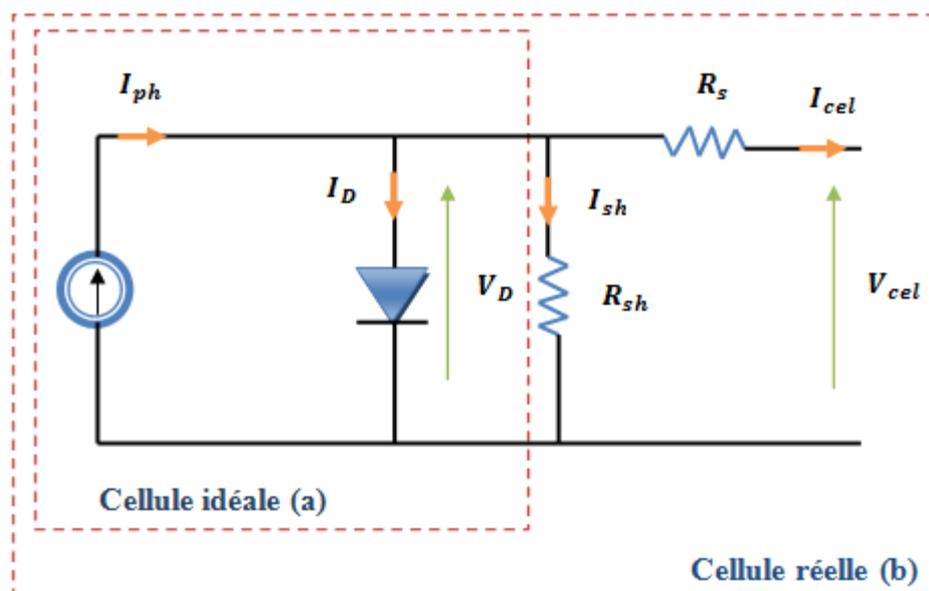


Figure II-1 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.

II.2.1 Etablissement du modèle mathématique

En appliquant la loi de « Kirchhoff » (loi des nœuds) sur le circuit d'une cellule réelle, on aura l'équation suivante :

$$I_{cel} = I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad \text{II.1}$$

Tel que :

I_{cel} : Le courant produit par la cellule.

I_{ph} : Le photo-courant.

I_D : Le courant passant par la diode.

I_{sh} : Le courant passant par la résistance shunt.

➤ Le courant I_D est défini comme suit :

$$I_D = I_s \cdot \left(e^{\frac{V_D}{V_{th}}} - 1 \right) \quad \text{II.2}$$

Avec : $V_D = V_{cel} + R_s \cdot I_{cel}$

Donc l'expression de I_D devienne :

$$I_D = I_s \cdot \left(e^{\frac{V_{cel} + R_s \cdot I_{cel}}{V_{th}}} - 1 \right) \quad \text{II.3}$$

Tel que :

I_s : Le courant inverse de saturation de la diode.

V_{th} : La tension thermique définie par : $V_{th} = \frac{n \cdot k \cdot T}{q}$

n : Facteur d'idéalité de la jonction P-N.

k : Constante de Boltzmann ($k=1.3806503 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$)

T : Température de fonctionnement de la cellule.

q : La charge d'électron ($q=1,602 \cdot 10^{-23} \text{ C}$)

➤ Le courant I_{sh} s'écrit comme suit :

$$I_{sh} = \frac{V_D}{R_{sh}} = \frac{V_{cel} + R_s I_{cel}}{R_{sh}} \quad \text{II.4}$$

On remplace l'équation (II.3) et (II.4) dans (II.1), et on déduit le model de la cellule :

$$I_{cel} = I_{ph} - I_s \cdot \left(e^{\frac{V_{cel} + R_s I_{cel}}{V_{th}}} - 1 \right) - \frac{V_{cel} + R_s I_{cel}}{R_{sh}} \quad \text{II.5}$$

Les expressions des courants I_{ph} et I_s sont données comme suit :

$$I_{ph} = \frac{G}{G_o} [I_{sc} + k_i (T - T_o)] \quad \text{II.6}$$

$$I_s = I_{s0} \cdot \left(\frac{T}{T_o} \right)^{\frac{3}{n}} \cdot e^{\frac{q E_g}{n k} \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right)} \quad \text{II.7}$$

Avec :

I_{sc} : Le courant de court-circuit dans les conditions standards.

G : L'irradiation solaire.

G_o : L'éclairement solaire nominal.

k_i : Coefficient de temperature du courant I_{ph} .

T_o : Température nominale.

E_g : Largeur de bande de silicium.

I_{s0} : Le courant de saturation de la diode dans les conditions standards.

II.2.2 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV)

Un GPV est constitué de plusieurs cellules connectées en série ou en parallèle, cela dépend de nos besoins, vu que l'association en série permet d'augmenter la tension, tandis que l'association en parallèle permet d'augmenter le courant.

Si on pose :

N_p : Le nombre de cellules connectées en parallèle.

N_s : Le nombre de cellules connectées en série

Les caractéristiques du GPV seront décrites dans le tableau suivant:

Les paramètres	Pour une cellule	Pour un GPV
Le courant de court-circuit	I_{sc}	$N_p \cdot I_{sc}$
La tension de circuit ouvert	V_{oc}	$N_s \cdot V_{oc}$
Courant maximal	I_{mp}	$N_p \cdot I_{mp}$
Tension maximale	V_{mp}	$N_s \cdot V_{mp}$
Puissance maximale	$V_{mp} \cdot I_{mp}$	$N_s \cdot N_p \cdot V_{mp} \cdot I_{mp}$
Resistance série	R_s	$(N_s/N_p) \cdot R_s$
Resistance shunt	R_{sh}	$(N_s/N_p) \cdot R_{sh}$

Tableau II-1 : Caractéristiques d'une cellule PV et un module [5].

A partir de ce tableaux et le modèle d'une cellule on peut déduire le model d'un GPV comme suit :

$$I_{pv} = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_s \cdot \left(e^{\frac{V_{pv}}{N_s \cdot V_{th}} + \frac{R_s \cdot I_{pv}}{N_p \cdot V_{th}}} - 1 \right) - \frac{N_p \cdot V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{R_{sh}} \quad \text{II-8}$$

Avec :

I_{pv} : Courant de sortie du GPV.

V_{pv} : Tension de sortie du GPV.

II.3 Simulation du modèle mathématique du GPV

Nous allons simuler le modèle précédent sous MATLAB/SIMULINK. Nous prenons l'exemple d'un GPV constitué de 36 cellules en série, les caractéristiques de ce dernier sont représentées dans le tableau ci-dessous :

Caractéristiques électriques		Valeurs
Puissance maximale (P_{\max})	[W]	135
Tension à P_{\max} (V_{mp})	[V]	17.7
Tension de circuit ouvert (V_{oc})	[V]	22.1
Courant à P_{\max} (I_{mp})	[A]	7.637
Courant de court-circuit (I_{sc})	[A]	8.37

Tableau II-2 : Caractéristiques du générateur photovoltaïque.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :

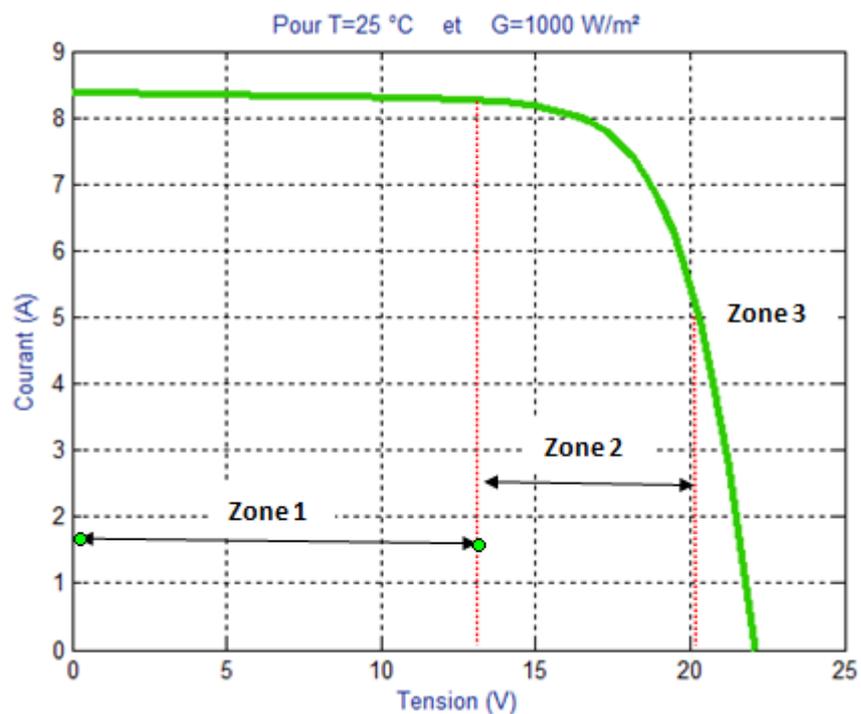


Figure II-2: Caractéristique Courant-Tension.

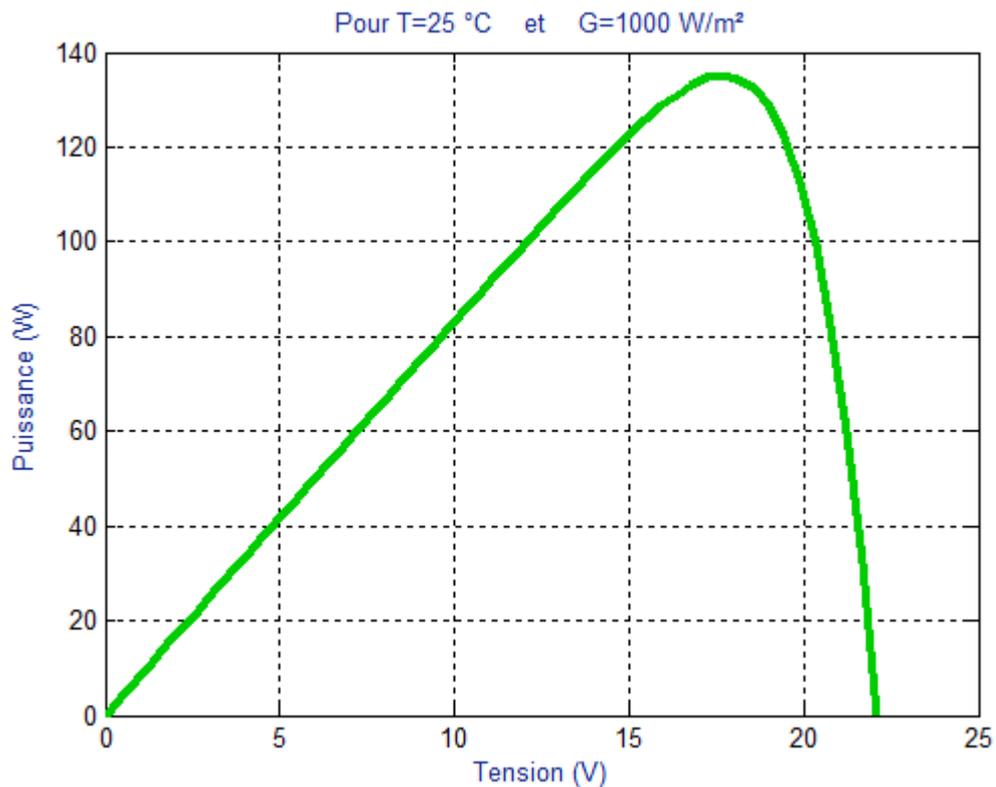


Figure II-3: Caractéristique Puissance-Tension.

On distingue trois zones essentielles dans la caractéristique Courant-Tension [5] [26]:

- **Zone 1** : On voit que le courant dans cette zone est constant quelque soit la tension, alors le GPV fonctionne comme une source de courant.
- **Zone 2** : C'est là où se trouve le point de fonctionnement qui permet au GPV de fournir une puissance maximale, ce point est appelé point de puissance optimale.
- **Zone 3** : Dans cette zone le GPV se comporte comme une source de tension.

Donc, le GPV peut fonctionner comme une source de courant ou une source de tension, cela dépend du choix du point de fonctionnement.

II.3.1 Influence de l'irradiation

Nous faisons varier l'irradiation de 200 W/m^2 jusqu'à 1000 W/m^2 avec un pas de 200, cela est fait pour une température de 25 °C , les résultats sont illustrés dans les figures suivantes :

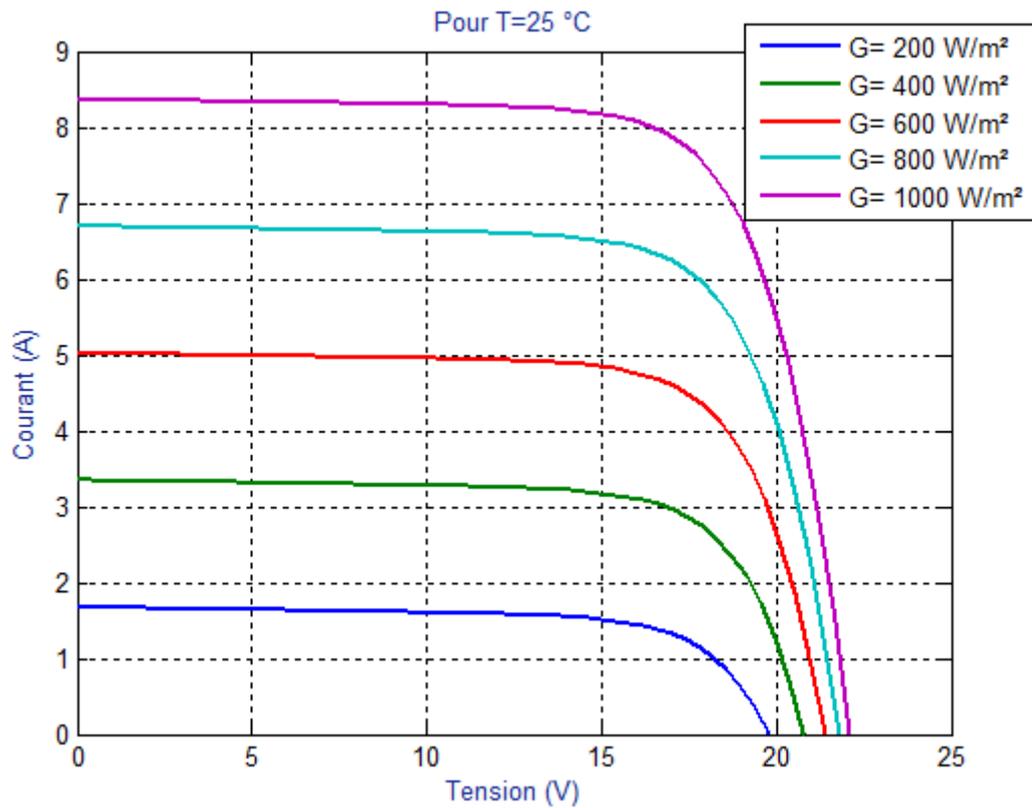


Figure II-4: Caractéristique Courant/Tension en fonction de la variation de l'irradiation.

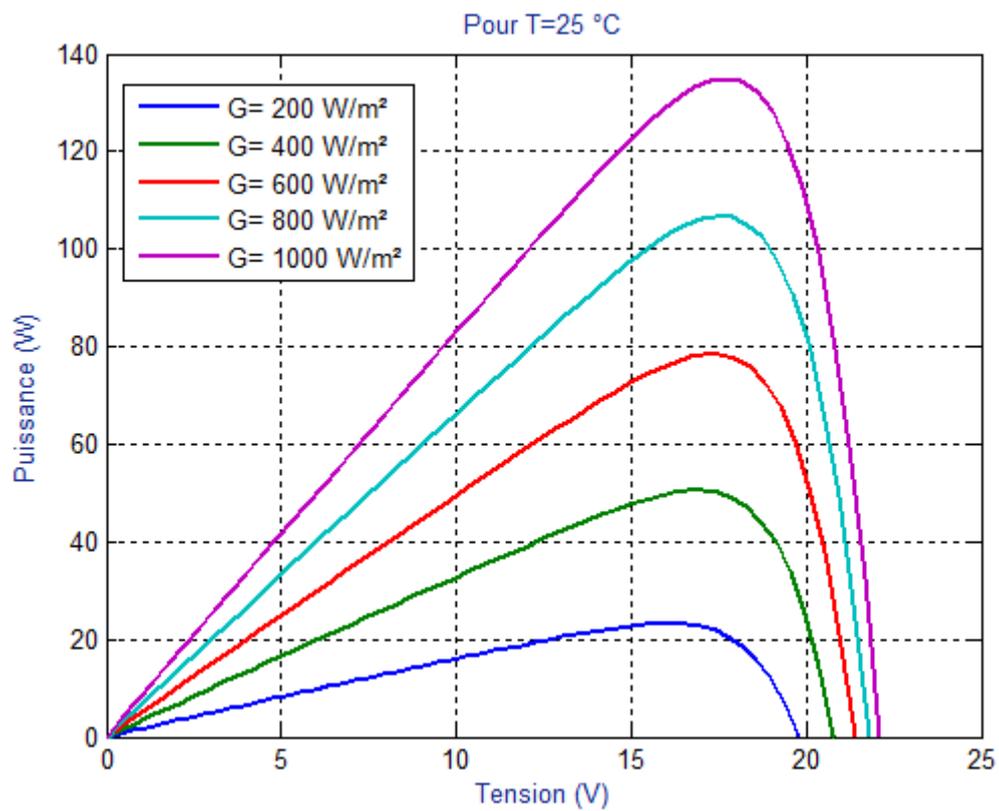


Figure II-5: Caractéristique Puissance/Tension en fonction de la variation de l'irradiation.

- Nous constatons que l'augmentation de l'irradiation engendre un déplacement de la caractéristique Tension/Courant suivant l'axe du courant, ainsi qu'une variation de la puissance. Le courant de court-circuit varie d'une façon linéaire, tandis que la tension à circuit ouvert varie d'une façon logarithmique. Cela peut être vérifié par les équations mathématiques précédentes. Nous pouvons déduire que le courant est plus sensible à l'éclairement que la tension.

II.3.2 Influence de la température

Nous faisons varier la température de 10°C jusqu'à 70°C avec un pas de 15°C, pour une irradiation de 1000 W/m², les résultats sont illustrés dans les figures suivantes :

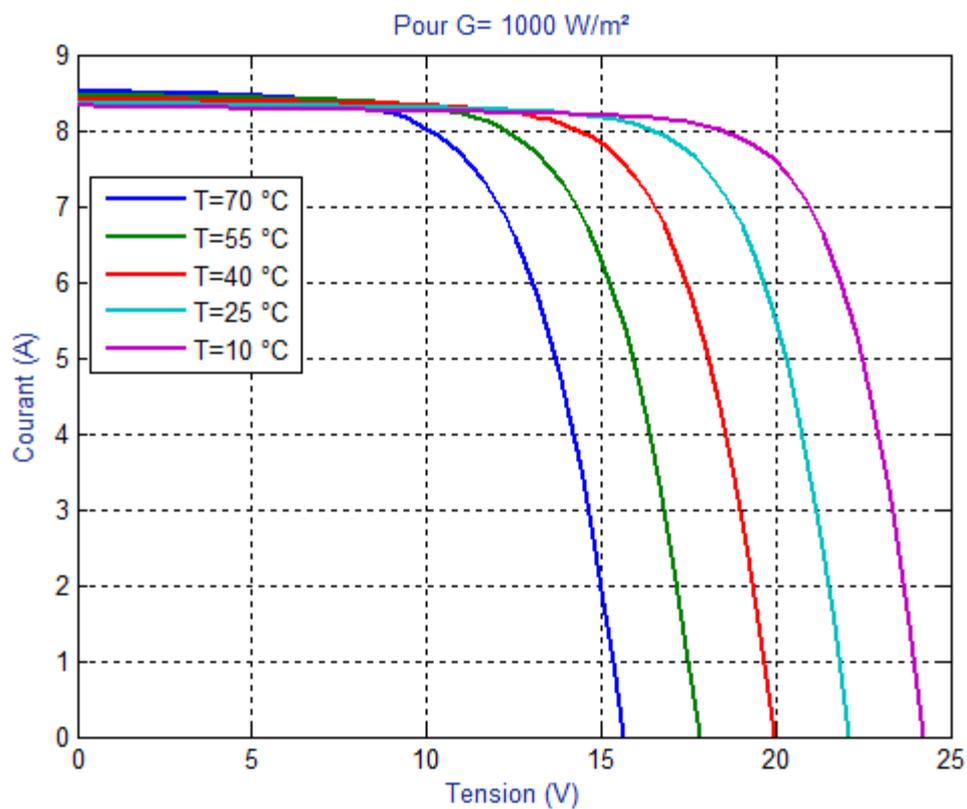


Figure II-6: Caractéristique Courant/Tension en fonction de la variation de la température.

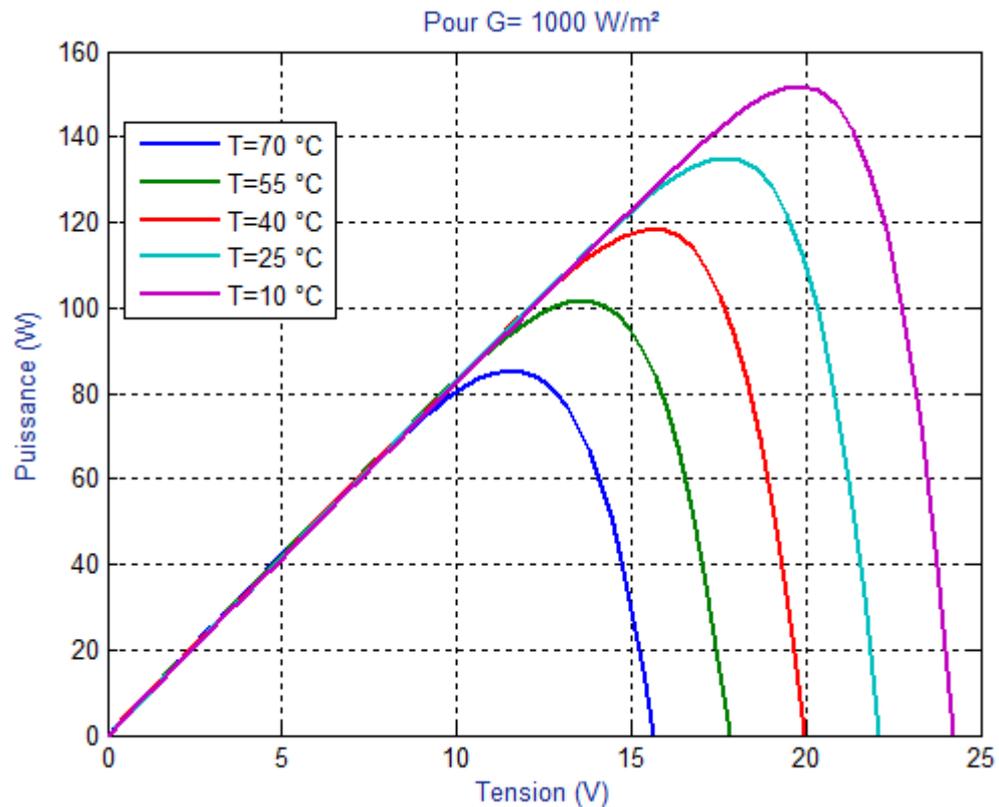


Figure II- 7: Caractéristique Puissance/Tension en fonction de la variation de la température.

- Si la température de la cellule augmente, le photo-courant augmente également, ceci est dû principalement à la diminution de la largeur de la bande interdite du matériau. Cette augmentation est de l'ordre de 0.1% par degré Celsius (°C). le courant direct de la jonction augmente aussi, mais beaucoup plus vite et entraîne une diminution de la tension de circuit ouvert de l'ordre de 2 mV par cellule. La diminution de la puissance fournie est estimée à environ 0.5% par degré Celsius pour un module [1].

➤ Conséquence

Le GPV est caractérisé par un point de fonctionnement optimal dont la puissance est maximale. Ce point varie avec la variation de la température et l'irradiation, ce qui nous pousse à introduire une commande qui permet de poursuivre le point de puissance maximale.

II.4 Optimisation du rendement du GPV

Cette optimisation consiste à maintenir le fonctionnement du GPV à sa puissance maximale. Pour cela il existe plusieurs algorithmes (MPPT), nous allons choisir un algorithme dit Perturbe & Observe (P&O), en raison de sa simplicité, ainsi de sa facilité de réalisation.

II.4.1 principe de la commande Perturbe & observe

Comme son nom l'indique, elle consiste à perturber la tension autour de sa valeur initiale et observer la puissance. S'il y a une augmentation de la puissance, cela veut dire qu'on n'a pas encore atteint le point de puissance maximale (MPP), alors on continuera dans le même sens de la perturbation. Si non, on inverse le sens de la perturbation. Dès qu'on atteint le MPP, des oscillations se créent autour de ce point. Ces oscillations sont réduites en minimisant la variable de perturbation, mais cela fait que la recherche devienne lente, donc il faut trouver un compromis afin d'optimiser cette commande du point de vue rapidité et précision [6] [30] [31] [32].

La figure suivante (II-8) illustre le principe de fonctionnement de la commande P&O :

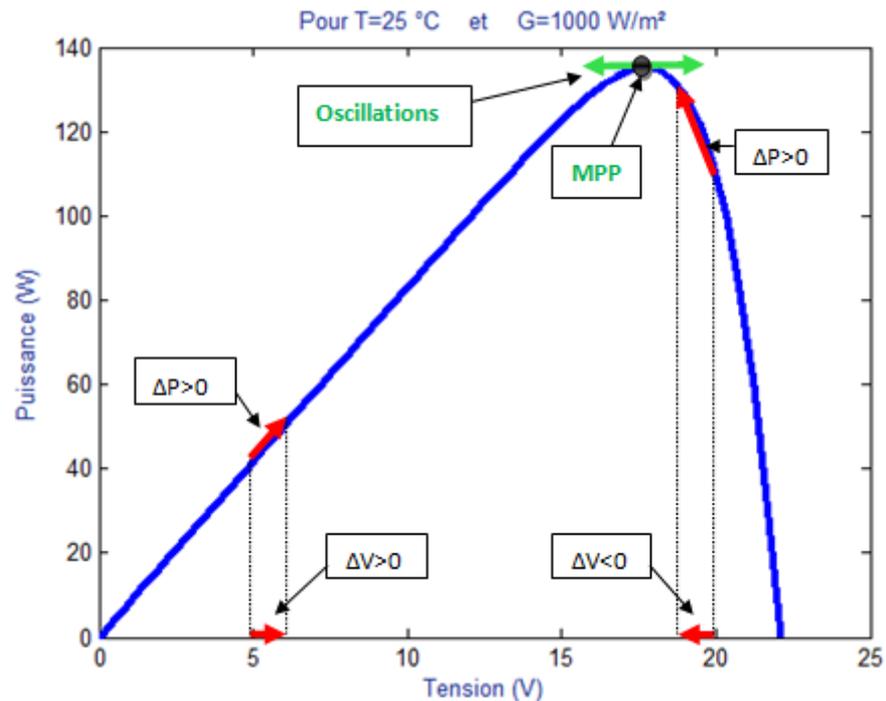


Figure II-8: Principe de l'algorithme P&O.

Le tableau (II-3) reflète l'explication de la figure (II-8) :

ΔV	ΔP	Prochaine perturbation
+	+	+
+	-	-
-	+	-
-	-	+

Tableau II-3 : Table de vérité de la commande P&O [6].

- Il est important de noter qu'avec l'algorithme P&O, la variable à contrôler peut être soit la tension soit le courant du GPV. Cependant, la variable idéale qui caractérise le MPP est celle qui varie peu lors d'un changement climatique [32].
- L'inconvénient de cette commande est le suivant, si une augmentation brutale de l'ensoleillement est produite on aura une augmentation de la puissance du GPV, donc l'algorithme précédent réagit comme si cette augmentation est produite par l'effet de perturbation précédente, alors il continue dans la même direction qui est une mauvaise direction, ce qui fait qu'il s'éloigne du vrai point de puissance maximale. Ce processus continue jusqu'à la stabilité de l'ensoleillement, moment où il revient vers le vrai point de puissance maximale [4]

II.4.1.2. Organigramme de l'algorithme P&O

L'algorithme précédent peut être représenté par l'organigramme suivant :

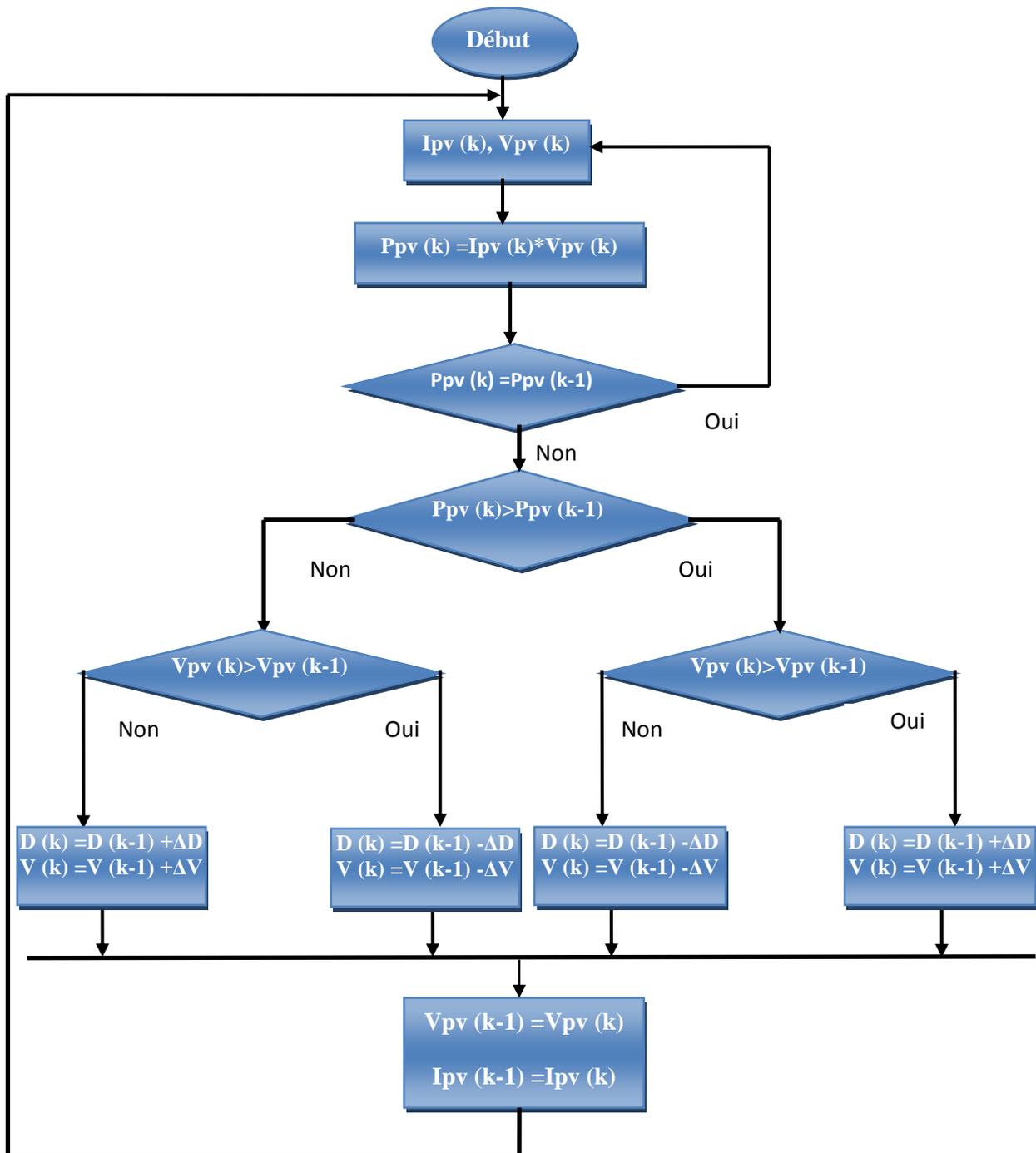


Figure II-9 : Organigramme de l'algorithme P&O [33].

II.5 Etage d'adaptation

Dans le but de simuler la commande MPPT (P&O), nous allons introduire un étage d'adaptation entre le GPV et la charge. Plusieurs convertisseurs sont utilisés, dans notre cas nous allons utiliser un hacheur « boost » représenté par la figure suivante :

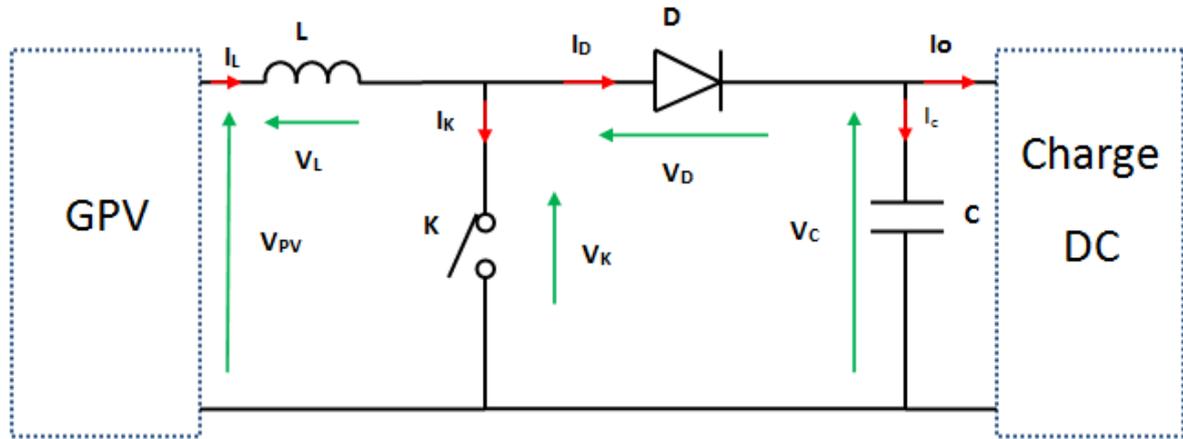


Figure II-10: Circuit électrique de base d'un Hacheur Boost.

L'inductance L permet de diminuer les ondulations du courant appelé sur la source. La capacité C permet de limiter l'ondulation de tension en sortie.

II.5.1. Fonctionnement du hacheur boost

- On distingue deux intervalles de fonctionnement :

➤ $[0 \ \alpha T]$:

- l'interrupteur K est fermé
- la diode D est bloquée

Dans cet intervalle de fonctionnement, la charge est isolée de la source ce qui permet à l'inductance de se charger.

Ce mode de fonctionnement est représenté ci-dessous par la figure (II-11) :

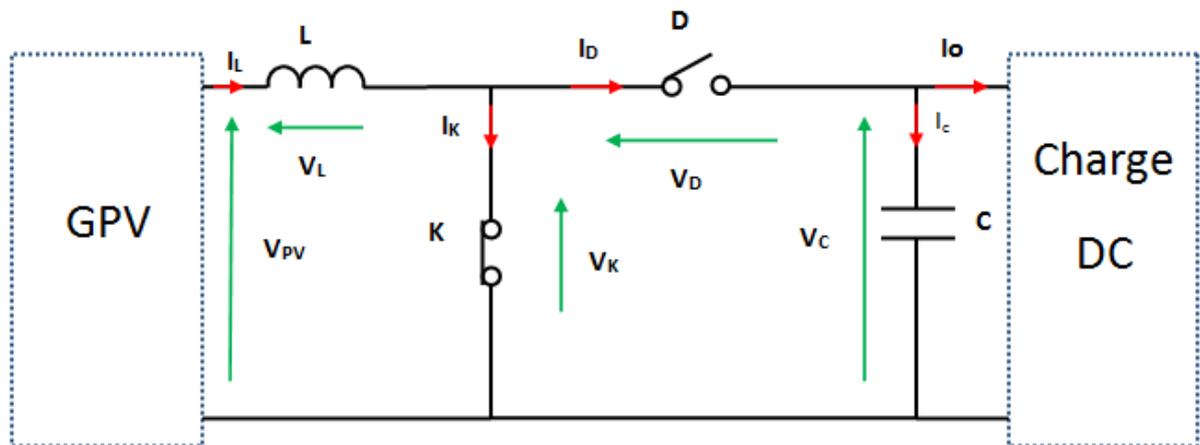


Figure II-11: Circuit du premier mode de conduction du hacheur Boost.

En utilisant les lois de Kirchhoff, on pourra déduire les équations de ce mode comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_K(t) = I_{pv}(t) \\ I_D(t) = 0 \\ I_C(t) = C \cdot \frac{dV_C(t)}{dt} = -I_o(t) \\ V_{pv}(t) = V_L(t) = L \cdot \frac{dI_{pv}(t)}{dt} \Rightarrow I_{pv}(t) = \frac{V_{pv}}{L} \cdot t + I_{pvmin} \\ \Rightarrow I_{pvmax} = I_{pv}(DT) = \frac{V_{pv}}{L} \cdot DT + I_{pvmin} \\ \Rightarrow \Delta I_{pv} = \frac{V_{pv}}{L} \cdot DT \end{array} \right. \quad \text{II.9}$$

➤ [αT T] :

- l'interrupteur K est ouvert
- la diode D est passante

Dans cet intervalle de fonctionnement, la charge est reliée à la source tout en permettant à l'inductance de se décharger.

Ce mode de fonctionnement est représenté ci-dessous par la figure (II-12) :

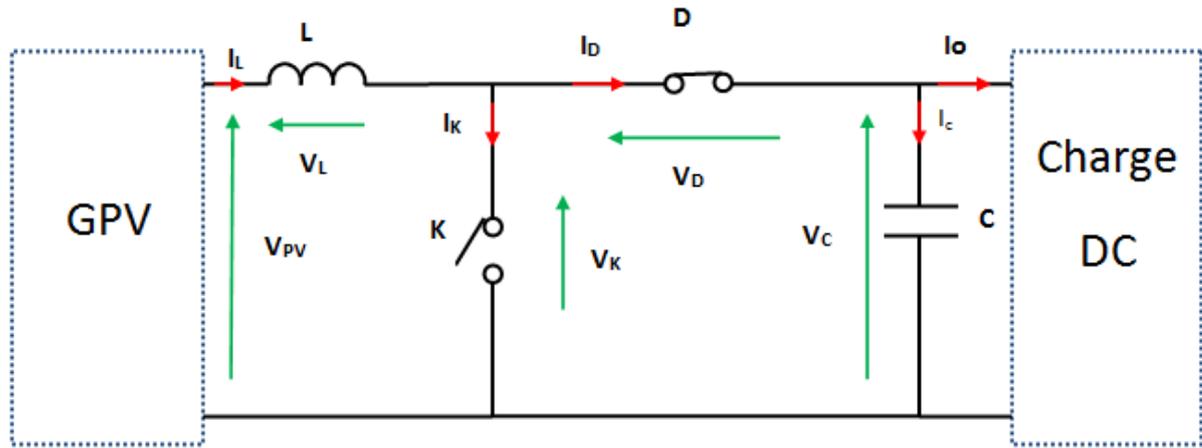


Figure II-12: Circuit du deuxième mode de conduction du hacheur Boost.

De la même façon, nous utilisons les lois de Kirchhoff pour obtenir le modèle de cette configuration :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 I_D(t) = I_L(t) \\
 I_K(t) = 0 \\
 I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} = I_L(t) - I_o(t) \\
 V_{pv}(t) = V_L(t) + V_C(t) = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} + V_C(t) \Rightarrow V_{pv} - V_C = L \frac{dI_L(t)}{dt} \\
 \Rightarrow I_L = \frac{V_{pv} - V_C}{L} (t - \alpha T) + I_{Lmax} \\
 \Rightarrow I_{Lmin} = \frac{V_{pv} - V_C}{L} (T - \alpha T) + I_{Lmax} \\
 \Rightarrow \Delta I_L = \frac{V_C - V_{pv}}{L} (T - \alpha T)
 \end{array} \right. \quad \text{II.10}$$

A partir des systèmes d'équations précédents, nous pouvons déduire le modèle de connaissance ci-dessous tel que S est une fonction logique qui vaut 1 si l'interrupteur K est fermé et 0 si il est ouvert.

$$\begin{bmatrix} V_L(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1-S) & 0 \\ 0 & (1-S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C(t) \\ I_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{pv}(t) \\ -I_o(t) \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

Nous pouvons ainsi déduire la relation entre la tension d'entrée V_{pv} et celle de sortie V_C à partir des dernières équations des systèmes (II.9) et (II.10) :

$$\frac{V_{pv}}{L} \cdot \alpha T = \frac{V_C - V_{pv}}{L} \cdot (T - \alpha T) \quad \text{II.12}$$

$$V_C = \frac{1}{1-\alpha} \cdot V_{pv} \quad \text{II.13}$$

On voit bien que quelque soit α compris entre 0 et 1 $V_{PV} > V_C$ (hacheur élévateur de tension).

II.5.2 Dimensionnement des éléments passifs (L, C)

A partir de ce qui précède, nous pouvons déduire les expressions des ondulations du courant passant par l'inductance et celle de la tension aux bornes du condensateur comme suit [32] :

$$\begin{cases} \Delta I_L = \frac{1}{f} \cdot \frac{\alpha V_C}{L} (1 - \alpha) \\ \Delta V_C = \frac{1}{f} \cdot \frac{\alpha \cdot I_L}{L} (1 - \alpha) \end{cases} \quad \text{II.14}$$

f : fréquence de commutation de l'IGBT.

En admettant que lesdites ondulations sont maximales pour un rapport cyclique de $\alpha=0.5$, on déduit les conditions suivantes :

$$\begin{cases} L \geq \frac{\alpha \cdot V_C}{4 \cdot f \cdot \Delta I_{Lmax}} \\ C \geq \frac{\alpha \cdot I_L}{4 \cdot f \cdot \Delta V_{Cmax}} \end{cases} \quad \text{II.15}$$

En admettant que : $\Delta I_L = 5\%$, $\Delta V_C = 3\%$ et $f=5000$ Hz, nous pouvons déduire les valeurs de C et L.

Dans notre cas :

$$\left\{ \begin{array}{l} C=7 \text{ mF.} \\ L=40 \text{ mH.} \end{array} \right.$$

En outre, il est nécessaire de dimensionner le condensateur C1, connecté avec le GPV, sa valeur peut être calculée en utilisant les états du convertisseur DC-DC.

En admettant que le courant fourni par le GPV est constant, on peut écrire :

$$\Delta V_{pv} = \frac{1}{f} \cdot \frac{\alpha}{C_1} (I_{pv} - \Delta I_L) \quad \text{II.16}$$

L'ondulation absolue maximale a lieu pour un rapport cyclique $D=1$:

$$\Delta V_{pvmax} = \frac{1}{C_1 * f} (I_{pv} - \Delta I_L) \quad \text{II.17}$$

Et de là on peut aboutir à la condition suivante qui permet d'avoir une ondulation inférieure à ΔV_{pvmax} :

$$C_1 = \frac{(I_{pv} - \Delta I_L)}{\Delta V_{pvmax} * f} \quad \text{II.18}$$

Dans notre cas :

$$C_1 = 0.8 \text{ mF.}$$

II.6 Simulation de la commande P&O

La chaîne principale de commande est représentée par la figure suivante (II-13) :

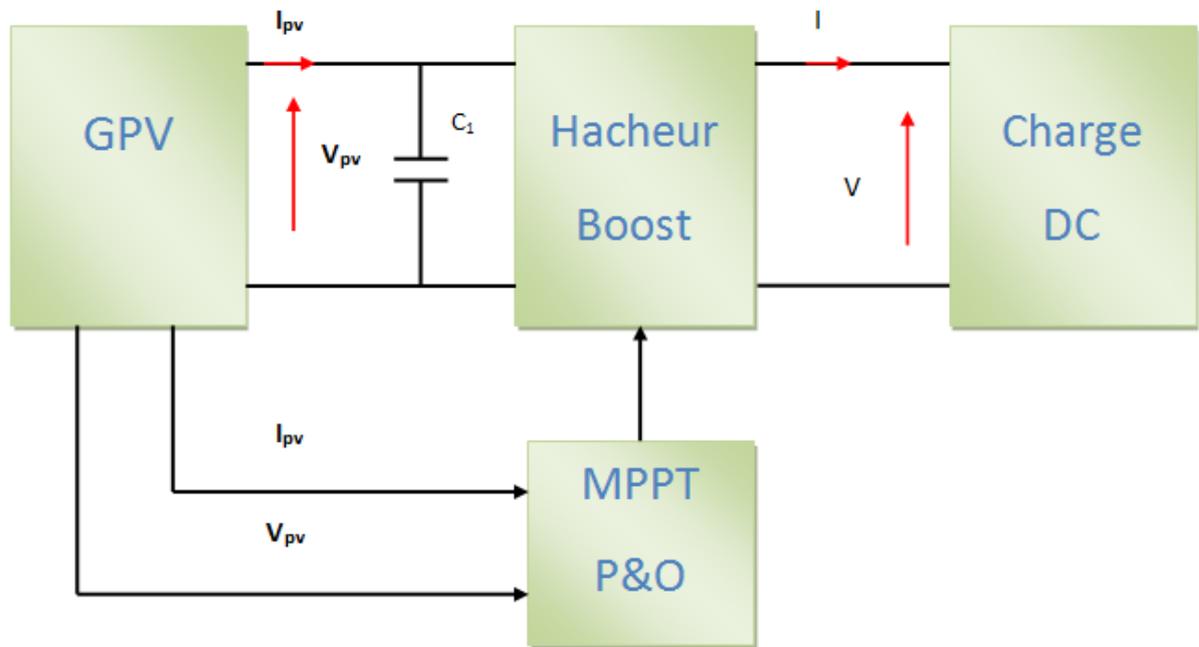


Figure II-8: Schéma de la chaîne photovoltaïque principale.

La simulation de cette chaîne sous MATLAB/SIMULINK, nous donne les résultats présentés par les figures ci-dessous :

$$\begin{cases} C_1 = 0.8 \text{ mF} \\ C = 7 \text{ mF} \\ L = 40 \text{ mH} \end{cases} \quad \begin{cases} R = 10 \Omega \\ f = 5 \text{ kHz} \end{cases}$$

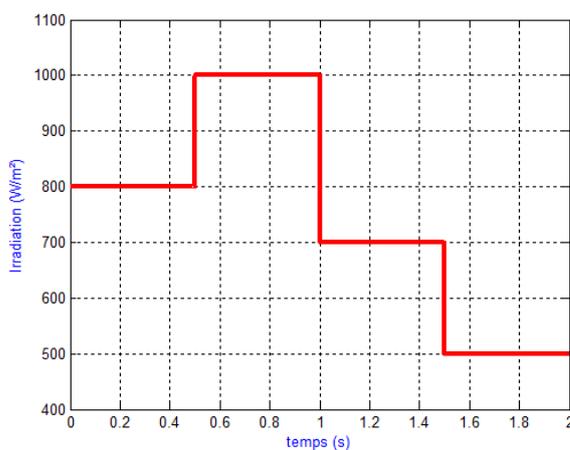


Figure II-9: Profil d'irradiation.

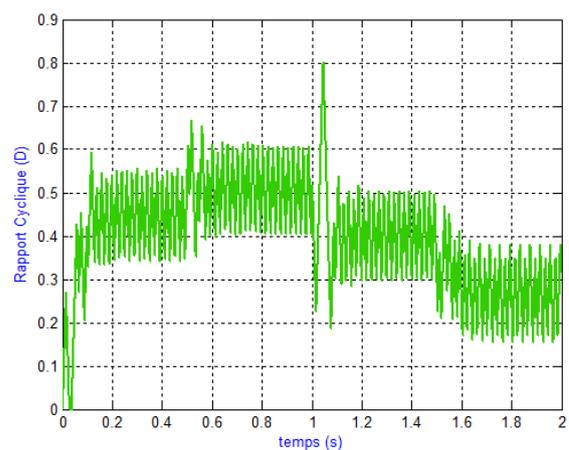


Figure II-10: Rapport cyclique.

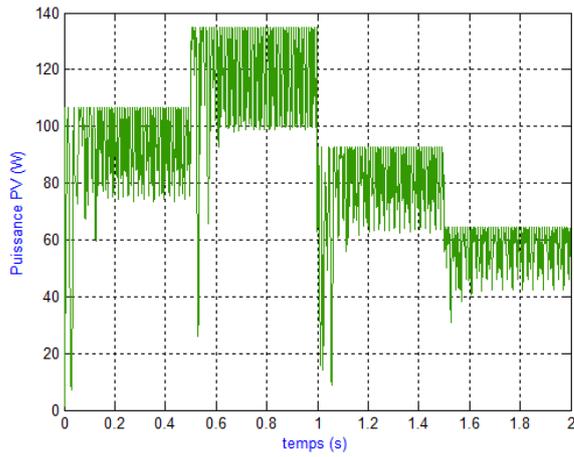


Figure II-11: Puissance du GPV.

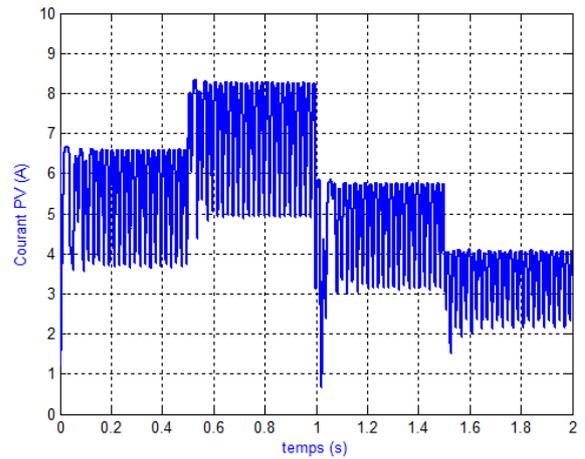


Figure II-12: Courant du GPV.

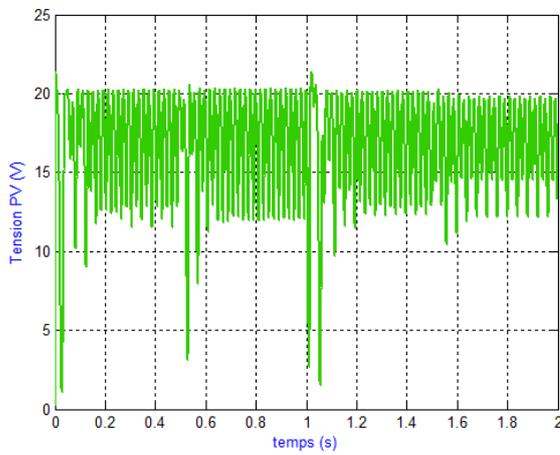


Figure II-13: Tension du GPV.

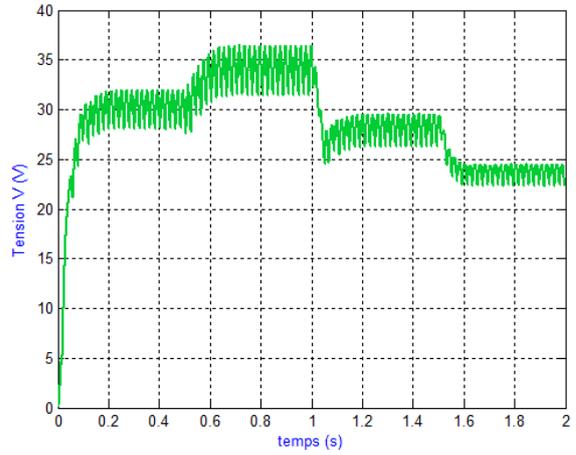


Figure II-14: Tension de charge.

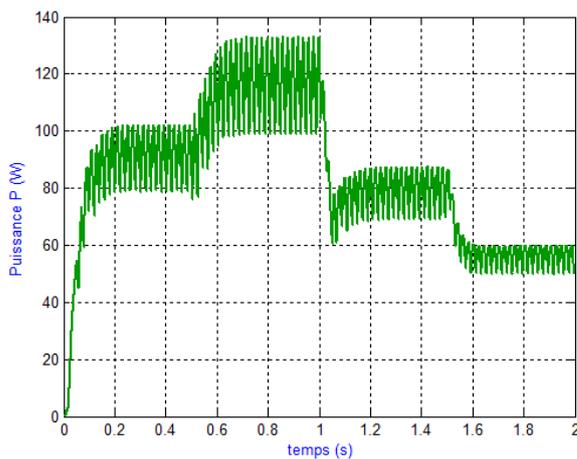


Figure II-15: Puissance de charge.

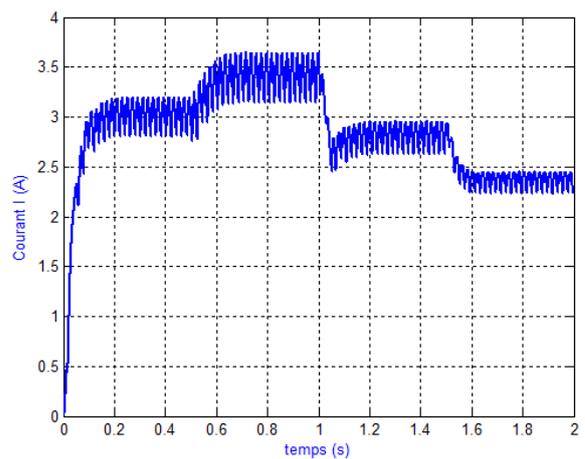


Figure II-16: Courant de charge.

La figure (II-16) montre bien que le GPV fonctionne à sa puissance maximale quelque soit l'irradiation, par exemple pour l'irradiation 1000 W/m^2 la puissance maximale est égale à 135 W . cela est assuré par la commande MPPT.

La variation du courant en fonction de l'irradiation est plus importante que celle de la tension, comme nous montre les figures (II-17) et (II-18), ce qui confirme l'étude faite précédemment (II.3.1).

On remarque une petite différence entre la puissance d'entrée (puissance du GPV) et celle de la sortie (puissance de charge), cette différence représente la puissance consommée par le hacheur à cause de la diode et l'IGBT qui ne sont pas idéaux.

L'allure du courant de charge et celle de la tension sont les même, car la charge est une résistance.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence la modélisation du GPV et son comportement en fonction de la température et l'irradiation, ainsi que le principe de la commande MPPT (algorithme P&O), et la simulation de cette dernière en introduisant un hacheur boost comme un étage d'adaptation entre le GPV et la charge.

Les résultats de simulation de ce chapitre, nous ont permis de déduire que le GPV est beaucoup plus sensible à l'irradiation qu'à la température. Le courant est très sensible à l'irradiation, tandis que la tension est très sensible à la température, par conséquent il est indispensable de contrôler la tension au lieu de contrôler le courant.

L'algorithme MPPT permet l'optimisation du GPV, c'est-à-dire le faire fonctionner à sa puissance maximale et ce, quelque soit la variation de l'irradiation.

Chapitre III

"Modélisation de l'onduleur
à structure Z-source"

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à la modélisation du convertisseur à structure Z-source qui consiste à établir un modèle analytique et électrique équivalent au fonctionnement du système étudié. Une fois le modèle établi, nous allons vérifier la concordance avec le système réel à l'aide d'une simulation.

Pour réaliser cette étude nous allons étudier l'application la plus commune à la topologie du convertisseur, c'est-à-dire l'onduleur triphasé z-source « ZSI » (Z-Source Inverter) pour la conversion DC/AC qui est la plus fréquemment utilisée. Cette modélisation peut être élaborée en deux parties, la première consiste à modéliser l'onduleur comme étant un convertisseur DC-DC élévateur de tension et la deuxième à le modéliser comme étant un onduleur triphasé conventionnel associé à un filtre passif.

III.2 Principe de fonctionnement et équations de sortie

Afin d'élaborer les équations de sortie et d'expliquer le comportement du ZSI nous allons l'étudier en premier lieu dans le fonctionnement « Hacheur » en regroupant les interrupteurs des trois bras de l'onduleur en un seul interrupteur fictif « S_2 » (figure III-1).

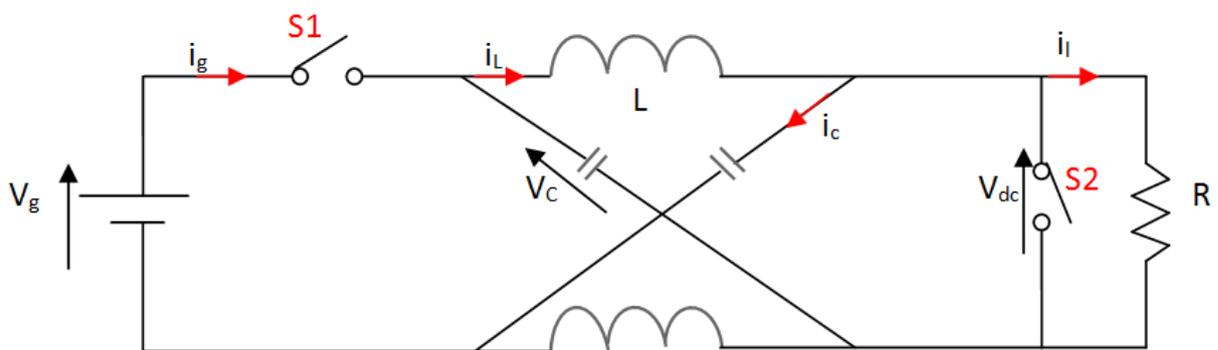


Figure III-1: Topologie du ZSI en fonctionnement Hacheur.

Avec les hypothèses simplificatrices suivantes :

- S_1 et S_2 représentent des interrupteurs idéaux, commandés par une gâchette.
- La résistance des inductances est négligeable $r_L \cong 0$.
- L'impédance « Z » est symétrique ce qui veut dire que :

$$\begin{cases} L_1 = L_2 = L \\ C_1 = C_2 = C \end{cases} \implies \begin{cases} i_{L1} = i_{L2} = i_L \\ V_{C1} = V_{C2} = V_C \end{cases} \quad \text{III.1}$$

Avec :

- V_g, V_L, V_C et V_{dc} représentent respectivement les tensions de la source continue, de l'inductance, aux bornes du condensateur et celle d'entrée de l'onduleur.
- i_g, i_c, i_l représentent respectivement les courants de source, du condensateur et le courant passant par l'inductance.

Comme nous avons deux interrupteurs, tout en respectant les règles de causalités, nous aurons 2^2 états possibles (Tableau III-1).

S ₁	S ₂	Etat
0	0	repos
0	1	Shoot-through
1	0	actif
1	1	4

Tableau III-1 : Etat du ZSI en fonction de la configuration des interrupteurs S1, S2.

III.2.1 Etat zéro (état de repos)

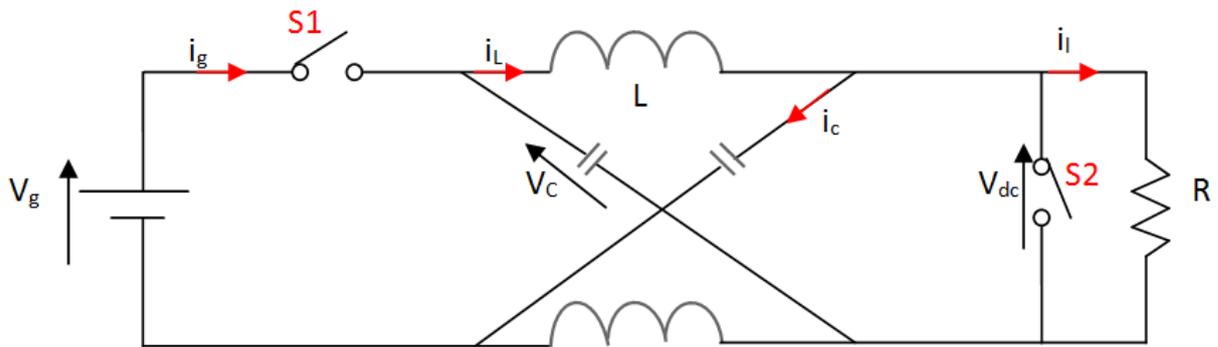


Figure III-2: Circuit équivalent du ZSI dans l'état de repos (Zéro).

D'après le circuit électrique équivalent au convertisseur dans cet état, nous pouvons écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = -\frac{i_L}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_C - V_{dc}}{L} \\ V_{dc} = V_C - V_L \\ i_g = 0 \end{cases} \quad \text{III.2}$$

III.2.2 Etat Shoot-through

Dans cet état, la source est déconnectée de la charge, donc il n'y a pas de transfert d'énergie vers la charge ainsi, la tension à l'entrée de l'onduleur sera nulle et donc les condensateurs se déchargent dans les inductances ($V_C = V_L$).

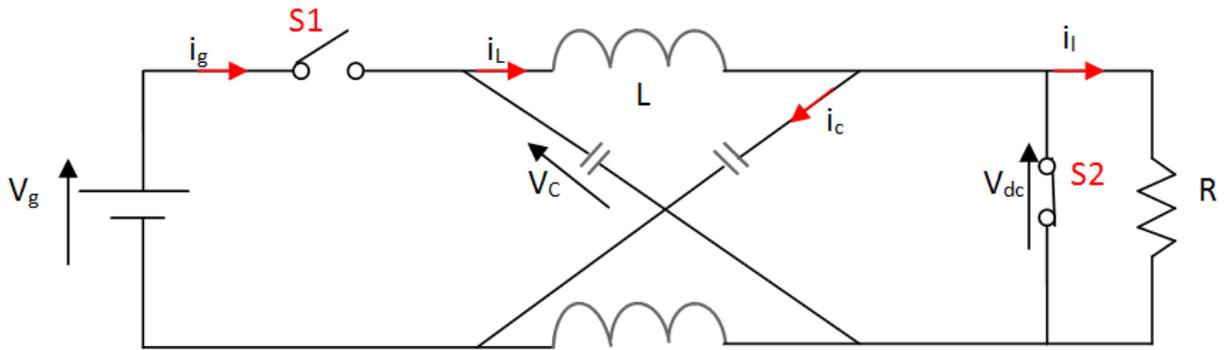


Figure III-3: Circuit équivalent du ZSI dans l'état shoot-through.

D'après le circuit électrique équivalent nous aurons les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = -\frac{i_L}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_C}{L} \\ V_{dc} = 0 \\ i_g = 0 \end{cases} \quad \text{III.3}$$

III.2.3 Etat Actif

Pendant cet état, la source est connectée à la charge donc il y'a bien un transfert d'énergie d'où les inductances se déchargent et la tension d'entrée du convertisseur va atteindre sa valeur maximale (crête).

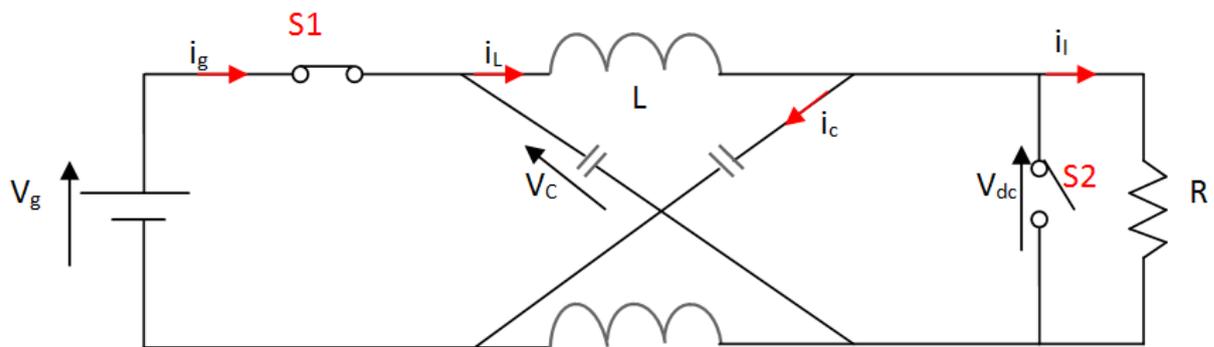


Figure III-4: Circuit équivalent du ZSI dans l'état actif.

D'après le circuit électrique nous avons les équations suivantes :

$$V_L = V_g - V_C, i_L = i_l + i_c = i_l + C \frac{dV_C}{dt}$$

$$\begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L - i_l}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V_C}{L} \\ V_{dc} = V_C - V_L = 2V_C - V_g \\ i_g \neq 0 \end{cases} \quad \text{III.4}$$

III.2.4 Etat 4

Dans cet état les deux interrupteurs sont fermés, de ce fait, la charge est déconnectée de la source mais en plus cette dernière alimente le réseau d'impédance dans un circuit fermé. Ainsi nous aurons les équations suivantes :

$$V_L = V_C, i_L = i_l + i_c = i_L + C \frac{dV_C}{dt}$$

$$\begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L - i_l}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_C}{L} \\ V_{dc} = 0 \\ i_l \neq 0 \end{cases} \quad \text{III.5}$$

Pour résumer tous les états, nous allons écrire les équations électriques en fonction des configurations des deux interrupteurs S1 et S2 :

$$\begin{cases} \frac{dV_C}{dt} = \frac{-\bar{S}_2 i_l + i_L}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = S_2 \frac{V_C}{L} + \bar{S}_2 \frac{V_g - V_C}{L} \\ V_{dc} = \bar{S}_2 (2V_C - V_g) \end{cases} \quad \text{III.6}$$

Avec $\bar{S}_2 = 1 - S_2$

III.2.5 Calcul du facteur de survoltage B (Boost Factor)

Le facteur de survoltage (Boost Factor) est l'élément qui caractérise le ZSI, car il représente la fonction essentielle de ce dernier. Il dépend de la durée de l'état « shoot-through », ainsi il définit le rapport existant entre la tension d'entrée et la valeur crête de la tension d'entrée de l'onduleur.

Comme le réseau d'impédance est équilibré et en exploitant les équations (III.3) et (III.4) nous pouvons écrire les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_L = V_C \\ V_{dc} = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_L = V_g - V_C \\ V_{dc} = V_C - V_L \end{cases} \quad \text{III.7}$$

En considérant que le ZSI est dans l'état « shoot-through » pendant une durée " T_0 " durant une période de commutation « T », la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance doit être nulle (charge pendant le shoot-through et décharge pendant l'état actif) qui est exprimée par [3] [21] :

$$\langle V_L \rangle = \frac{T_0 \cdot V_C + (T - T_0) \cdot (V_g - V_C)}{T} = 0 \quad \text{III.8}$$

A partir de la relation (III.8) on peut déduire la relation de la tension V_C comme suite :

$$V_C = \frac{(T - T_0)}{(T - 2 \cdot T_0)} \cdot V_g \quad \text{III.9}$$

Ainsi en exploitant les relations (III.7) et (III.9) on peut déduire l'expression de la valeur crête de la tension d'entrée de l'onduleur qui est donnée par :

$$\widehat{V}_{dc} = \frac{T}{(T - 2 \cdot T_0)} \cdot V_g \quad \text{III.10}$$

En utilisant le rapport cyclique « d » (Duty ratio) de l'état « Shoot-through », on peut récrire les équations (III.9) et (III.10) de la manière suivante :

$$\widehat{V}_{dc} = \frac{1}{(1 - 2d)} \cdot V_g \quad \text{III.11}$$

$$V_C = \frac{(1 - d)}{(1 - 2d)} \cdot V_g \quad \text{III.12}$$

Avec :

$$d = \frac{T_0}{T} \quad \text{III.13}$$

Ainsi on peut exprimer le facteur de survoltage comme étant égale à :

$$B = \frac{1}{1 - 2d} \quad \text{III.14}$$

En utilisant ce facteur et le rapport des amplitudes « r » (coefficient de réglage), on définit le gain totale du convertisseur par :

$$G = \frac{V_{out\ max}}{V_g} = \frac{B \cdot r}{2} = \frac{r}{2 \cdot (1 - 2d)} \quad \text{Avec} \quad r = \frac{V_{out\ max}}{V_{dc}/2} \quad \text{III.15}$$

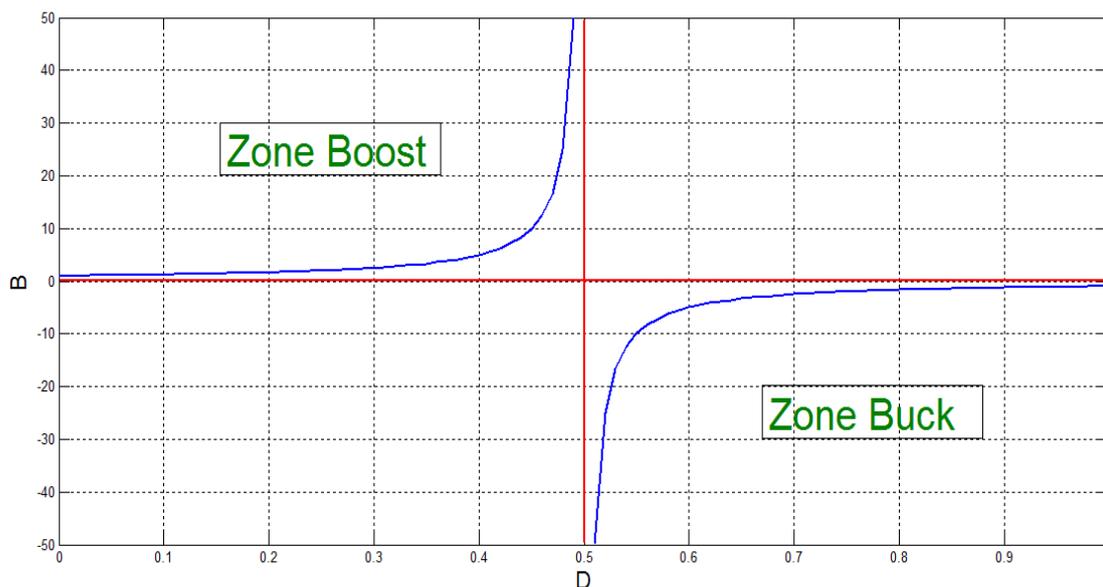


Figure III- 5: Variation du facteur de survoltage « B » en fonction du rapport cyclique « d ».

On remarque bien que la tension d'entrée de l'onduleur (V_{dc}) prend bien des valeurs entre 0 et l'infini pour des valeurs de « d » appartenant à l'intervalle $[0,0.5]$ ou le ZSI travail dans le mode « élévateur de tension » comme il peut fonctionner dans le mode « abaisseur de tension » pour des valeurs de « d » appartenant à l'intervalle $[0.5, 1]$. Ainsi le ZSI peut fonctionner en deux modes d'où l'avantage qu'offre ce convertisseur d'avoir en sortie une tension alternatif indépendante de la tension continue d'entrée contrairement aux onduleurs conventionnels.

III.3 Modélisation de la partie DC-DC

Comme nous l'avons déjà précisé, dans cette partie nous allons nous intéresser à la modélisation du ZSI dans son fonctionnement « Hacheur » afin de simuler et d'analyser la dynamique du système. Cette modélisation a pour objectif d'élaborer les lois de commande du système et de réaliser les simulations de l'ensemble système-commande.

III.3.1 Modèle de connaissance « exact » (Niveau 1)

Ce modèle vise à représenter le fonctionnement réel du convertisseur à la fréquence de découpage [34]. A partir des expressions trouvées dans l'analyse de fonctionnement du ZSI nous allons établir le modèle de connaissance en choisissant comme variables d'états, les variables de stockage d'énergie c'est-à-dire le courant de l'inductance $i_L(t)$ et la tension aux bornes de la capacité $v_C(t)$. Les deux états principaux du ZSI dépendent directement de la valeur de la fonction de conversion « S_2 ». La symétrie du réseau d'impédance nous permet de d'écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) = v_c(t) + (1 - S_2) \cdot (V_g - 2v_c(t)) \\ C \frac{dv_c(t)}{dt} = i_L(t) - (1 - S_2) \cdot i_L \end{cases} \quad \text{III.16}$$

A partir du système d'équation (III.16) nous allons écrire le modèle sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - S_2 & 0 \\ 0 & 1 - S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g - 2v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad \text{III.17}$$

Ce modèle finalement inclus à la fois le comportement linéaire (variables d'états) et non linéaire (fonction de conversion), ainsi le système d'état (III.17) trouvé, ne nous permet pas d'élaborer la fonction de transfert du convertisseur.

A partir du système d'équation (III.17), nous pouvons représenter le modèle de connaissance avec un circuit équivalent à l'échelle de temps de la MLI ou les interrupteurs du convertisseur sont remplacés par des sources de tension et de courant commandés par S_2 [32].

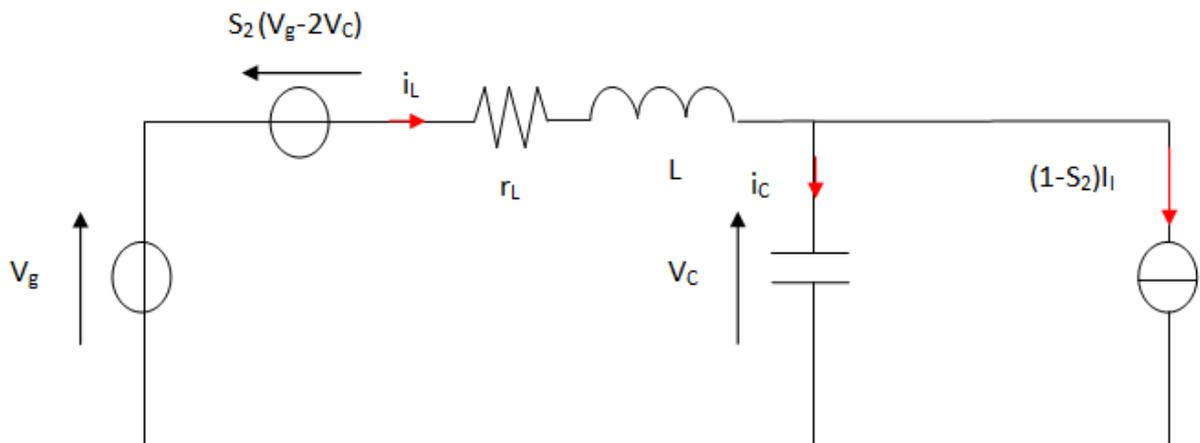


Figure III-6: Circuit équivalent de l'onduleur Z-source en fonctionnement hacheur.

Ce circuit électrique équivalent représente le fonctionnement de notre convertisseur réellement mais pour des temps de simulation conséquente liée à la fréquence de commutation. Ainsi, pour élaborer les lois de commande il nous faut un modèle ayant un temps de simulation rapide [32].

III.3.2 Modèle moyen (Niveau2)

Le second niveau de modélisation consiste à faire une moyenne temporelle du système d'équation (III.17). Ce modèle approché n'est valide que si la période de découpage « T » est faible devant la constante de temps du système. Il est obtenu en effectuant la moyenne

temporelle des équations d'état. Le système d'équation suivant est obtenu, où la barre supérieure désigne la valeur moyenne [34] :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \overline{i_L(t)} = \overline{V_g} - \overline{v_C(t)} + 2 \cdot \overline{S_2 v_C(t)} - \overline{S_2 V_g} - r_L \overline{i_L(t)} \\ C \frac{d}{dt} \overline{v_C(t)} = \overline{S_2 \cdot i_L(t)} + \overline{i_L(t)} - \overline{i_L(t)} \end{cases} \quad \text{III.18}$$

La moyenne de la fonction de conversion « S2 » représente ce qu'on appelle « La fonction génératrice » ou en d'autre terme « Le rapport cyclique instantané » et on écrit :

$$d(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^T S_2 d\tau \quad \text{III.19}$$

En générale, la moyenne d'un produit n'est pas égale au produit des moyennes, mais étant donné que sur l'intervalle $[t-T, T]$ le courant i_L et la tension v_C ne s'écartent pas sensiblement de leurs moyennes respectives (Les ondulations hautes fréquences sont omises), il est alors possible d'émettre les hypothèses suivantes [34] :

$$\begin{cases} \overline{S_2 \cdot v_C(t)} = \overline{S_2} \cdot \overline{v_C(t)} = d(t) \cdot v_C(t) \\ \overline{S_2 \cdot i_L(t)} = \overline{S_2} \cdot \overline{i_L(t)} = d(t) \cdot i_L(t) \end{cases} ; \begin{cases} \overline{v_C(t)} = v_C(t) \\ \overline{i_L(t)} = i_L(t) \end{cases} ; \begin{cases} \overline{i_L(t)} = i_L(t) \\ \overline{V_g} = V_g \end{cases} \quad \text{III.20}$$

A travers ces hypothèses nous obtenons le modèle pseudo-moyen du convertisseur qui est défini par :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_L(t) = V_g - v_C(t) + d(t) \cdot (2 \cdot v_C(t) - V_g) - r_L i_L(t) \\ C \frac{d}{dt} v_C(t) = d(t) \cdot i_L(t) + i_L(t) - i_L(t) \end{cases} \quad \text{III.21}$$

Ce qui nous donne après réarrangement :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_C(t) + (1 - d(t)) \cdot (V_g - 2 \cdot v_C(t)) - r_L i_L(t) \\ C \frac{d}{dt} v_C(t) = i_L(t) - (1 - d(t)) \cdot i_L(t) \end{cases} \quad \text{III.22}$$

Nous associons à ce modèle un circuit électrique équivalent qui respecte la topologie initiale du convertisseur tel que à partir de ce circuit il nous sera aisé d'écrire les équations statiques du système.

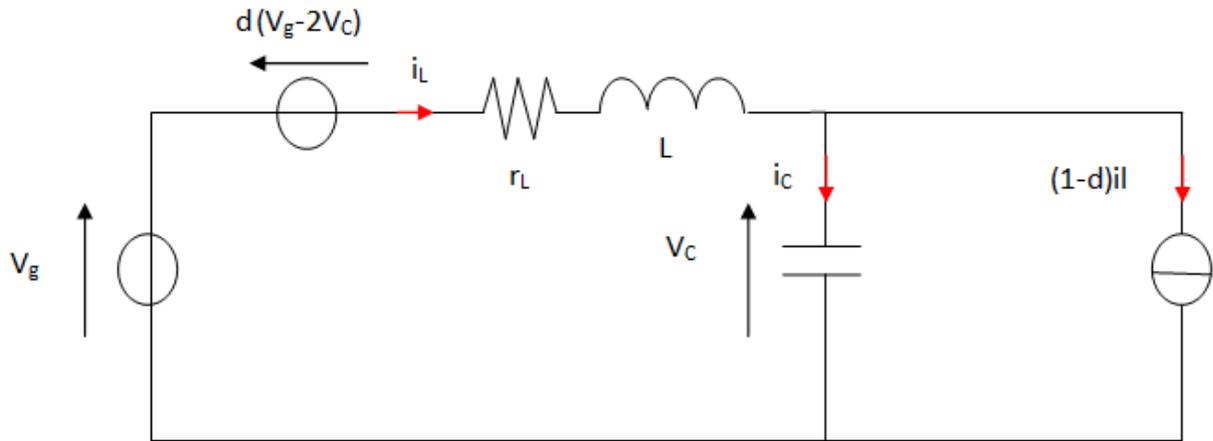


Figure III-7: Circuit équivalent au modèle moyen de l'onduleur Z-source en fonctionnement hacheur.

III.3.3 Modèle à petits signaux (Niveau 3)

Etant donné que nous avons toujours le produit entre une grandeur discontinue « $d(t)$ » et la variable d'état (continue), l'écriture de la fonction de transfert n'est pas possible. C'est pour cela que nous avons besoin de rendre le système linéaire et cela n'est possible qu'à travers une analyse à petit signaux ou les valeurs moyennes sont établies et l'ondulation due à la commutation est ignorée.

Comme nous allons réécrire le système au tour du point d'équilibre, alors les variables vont s'écrire de la manière suivante :

$$\bar{x} = X + \hat{x} \quad \text{III.23}$$

X : Composante continue (Valeur d'équilibre).

\hat{x} : Composante de perturbation.

Pendant l'état « Shoot-through » du convertisseur ($S2=1$) le système d'état s'écrit :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad \text{III.24}$$

Pendant l'état « actif » du convertisseur ($S2=0$) le système d'état s'écrit :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_g(t) \\ -i_i(t) \end{bmatrix} \quad \text{III.25}$$

Ayant la relation suivante :

$$i_l(t) = \frac{v_{dc}(t)}{R_{ch}} = \frac{2.v_c(t) - v_g(t)}{R_{ch}} \quad \text{III.26}$$

Nous pouvons réécrire le système (III.25) sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & \frac{-2}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{ch}} \\ \frac{1}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot v_g(t) \quad \text{III.27}$$

Sachant que :

$$d'(t) = 1 - d(t) \quad \text{III.28}$$

Ainsi pendant une période T de commutation nous avons le système d'état moyenné suivant :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \left\{ \overline{d(t)} \cdot \begin{bmatrix} -r_L & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} + \overline{d'(t)} \cdot \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & \frac{-2}{R_{ch}} \end{bmatrix} \right\} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \overline{d'(t)} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{ch}} \\ \frac{1}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \overline{v_g(t)} \quad \text{III.29}$$

Et donc :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & \overline{d(t)} - \overline{d'(t)} \\ \overline{d(t)} - \overline{d'(t)} & \frac{-2\overline{d'(t)}}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{d'(t)} \\ \overline{d'(t)} \end{bmatrix} \cdot \overline{v_g(t)} \quad \text{III.30}$$

En appliquant la méthode des petits signaux, les variables s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} \overline{i_L(t)} = I_L + \widehat{i_L}(t) \\ \overline{v_c(t)} = V_C + \widehat{v_C}(t) \\ \overline{v_g(t)} = V_g + \widehat{v_g}(t) \end{cases} ; \quad \begin{cases} \overline{d(t)} = d_0 + \widehat{d}(t) \\ \overline{d'(t)} = d'_0 - \widehat{d}(t) \end{cases} \quad \text{III.31}$$

Avec :

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = \frac{dX}{dt} + \frac{d\hat{x}}{dt} = \frac{d\hat{x}}{dt} \quad \text{III.32}$$

Il est supposé que la composante perturbatrice est beaucoup plus petite en amplitude que la composant d'équilibre. Pour cette raison, les expressions ci-dessus sont considérées comme une linéarisation des valeurs moyennes [34].

En remplaçant les expressions (III.31) dans le système (III.30) et en appliquant la relation (III.32) on trouve :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_L & d_0 - d'_0 \\ d_0 - d'_0 & \frac{-2d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + V_g \cdot \begin{bmatrix} d'_0 \\ \frac{d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ 2\hat{d}(t) & \frac{2\hat{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \\ + \widehat{v}_g(t) \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} &+ \begin{bmatrix} -r_L & d_0 - d'_0 \\ d_0 - d'_0 & \frac{-2d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i}_L(t) \\ \widehat{v}_C(t) \end{bmatrix} - V_g \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \widehat{v}_g(t) \cdot \begin{bmatrix} d'_0 \\ \frac{d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ 2\hat{d}(t) & \frac{2\hat{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i}_L(t) \\ \widehat{v}_C(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{III.33}$$

D'après l'hypothèse énoncée précédemment, il est clair que les termes de second ordre seront négligeable (produit de deux perturbation). Le système (III.33) devient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_L & d_0 - d'_0 \\ d_0 - d'_0 & \frac{-2d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + V_g \cdot \begin{bmatrix} d'_0 \\ \frac{d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ 2\hat{d}(t) & \frac{2\hat{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} -r_L & d_0 - d'_0 \\ d_0 - d'_0 & \frac{-2d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i}_L(t) \\ \widehat{v}_C(t) \end{bmatrix} &- V_g \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \widehat{v}_g(t) \cdot \begin{bmatrix} d'_0 \\ \frac{d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{III.34}$$

La dérivée des termes d'équilibre est nulle à gauche et par conséquent, les termes d'équilibre seront nulle à droite et donc l'expression (III.34) devient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_L & d_0 - d'_0 \\ d_0 - d'_0 & \frac{-2d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r_L & d_0 - d'_0 \\ d_0 - d'_0 & \frac{-2d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i}_L(t) \\ \widehat{v}_C(t) \end{bmatrix} \\ - V_g \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} &+ \widehat{v}_g(t) \cdot \begin{bmatrix} d'_0 \\ \frac{d'_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{III.35}$$

En appliquant la transformée de Laplace, nous trouvons :

$$\begin{cases} (Lp + r_L)\widehat{i}_L(p) = (d_0 - d'_0)\widehat{v}_C(p) + d'_0\widehat{v}_g(p) + (2V_C - V_g)\hat{d}(p) \\ Cp\widehat{v}_C(p) = (d_0 - d'_0)\widehat{i}_L(p) + \frac{d'_0}{R_{ch}}\widehat{v}_g(p) + \hat{d}(p)\left[\frac{2V_C}{R_{ch}} - 2I_L - \frac{V_g}{R_{ch}}\right] \end{cases} \quad \text{III.36}$$

Ainsi nous pouvons obtenir les circuits équivalant au modèle à petits signaux du convertisseur (figure III-9).

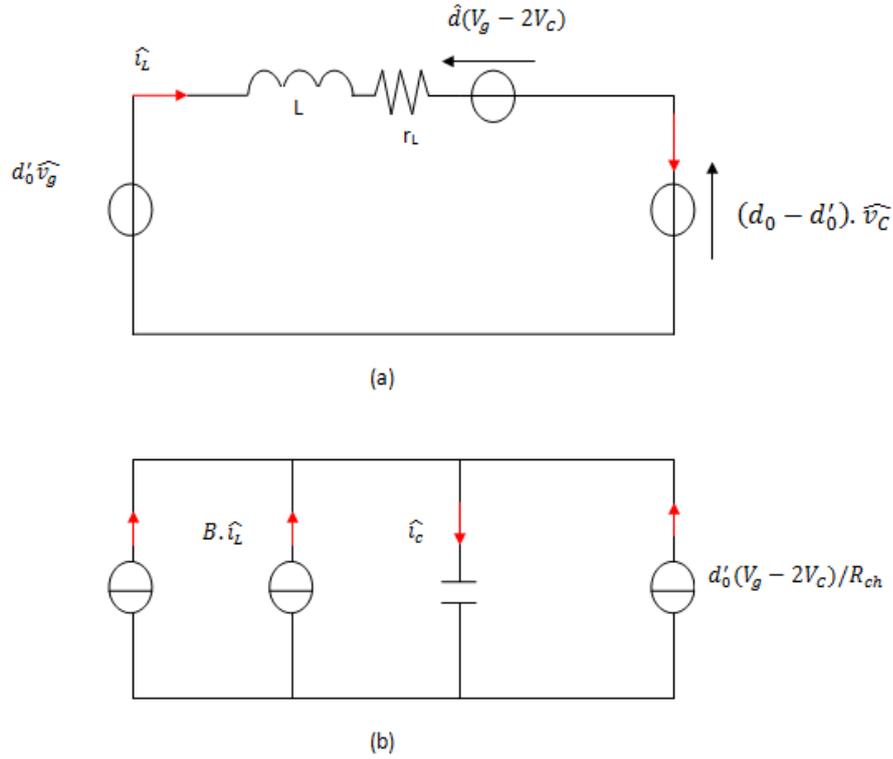


Figure III-8: Circuit équivalent au modèle à petits signaux du convertisseur

(a) Circuit équivalent aux sources de tension

(b) Circuit équivalent aux sources de courant.

A partir du système d'équation (III.35) nous obtenons les expressions de $\widehat{v}_C(p)$ et de $\widehat{i}_L(p)$ qui sont données par :

$$\widehat{v}_C(p) = \left[\frac{(-2R_{ch}I_L + 2V_C - V_g)Lp + R_{ch}(1 - 2d_0)(2V_C - V_g) + (-2R_{ch}I_L + 2V_C - V_g)r_L}{R_{ch}LCp^2 + (r_L R_{ch}C + 2d'_0 L)p + R_{ch}(1 - 2d_0)^2 + 2d'_0 r_L} \right] \hat{d}(p) + \left[\frac{Ld'_0 p + R_{ch}d'_0(1 - 2d_0) + d'_0 r_L}{R_{ch}LCp^2 + (r_L R_{ch}C + 2d'_0 L)p + R_{ch}(1 - 2d_0)^2 + 2d'_0 r_L} \right] \widehat{v}_g(p) \quad \text{III.37}$$

En appliquant le théorème de superposition, on établit les fonctions de transfert par rapport à une petite variation de $\widehat{v}_g(p)$ ensuite par rapport à une petite variation de $\hat{d}(p)$ et nous obtenons les relations suivantes :

$$G(p)_{vd} = \left. \frac{\widehat{v}_C(p)}{\hat{d}(p)} \right|_{\widehat{v}_g(p)=0} = \frac{(-2R_{ch}I_L + 2V_C - V_g)Lp + R_{ch}(1 - 2d_0)(2V_C - V_g) + (-2R_{ch}I_L + 2V_C - V_g)r_L}{R_{ch}LCp^2 + (r_L R_{ch}C + 2d'_0 L)p + R_{ch}(1 - 2d_0)^2 + 2d'_0 r_L} \quad \text{III.38}$$

$$G(p)_{v_g} = \left. \frac{\widehat{v}_c(p)}{\widehat{v}_g(p)} \right|_{\widehat{d}(p)=0} = \frac{Ld'_0 p + R_{ch}d'_0(1-2d_0) + d'_0 r_L}{R_{ch}LCp^2 + (r_L R_{ch}C + 2d'_0 L)p + R_{ch}(1-2d_0)^2 + 2d'_0 r_L} \quad \text{III.39}$$

En remplaçant les fonctions (III.38) et (III.39) dans le système (III.36) :

$$\widehat{v}_L(p) = \left[\frac{(d_0 - d'_0)G(p)_{v_g} + d'_0}{Lp + r} \right] \widehat{v}_g(p) + \left[\frac{(2V_C - V_g) + (d_0 - d'_0)G(p)_{vd}}{Lp + r} \right] \widehat{d}(p) \quad \text{III.40}$$

A partir du modèle trouvé, nous pouvons écrire les fonctions de transfert du modèle moyen qui représente le fonctionnement du convertisseur (hacheur) réel au tour d'un point de fonctionnement (équilibre).

III.3.4 Validation du modèle

Afin de valider le modèle trouvée précédemment, nous allons faire une simulation sous MATLAB/SIMULINK en comparant le modèle de connaissance avec le modèle à petits signaux ainsi que le modèle réel. Pour cela, un dimensionnement des éléments passifs de l'impédance est nécessaire [35], la méthode ainsi que le calcul sont présentés dans l'annexe :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_g = 20 \text{ V} \\ f_m = 10 \text{ kHz} \\ d = 0.3 \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} L = 10 \text{ mH} \\ C = 4.7 \text{ mF} \\ R_{ch} = 10 \text{ } \Omega \end{array} \right.$$

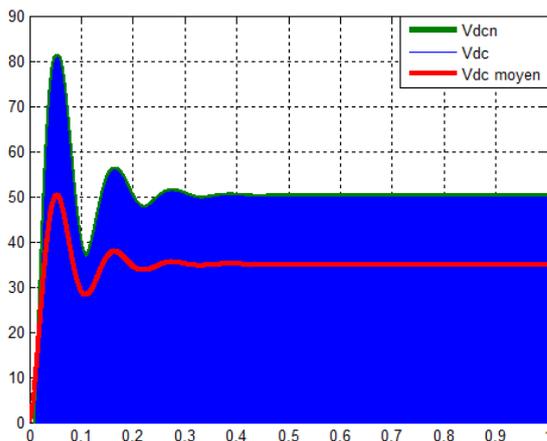


Figure III-9: Tension d'entrée de l'onduleur $f_m=10\text{kHz}$ (Modèle de connaissance).

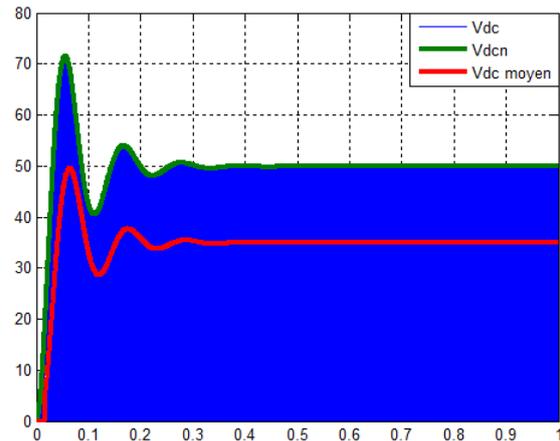


Figure III-10: Tension d'entrée de l'onduleur $f_m=10\text{kHz}$ (Modèle réel).

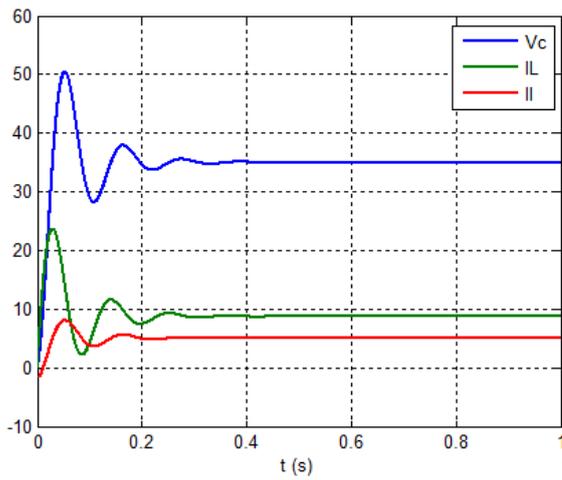


Figure III-11: Variables d'état (Modèle de connaissance).

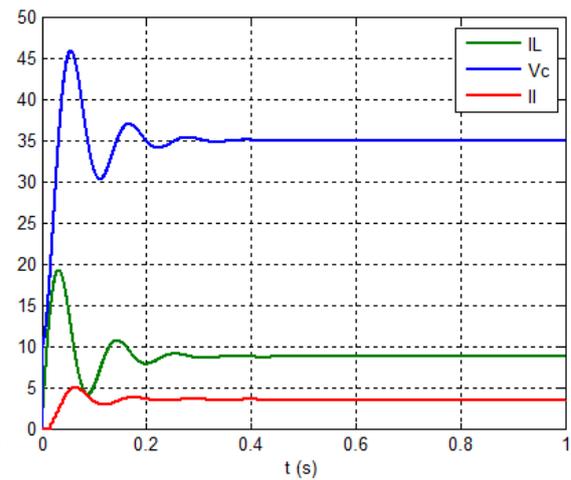


Figure III-12: Variables d'état (Modèle réel).

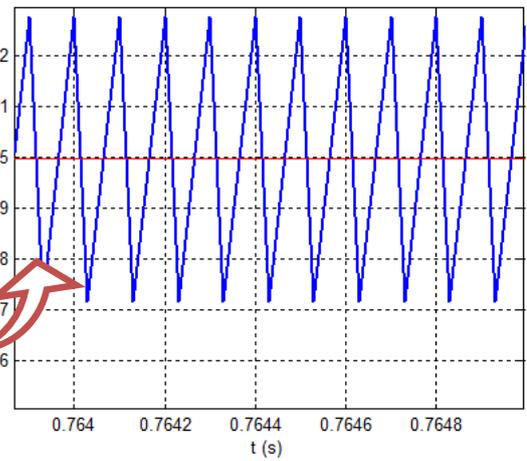
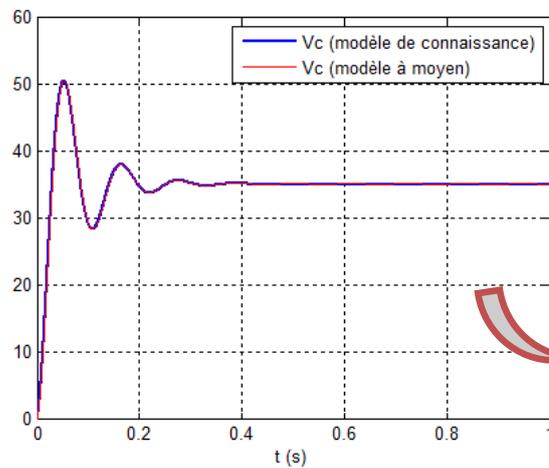


Figure III-13: Allure de la tension V_c .

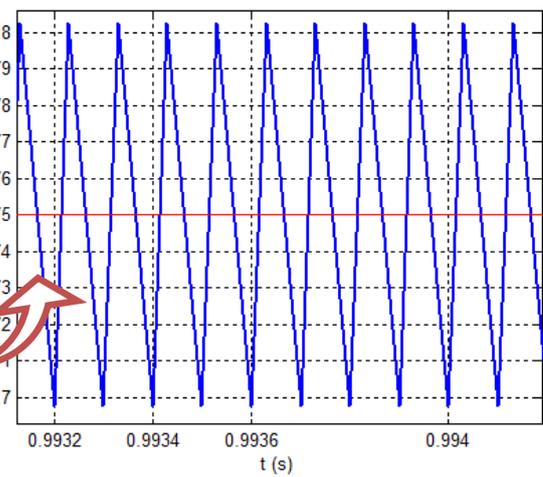
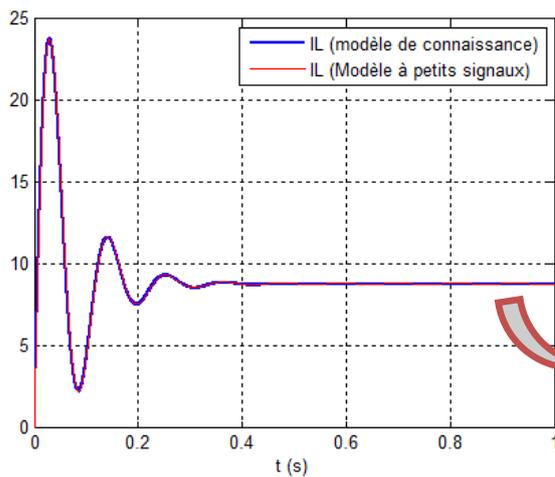


Figure III-14: Allure du courant I_L .

	V_c	i_L	I_l	Δi_L	ΔV_C
Modèle Réel	35	8.69	4.998	10.4%	5%
Modèle d'état	35	8.75	5	10%	3%

Tableau III-2 : Comparaison des résultats de simulation

On constate que la valeur de la tension aux bornes du condensateur est égale à celle calculée analytiquement. Nous remarquons aussi que les résultats du modèle à petits signaux représentent effectivement les valeurs moyennes des variables d'état (V_c , i_L) du modèle exacte, ce qui confirme la validité du modèle à petit signaux dans les deux régimes (transitoire et permanent).

On peut voir à travers les résultats obtenus lors de la simulation que les deux modèles (Réel et de connaissance) donnent les mêmes résultats dans le régime établie (équilibre). Cependant, il y'a une petite différence dans la partie transitoire, elle est dû aux hypothèses prises lors de la modélisation du convertisseur. D'après les résultats obtenus (Tableau III-2), on constate que le taux d'ondulation obtenu est celui désiré, ainsi le dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance présenté en annexe (A.1) nous permet d'obtenir des signaux (courant i_L et tension V_C) moins ondulés.

III.4 Modélisation de l'onduleur triphasé

Après avoir modélisé le fonctionnement « hacheur » de notre convertisseur, nous allons passer dans cette partie au fonctionnement onduleur afin d'analyser et de simuler les grandeurs alternatifs de sortie. Pour cela nous allons remplacer l'interrupteur fictif « S_2 » pris en première partie par les trois bras regroupant les six interrupteurs.

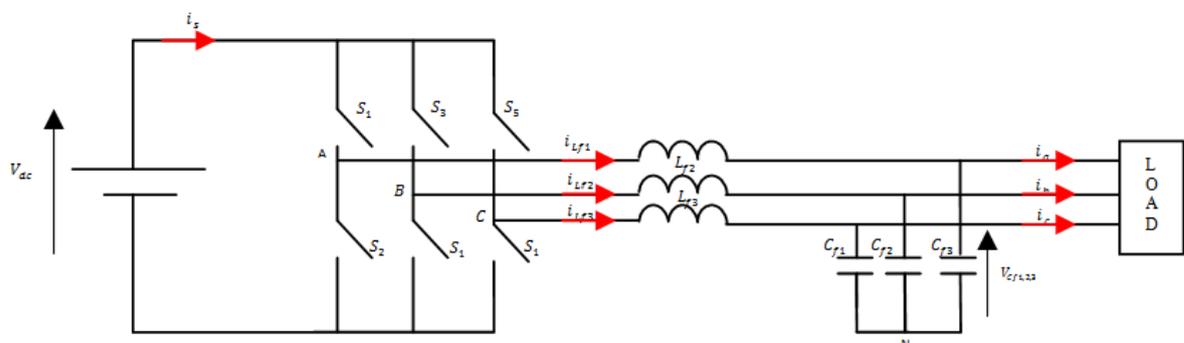


Figure III- 15: Schéma simplifié d'un onduleur à deux niveaux.

III.4.1 Modèle de connaissance (Modèle macroscopique)

On définit les fonctions logiques de connexion par :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1, S_3, S_5 \text{ On et } S_2, S_4, S_6 \text{ Off} \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad \text{III.41}$$

Avec $i \in [1,6]$

Les tensions composées de sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{dc}(S1 - S3) \\ V_{BC} = V_{dc}(S3 - S5) \\ V_{CA} = V_{dc}(S5 - S1) \end{cases} \quad \text{III.42}$$

Par conséquent, les tensions simples s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_A = \frac{V_{dc}}{3}(2S1 - S3 - S5) \\ V_B = \frac{V_{dc}}{3}(2S3 - S1 - S5) \\ V_C = \frac{V_{dc}}{3}(2S5 - S1 - S3) \end{cases} \quad \text{III.43}$$

Ce qui donne la matrice de connexion (M) suivante :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} (M) \times (S) \quad \text{III.44}$$

Le courant i_s à l'entrée de l'onduleur sera donné par la relation suivante :

$$i_s = (I)^T \times (S) = i_a S_1 + i_b S_3 + i_c S_5 \quad \text{III.45}$$

Ce modèle de connaissance est un système hybride résultant d'un produit de la matrice de conversion dont les composantes sont discontinues, ainsi il sera utilisé seulement pour reproduire le fonctionnement assez proche de la réalité pour une durée de simulation conséquente qui est liée à la fréquence de découpage [32].

Afin de récupérer des tensions en sortie de formes sinusoïdales, nous associons à l'onduleur un filtre passif du second ordre ce qui nécessite l'élaboration d'un modèle qui vise le contrôle permanent des tensions de sortie en amplitude et en fréquence.

Pour cela nous introduisant les fonctions génératrices qui représentent le comportement des interrupteurs durant une période « T », données par :

$$S_{ig} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^T S_i(t) dt \quad \text{III.46}$$

$$\begin{bmatrix} L_{f1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{f2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{f3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{f2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{f2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{f3} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \\ i_{Lf3} \\ v_{Cf1} \\ v_{Cf2} \\ v_{Cf3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \\ i_{Lf3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cf1} \\ v_{Cf2} \\ v_{Cf3} \\ i_{ch1} \\ i_{ch2} \\ i_{ch3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{Lf1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{Lf2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{Lf3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \\ i_{Lf3} \end{bmatrix}$$

III.47

Avec :

$$\begin{cases} L_{f1} = L_{f2} \\ r_{Lf1} = r_{Lf2} \\ C_{f1} = C_{f2} \end{cases} \quad \text{III.48}$$

En utilisant le modèle de connaissance défini dans le système d'équation (III.47) et en faisant la transformé de Laplace, on peut établir le modèle en vue de contrôler les tensions alternatives aux bornes de la charge.

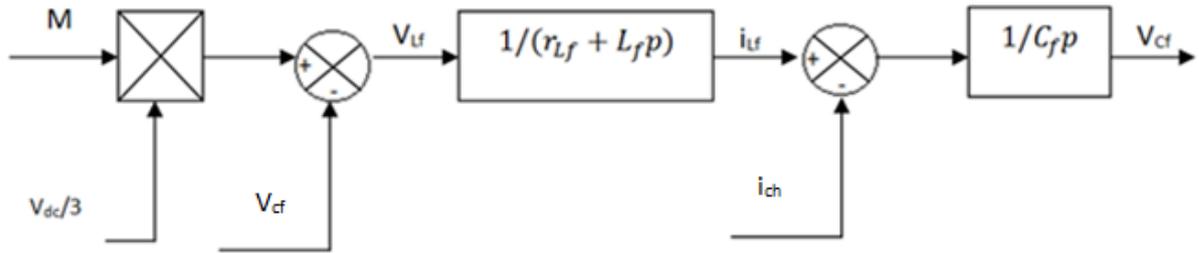
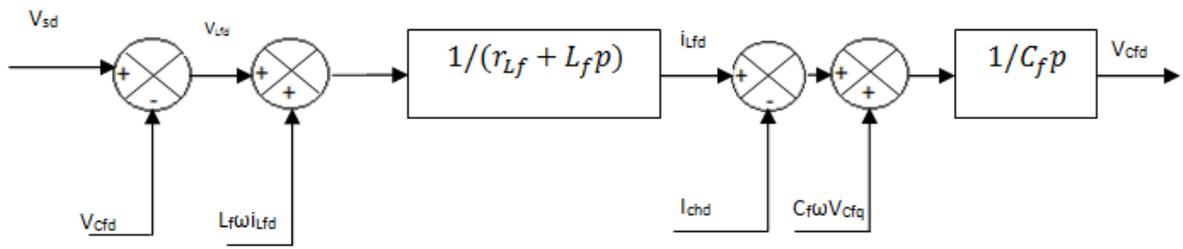


Figure III-16: Modèle de connaissance en vue de contrôler les tensions de sortie.

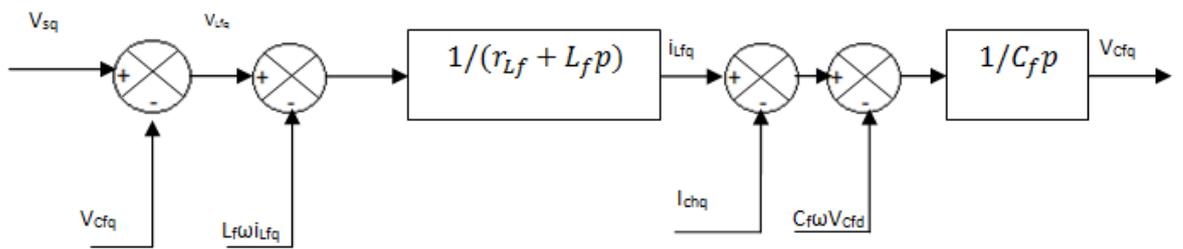
Les tensions représentent les grandeurs à contrôlées cependant, ces grandeurs sont alternatives qui peuvent être contrôlées à l'aide des régulateurs à résonance, mais pour des raisons de simulation, on utilise des régulateurs « PI » qui sont plus précis mais moins rapide que ceux à résonance [32]. On effectue une transformée de Park pour obtenir l'image continue des grandeurs à régulées. Ainsi, dans le repère bidimensionnel « d, q » le modèle devient :

$$\begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \\ v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \\ i_{chd} \\ i_{chq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{Lf} & 0 \\ 0 & r_{Lf} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} L_f \cdot i_{Lfq} \\ -L_f \cdot i_{Lfd} \\ C_f \cdot V_{sq} \\ -C_f \cdot V_{sd} \end{bmatrix} \quad \text{III.49}$$

A partir de ce système d'équation obtenu, nous pouvons établir le schéma bloc du convertisseur en vue de contrôler les tensions de sortie :



a) Modèle de connaissance en vue de contrôler la tension V_{Cfd}



b) Modèle de connaissance en vue de contrôler la tension V_{Cfq}

Figure III-17: Modèle de connaissance en vue de contrôler les tensions de sortie dans le repère d-q.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu analyser le fonctionnement de l'onduleur à structure z-source qui nous a permis d'établir les équations de sortie du convertisseur, ou nous avons pu voir la particularité de ce type de convertisseur qui se caractérise par l'insertion d'un court-circuit (Shoot-through) ce qui nous permet d'obtenir à la sortie des tensions alternatives indépendantes de la tension continue d'entrée.

Aussi, à travers ce chapitre, nous avons établi le modèle moyen du convertisseur qui représente le fonctionnement réel de ce dernier pour un point de fonctionnement donné. Ce modèle nous permet de faire par la suite la synthèse des régulateurs en vue de contrôler le bus continu et les tensions de sortie de l'onduleur.

Chapitre IV

**"Stratégies de commande
d'un onduleur z-source"**

IV.1 Introduction

La différence entre la commande d'un onduleur conventionnel et celui à structure z-source, se trouve dans l'insertion de l'état de court-circuit (shout-through). Cette insertion se fait sur les états de repos du convertisseur sans affecter les états actifs. Selon différentes stratégies, ces dernières ont été développées au fur et à mesure pour les rendre les plus efficaces possible du point de vue technico-économique. Nous allons présenter dans ce chapitre les différentes stratégies de commande à MLI sinusoïdale, et à travers la simulation de chaque stratégie, nous allons élaborer une étude comparative en se basant sur différents critères.

IV.2 Stratégies de commande à MLI sinusoïdale

Le principe général de ces stratégies, est basé sur l'ajout de deux signaux de référence par rapport à la commande MLI traditionnelle, qui permet l'insertion de l'état shouth through.

IV.2.1 Commande d'élévation simple (MLI Simple Boost Control SBC)

IV.2.1.1 Principe de la commande

Cette commande se caractérise par la simplicité de sa mise en œuvre. Elle est basée sur la technique MLI sinusoïdale conventionnelle il suffit juste d'ajouter deux droites de valeur supérieure ou égale à la valeur crête des signaux sinusoïdaux de référence. L'une des droites sera positive notée « V_p » et l'autre négative notée « V_n ». Lorsque la porteuse est supérieure à la droite positive ou inférieure à la droite négative, le court-circuit est généré au niveau de l'onduleur, dans le cas contraire l'onduleur fonctionne comme un onduleur à MLI traditionnelle [32] [36].

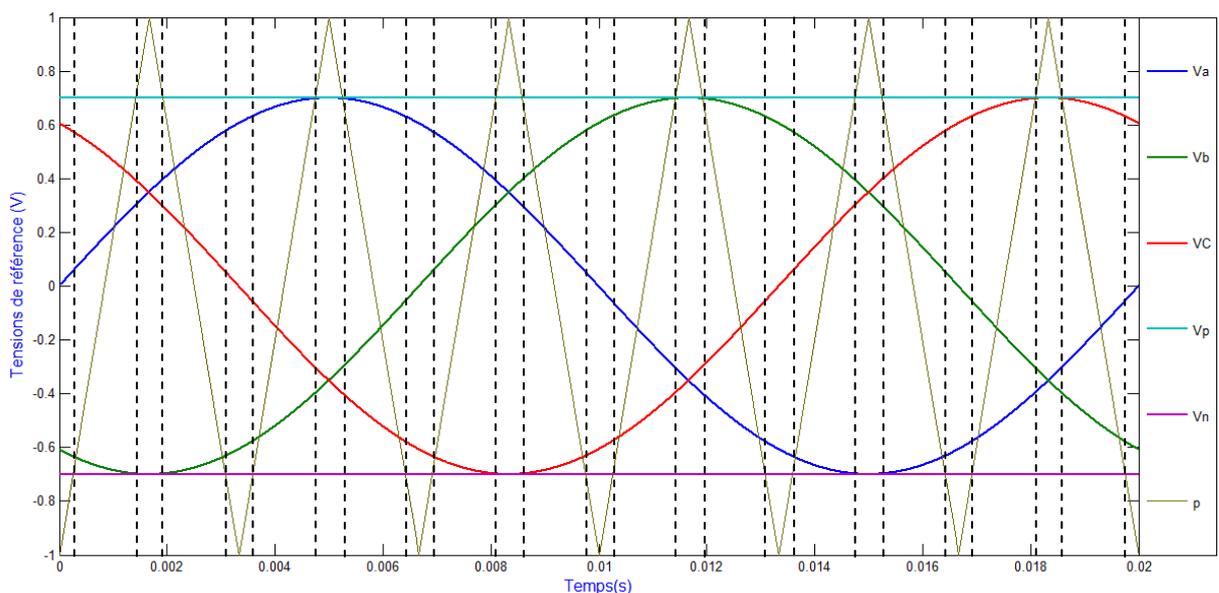


Figure. IV-1 : Les signaux de commande de la stratégie SBC.

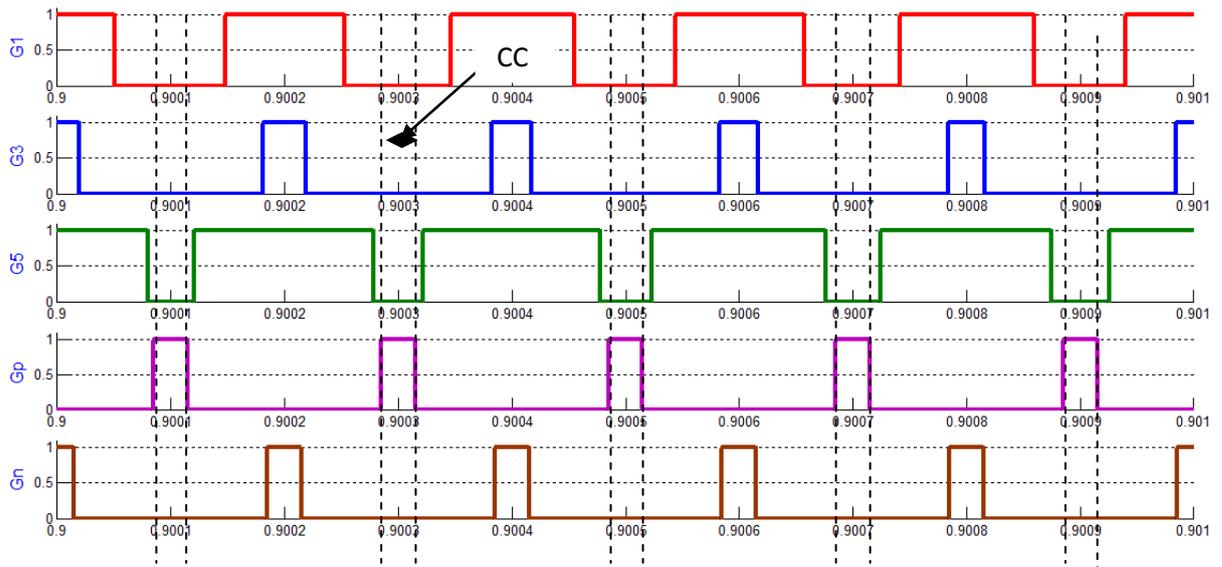


Figure. IV-2 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (SBC).

IV.2.1.2 Calcul du facteur de survoltage B

Le rapport cyclique « d » dans cette technique de commande est lié indirectement au rapport des amplitudes « r » exprimé par :

$$d = 1 - r \tag{IV.1}$$

Cela peut être établi en prenant les équations des deux droites du signal porteur qui sont égales à :

$$\begin{cases} A_1 = \frac{4}{T} \cdot t - 1 \\ A_2 = -\frac{4}{T} \cdot \left(t - \frac{T}{2}\right) + 1 \end{cases} \tag{IV.2}$$

La durée « T₀ » représente le temps d'application du court-circuit est finalement la période ou les deux droites A₁ et A₂ rencontre la droite « V_p » ou la droite « V_n ». Si on suppose qu'à un instant t₁ la droite A₁ rencontre la droite V_p ce qui nous permet d'écrire :

$$r = \frac{4}{T} t_1 - 1 \tag{IV.3}$$

Aussi à un instant t₂ la droite A₂ rencontre la droite V_p ce qui nous permet d'écrire

$$r = -\frac{4}{T} \left(t_2 - \frac{T}{2}\right) + 1 \tag{IV.4}$$

En faisant la somme de (IV.3) et (IV.4) nous trouvons l'équation suivante :

$$2r - 2 = \frac{4}{T}(t_1 - t_2) \tag{IV.5}$$

Mais comme nous savons que :

$$(t_2 - t_1) = \frac{T_0}{2} \tag{IV.6}$$

L'équation (IV.5) devient :

$$\frac{T_0}{T} = d = 1 - r \tag{IV.7}$$

En ayant l'expression du rapport cyclique approprié à cette technique, nous allons juste le remplacer dans les expressions (III.14) et (III.15) ainsi nous trouvons :

$$\left\{ \begin{array}{l} B = \frac{1}{2r-1} \\ G = \frac{r}{2r-1} \\ B = 2G - 1 \end{array} \right. \tag{IV.8}$$

A partir de cette dernière relation nous allons tracer les caractéristiques de « G » en fonction de « r » et de « B » en fonction de « G » (figure IV-3).

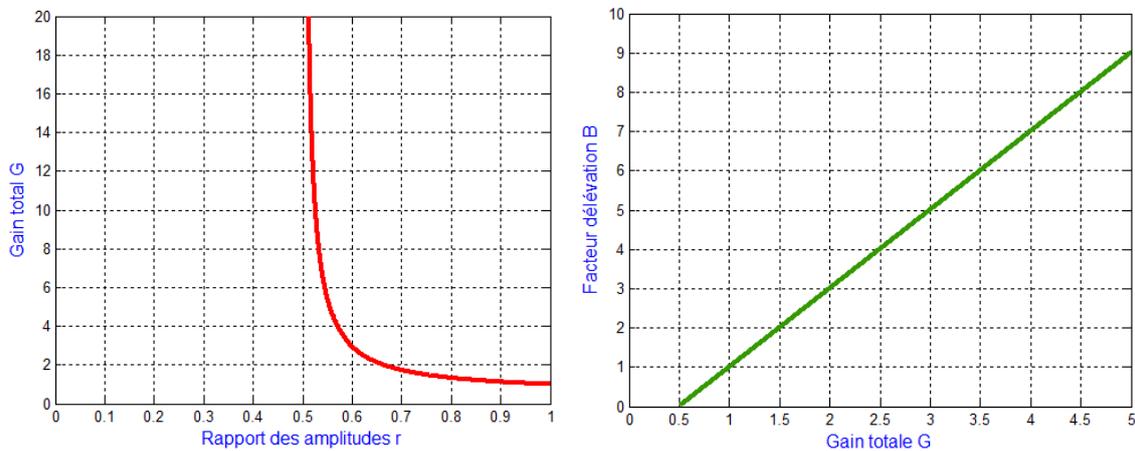


Figure. IV-3 : Les Caractéristiques $G=f(r)$ et $B=f(r)$ de la stratégie SBC.

A partir de ces caractéristiques, on remarque que plus « r » ait des valeurs réduites plus le gain est grand et par conséquent le facteur «B » aura des valeurs grandes. Ainsi ce qui induit des tensions d'entrées d'onduleur V_{dc} importantes aux bornes des interrupteurs bloqués lors des états actifs du convertisseur, ce qui se présente comme une contrainte majeure pour cette technique. Cette contrainte sera prise en compte lors du dimensionnement de l'onduleur.

IV.2.1.3 Résultats de Simulation

Afin de valider cette technique une simulation à été faite sous l'environnement MATLAB/SIMULINK en ayant les paramètres suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_g = 20V \\ r = 0.7 \\ f_m = 5kHz \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} L = 10 \text{ mH} \\ C = 4.7 \text{ mF} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} r_f = 24 \text{ m}\Omega \\ L_f = 26.06 \text{ mH} \\ C_f = 30 \text{ }\mu\text{F} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} d = 0.3 \\ B = 2.5 \\ G = 1.75 \end{array} \right. \quad R_{ch}=10 \Omega$$

En utilisant les expressions analytiques précédentes on trouve les résultats théoriques suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dc} = 50 \text{ V} \\ V_c = 35 \text{ V} \\ V_{max} = 17.5 \text{ V} \end{array} \right.$$

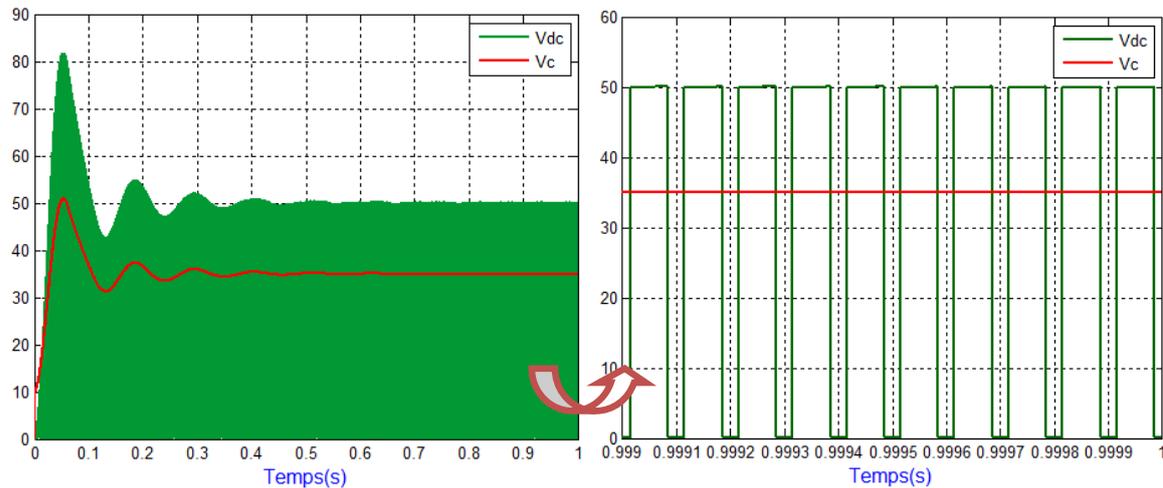


Figure. IV-4 : Allures des tensions Vdc et Vc (SBC).

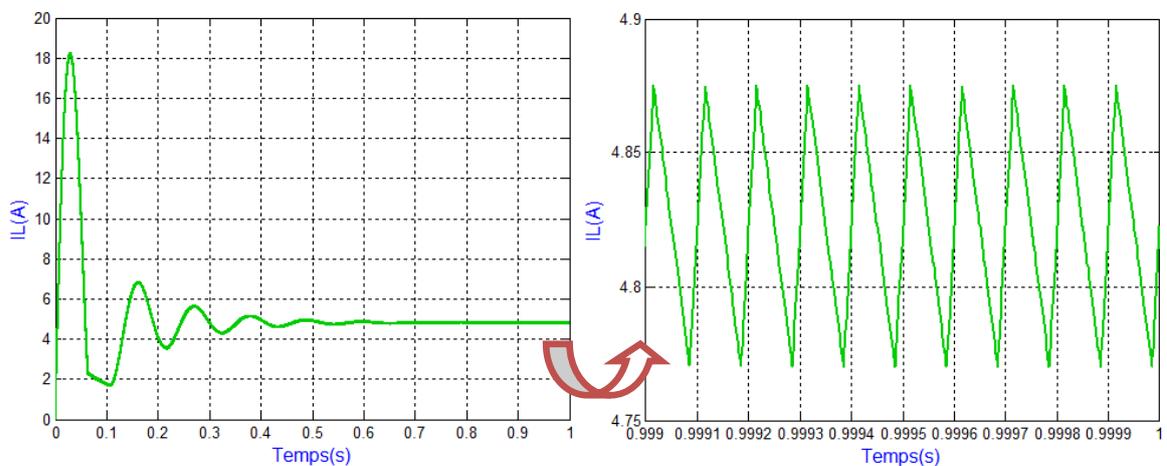


Figure. IV-5: Allure du courant passant par l'inductance (SBC).

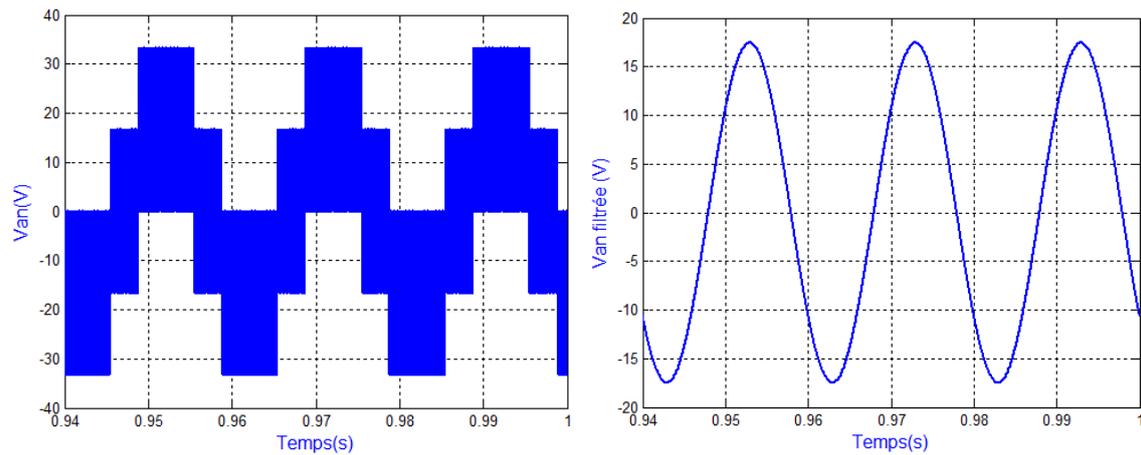


Figure. IV-6 : Allure de la tension simple V_{an} (SBC).

On voit bien que les résultats obtenus par la simulation sont identiques à ceux obtenus analytiquement. On constate que les ondulations du courant passant par l'inductance sont acceptables.

IV.2.2 Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Contrôle MBC)

IV.2.1.1 Principe de la commande

Le principe de cette stratégie est similaire à celle qui la précède, sauf les deux signaux supplémentaire qui sont obtenus par le maximum et le minimum des signaux de référence. Lorsque la porteuse est supérieure au signal maximum (V_p) ou inférieure au signal minimum (V_n), le court-circuit est généré au niveau de l'onduleur (Figure. IV-7).

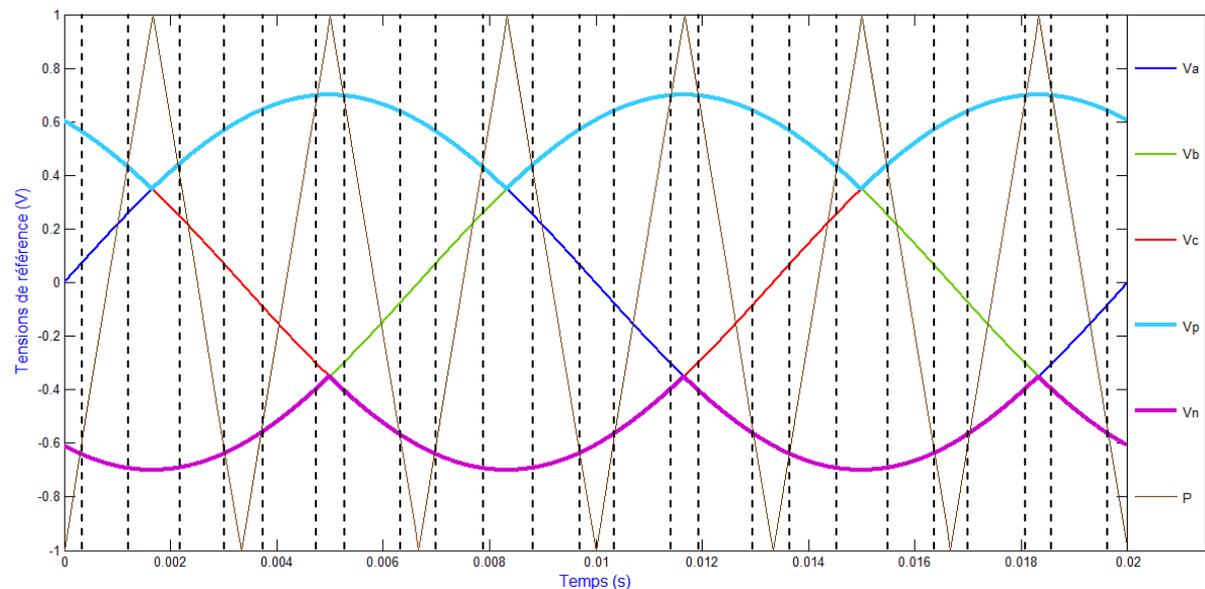


Figure. IV-7 : Les signaux de commande de la stratégie Maximum Boost (MBC).

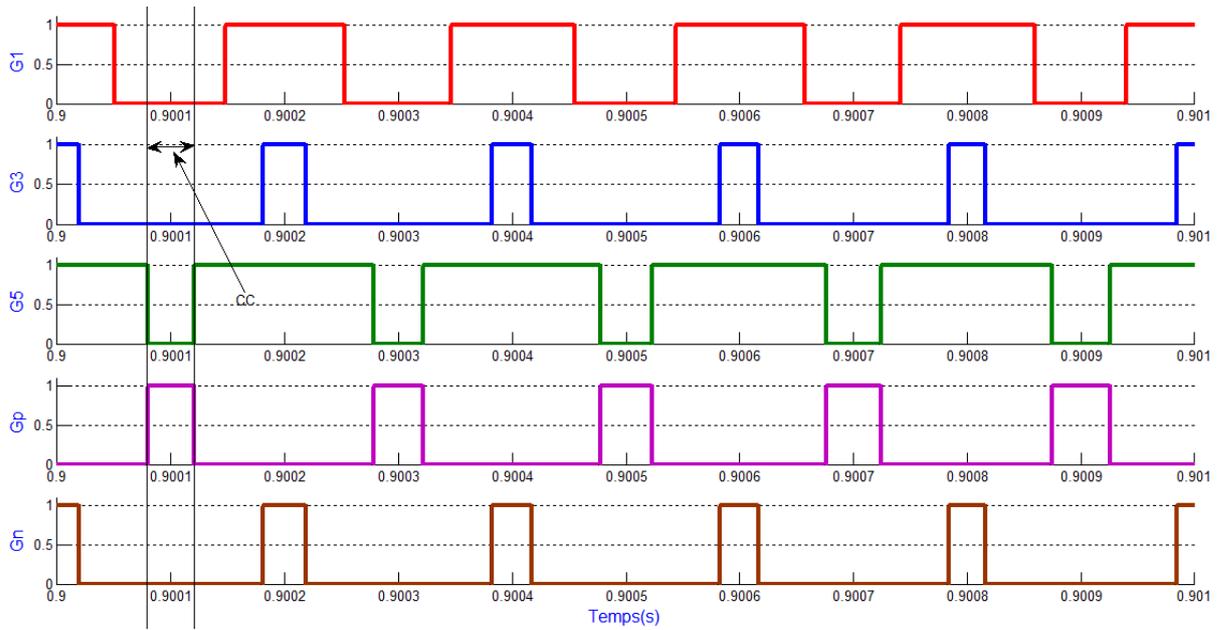


Figure. IV-8 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MBC).

IV.2.2.2 Calcul du facteur de survoltage B

A partir de la figure (IV-7) on peut déduire les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{T_1}{T} = \frac{1}{4}(1 - v_a) \\ \frac{T_2}{T} = \frac{1}{4}(1 + v_b) \end{cases} \quad \text{IV.9}$$

En remplaçant v_a et v_b par leurs expressions, on aura les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{T_1(\theta)}{T} = \frac{1}{4}(1 - r\sin(\theta)) \\ \frac{T_2(\theta)}{T} = \frac{1}{4}(1 + r\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad \text{IV.10}$$

Tel que :

$$2T_1(\theta) + 2T_2(\theta) = T_{st} \quad \text{IV.11}$$

Donc on peut déduire l'expression de $d(\theta)$ comme suit :

$$d(\theta) = \frac{T_{st}}{T} = 1 - \frac{r}{2}(\sin(\theta) - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) \quad \text{IV.12}$$

En simplifiant on trouve :

$$d(\theta) = \frac{T_{st}}{T} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad \text{IV.13}$$

Alors :

$$\begin{cases} d_{max} = d\left(\theta = \frac{\pi}{3}\right) = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \\ d_{min} = d\left(\theta = \frac{\pi}{6}\right) = 1 - \frac{3}{4} \cdot r \end{cases} \quad \text{IV.14}$$

Le rapport cyclique « d » dans cette stratégie est toujours maximal par rapport à la stratégie SBC et ce, quelle que soit la valeur du r. La variation de « d » dans chaque période de commutation engendre des ondulations très importantes du courant traversant l'inductance « L ». La valeur moyenne de « d », peut être calculée par l'intégrale suivante [32] :

$$\bar{d} = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left(1 - \frac{r}{2} \left(\sin(\theta) - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right) d\theta \quad \text{IV.15}$$

Ce qui nous donne :

$$\bar{d} = \frac{3}{\pi} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{r}{2} \sqrt{3}\right) = 1 - \frac{3\sqrt{3}r}{2\pi} \quad \text{IV.16}$$

On peut déduire le rapport de survoltage B comme suit :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{1-2d} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}r-\pi} \\ G = \frac{r \cdot \pi}{3\sqrt{3}r-\pi} \\ B = \frac{3\sqrt{3} \cdot G - \pi}{\pi} \end{cases} \quad \text{IV.17}$$

On trace les graphes de variation du gain total G en fonction du rapport des amplitudes r, aussi la variation du facteur d'élévation B en fonction du gain totale G.

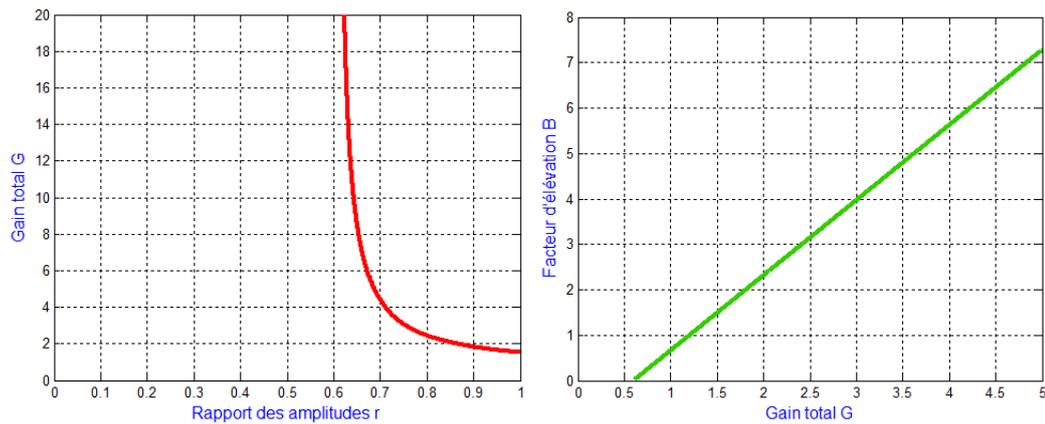


Figure. IV-9 : Les Caractéristiques $G=f(r)$ et $B=f(r)$ de la stratégie MBC.

A partir de la figure (IV-9), on constate que le gain total augmente avec la diminution du rapport des amplitudes r , tel qu'il tend vers l'infini si on se rapproche de la valeur $r=0.6$.

S'agissant de la deuxième caractéristique, on peut affirmer que le maximum du G est obtenu pour des valeurs de r importantes et par conséquent les valeurs de B ne sont pas très élevées, ceci génère des tensions V_{dc} acceptables aux bornes des interrupteurs bloqués pendant les états actifs de l'onduleur. Ce point présente un avantage majeur de cette stratégie, néanmoins les ondulations du courant traversant les deux inductances sont très importantes [32].

IV.2.2.3 Calcul des ondulations du courant i_L

Pour calculer les ondulations du courant traversant l'inductance, le modèle du circuit est donné par la figure (IV-10) :

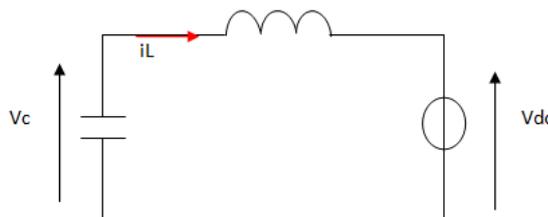


Figure IV-10 : Modèle du circuit.

Ainsi nous avons l'équation suivante :

$$\overline{V_{dc}} = V_c = (1 - d_0) \cdot B \cdot V_g \tag{IV.18}$$

D'après le système d'équation (IV-14), le rapport cyclique admet deux valeurs crêtes (maximale et minimale) et comme la tension aux bornes de la capacité est constante alors, on peut approximer la variation de la tension aux bornes de l'inductance par [37] :

$$\Delta V_L = V_{dcmax} - V_{dcmin} \tag{IV.19}$$

En utilisant les expressions (IV-14) et (IV-18), on abouti à l'équation suivante :

$$\Delta V_L = \frac{\left(\frac{\sqrt{3}-3}{2}\right)M\pi}{3\sqrt{3}M-\pi} V_{dc} \tag{IV.20}$$

Sachant que :

$$\Delta i_L = \frac{\Delta V_L}{6\omega L} = \frac{(2\sqrt{3}-3)M\pi}{24(3\sqrt{3}M-\pi)\omega L} V_{dc} \tag{IV.21}$$

On remarque que pour obtenir des ondulations faibles de courant, la valeur de l'inductance doit être assez élevée, par conséquence le coût du convertisseur sera élevé.

IV.2.2.4 Résultats de Simulation

Les mêmes paramètres sont utilisés pour la stratégie précédente (SBC). En utilisant les expressions analytiques précédentes on trouve les résultats suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dc} = 126.75 \text{ V} \\ V_C = 73.36 \text{ V} \\ V_{max} = 44.1 \text{ V} \end{array} \right.$$

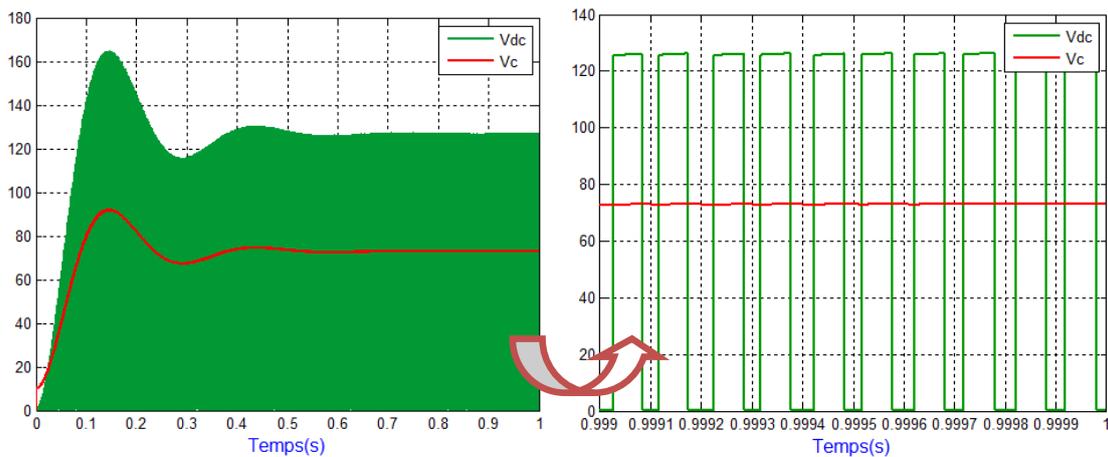


Figure. IV-11 : Allures des tensions Vdc et Vc (MBC).

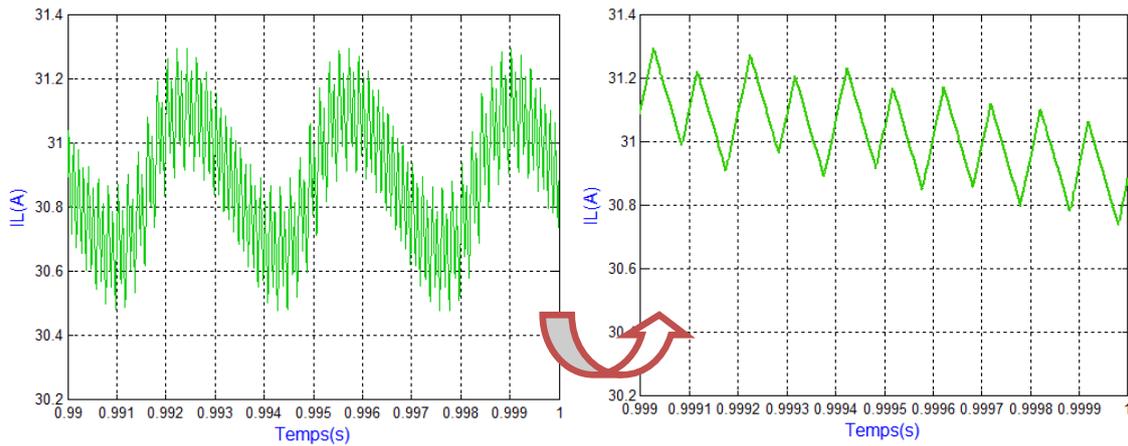


Figure. IV-12 : Allure du courant passant par l'inductance (MBC).

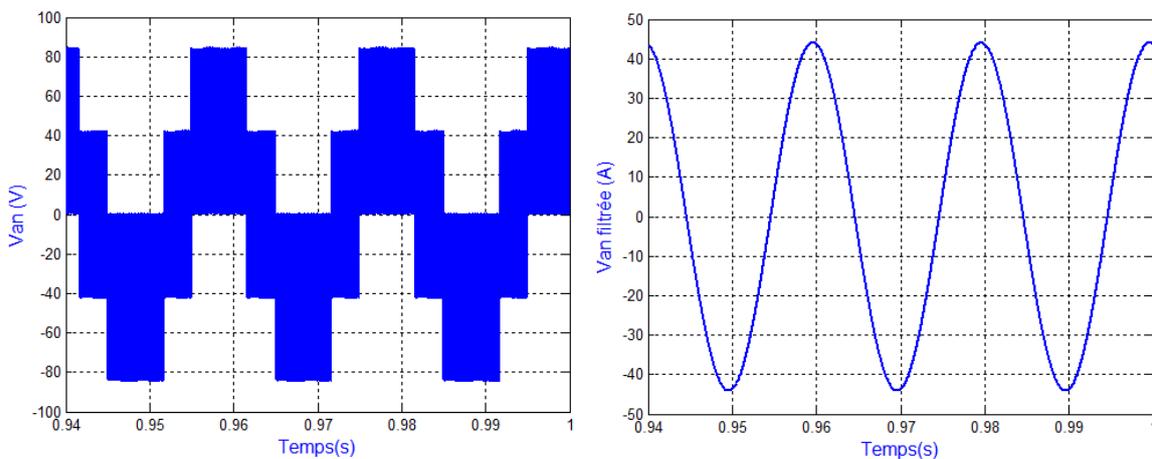


Figure. IV-13 : Allure de la tension simple Van (MBC).

On voit bien que les résultats obtenus par la simulation sont identiques à ceux obtenus analytiquement. Le gain de l'onduleur pour cette stratégie est assez grand à cause du transfert total de l'état zéros à l'état court-circuit. Ce dernier permet de réduire la commutation des interrupteurs et par conséquent, d'augmenter la durée de vie de ces derniers en réduisant ainsi les pertes par commutation. Les ondulations du courant sont importantes et cela à cause de la variation de la durée de l'état de court-circuit, cette ondulation est de période $\theta = \frac{\pi}{3}$.

IV.2.3 Commande d'élévation maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC)

IV.2.3.1 Principe de la commande

Le principe est basé sur la modification des signaux de référence par l'injection de l'harmonique trois du fondamentale. Les deux signaux supplémentaires « Vp » et « Vn » sont constantes. Le principe reste le même que la stratégie SBC, sauf que le maximum et le minimum des signaux de référence diminue.

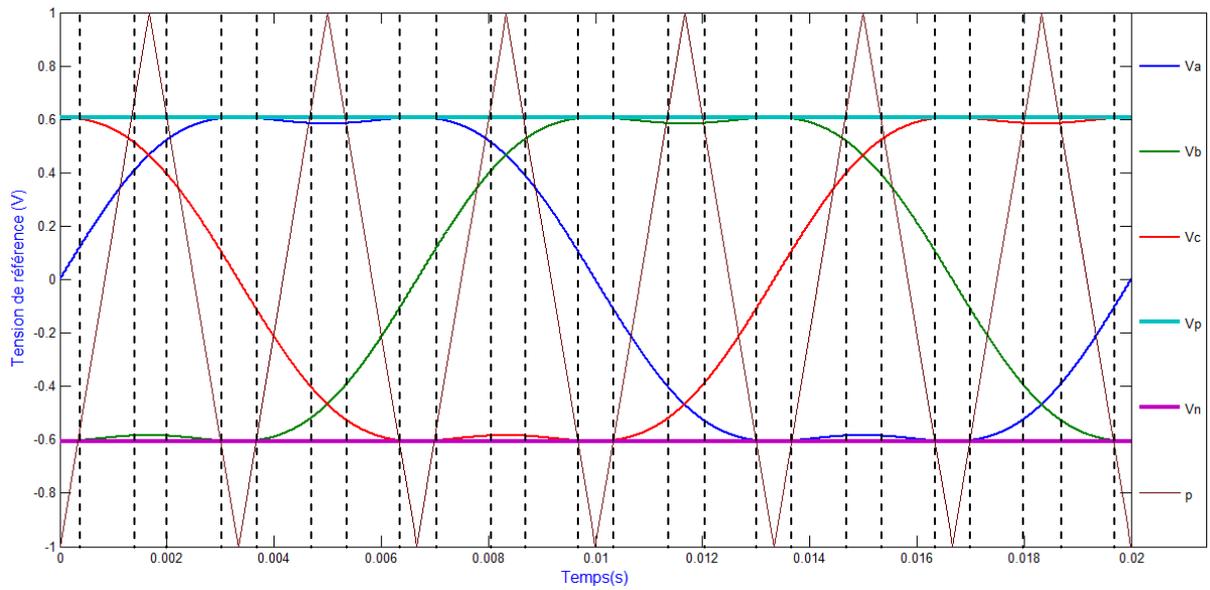


Figure. IV-14 : Principe de la commande Maximum Constant Boost (MCBC).

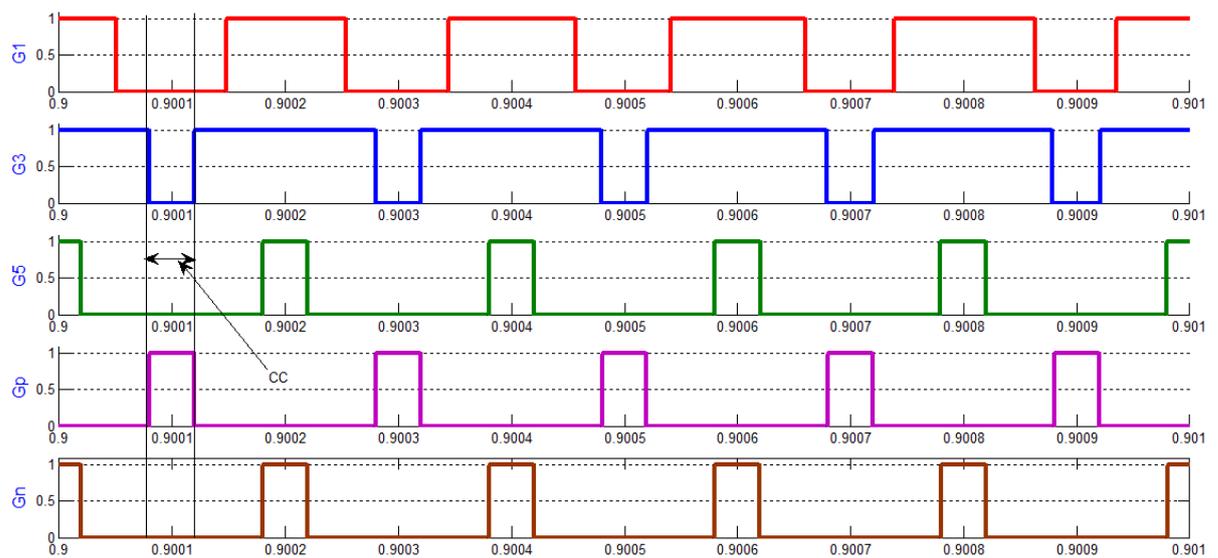


Figure. IV-15 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MCBC).

IV.2.3.2 Calcul du facteur de survoltage B

L'expression de l'harmonique trois pour la tension Va est donnée comme suit :

$$h_3(t) = a \sin(3\theta) \tag{IV.22}$$

On prend : $a = \frac{r}{6}$

L'expression du nouveau signal de référence sera comme suit :

$$\dot{V}_a(t) = V_a(t) + h_3(t) = r \sin(\theta) + \frac{r}{6} \sin(3\theta) \tag{IV.23}$$

L'amplitude maximale de ce signal est $\frac{\sqrt{3}}{2}r$, donc on peut déduire que :

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}}{2}r \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2}r \end{cases} \tag{IV.24}$$

On peut déduire l'expression de « d », en procédant de la même façon que la stratégie SBC.

Alors :

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}r \tag{IV.25}$$

Et par suite :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3}.r-1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3}.r-1} \\ B = \sqrt{3}.G - 1 \end{cases} \tag{IV.26}$$

On trace les graphes de variation du gain total G en fonction du rapport des amplitudes r, aussi la variation du facteur d'élévation B en fonction du gain totale G.

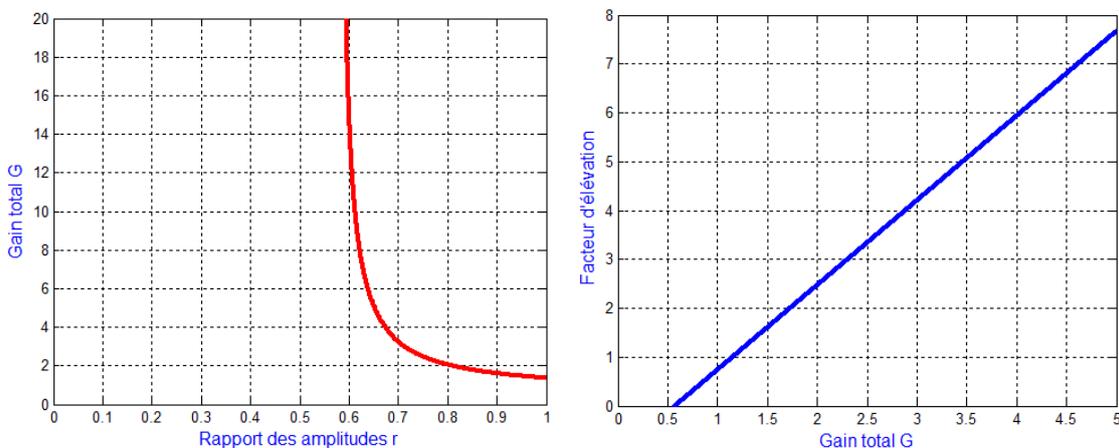


Figure. IV-16 : Les Caractéristiques $G=f(r)$ et $B=f(G)$ de la stratégie MCBC.

A partir de la figure. (IV-15), on constate que la caractéristique $G=f(r)$ de l'onduleur pour la stratégie MCBC est comprise entre celles des deux stratégies précédentes.

IV.2.3.3 Résultats de Simulation

Les paramètres utilisés sont les même que ceux utilisés pour la stratégie SBC.

On utilise les expressions analytiques précédentes, on trouve les résultats suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} d = 0.39 \\ B = 4.7 \\ G = 3.29 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} V_c = 57 \text{ V} \\ V_{dc} = 94 \text{ V} \\ I_L = 17.2 \text{ A} \end{array} \right.$$

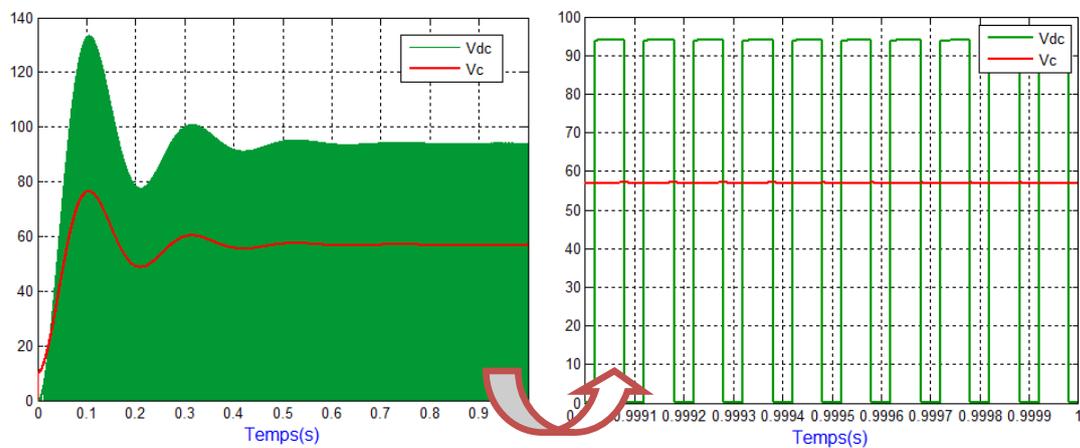


Figure. IV-17 : Allures des tensions Vdc et Vc (MCBC).

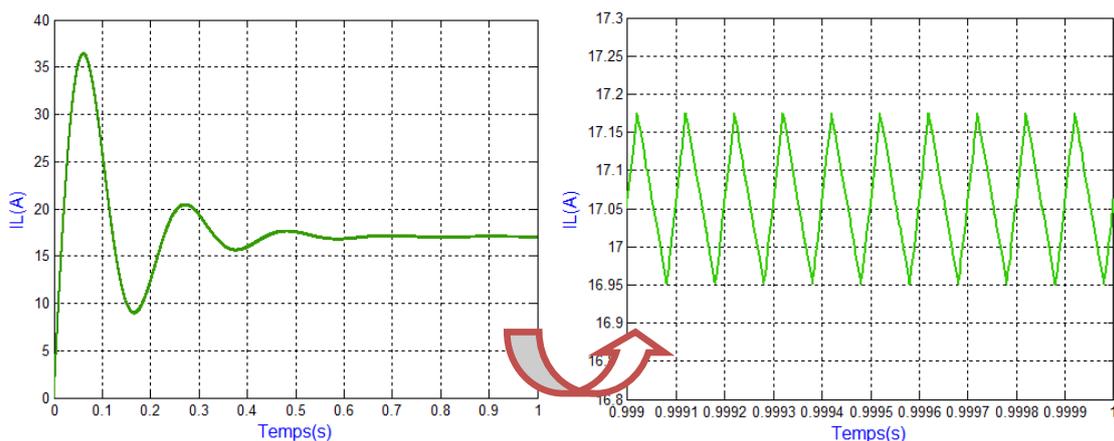


Figure. IV-18 : Allure du courant passant par l'inductance (MCBC).

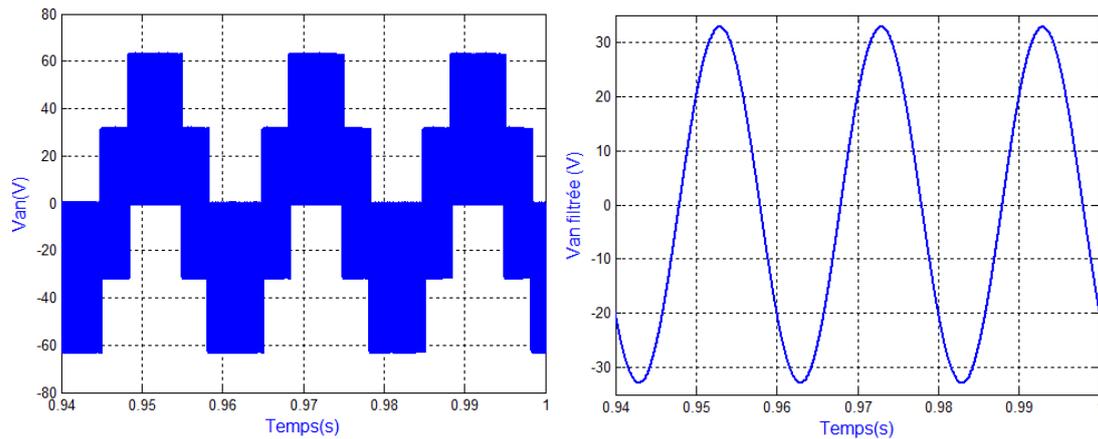


Figure. IV-19 : Allure de la tension simple V_{an} (MCBC).

On voit bien que les résultats obtenus par la simulation sont semblables à ceux obtenus analytiquement. Le gain de l'onduleur est plus ou moins grand par rapport aux stratégies précédentes à cause de l'augmentation de la durée de court circuit par rapport à la stratégie SBC et cela par l'injection de l'harmonique trois qui a fait diminuer l'amplitude des signaux de référence. Les harmoniques aussi sont acceptables dans cette stratégie à cause de la segmentation équitable de la durée de l'état court circuit.

IV.3 Tension de claquage (V_{stress})

Cette caractéristique est l'un des éléments clés pour comparer entre les différentes stratégies de commande du ZSI. Pour examiner la tension inverse appliquée à travers les dispositifs de commutation lors des états actifs du convertisseur, cette tension constitue un élément important à prendre en considération lors du dimensionnement de l'onduleur, de plus elle est continue ce qui rend la tâche plus difficile vu qu'elle n'y a pas de passage par zéro et donc l'arc crée aux bornes de l'interrupteur ne s'éteint pas. Une tension continue équivalente est présentée, elle est définie comme étant la tension minimum requise pour que l'onduleur conventionnel de tension produise la tension de sortie désirée ($G.V_g$). Ainsi, on définit le rapport entre la tension d'entrée de l'onduleur (V_{dc}) et la tension de sortie désirée comme étant le facteur de claquage « K_{stress} » qui représente le coût que le ZSI doit payer pour réaliser le survoltage. [37]

Pour les trois stratégies de commande citées précédemment, le facteur de claquage est présenté comme suit :

$$\begin{cases} k_{stress} = \frac{BV_g}{GV_g} = 2 - \frac{1}{G} & MLISBC \\ k_{stress} = \frac{BV_g}{GV_g} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} - \frac{1}{G} & MLIMBC \\ k_{stress} = \frac{BV_g}{GV_g} = \sqrt{3} - \frac{1}{G} & MLICMB \end{cases} \quad \text{IV.27}$$

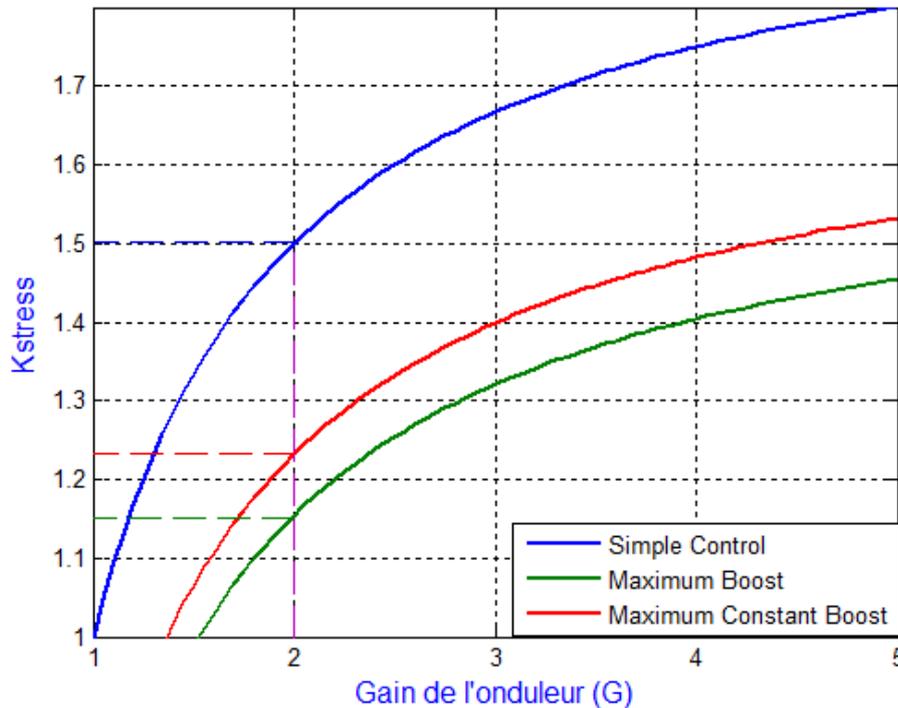


Figure IV-20 : Variation de Kstress en fonction du gain pour les différentes stratégies de commande du ZSI.

La tension de claquage de la commande simple boost est la plus grande parmi les trois stratégies de commande. Dans cette stratégie, on n'a pas utilisé tous les états zéros le long de la période de commutation, par conséquent la tension inverse appliquée aux interrupteurs est relativement grande [38]. En revanche la maximum boost offre la tension de claquage la moins grande parmi les deux autres stratégies. Cependant, la maximum boost engendre d'importantes fluctuations de courant des inductances. La commande constante maximum boost applique une tension inverse sur les interrupteurs de valeur inférieure à celle du simple boost, et en même temps elle engendre moins de fluctuations de courant comparée à la méthode maximum boost.

IV.4 Etude de la variation du THD suivants les différentes stratégies

Un onduleur idéal devrait fournir une tension alternative sinusoïdale. Cependant, les onduleurs réels produisent une onde de tension non-sinusoïdale et contient donc un certain nombre d'harmoniques. Pour les applications à faible et à moyenne puissance, une tension alternative à onde carrée ou à onde quasi-carrée est acceptable, cependant pour les puissances élevées la forme de l'onde de tension doit être sinusoïdale de faible distorsion. Grâce à la disponibilité de nouveaux composants à semi-conducteurs rapides et de forte puissance, il est possible de minimiser ou de réduire les harmoniques que contient l'onde de tension [20].

IV.4.1 Définitions des harmoniques

Selon la norme EN 50160, une tension harmonique est une tension sinusoïdale dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale de la tension d'alimentation [40]. L'origine de ces harmoniques est liée à la présence de charge non linéaire, dans notre cas c'est le convertisseur lui-même qui est considéré comme étant une charge non linéaire à cause des interrupteurs qui commutent durant toute la période.

Tout signal périodique peut être décomposé en série de Fourier, c'est-à-dire la somme de signaux dont la fréquence est multiple de la fréquence du signal fondamentale (signal d'origine 50 Hz).

$$S(t) = \sum(S_0 + S_1(2\pi f_1) + S_2(2\pi \cdot 2 \cdot f_1) + \dots + S_n(2\pi \cdot n \cdot f_1)) \tag{IV.28}$$

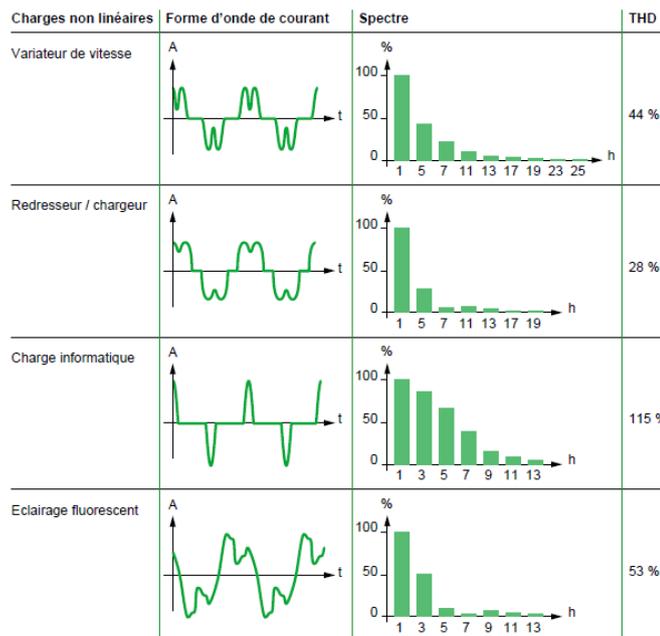


Figure IV-21 : Caractéristiques de quelques générateurs d'harmonique [40].

IV.4.2 Classification des harmoniques

La classification des harmoniques se fait selon leur rang, leur fréquence et leur sens, selon le tableau suivant nous prenons « n=9 »

Rang	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Fréquence	50	100	150	200	250	300	350	400	450
Sens	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Tableau IV-1 : Classification des harmoniques.

- Le rang est un nombre entier défini par rapport de sa fréquence à la fréquence du fondamental. Les harmoniques impairs sont présents dans les installations électriques, industriels et dans les bâtiments à usages commerciaux. Les harmoniques de rang pairs n'existent que si le signal est asymétrique, en présence d'une composante continue [41].
- Le sens peut être positif, négatif ou nul. Dans le cas d'un moteur asynchrone triphasé avec neutre câblé, les harmoniques de sens positif créent un couple pulsant de même sens que celui créé par le fondamental. Il en découle une surintensité dans le moteur, source d'échauffements qui réduisent sa durée de vie et qui risquent de diminuer le niveau d'isolement des enroulements du moteur avec risques de panne. Dans tout les cas ils sont la cause d'échauffements dans les câbles, les moteurs, les transformateurs etc. Les harmoniques de sens négatif créent un couple pulsant de sens opposé à celui créé par le fondamental ralentissant de ce fait la machine et provoque des échauffements. Les harmoniques de sens nul appelés homopolaires n'ont pas d'effet sur la rotation des machines mais s'additionnent dans le conducteur neutre. Le conducteur neutre sera parcouru par 3 fois plus de courant sur le rang 3, 6, 9 que chacun des conducteur de phase. Ils engendrent échauffement dans les conducteurs, dégradation des matériels et destruction des batteries de condensateurs [42] [43].

IV.4.3 Définition du THD

Le THD (Total Harmonic Distorsion) le taux de distorsion ou encore appelé distorsion harmonique totale, est défini comme étant le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale. Il peut s'appliquer soit au courant ou à la tension. Il permet la quantification des harmoniques présents dans le signal en un point donné. Il peut dépasser les 100% dans le cas ou la contribution des harmoniques est supérieurs à celle du fondamentale.

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_n^2}}{H_1} \cdot 100 \quad \text{IV.29}$$

En l'absence d'harmoniques, le THD est nul cela signifie que plus on se rapproche de cette valeur plus le signal se rapproche d'une sinusoïde parfaite. Dans la pratique un THD inférieure à 10-15% constitue une bonne référence. [41]

IV.4.4 Variation du THD en fonction de l'indice de réglage

Afin d'effectuer une comparaison entre les trois stratégies, il est important de fixer une certaine valeur du rapport cyclique de court-circuit « d_0 », et varier la valeur de l'indice de réglage « r » tout en respectant les valeurs limites (selon les caractéristiques trouvées précédemment). Toutefois, la « MBC » ne permet pas de faire cette étude vue qu'elle est caractérisée par un transfert total des états de repos. Les résultats sont représentés dans les tableaux suivants :

r	V_{aneffi} (V)	THD (%)
0.65	12.61	112.41
0.7	13.59	104.96
0.75	14.56	98
0.8	15.53	91.51
0.85	16.5	85.42
0.9	17.47	79.63
0.95	16.39	74
1	15.54	68.59

Tableau IV-2 : Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie SBC.

r	V_{aneffi} (V)	THD (%)
0.65	12.61	112.41
0.7	13.59	104.96
0.75	14.56	98
0.8	15.53	91.51
0.85	16.5	85.42
0.9	17.47	79.63
0.95	16.39	74
1	15.54	68.59

Tableau IV-3 : Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MBC.

r	V_{aneffi} (V)	THD (%)
0.65	12.62	112.32
0.7	13.6	104.89
0.75	14.57	97.94
0.8	15.54	91.53
0.85	16.51	85.42
0.9	17.48	79.53
0.95	18.46	73.99
1	19.42	68.59

Tableau IV-4 : Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MCBC.

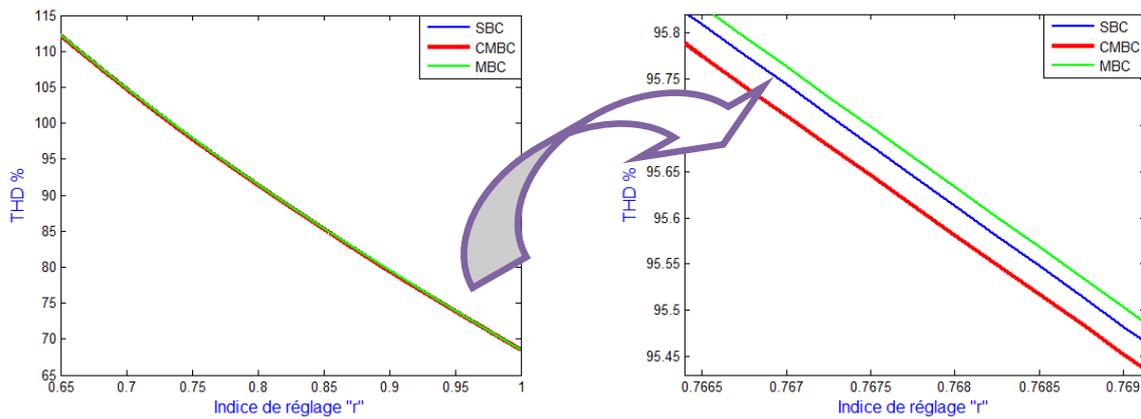


Figure IV-22 : Variation du THD en fonction de l'indice de réglage « r » (zoom)

D'après la figure (IV-25), on remarque bien que la variation du THD en fonction de l'indice de réglage est presque la même pour les trois stratégies, et cela peut être justifié par une petite différence dans la variation du fondamentale. Nous allons fixer une valeur de 'd' et comparer le fondamentale des trois stratégies. Les résultats sont représentés dans la figure (IV-26).

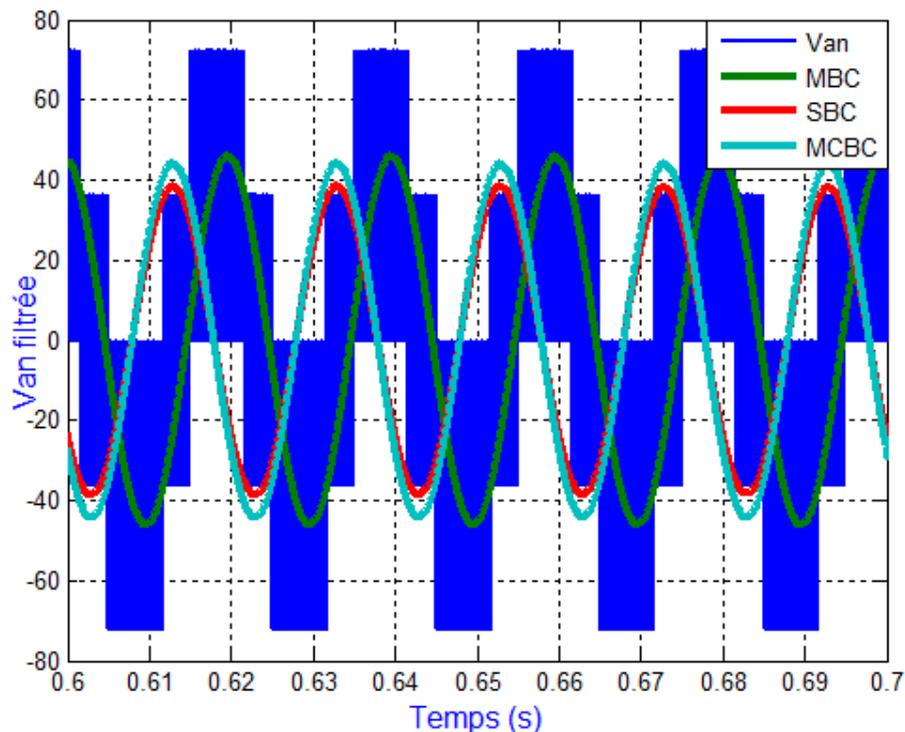


Figure IV-23 : Tension simple de sortie (Van) pour les trois stratégies (d=0.2).

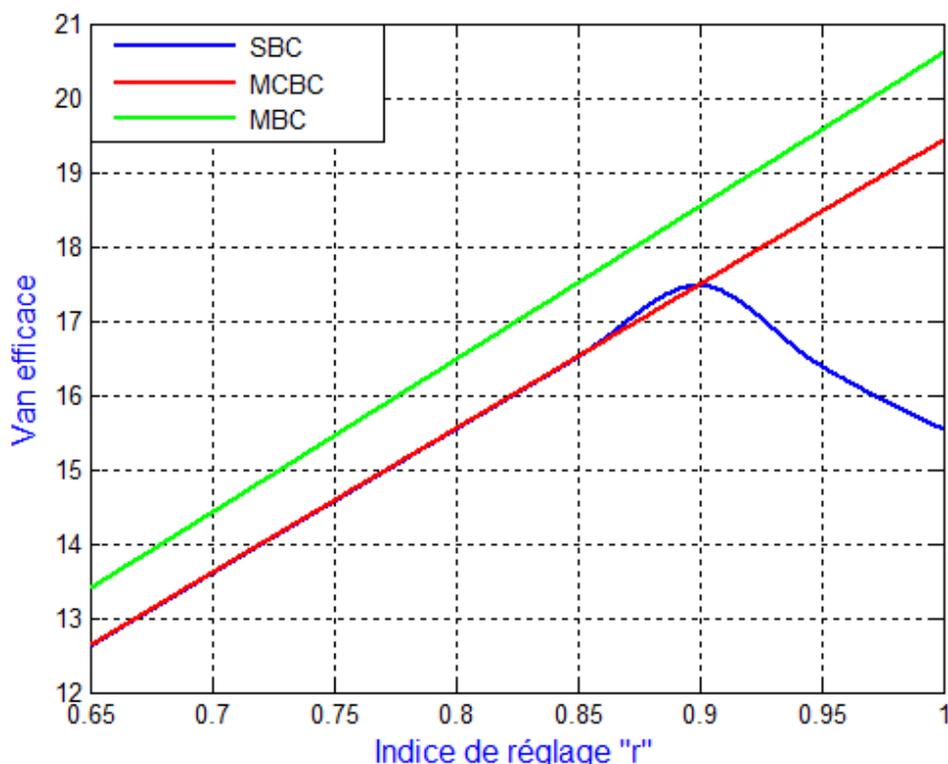


Figure IV-24 : Variation des tensions efficaces en fonction de r (d=0.1).

La variation du fondamentale en fonction de l'indice de réglage nous donne une idée sur la plage de variation de la vitesse dans le cas où la charge est une machine (ex : Commande d'une machine asynchrone). D'après la figure (IV-27) la variation est linéaire pour la stratégie MCBC. Ce qui concerne la SBC la variation est linéaire pour un 'r' allant de 0.65 jusqu'à 0.9, pour que r aie à la valeur de « 1 », il faut impérativement changer la valeur de 'd', ce qui nous fait perdre la linéarité. Pour la MBC, cette variation est linéaire cependant, « d » varie en fonction de r pour que le transfert des états de repos en courts-circuits reste total.

IV.4.5 Elimination des harmoniques

L'élimination de ces harmoniques se fait soit par filtrage actif ou par filtrage passif. On cherche à diminuer le plus possible l'amplitude des harmoniques de rang faible car les harmoniques de rang élevé sont faciles à filtrer (un onduleur est toujours suivi d'un filtre passe-bas). Sur charge inductive, ce sont les harmoniques de rang faible qui génèrent les courants les plus importants [20] ($I_n = \frac{V_n}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_1^2 n^2}}$).

Dans notre cas nous associons à l'onduleur un filtre passe-bas et d'après l'analyse spectrale nous pouvons voir l'efficacité de ce filtre vis-à-vis de ces harmoniques :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_f = 24 \text{ m}\Omega \\ L_f = 26.06 \text{ mH} \\ C_f = 30 \text{ }\mu\text{F} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} V_g = 44\text{V} \\ d = 0.3 \\ r = 0.7 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} R = 10 \text{ }\Omega \\ f_m = 7.5 \text{ kHz} \end{array} \right.$$

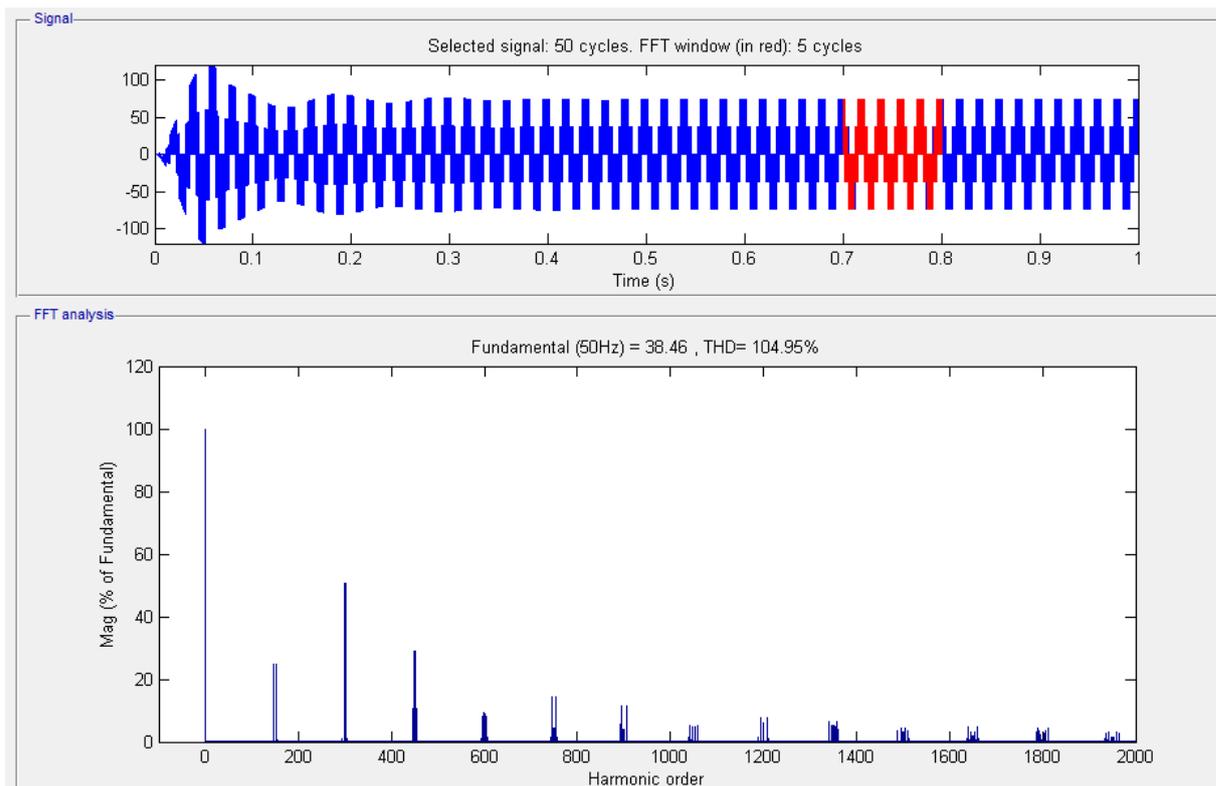


Figure IV-25 : Spectre de la tension simple Van avant le filtrage

D'après l'analyse spectrale on remarque bien qu'avant de placer le filtre, le regroupement du paquet d'harmoniques se fait au tour des fréquences multiple de l'indice de modulation qui est de l'ordre de 150, d'où la valeur du taux de distorsion en tension est très importante, elle atteint les 104.95% qui veut dire que notre signal est riche en harmoniques. Le filtre associé à l'onduleur est un filtre passe bas dont le diagramme de Bode est le suivant :

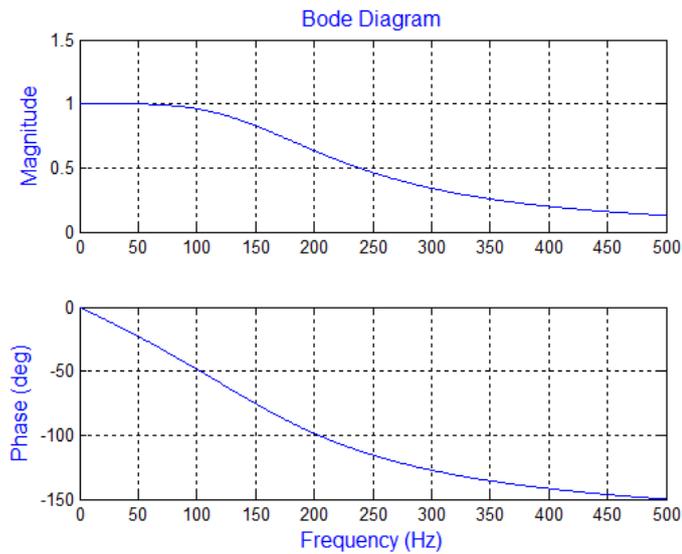


Figure IV-26: Diagramme de Bode du filtre de fréquence de coupure $f_c=180\text{Hz}$.

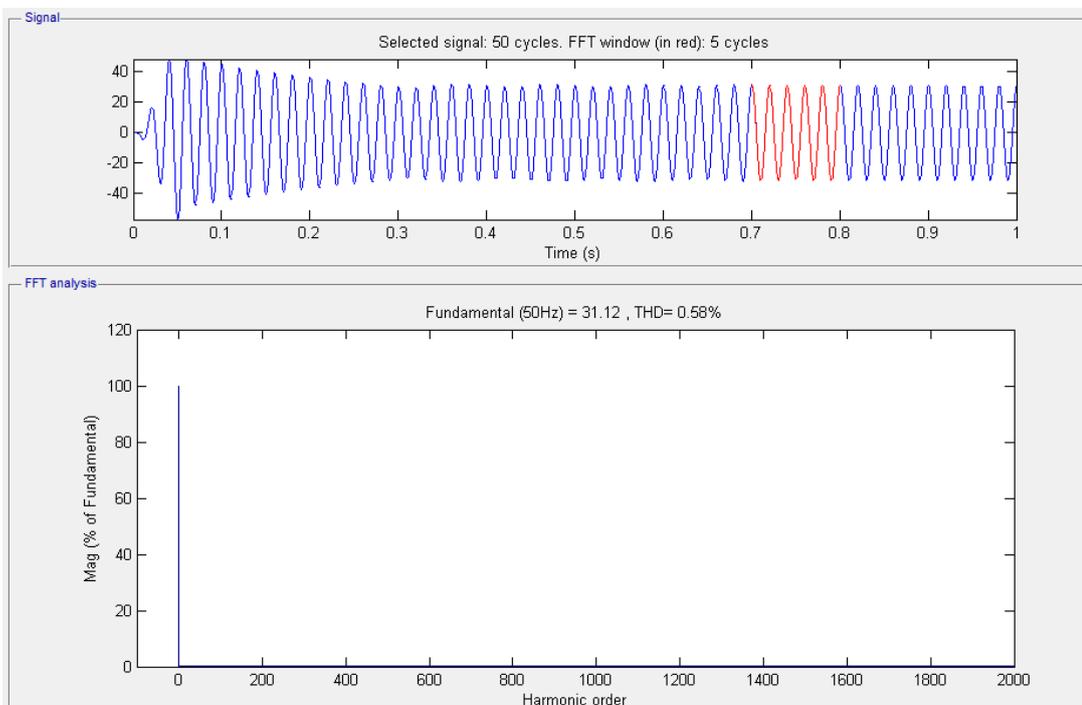


Figure IV-27 : Spectre de la tension simple V_{an} après filtrage.

D'après le spectre trouvé, on voit bien que les paquets d'harmoniques trouvés précédemment à été éliminées par l'insertion du filtre passe-bas de fréquence de coupure égale à 180Hz.

IV.5 Etude comparative entre les différentes stratégies à MLI sinusoïdale

Cette étude va se résumée sur les deux tableaux suivants afin de récapituler tout ce qui a été vue précédemment.

	SBC	MBC	MCBC
d	$1 - r$	$1 - \frac{3\sqrt{3}r}{2\pi}$	$1 - \frac{\sqrt{3}r}{2}$
B	$\frac{1}{2r - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}r - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}r - 1}$
G	$\frac{r}{2r - 1}$	$\frac{\pi r}{3\sqrt{3}r - \pi}$	$\frac{r}{\sqrt{3}r - 1}$
V_{dc}	$(2G - 1)Ve$	$(\frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi})Ve$	$(\sqrt{3}G - 1)Ve$

Tableau IV-5 : Relation analytique entre les différents paramètres pour chaque stratégie.

	SBC	MBC	MCBC
Les Points communs	Ils ont tous la même base, C'est la MLI sinusoïdale.		
	Pendent l'état de court-circuit, tout les interrupteurs de l'onduleur se ferment simultanément.		
	La caractéristique THD=f(r) est identique		
	Ils présentent une simplicité dans leurs principes.		
Les points différents	Ondulations du courant traversant l'inductance acceptables.	Ondulations du courant traversant l'inductance importantes.	Ondulations du courant traversant l'inductance acceptables.
	Présente le facteur de survoltage le moins élevé.	Présente le facteur de survoltage le plus élevé.	Présente un facteur de survoltage entre les deux stratégies (SBC et MBC) .
	Présente le K-stress le plus élevé	Présente le K-stress le mois élevé	Présente un K-stress acceptable

Tableau IV-6 : Comparaison entre les déférentes stratégies à MLI sinusoïdale.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les différentes stratégies de commande de l'onduleur à structure Z-source qui sont dérivées de la commande à modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale en insérant l'état de court-circuit. Nous avons fait une comparaison entre ces stratégies sur différents critères, notamment le gain du convertisseur, la qualité du signal de sortie (THD et ondulations) ainsi que les contraintes appliquées au convertisseur en vue d'obtenir les tensions de sorties souhaitées...etc. Cette comparaison permet d'aider au choix de la stratégie adoptée pour l'étude du système globale (Chaîne photovoltaïque).

D'après cette étude, nous avons trouvé que la Maximum Constant Boost Control offre le meilleur compromis entre les différents critères cités précédemment et serait un choix recommandable pour le système étudiée vue les performances qu'elle offre du point de vue technico-économique.

Chapitre V

"Insertion de l'onduleur
z-source dans la chaîne PV"

V.1 Introduction

Ce chapitre consiste à introduire l'onduleur z-source dans un système multi-source en mode isolé (GPV, Système de stockage). Nous allons faire un contrôle des différentes grandeurs (Continues et alternatives) afin d'adapter cet onduleur à la chaîne étudiée en optimisant le rendement énergétique du GPV.

V.2 Topologie de la chaîne photovoltaïque

La topologie du système en question est formée par l'interconnexion de deux convertisseurs. Un hacheur réversible en courant qui consiste à réguler le bus continu indirectement par le contrôle de la tension aux bornes du condensateur, et un onduleur z-source qui assure deux fonctions, la première est l'optimisation du rendement énergétique du GPV en introduisant la commande MPPT, et cela pendant la durée des états zéros de l'onduleur. Tandis que la deuxième fonction est similaire à un onduleur classique. Une régulation des tensions de sortie de l'onduleur est faite à fin de maintenir la tension aux bornes de la charge constante en terme d'amplitude et de fréquence. Cette topologie est illustrée dans la figure suivante (V-1) :

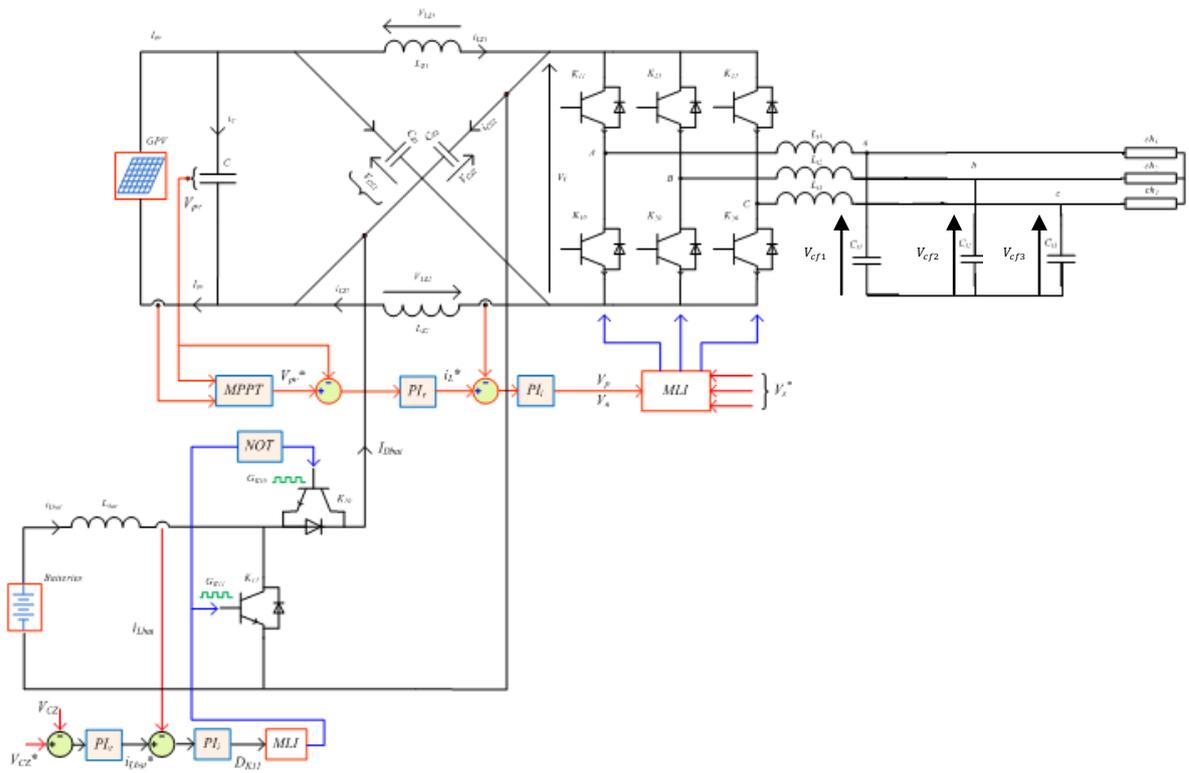


Figure V-1 : Schéma synoptique de la chaîne PV [32].

V.3 Insertion d'élément de stockage

Le système de stockage est un élément indispensable dans la chaîne photovoltaïque en site isolé. Un dimensionnement adéquat de ces unités de stockage permet de garantir l'autonomie du site puisqu'elles constituent une réserve lorsque les sources produisent en excédent, et en le restituant lorsqu'elles ne produisent pas assez. Le principe de conservation de puissance impose qu'aux pertes près, la puissance produite par les sources corresponde à la somme de la puissance consommée par l'utilisateur, et de celle absorbée par le système lui-même. Une solution de stockage est obligatoire pour assurer cet équilibre. [43]

Dans le système étudié, nous avons choisit d'utiliser comme unité de stockage, les batteries d'accumulateurs à base de Lithium-Ion (Li-Ion) vue qu'il présente une très haute densité énergétique, une faible auto-décharge et l'absence de besoin de maintenance [43]. Nous allons faire une modélisation de la batterie ainsi qu'un dimensionnement du parc de stockage correspondant au site isolé, qui est ajouté en annexe.

V.3.1 Modélisation d'une batterie

Nous modélisons un élément de batterie Li-Ion suivant la figure (V-2). Le modèle est composé d'une source idéale « V_{Be} » en série avec une résistance « r_t ». L'ensemble est en parallèle avec une capacité « C_{DL} » en série avec une deuxième résistance « r_{HF} ».

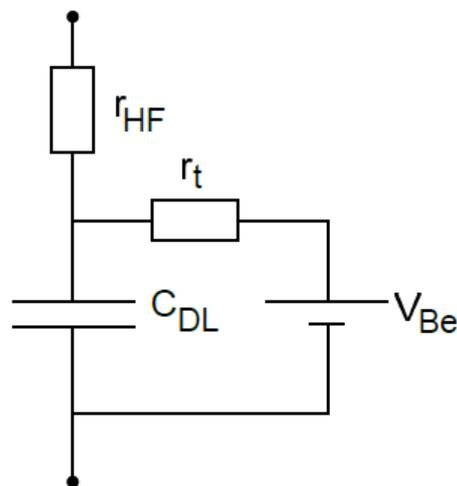


Figure V-2 : Modèle d'un élément de batterie Li-Ion [43].

Pour une valeur de tension souhaitée, nous associons « n » éléments en série avec les paramètres suivants : $r_{tot}=nr_t$, $C_{DL}=C_{DL}/n$, $V_B=nV_{Be}$, et $r_{HF}=n.r_{HF}$. Dans le cadre de la synthèse de commande, nous utiliserons un modèle plus simplifiée qui se rapproche du modèle exacte, en utilisant le modèle de Thévenin équivalent qui est définit par :

$$\begin{cases} V_{BTh} = \frac{nV_{Be}}{1+jr_tC_{DL}\omega_e} \\ Z_{BTh} = n \left(\frac{r_t}{1+jr_tC_{DL}\omega_e} + r_{HF} \right) \end{cases} \quad V.1$$

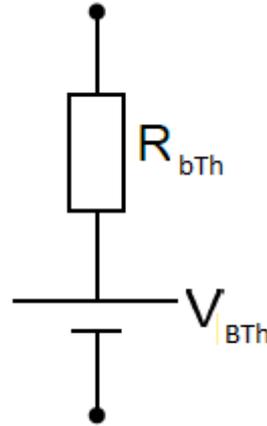


Figure V-3 : Modèle de Thévenin équivalent [43].

Cependant, ce modèle ne prend pas en considération l'état de charge de la batterie qui est déjà définis dans le chapitre (I). Aucune variation des paramètres de la batterie n'est prise en considération malgré qu'elles doivent exister sur le long terme vue que les variations météorologiques ainsi que la consommation existe réellement.

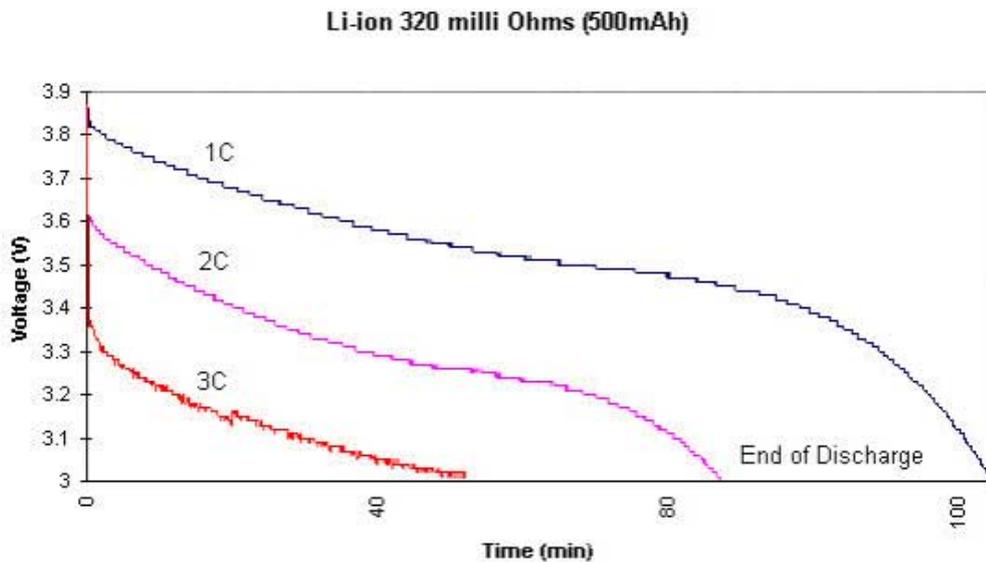


Figure V-4 : Modèle de charge-décharge d'un banc de batterie Li-Ion [44].

A partir de ce profile, on peut fixer la valeur de la tension entre V_{Bmax} qui marque la fin de charge des batteries et V_{Bmin} située au niveau du coude, qui marque la fin de la décharge des batteries. Lors de la simulation, nous utiliserons le modèle simplifié en admettant que les batteries ne sont pas en fin de charge ou de décharge ($80\% < SoC < 90\%$).

Enfin, nous avons vu précédemment que les batteries pouvaient perdre en capacité de stockage plus rapidement si elles subissaient de forts pics de courant. Or, nous pouvons déduire de la modélisation détaillée figure (V-2) la fonction de transfert entre V_{dc} et V_{Be} , afin d'identifier ce qui est réellement "visible" par les batteries [44] :

$$\frac{V_{CDL}}{V_{dc}} = \frac{1}{1+j\omega_e C_{DL} r_{HF}} \quad V-2$$

Ainsi la pulsation de coupure est à $\omega_c = \frac{1}{C_{DL} r_{HF}}$ ce qui correspond à une fréquence égale à $f_c = \frac{1}{2\pi.(C_{DL} r_{HF})}$, à partir de celle-ci, le courant à stocker est de moins en moins stocké par les batteries.

V.4 Contrôle du bus continu

Pour effectuer le contrôle du bus continu, nous devons établir un model moyen pour l'hacheur réversible en courant en vue de contrôler la tension aux bornes du condensateur.

V.4.1 Modélisation du hacheur réversible en courant

Le hacheur en question est représenté par la figure suivante (V-5), il est constitué par deux interrupteurs bidirectionnels en courant formant une cellule de commutation :

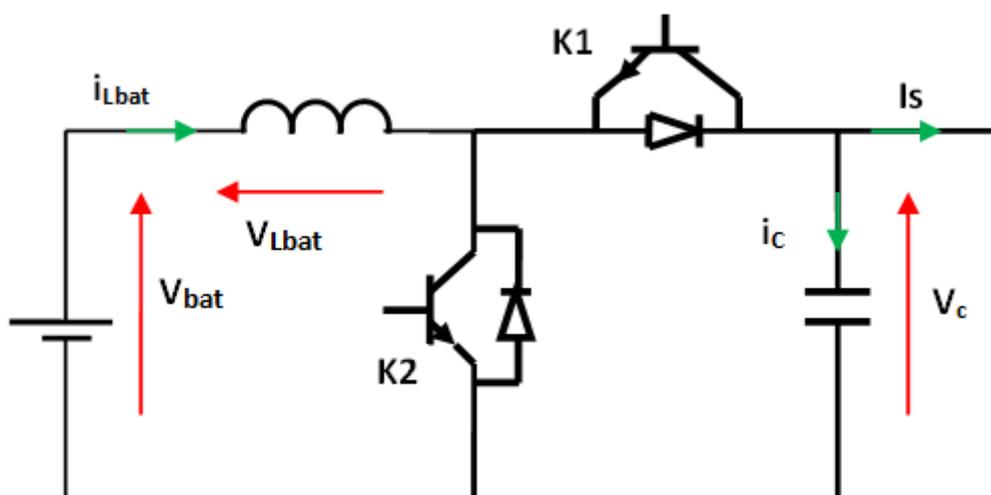


Figure V-5 : Circuit électrique du hacheur réversible en courant.

On distingue deux configurations selon le mode de fonctionnement de la batterie, c'est-à-dire en mode charge i_{Lbat} est négatif et en mode décharge il est positif, il y a que le signe qui va être inversé. De plus, on sait que les deux IGBT forment une cellule de commutation (ils sont complémentaires), alors il suffit d'établir le modèle d'une seule configuration.

Nous allons établir le modèle de l'hacheur en considérant que la batterie fonctionne en mode décharge ($i_{Lbat} > 0$). Dans ce mode, l'IGBT de l'interrupteur K_2 est commandé (hacheur boost), cette configuration est représentée dans la figure suivante (V-6) :

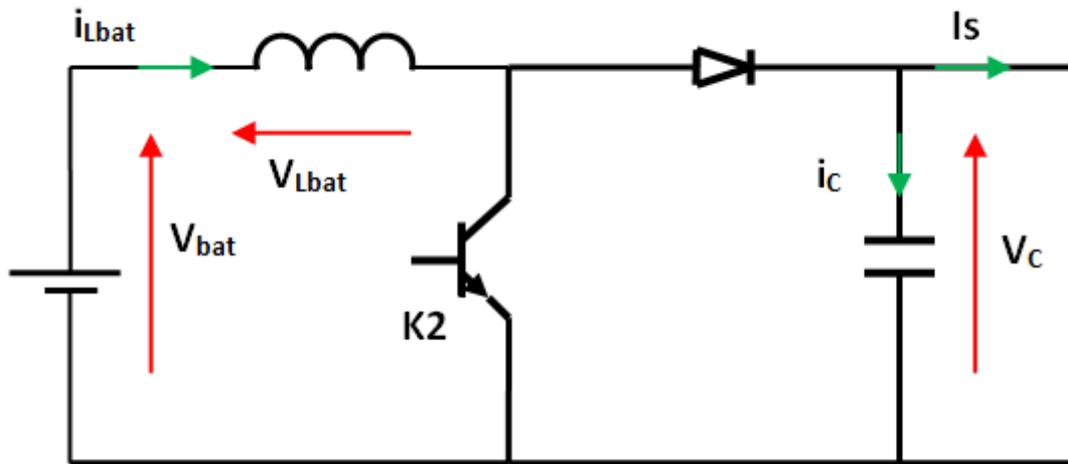


Figure V-6 : Circuit électrique de l'hacheur réversible dont la batterie est en mode décharge.

On peut déduire directement le model de cette configuration selon l'étude qui a été faite dans le chapitre (II) :

$$\begin{bmatrix} V_{Lbat}(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1-S) & 0 \\ 0 & (1-S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C(t) \\ I_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{bat}(t) \\ -I_s(t) \end{bmatrix} \quad \text{V.3}$$

En utilisant le principe de la valeur moyenne cité dans le chapitre (III), on peut déduire le modèle moyen comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{Lbat}(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1-\alpha) & 0 \\ 0 & (1-\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C(t) \\ I_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{bat}(t) \\ -I_s(t) \end{bmatrix} \quad \text{V.4}$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} V_{Lbat}(t) = -(1-\alpha)V_C(t) + V_{bat}(t) \\ I_C(t) = I_C(1-\alpha)I_{Lbat}(t) - I_s(t) \end{cases} \quad \text{V.5}$$

Ainsi le modèle moyen en vue de contrôler la tension V_C est le suivant :

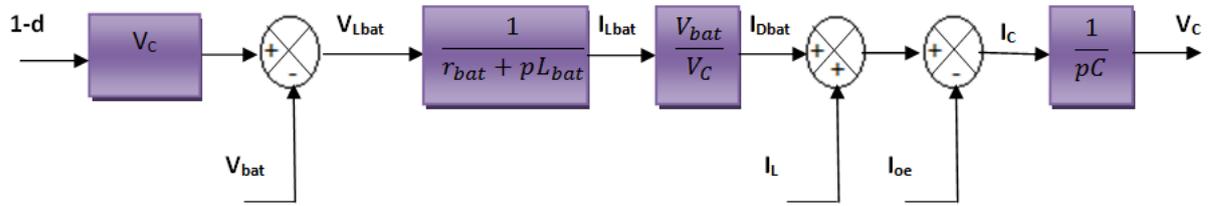


Figure V-7 : Modèle moyen de l’hacheur réversible en vu de contrôler la tension V_C .

En utilisant la méthode d’inversement du modèle moyen, on aboutit au modèle de contrôle de la tension V_C suivant :

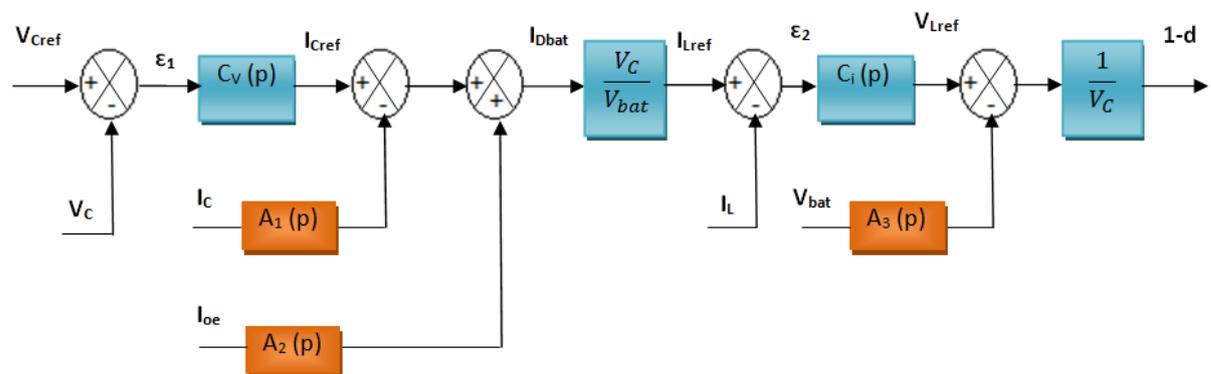


Figure V-8 : Modèle de contrôle de la tension V_C .

V.5 Contrôle de l’onduleur z-source

A partir du modèle représenté par le système d’équation (III.22), nous allons déduire le schéma bloc du modèle moyen en vu d’optimiser le rendement énergétique du GPV comme suit :

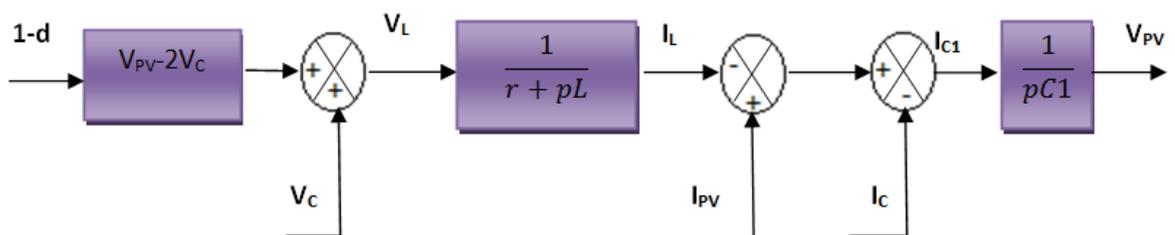


Figure V-9: Modèle moyen en vue d’optimiser le rendement énergétique du GPV.

On utilise la méthode d’inversement du model moyen pour obtenir le modèle de contrôle comme suit :

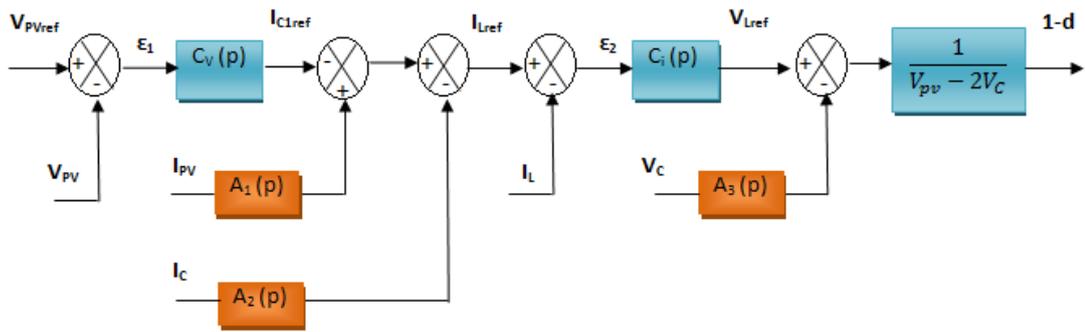
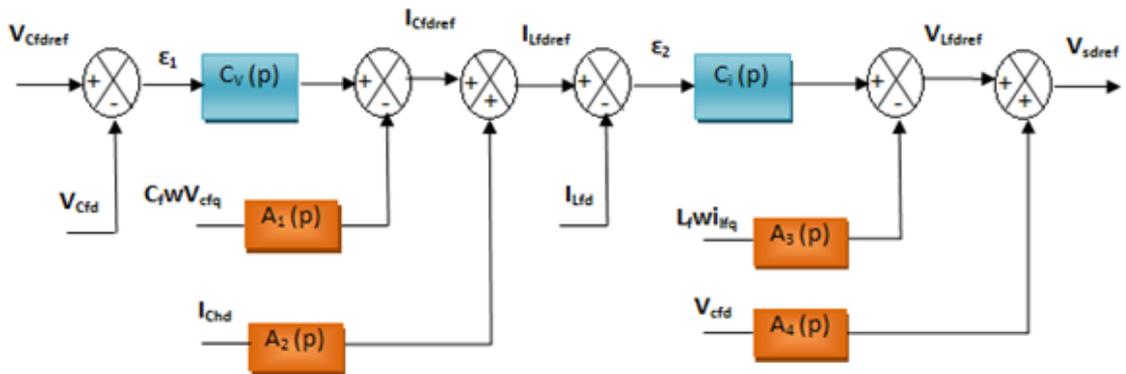


Figure V-10 : Modèle de contrôle de tension V_{PV} .

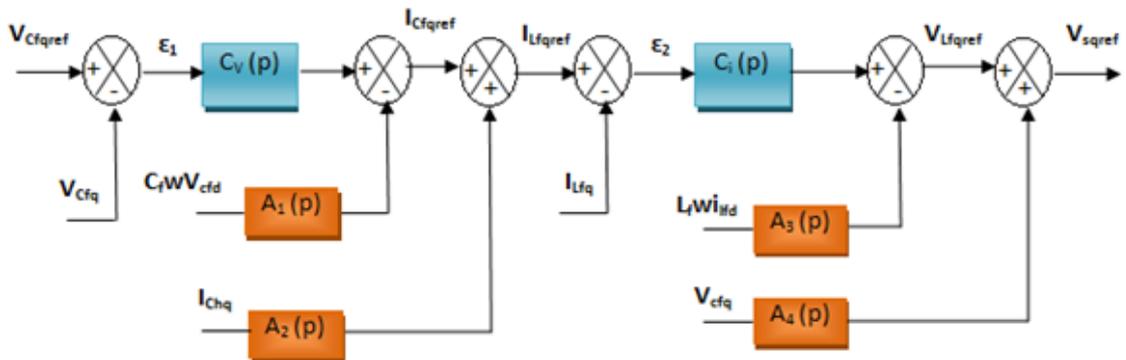
Il est bien de noter qu'il existe d'autres méthodes pour optimiser le rendement énergétique du GPV, et cela par le contrôle direct de l'onduleur à travers le rapport cyclique obtenu par la commande MPPT. Nous avons utilisé le modèle de la figure (V-10) afin de contrôler le courant passant par l'inductance pour éviter les surintensités et par conséquent, l'optimisation des performances du système.

V.6 Modèle de contrôle des tensions de sortie

En appliquant la méthode d'inversement au modèle de la figure (III-17), on obtient les modèles de contrôle des tensions V_{Cfd} et V_{Cfq} comme suit :



a) Modèle du contrôle de la tension V_{Cfd} .



b) Modèle du contrôle de la tension V_{Cfq} .

Figure V-11 : Modèle du contrôle des grandeurs de sortie dans le repère d, q.

V.7 Les régulateurs

Nous allons présenter deux type de régulateur, le régulateur proportionnel intégral (PI) et le régulateur intégral proportionnel (IP).

V.7.1 Les régulateurs PI

➤ Le régulateur PI est représentée par le schéma bloc suivant :

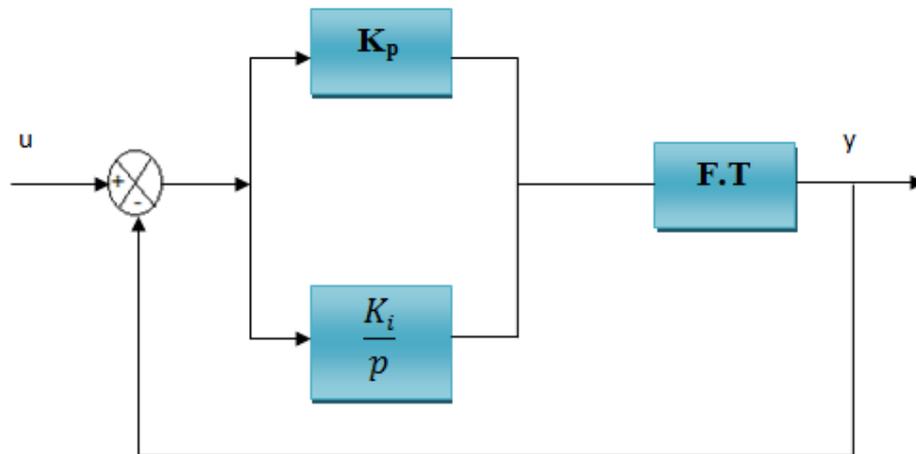


Figure V-12: Schéma bloc d'un régulateur PI.

K_I : Représente le coefficient intégral.

K_p : Représente le coefficient proportionnel.

- Fonction du transfert du régulateur PI : $F(p) = K_p + \frac{K_I}{p}$

V.7.2 Les régulateurs IP

➤ Le régulateur IP est représenté par le schéma bloc suivant :

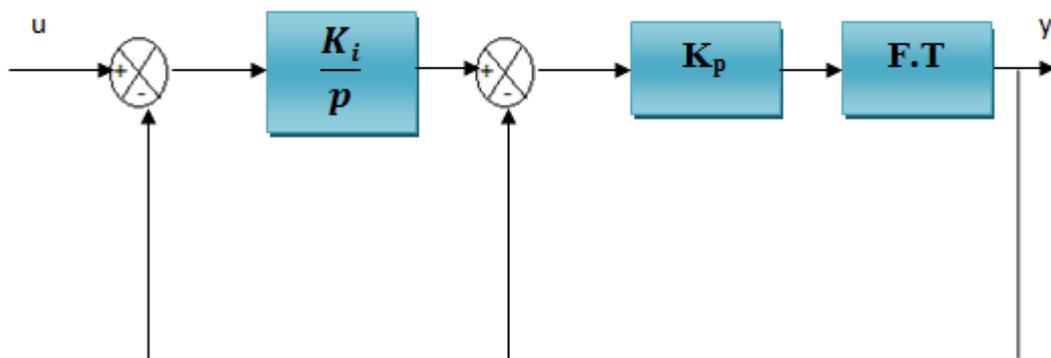


Figure V-13 : Schéma bloc d'un régulateur IP.

- Fonction du transfert d'un régulateur IP : $F(p) = \frac{K_I K_p}{p}$

Les régulateur PI offrent une dynamique rapide cependant, les systèmes étudiés présentent des perturbations d'où l'utilité des régulateurs IP, car ils offrent l'avantage d'atténuer ces perturbations, et de garantir une bonne précision pour les systèmes contenant une intégration. Le choix du type de régulateur ce fera selon nos besoins. La méthode de calcul des paramètres du régulateur est détaillée dans l'annexe.

V.8 Résultats de simulation

L'étude faite précédemment peut être validée en effectuant des simulations en effectuant un changement de l'irradiation ainsi que la charge.

La chaîne photovoltaïque comporte un GPV formé par 36 panneaux répartis en deux groupes de 18 en série. Le système de stockage est constitué de cinquante batteries, chacune a une tension de 12V et une capacité de 100Ah. Pour une fréquence de commutation $f_m=5000$ Hz.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :

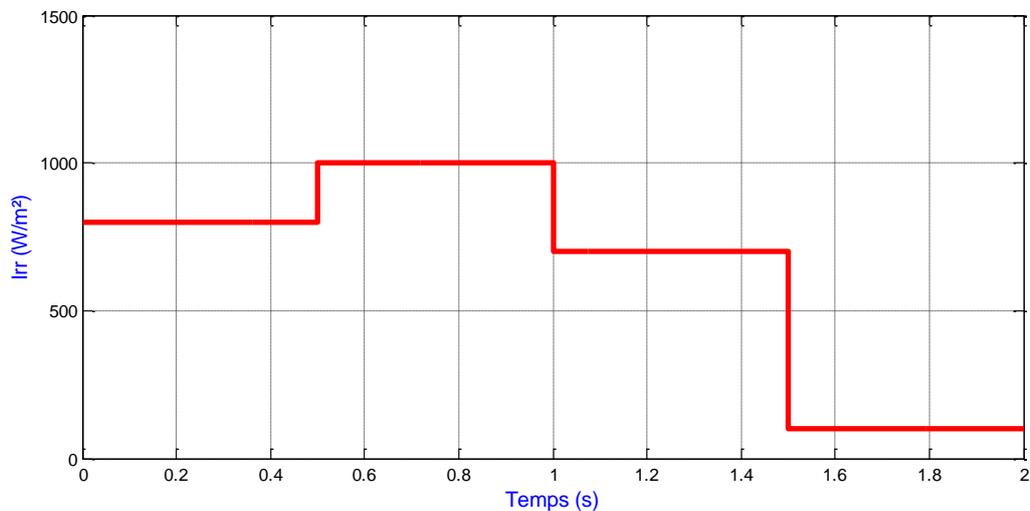


Figure V-14: Profil d'irradiation.

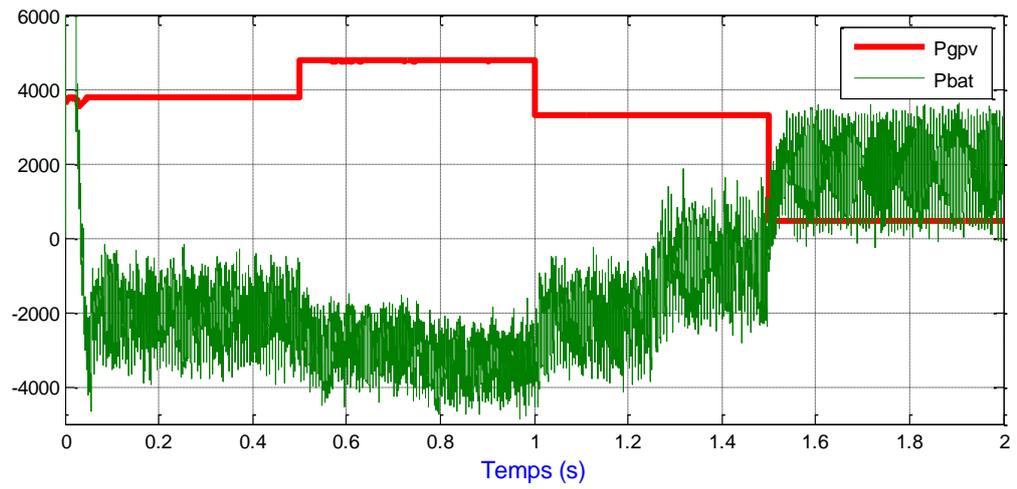


Figure V-15 : Variation de la puissance P_{GPV} et P_{Bat} .

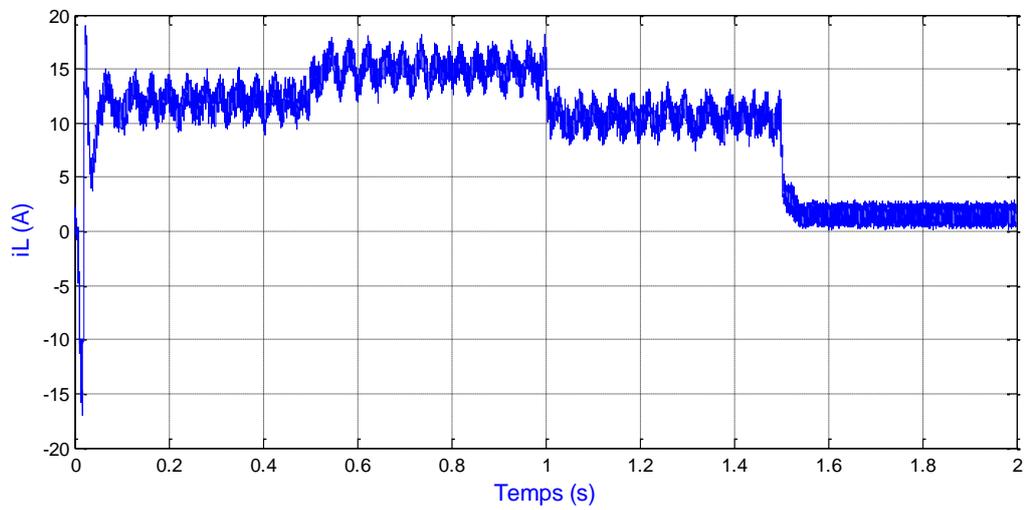


Figure V-16: Allure du courant passant par l'inductance (i_L).

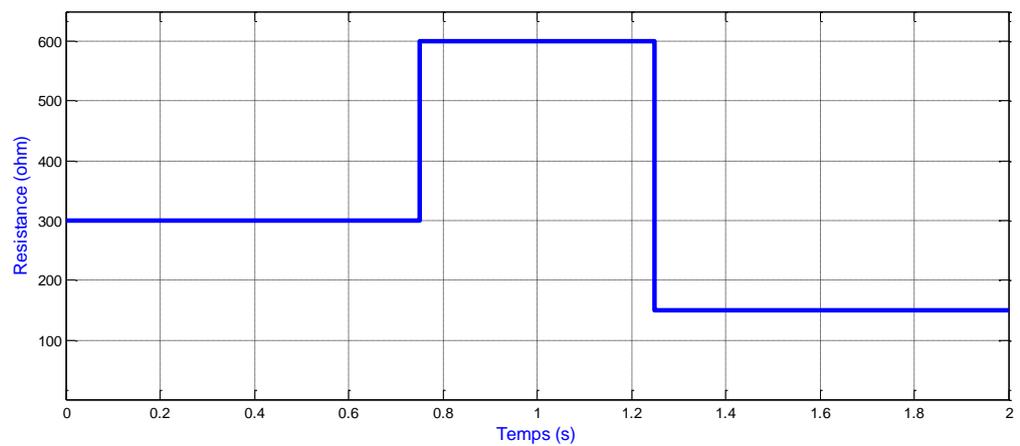


Figure V-17: Variation de la charge.

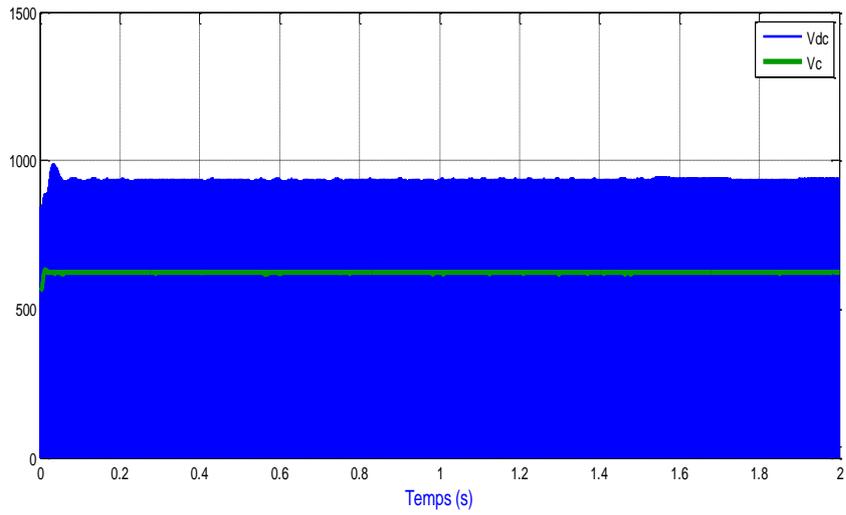


Figure V-18: Allure de la tension V_{dc} et sa valeur moyenne V_c .

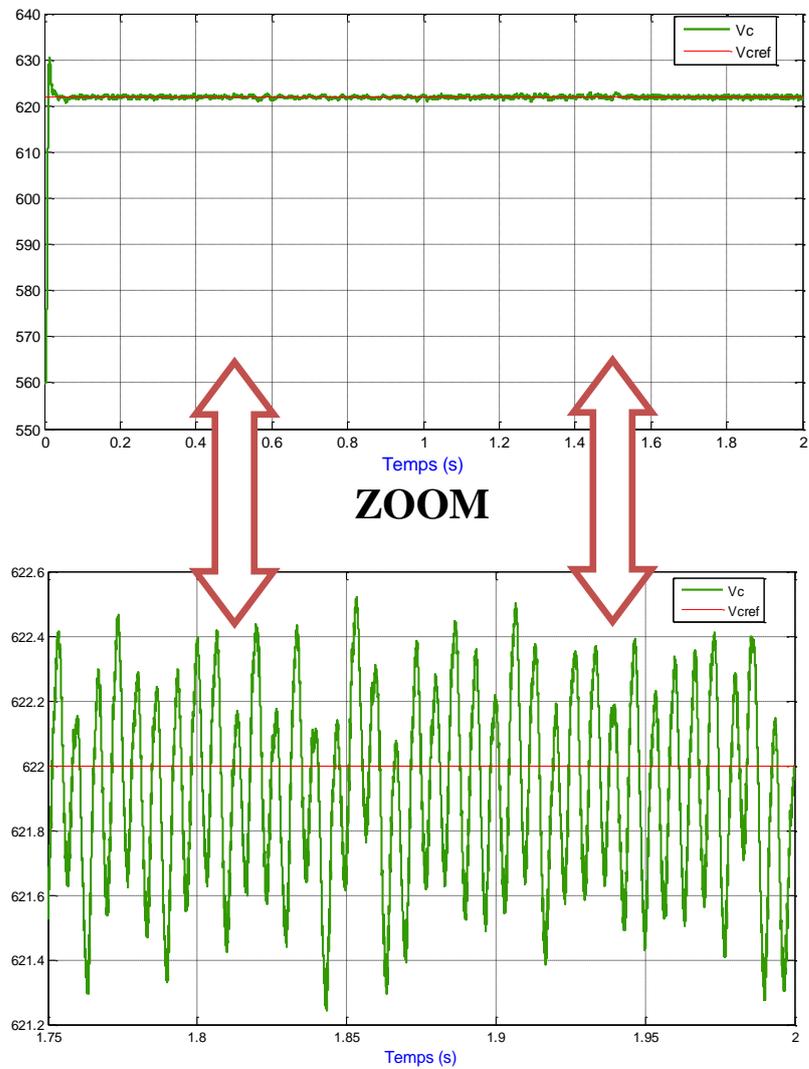


Figure V-19: Allure de la tension V_c (zoom).

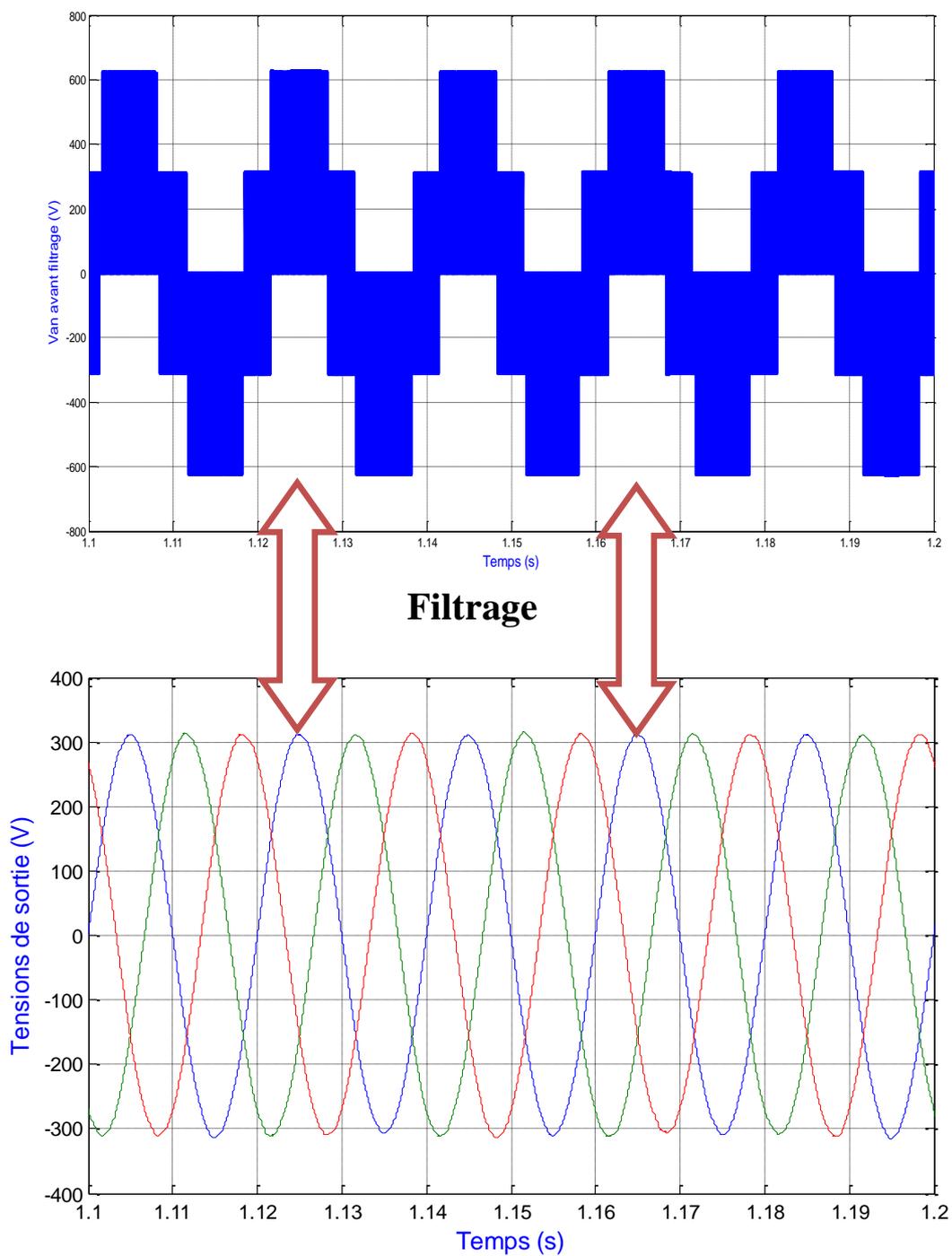


Figure V-20 : Tension de sortie avant et après filtrage (zoom).

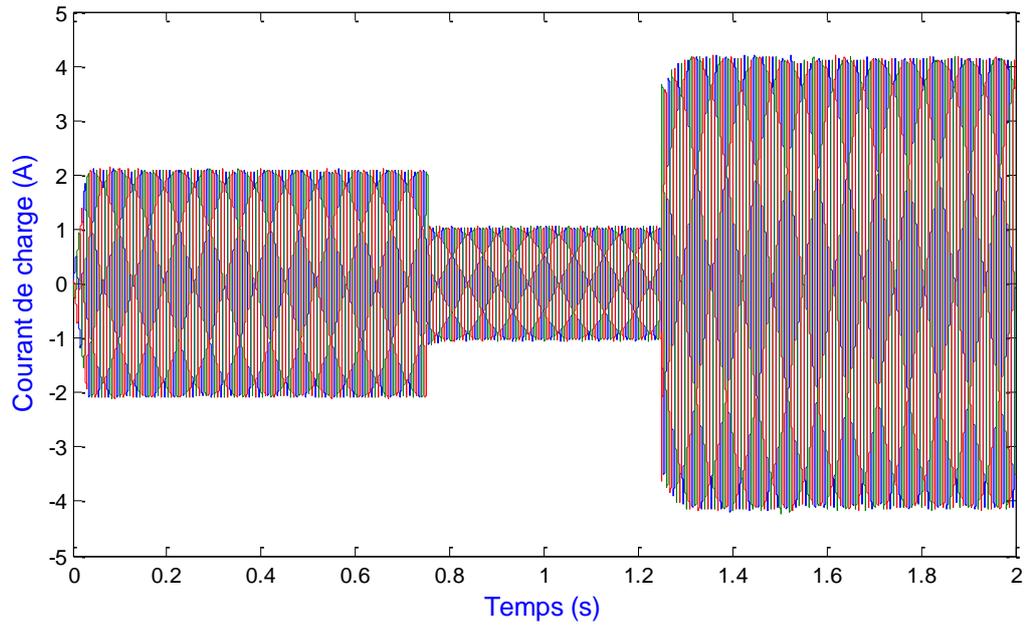


Figure V-21 : Allure des courants de charge.

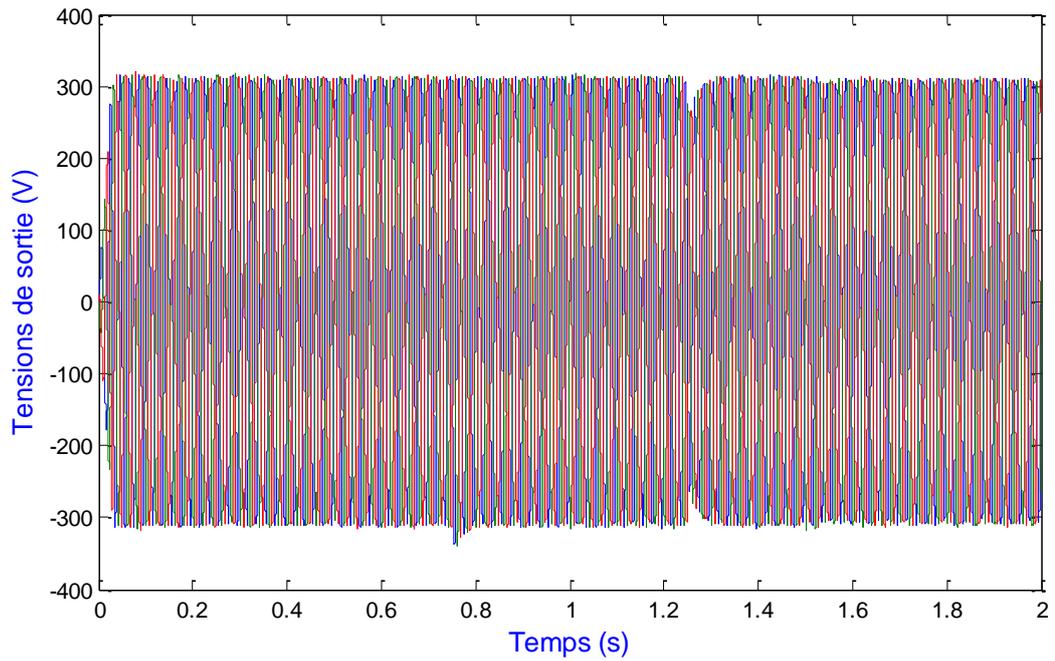


Figure V-22 : Allure des tensions de sortie.

V.8.1 Analyse des résultats de simulation

A partir de la figure (V-15), on constate que la puissance du GPV suit le profil d'irradiation, cela est assuré par la commande MPPT en exploitant l'état shoot-through. Les deux modes de fonctionnement de la batterie sont illustrés à travers l'allure de sa puissance, tel qu'on parle du mode charge si la puissance est négative, et du mode décharge si elle est positive. On constate aussi qu'il y a un équilibre de puissance entre la source et la charge. Pendant l'application de l'irradiation 800 w/m^2 la charge est fixe, la batterie se charge car la puissance demandée par la charge est inférieure à celle produite par le GPV ; en augmentant l'irradiation à 1000 W/m^2 et en gardant la charge fixe, la puissance du GPV augmente, donc la batterie stocke une énergie supérieure à celle stockée pour l'irradiation précédente ; en gardant l'irradiation 1000 W/m^2 et en faisant augmenter la charge (résistances) le courant diminue, alors la puissance consommée par la charge diminue, car la tension aux bornes de la charge est fixe, ce qui implique un stockage plus supérieur. En diminuant après l'irradiation (700 W/m^2) on voit le même comportement que celui précédent. Durant l'application de l'irradiation 100 W/m^2 on constate une décharge de la batterie, car la puissance produite par le GPV ne satisfait plus la charge.

Le courant passant par l'inductance est sensible seulement à l'irradiation, il ne dépend pas de la charge, car le courant i_L ne dépend que des courants i_c et i_{pv} , et vu que le courant i_c est nul en valeur moyenne, le courant dans l'inductance est fonction du courant du GPV (Figure-16).

La tension V_C suit bien la consigne V_{Cref} avec des petites oscillations qui sont de l'ordre de 1%, ce qui est acceptable (figure V-19). Cela est assuré par la commande du hacheur buck-boost.

La variation de la charge est bien illustrée dans l'allure du courant de charge (Figure V-20), nous avons changé la charge en deux instants 0.75s et 1.25s , on voit bien que le courant diminue avec l'augmentation de la charge.

Les tensions de sortie sont maintenues à la valeur $220\sqrt{2}$, et cela est assuré par une régulation, ce qui peut être remarqué lors d'un changement de charge (l'instant 1.25 s) (Figure V-22).

V.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons incorporé l'onduleur z-source dans la chaîne PV contenant un système de stockage. Ce dernier a été modélisé dans le but d'élaborer le contrôle du bus continu. Ainsi nous avons établie le contrôle des différentes grandeurs (continues et alternatives).

Les résultats de simulation nous ont permis de déduire l'efficacité des différents contrôles, ainsi que l'optimisation du rendement énergétique du GPV. Par conséquent, l'onduleur z-source peut remplacer l'onduleur associé à un convertisseur DC-DC en entrée (hacheur boost), avec l'avantage d'avoir en sortie des tensions indépendante de la tension d'entrée sans utiliser le hacheur boost, ce qui permet d'optimiser les performances de la chaîne PV, en réduisant ainsi son coût et son volume.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce projet rentre dans le cadre du développement de l'électronique de puissance en générale et des convertisseurs en particulier afin d'améliorer les systèmes de production d'énergie électrique à source renouvelable. L'objectif de ce projet consiste à étudier l'onduleur z-source afin de l'intégrer dans un système photovoltaïque. Cette étude s'est basée principalement sur une analyse du principe de fonctionnement, les stratégies de commande, et le contrôle des différentes grandeurs.

Nous avons commencé par un état de l'art sur les systèmes photovoltaïque, ou nous avons présenté en premier lieu l'énergie solaire photovoltaïque en précisant leur importance actuelle dans le monde. En second lieu nous nous sommes intéressés au système de conditionnement de puissance, qui permet d'adapter le GPV à la charge (site isolé), en donnant une idée générale sur l'onduleur z-source et ses différentes avantages qu'apporte dans ce système.

Dans le deuxième chapitre nous avons mis en évidence la modélisation d'un GPV et les principales caractéristiques (P-V, I-V), à travers ces dernières nous avons observé que le GPV possède un point de puissance maximale. Pour cela on doit faire fonctionner le générateur autour de ce point pour un fonctionnement optimal. C'est dans ce but que nous avons introduit la commande MPPT (algorithme P&O). Une étude du comportement du GPV vis-à-vis des changements climatiques (irradiation, température) nous a permis de constater que le GPV est plus sensible à l'irradiation qu'à la température, ensuite que le courant est beaucoup plus sensible à l'irradiation qu'à la température inversement à la tension. C'est pour cela qu'il est indispensable de contrôler la tension au lieu du courant.

Dans le troisième chapitre, nous avons analysé le fonctionnement de l'onduleur à structure z-source en établissant les équations de sortie du convertisseur, ce qui nous a permis de voir la particularité de ce type de convertisseur. Ce dernier permet d'avoir en sortie des tensions indépendantes de celle de l'entrée contrairement aux onduleurs conventionnelles. La modélisation de cet onduleur montre que ce dernier assure non seulement la fonction d'un convertisseur DC/AC, mais aussi la fonction d'un hacheur élévateur.

Dans le quatrième chapitre, nous avons analysé les différentes stratégies de commande du ZSI qui sont dérivées de la commande MLI en insérant l'état de court-circuit. En faisant une comparaison selon différents critères, notamment le gain du convertisseur, la qualité du

signal de sortie (THD et ondulations) ainsi que les contraintes appliquées au convertisseur, nous sommes arrivées à conclure que la MCBC offre le meilleur compromis entre les différents critères cités précédemment et serait un choix recommandable pour le système étudiée vue les performances qu'elle offre du point de vue technico-économique.

Dans le dernier chapitre, nous avons incorporé l'onduleur z-source dans la chaîne PV contenant un système de stockage, alimentant une charge isolée. Ainsi nous avons établie le contrôle des différentes grandeurs (continues et alternatives), en utilisant des régulateurs PI et IP tout en exploitant les deux convertisseurs. Le hacheur réversible en courant nous a permis de maintenir la valeur du bus continue (V_c) constante. Le contrôle de l'onduleur z-source nous a offert la possibilité de l'utiliser non seulement pour générer les tensions de sorties alternatives, mais aussi pour l'optimisation du rendement énergétique du GPV.

Ce travail non exhaustif offre quelques perspectives que nous présentons ci-dessous :

- Le développement d'un onduleur multi-niveaux à structure z-source.
- Le développement du mode connecté au réseau pour le convertisseur Z-source peut être démontré avec de nouvelles stratégies de contrôle employant des techniques de MPPT pour les systèmes solaires photovoltaïques.
- Au niveau du stockage, l'utilisation d'un système de stockage hybride avec des super condensateurs peut amener à des avantages et des performances meilleurs par rapport aux batteries.
- Etude et analyse de la stratégie SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) pour la commande de l'onduleur à structure z-source.
- Maintenir les tensions aux bornes des condensateurs du réseau d'impédance égales quelque soit l'irradiation.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M.Derbal, “Elaboration d’un Algorithme de Gestion d’Énergie pour un Système Hybride Éolien/Photovoltaïque avec Stockage Hybride Batteries/Super condensateurs ”, mémoire de master, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2013.
- [2] S.Masoum et al, “Microprocessor-controlled new class of optimal battery chargers for photovoltaic application”, Vol.19, 2004.
- [3] F.Z.Peng, “Z-Source inverter”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 2, pp.504–510, Mar./Apr. 2003.
- [4] S.Djeriou, “Simulation d’un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone ”, thèse de magistère, Université Ferhat Abbas- Sétif-UFAS (Algérie), 2011.
- [5] K.Helali, “Modélisation d’une cellule photovoltaïque étude comparative”, thèse de magistère, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou(Algérie), 2012.
- [6] M.F.Slama, “Modélisation d’un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique”, thèse de magistère, Université Ferhat Abbas- Sétif-UFAS (Algérie), 2011.
- [7] Pr. A. Mekhaldi, “Production d’énergie électrique”, Cours 2ème année Electrotechnique, Ecole National Polytechnique, 2015.
- [8] <http://ec.europa.eu/energy/intelligent/>, site consulté le 18/02/2016.
- [9] <http://www.oecd-nea.org/>, site consulté le 20/02/2016.
- [10] [http://www.lesechos.fr.LesEchos/nucléaire](http://www.lesechos.fr/LesEchos/nucléaire) le Japon redémarre son réacteur, site consulté le 21/02/2016.
- [11] OCDE (Organisation de Coopération et de Développement Economique), “Déclassement et démantèlement d’installations nucléaires”, Agence pour l’énergie nucléaire, gestion des déchets nucléaires, 2002.
- [12] REN21, “Faits essentiels 2015 ”, rapport sur le statut mondiale des énergies renouvelables 2015.
- [13] <http://www.cder.dz/Laboratoire> de recherche des énergies renouvelables, site consulté le 14/04/2015.
- [14] A.E.M.Bouzid, M.Azizi, “Dimensionnement d’un système photovoltaïque pour l’alimentation d’une ferme ”, Projet fin d’étude, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf, Oran, 2008.
- [15] Djarallah, Mohamed, “Contribution à l’étude des systèmes photovoltaïques résidentiels couplés au réseau électrique”, UNIVERSITE DE BATNA Thèse de Doctorat en Science, 2008.
- [16] A. Bisker, “Commande d’un Système Photovoltaïque en Mode Isolé et en Mode Connecté au réseau”, Master, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 2012.

- [17] <http://www.sciencesetavenir.fr/high-tech/> rendement d'une cellule photovoltaïque, site consulté le 09/03/2016.
- [18] M.Kherchi, "Conception et réalisation d'un caractériser de module photovoltaïque", thèse de magistère, École Nationale Polytechnique, Alger, 2012.
- [19] A. Lyes, "Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque", thèse de magistère, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2011.
- [20] A.Boushaba, A.Sanet, "Etude et commande d'un convertisseur Z-source", Projet de Fin d'Étude, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2014.
- [21] B.K.Chaithanya, A.Kirubakaran, "A Novel Four Level Cascaded Z-Source Inverter", IEEE Int conference on Power Electronics, Drives & Energy Systems, 2014.
- [22] R. Mosdale, "Transport électrique routier-batteries pour véhicules électriques", Techniques de l'Ingénieur, no. D5565, 2003.
- [23] F. Ferrari, "Bref comparatif des technologies de batteries", consulté sur site internet, <http://www.masolise.com/comparatif-technologie-batterie>, 28/04/2016.
- [24] M. Urbain, "Modélisation électrique et énergétique des accumulateurs Lithium-Ion. estimation en ligne du SoC et du SoH", Ph.D. thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [25] V. Quaschnig. "Understanding Renewable Energy Systems". Livre Edition Earthscan, Grande Bretagne, 2005.
- [26] M.A.Benziada, M.Ouail, "Utilisation du convertisseur Z-source dans un système photovoltaïque", Projet de Fin d'Étude, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2015.
- [27] J.C. Lassègues, "Supercondensateurs", Techniques de l'Ingénieur, no. D3334, 2001.
- [28] R. Saisset, "Contribution à l'étude systémique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques", Ph.D. thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [29] J. Labbé, "L'hydrogène électrolytique comme moyen de stockage d'électricité pour systèmes photovoltaïques isolés", Ph.D. thesis, Paris ENSMP, 2006.
- [30] S.Talbi, R.Riah, "Comparaison et Synthèse d'un Nouvel Algorithme MPPT Robuste pour une Chaine de production d'Energie Photovoltaïque", Projet de Fin d'Étude, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2011.
- [31] Z.Bendjellouli, "Contribution à la modélisation d'une cellule photovoltaïque", thèse de magistère, Université de Béchar (Algérie), 2009.
- [32] M.T.Achour, "Etude et commande d'un onduleur triphasé à structure z-source: Application aux systèmes multi-source", thèse de magistère, Ecole Militaire Polytechnique (Algérie), 2016.
- [33] S. Swati, M.Lini, S.L.Shimi "Design and Simulation of Intelligent Control MPPT Technique for PV Module Using MATLAB/ SIMSCAPE", IJAREEIE , Vol. 2, Issue 9, September 2013.

- [34] S. LACROIX, “Modélisation et commande d’une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries”, thèse de doctorat Université Paris-sud 2013.
- [35] M.Olszewski, “ Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles”, Michigan State University, Department of Electrical and Computer Engineering, 2005.
- [36] N.Kalaiarasi, S.Parimasivam, K.sanchari “Comparison of z-source inverter with DC-DC Boost Converter fed VSI for PV Application”, IEEE, pp.87- 91, 2014.
- [37] M.Shen, J.Wang, A.Joseph, F. Z.Peng , M. Tolbert,D.J.Adams, “Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress”,IEEE Tran on Industry Application, vol. 42, no. 3, pp.770-778, MAY/JUNE 2006.
- [38] M.Olszewski, “Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles”, Oak Ridge National Laboratory, 2005.
- [39] C.Benzazah et al, “Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM”, International Journal of Innovation and Applied Studies, Vol. 9 No. 2, pp. 841-852, Nov. 2014.
- [40] P.Ferracci, “La qualité de l’énergie électrique”, Extrait du Cahier Technique Schneider Electric n°199, 2001.
- [41] C. Collombet et al, “ Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement ”, Extrait du Cahier Technique Schneider Electric n° 152,1999novembre .
- [42] T.Deflandre, P.Mauras, “Les harmoniques sur les réseaux électriques”, Editions EYROLLES, 1998.
- [43] L.Croci, “Gestion de l’énergie dans un système multi-sources photovoltaïque et éolien avec stockage hybride Batteries/Supercondensateurs”, thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieur d’Ingénieurs de POITIERS, 2013.
- [44] <http://batteryuniversity.com>,”learnarticle how does internal resistance affect performance”, site consulté le 25/05/2016.

Annexe

A.1 Dimensionnement des éléments passifs

Le dimensionnement des éléments passifs (réseau d'impédance, filtre passif) est une étape très importante car la nature des signaux (les ondulations) qui circulent dans notre système doivent être bien étudiées et pour cela un dimensionnement précis de ces éléments est impérative.

A.1.1 Dimensionnement du réseau d'impédance

Le dimensionnement de ses éléments se fait par rapport à l'état « Shoot-through », car c'est durant cet état que le transfert d'énergie se fait entre l'inductance et la capacitance de plus, le court-circuit peut être interprété par un gradient de courant très grand, c'est pour cela que le dimensionnement se fera durant cette période de fonctionnement du convertisseur (conditions extrêmes).

A.1.1.1 Dimensionnement de l'inductance L

L'inductance « L » du réseau d'impédance assure deux rôles, le premier est de stocker l'énergie lors du court-circuit, le second est de filtrer le courant qui la traverse ainsi, le dimensionnement de cet élément est très important afin d'obtenir la forme du courant le moins ondulée possible.

Pendant l'état « Shoot-through », d'après le système d'équation (III.3), la tension aux bornes de l'inductance est égale à celle aux bornes de la capacité et donc on peut écrire :

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} = \frac{V_c \cdot d \cdot T}{L} \quad A.1$$

Ou
$$T = \frac{1}{f_m}$$

En injectant l'équation (III.12) dans l'équation (A.1) nous obtenons :

$$\Delta i_L = \frac{d \cdot (1-d)}{L \cdot f_m \cdot (1-2d)} V_g \quad A.2$$

Comme l'inductance se charge pendant la durée du « Shoot-through » alors, la relation suivante doit être respectée :

$$L \geq \frac{d \cdot (1-d)}{\Delta i_L \cdot f_m \cdot (1-2d)} V_g \quad A.3$$

D'après cette dernière expression on peut conclure que :

- ✓ Une valeur trop faible de Δi_L implique une valeur très grande de l'inductance.
- ✓ Une valeur très grande de Δi_L fait que les interrupteurs doivent commuter des courants très grand qui peuvent être néfaste lors de la commutation.
- ✓ Plus la fréquence est grande plus les pertes par commutation sont grande.

A.1.1.2 Dimensionnement de l'inductance C

La capacité représente un élément très important dans notre système vue qu'elle assure à ses bornes une tension assez constante afin d'obtenir une tension sinusoïdale en sortie, c'est pour cela qu'un dimensionnement de la valeur de la capacité est cruciale en vue d'obtenir un taux d'ondulation le plus faible possible.

Durant l'état « Shoot-through » le courant en valeur absolue traversant l'inductance et la capacité est le même, ce qui nous permet d'écrire l'équation suivante :

$$i_C = i_L = C \cdot \frac{\Delta V_C}{dT} \quad A.4$$

Ce qui nous donne

$$C = \frac{i_L \cdot d}{f_m \cdot \Delta V_C} \quad A.5$$

On peut estimer le courant i_L par la relation suivante :

$$i_L = \frac{P}{V_g} \quad A.6$$

P : Puissance de l'onduleur

Ainsi la valeur de la capacité « C » est estimée par la relation suivante :

$$C = \frac{P \cdot d}{V_g \cdot f_m \cdot \Delta V_C} \quad A.7$$

A.1.2 Dimensionnement du filtre passif

Afin d'éliminer les harmoniques de rang multiples du fondamentale qui ondulent le signale de sortie, nous associons à l'onduleur un filtre passif du second ordre (passe bas) ayant le circuit suivant :

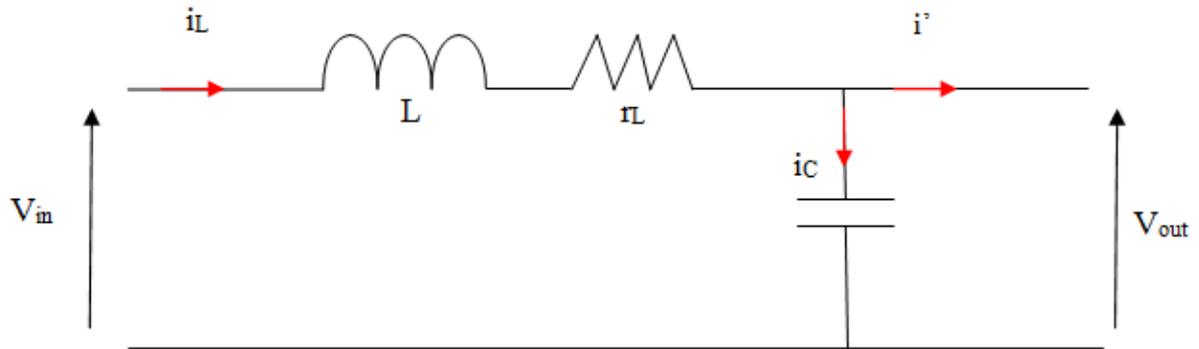


Figure A-1 : Circuit d'un filtre passif du second ordre

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + C_f r_f s + L_f C_f s^2} \quad \text{A.8}$$

Etant donné que le filtre est du second ordre, on peut récrire la fonction de transfert sous la forme suivante :

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{2\varepsilon\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad \text{A.9}$$

Par identification on trouve :

$$\begin{cases} \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \\ \varepsilon = \frac{1}{2r_f} \cdot \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \end{cases} \quad \text{A.10}$$

Ainsi en choisissant une fréquence de coupure adéquate et en donnant arbitrairement une valeur à la capacité (choix technico-économique), on peut trouver la valeur de l'inductance. En choisissant la valeur du facteur d'amortissement optimale ($\frac{\sqrt{2}}{2}$) on trouve la valeur de la résistance du filtre nécessaire.

A.2 Modélisation de l'onduleur en vue de réguler les tensions de sortie alternatives :

Afin de réguler les tensions de sortie alternatives, il est nécessaire de transformer les grandeurs alternatifs en grandeurs continues et cela n'est possible qu'en effectuant une transformée de « Parck » Ainsi, pour les tensions aux bornes des inductances et les courants traversant les capacités, on suivra la méthode suivante :

Sachant que :

$$[V_{L_f}(t)] = [r_f] \cdot [i_{L_f}(t)] + [L_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} i_{L_f}(t) \right] \quad \text{A.11}$$

En injectant la transformée inverse de « Parck » dans le système (A.11), ce dernier sera sous la forme suivante :

$$[P^{-1}][V_{Lfd,q}(t)] = [r_f] \cdot [P^{-1}][i_{Lfd,q}(t)] + [L_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} ([P^{-1}] \cdot i_{Lfd,q}(t)) \right] \quad A.12$$

Ce qui nous donne :

$$[P^{-1}][V_{Lfd,q}(t)] = [r_f] \cdot [P^{-1}][i_{Lfd,q}(t)] + [L_f] \cdot \left[[P^{-1}] \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lfd,q}(t)] + \frac{d}{dt} \cdot [P^{-1}] \cdot [i_{Lfd,q}(t)] \right] \quad A.13$$

Tel que :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad A.14$$

$$[P^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad A.15$$

$$[P] \cdot \frac{d}{dt} [P^{-1}] = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad A.16$$

$$\theta = \omega \cdot t = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t \quad A.17$$

En multipliant le système (A.2.3) à gauche par $[P]$ on trouve :

$$[P] \cdot [P^{-1}][V_{Lfd,q}(t)] = [r_f] \cdot [P] \cdot [P^{-1}][i_{Lfd,q}(t)] + [L_f] \cdot [P] \cdot \left[[P^{-1}] \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lfd,q}(t)] + \frac{d}{dt} \cdot [P^{-1}] \cdot [i_{Lfd,q}(t)] \right] \quad A.18$$

Donc :

$$[V_{Lfd,q}(t)] = [r_f] \cdot [i_{Lfd,q}(t)] + [L_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} [i_{Lfd,q}(t)] \right] + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [i_{Lfd,q}] \quad A.19$$

En faisant la transformée de Laplace on trouve le système suivant :

$$\begin{cases} V_{Lfd}(p) = (r_{L_f} + L_f p) i_{Ld}(p) - L_f \cdot \omega \cdot i_{Lq}(p) \\ V_{Lfq}(p) = (r_{L_f} + L_f p) i_{Lq}(p) + L_f \cdot \omega \cdot i_{Ld}(p) \end{cases} \quad A.20$$

Pour les courants traversant les capacités on effectue la même procédure à partir de l'équation suivante :

$$[i_{Cf}(t)] = [C_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} v_{Cf}(t) \right] \quad A.21$$

On trouve à la fin le système suivant :

$$\begin{cases} i_{Cfd}(p) = C_f v_{Cd}(p) - C_f \cdot \omega \cdot v_{Cq}(p) \\ i_{Cfq}(p) = C_f v_{Cq}(p) + C_f \cdot \omega \cdot v_{Cd}(p) \end{cases} \quad \text{A.22}$$

Ainsi, à partir des deux systèmes (A.2.10) et (A.2.12), nous pouvons modéliser l'onduleur associé au filtre dans le repère d, q.

A.3 Dimensionnement du site isolé :

Le site étudié dans ce projet est l'immeuble du département « EEA » (Électronique, Electrotechnique, Automatique) situé à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Le site a été choisi en raison de la disposition des données de la charge. Le générateur photovoltaïque sera dimensionné afin d'alimenter l'éclairage de bâtiment.

A.3.1 Présentation du site

Cahier des charges

Equipement	Puissance (W)	Nombre	Durée (h/j)	Puissance (W)	Energie (kWh)
Ampoules à incandescence	75	100	10	750	75 000
Lampes de labo (néon)	20	80	8	1600	12800
Lampes du couloir	100	50	8	5000	40 000
Lampes extérieur	40	10	10	400	4000
			Total	7750	131,8

Tableau A3-1: Le bilan énergétique du site isolé.

Données complémentaires

- Site : Immeuble du génie électrique à l'Ecole National Polytechnique Alger, EL-Harrach 36° de latitude et 57 m d'altitude.
- Pente du toit 0 (horizontale), l'orientation des panneaux est plein sud.
- le site est prévu pour fonctionner de Septembre jusqu'à fin Juillet.

- L'autonomie doit être de 5 jours en cas de mauvais temps.

A3.2 Dimensionnement du générateur photovoltaïque

L'énergie nécessaire pour alimenter le site, peut être calculée en introduisant le rendement η de la chaîne de l'alimentation.

$$E_p = \frac{E_c}{\eta} = \frac{131.8}{0.7} = 188.29 \text{ kWh} \quad \text{A.23}$$

Afin d'assurer la disponibilité de l'alimentation électrique pour les équipements du site, la puissance à fournir par le *GPV* doit être calculée pour le cas le plus défavorable, où la durée l'ensoleillement est limitée à huit (08) heures et avec un éclairement moyen d'ordre $700\text{W}/\text{m}^2$.

Donc, la puissance totale P_{GPV} à fournir par le *GPV*, est donnée par la relation suivante :

$$P_{GPV} = \frac{E_p}{h} = \frac{188.29}{8} = 23.535 \text{ kW} \quad \text{A.24}$$

A partir des caractéristiques du panneau solaire citées précédemment, on peut déduire que la puissance crête délivrée avec la valeur de l'éclairement prise en considération ($700\text{W}/\text{m}^2$), est de 95W . Par conséquent, le nombre des panneaux solaires de type à installer, peut être donné par la relation suivante :

$$N_p = \frac{P_{GPV}}{P_{PV(700\text{W}/\text{m}^2)}} = \frac{23.535}{0.095} \cong 255 \text{ panneaux} \quad \text{A.25}$$

Dans le but d'assurer une disponibilité de l'énergie électrique, il est important de surdimensionner ce nombre, en ajoutant huit (08) panneaux.

A.3 Dimensionnement de la batterie

Le système de stockage sera dimensionné pour assurer une continuité de l'alimentation pendant deux jours d'absence de l'ensoleillement, sa capacité C_{bat} est donnée par la relation suivante :

$$C = E_c \cdot N / D \cdot U$$

C : capacité de la batterie en Ampère.heure (Ah)

E_c : énergie consommée par jour (Wh/j)

N : nombre de jour d'autonomie

D : décharge maximale admissible (0,9 pour les batteries Li-Ion)

U : tension de la batterie (V)

Pour la deuxième topologie, la tension des batteries est de 300V, et par conséquent le système de stockage aura la capacité suivante :

$$C = \frac{188.29 \cdot 5}{0.9 \cdot 300} = 3486.85 \text{ Ah} \quad \text{A.26}$$

Cette capacité peut être réalisée en utilisant de cinquante (875) batteries, chacune à une tension de 12V et une capacité de 100Ah. La connexion mixte est adoptée pour aboutir à la tension et la capacité du système de stockage, tel que le système est réparti en deux (35) groupes, chacun a vingt-cinq (25) batteries connectées en série.

A.4 Calcul des régulateurs

A.4.1 Calcul des paramètres des correcteurs de la variante PI-PI

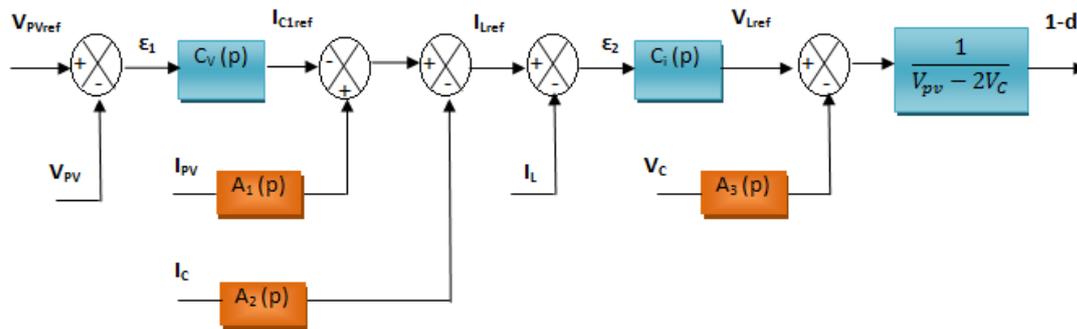


Figure A-2 : Modèle de contrôle de tension V_{PV} .

A.4.1.1 Calcul des paramètres de la boucle interne (boucle de courant)

A partir du modèle du contrôle on peut écrire :

$$\begin{cases} \varepsilon_2(p) = i_{Lref}(p) - i_L(p) \\ V_{Lref}(p) = \varepsilon_2(p) \cdot C_i(p) \end{cases} \quad \begin{cases} V_{Lref} - A_3(p)V_C(p) = X \\ 1 - d = \frac{X}{(V_{pv} - 2V_C)} \end{cases} \quad \text{A.27}$$

A partir du modèle du convertisseur on peut écrire :

$$i_L(p) = \frac{V_L(p)}{r_L + L \cdot p} = \frac{(1-d)(V_{pv} - 2V_C) - V_C}{r_L + L \cdot p} \quad \text{A.28}$$

En utilisant la relation A.27, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{\{(V_{pv}-2.V_C) \cdot \frac{x}{(V_{pv}-2.V_C)}\} - V_C}{r_L + L.p} = \frac{x - V_C}{r_L + L.p} = \frac{\{V_L - A_3(p)V_C(p)\} - V_C}{r_L + L.p} \quad A.29$$

Si on prend : $A_3(p) = 1$, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{V_{Lref}}{r_L + L.p} = \frac{\varepsilon_2(p).C_i(p)}{r_L + L.p} \quad A.30$$

A partir de cette équation on peut déduire la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle interne :

$$FTBO_i = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_2(p)} = \frac{C_i(p)}{r_L + L.p} = \frac{1 + T_1.p}{(r_L + L.p).T_2.p} = \frac{1 + T_1.p}{r_L.[1 + (L/r_L).p].T_2.p} \quad A.31$$

Si on prend : $T_1 = L/r_L$, on trouve:

$$FTBO_i = \frac{1}{r_L.T_2.p} = \frac{1}{\tau_i.p} \quad A.32$$

Donc, on a arrivé à exprimer les paramètres du correcteur de la boucle du courant :

$$\begin{cases} K_{ii} = L/\tau_i \\ K_{pi} = r_L/\tau_i \end{cases} \quad A.33$$

La fonction de transfert en boucle fermée, est donnée par la relation suivante :

$$FTBF_i = \frac{i_L(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{1}{1 + \tau_i.p} \quad A.34$$

A.4.1.2 Calcul des paramètres du correcteur de la boucle de tension

A partir du modèle de contrôle on peut écrire :

$$\begin{cases} \varepsilon_1(p) = V_{pvref}(p) - V_{pv}(p) \\ i_{c1ref}(p) = \varepsilon_1(p).C_v(p) \end{cases} \quad \begin{cases} i_{Lref}(p) = A_1(p).i_{pv} - A_2(p).I_c(p) - i_{c1ref} \\ i_L(p) = FTBF_i.i_{Lref}(p) \end{cases} \quad A.35$$

A partir du modèle du convertisseur on peut écrire :

$$\begin{aligned} V_{pv}(p) &= \frac{i_{c1}(p)}{c_{1,p}} = \frac{i_{pv}(p) - I_c(p) - i_L(p)}{c_{1,p}} = \frac{i_{pv}(p) - I_c(p) - FTBF_i \cdot i_{Lref}(p)}{c_{1,p}} \\ &= \frac{i_{pv}(p) - i_c(p) - FTBF_i \cdot [A_1(p) \cdot i_{pv} - A_2(p) \cdot I_c(p) - i_{c1ref}]}{c_{1,p}} \end{aligned} \quad A.36$$

On peut écrire en éliminant i_c et i_{pv} :

$$V_{pv}(p) = \frac{FTBF_i \cdot i_{c1ref}}{c_{1,p}} = \frac{\varepsilon_1(p) \cdot c_v(p)}{(1 + \tau_i \cdot p) c_{1,p}} \quad A.37$$

Avec :

$$A_1(p) = A_2(p) = \frac{1 + \tau_i \cdot p}{(1 + \tau \cdot p)^n} \quad A.38$$

Tel que :

$$\begin{cases} n \geq 2 \\ \tau_i \gg \tau \end{cases}$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe s'écrit comme suit :

$$FTBO_v = \frac{V_{pv}(p)}{\varepsilon_1(p)} = \frac{c_v(p)}{c_{1,p} \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} \quad A.39$$

Cette fonction de transfert possède un intégrateur qui assure la stabilité, donc on peut prendre :

$$C_v(p) = K_{pv} \quad A.40$$

Donc :

$$FTBO_v = \frac{K_{pv}}{c_{1,p} \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} = \frac{K_{pv}}{c_{1,p} \cdot \tau_i \cdot p^2 + c_{1,p}} \quad A.41$$

La fonction de transfert en boucle fermée, est donnée par la relation suivante :

$$FTBF_v = \frac{K_{pv}}{K_{pv} + c_{1,p} \cdot \tau_i \cdot p^2 + c_{1,p}} = \frac{1}{1 + (c_{1,p}/K_{pv}) \cdot p + (c_{1,p} \cdot \tau_i / K_{pv}) \cdot p^2} \quad A.42$$

La dernière fonction est similaire à celle de la fonction de 2° ordre, définie par :

$$FTBF = \frac{1}{1+(2.\xi/\omega_n).p+(1/\omega_n^2).p^2} \tag{A.43}$$

Par identification :

$$\begin{cases} \frac{C_1}{K_{pv}} = 2.\xi/\omega_n \\ C_1.\frac{\tau_i}{K_{pv}} = 1/\omega_n^2 \end{cases} \tag{A.44}$$

On prend :

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

On trouve :

$$K_{pv} = \frac{C_1}{2.\tau_i}$$

A.4.2 Calcul des régulateurs de la variante PI-IP

Cette variante consiste à utiliser un régulateur de type PI pour la boucle externe (boucle de tension), et un régulateur de type IP pour la boucle interne (boucle de courant), le modèle de contrôle sera présenté comme suit :

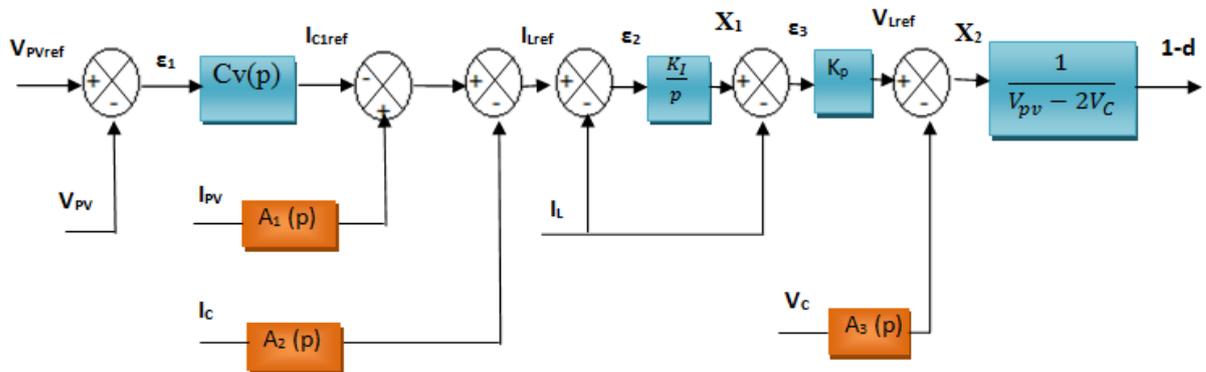


Figure A-3 : Modèle de contrôle de la tension V_{PV} avec la variante PI-IP.

A.4.2.1 Calcul des paramètres du correcteur de la boucle du courant

A partir du modèle du contrôle on peut écrire :

$$\begin{cases} \epsilon_3(p) = X_1 - i_L(p) \\ V_{Lref}(p) = \epsilon_3 * K_p \end{cases} \quad \begin{cases} V_{Lref}(p) - A_3(p).V_C(p) = X_2 \\ 1 - d = \frac{X_2}{(V_{pv}-2.V_C)} \end{cases} \tag{A.45}$$

A partir du modèle du convertisseur on peut écrire :

$$i_L(p) = \frac{V_L(p)}{r+L.p} = \frac{(1-d)(V_{pv}-2.V_C)+V_C}{r_L+L.p} \quad A.46$$

En utilisant le système A.45, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{\left\{ (V_{pv}-2.V_C) \cdot \frac{X_2}{(V_{pv}-2.V_C)} \right\} + V_C}{r+L.p} = \frac{X_2+V_C}{r+L.p} = \frac{\{V_L-A_3(p).V_C(p)\}+V_C}{r+L.p} \quad A.47$$

Si on prend : $A_3(p) = 1$, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{V_L}{r+L.p} = \frac{\varepsilon_3(p).K_p}{r+L.p} \quad A.48$$

A partir de cette équation on peut déduire la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle interne :

$$FTBO_{i1} = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_3(p)} = \frac{K_p}{r+L.p} \quad A.49$$

La fonction de transfert en boucle fermée, est donnée par la relation suivante :

$$FTBF_{i2} = \frac{K_p}{K_p+r+L.p} \quad A.50$$

A partir de cette fonction de transfert, on peut déduire la première fonction de transfert en boucle ouverte du courant :

$$FTBO_{i1} = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_3(p)} = \frac{K_i}{p} FTBF_{i2} = \frac{K_p.K_i}{p.(K_p+r+L.p)} = \frac{K_p.K_i}{(K_p+r).p.+L.p^2} \quad A.51$$

Cette dernière fonction, nous permet de déduire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF_i = \frac{i_L(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{K_p.K_i}{K_p.K_i+(K_p+r_L).p.+L.p^2} = \frac{1}{1+((K_p+r)/K_p.K_i).p.+L/K_p.K_i.p^2} \quad A.52$$

La $FTBF_i$ est une fonction de deuxième ordre, donc elle s'écrit sous la forme suivante :

$$FTBF_i = \frac{1}{1 + 2. \xi/\omega_n . p. + 1/\omega_n^2 . p^2}$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} (K_p + r)/K_p \cdot K_i = 2 \cdot \xi/\omega_n \\ L/K_p \cdot K_i = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \quad \text{A.53}$$

Donc on peut déduire :

$$\begin{cases} K_p = 2\xi L\omega_n - r \\ K_i = \frac{L\omega_n^2}{2\xi L\omega_n - r} \end{cases} \quad \begin{cases} \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \omega_n \leq \frac{2\pi \cdot f_m}{10} \end{cases} \quad \text{A.54}$$

A.4.2.2 Calcul des paramètres du correcteur de la boucle externe

En utilisant la méthode et les hypothèses précédentes pour le calcul des paramètres du correcteur de la boucle de tension, on peut trouver :

$$V_{pv}(p) = \frac{FTBF_{i,c1}(p)}{c_{1,p}} = \frac{FTBF_{i,\varepsilon_1}(p) \cdot C_v(p)}{c_{1,p}} \quad \text{A.55}$$

A partir de cette équation on peut déduire la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe :

$$FTBO_v = \frac{V_{pv}(p)}{\varepsilon_1(p)} = \frac{FTBF_{i,C_v}(p)}{c_{1,p}} = \frac{C_v(p)}{c_{1,p} \cdot [1 + ((K_p + r)/K_p \cdot K_i) \cdot p + (L/K_p \cdot K_i) \cdot p^2]} \quad \text{A.56}$$

Cette fonction de transfert est d'ordre 3 et intègre un pôle nul de (type 1), qui assure la stabilité de cette fonction, à cet effet, on prend :

$$C_v(p) = K_{pv} \quad \text{A.57}$$

Donc :

$$FTBO_v = \frac{K_{pv}}{c_{1,p} \cdot [1 + ((K_p + r)/K_p \cdot K_i) \cdot p + (L/K_p \cdot K_i) \cdot p^2]} \quad \text{A.58}$$

La fonction de transfert en boucle fermée, est donnée par la relation suivante :

$$FTBF_v = \frac{K_{pv}}{K_{pv} + c_{1,p} + c_{1,p} \cdot ((K_p + r)/K_p \cdot K_i) \cdot p^2 + c_{1,p} \cdot (L/K_p \cdot K_i) \cdot p^3} \quad \text{A.59}$$

Cette fonction peut être écrite sous la forme suivante :

$$FTBF_v = \frac{1}{(K_{pv} \cdot K_p \cdot K_i / C_1 L) + (K_p \cdot K_i / L) \cdot p + ((K_p + r) / L) \cdot p^2 + p^3} \quad A.60$$

La fonction $FTBF_v$ est une fonction 3^o ordre, et en appliquant le critère de Roth, on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{[(K_p + r) / L] - (K_{pv} \cdot K_p \cdot K_i / C_1 L)}{(K_{pi} + r L_z) / L_z} \cdot (K_p \cdot K_i / L) > 0 \\ w_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f_m}{10} \end{cases} \Rightarrow K_{pv} < \frac{c_1 \cdot (K_p + r)}{K_p \cdot K_i} \quad A.61$$