

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire
pour l'obtention du diplôme de
Master en Electrotechnique

Intitulé

**Etude et analyse de la stratégie SVPWM à six courts-circuits
pour la commande de l'onduleur à structure z-source**

Présenté par
DJENANE Mohamed Salim

Sous la direction de Pr. M.O.MAHMOUDI et Pr. E.M.BERKOUK
Soutenu publiquement le 20 juin 2016

Membres du Jury

Président : H. SAHRAOUI, Maitre de conférences à l'ENP
Rapporteurs : E.M.BERKOUK, Professeur à l'ENP
M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
Examineur : A. HELLAL, Professeur à l'ENP

ENP 2016

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

ملخص

إن العمل المقترح في هذا المشروع هو دراسة وتحليل للاستراتيجية SVPWM من أجل التحكم في المموج z-source ثلاثي الأطوار في نظام متعدد المصادر. يتكون هذا الأخير من مولد ضوئي (GPV) ونظام للتخزين (بطاريات، مروحية تعديل التيار buck-boost). وقد بدأنا بمبدأ التشغيل للمموج z-source، بالإضافة إلى مختلف استراتيجيات التحكم الجيبية MLI sinusoïdale والشعاعية MLI vectorielle مع التأكيد على SVPWM. تم ادخال المموج z-source في السلسلة المدروسة مع التحكم في مختلف المقادير. ويتم 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 (P&O).

الكلمات المفتاحية: 1-SVPWM- المموج 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 is the study and analysis of SVPWM strategy in six shorts-circuits for controlling a three-phase inverter z - source structure in a multi- source system. The latter consists of a photovoltaic generator (PVG) and a storage system (batteries, buck-boost chopper). We started with the highlighted the principle of operation of the z - source inverter, as well as their different control strategies to sinusoidal PWM and vector based on the SVPWM six shorts-circuits. The last part is to integrate the inverter into the PV chain by performing various controls. The DC bus is regulated indirectly by the storage system, while the use of the length of the shoot -through state of the z - source inverter optimizes the GPV through the MPPT algorithm (P & O).

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

Résumé

Le travail présenté dans ce projet porte sur l'étude et l'analyse de la stratégie SVPWM à six courts-circuits pour 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 commencé par la mise en évidence du principe de fonctionnement de l'onduleur z-source, ainsi que leur différentes stratégies de commande à MLI sinusoïdale et vectorielle en se basant sur la SVPWM à six court-circuit. La dernière partie consiste à intégrer l'onduleur dans la chaîne PV en effectuant les différents contrôles. 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 (P&O).

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

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.

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.

Table des matières

TABLE DES MATIERES

Liste des figures et des tableaux	
Liste des nomenclatures et abréviations	
Introduction générale :	13

Chapitre I

" Principe de fonctionnement et stratégie de commande de l'onduleur Z-source"

I.1 Introduction	16
I.2 Principe de fonctionnement et équations de sortie.....	16
I.2.1 Etat zéro (état de repos).....	17
I.2.2 Etat Shoot-through.....	17
I.2.3 Etat Actif	18
I.2.4 Etat 4.....	19
I.2.5 Calcul du facteur de survoltage B (Boost Factor)	19
I.3 Stratégies de commande de l'onduleur Z-source	21
I.3.1 Commande d'élévation simple (MLI Simple Boost Control SBC).....	21
I.3.1.1 Principe de la commande	21
I.3.1.2 Calcul du facteur de survoltage B	22
I.3.2 Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Contrôle MBC)	23
I.3.2.1 Principe de la commande	23
I.3.2.2 Calcul du facteur de survoltage B	23
I.3.3 Commande d'élévation maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC)	25
I.3.3.1 Principe de la commande	25
I.3.3.2 Calcul du facteur de survoltage B	25
I.4 Les stratégies de commande à MLI vectorielle (SVM)	26
I.4.1 La stratégie SVM à six court-circuit	27
I.4.2 Algorithme de la SVM d'un onduleur z-source	29
I.4.3 Calcul du facteur d'élévation B	31
I.4.4 Résultats de simulation.....	32
I.5 Conclusion.....	34

Chapitre II

"Insertion de l'onduleur Z-source dans la chaîne PV Commandé par la stratégie SVPWM à six courts-circuits"

II.1 Introduction.....	36
------------------------	----

II.2 Topologie de la chaîne photovoltaïque	36
II.3 Insertion d'élément de stockage.....	37
II.4 Contrôle du bus continu	37
II.4.1 Modélisation du hacheur réversible en courant	37
II.5 Optimisation du rendement du GPV	39
II.5.1 principe de la commande Perturbe & observe	39
II.5.1.2 Organigramme de l'algorithme P&O	40
II.6 Contrôle de l'onduleur z-source.....	40
V.7 Les régulateurs.....	41
V.7.1 Les régulateurs PI	41
V.7.2 Les régulateurs IP	42
V.8 Résultats de simulation	43
V.8.1 Analyse des résultats de simulation	47
V.9 Conclusion	48
Conclusion générale	50
Bibliographies.....	52

Liste des figures et des tableaux

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 :	Topologie du ZSI en fonctionnement Hacheur.....	16
Figure I-2 :	Circuit équivalent du ZSI dans l'état de repos (Zéro).....	17
Figure I-3 :	Circuit équivalent du ZSI dans l'état shoot-through.....	18
Figure I-4 :	Circuit équivalent du ZSI dans l'état actif.....	18
Figure I-5 :	Variation du facteur de surtension « B » en fonction du rapport cyclique « d »....	20
Figure I-6 :	Les signaux de commande de la stratégie SBC.....	21
Figure I-7 :	Les signaux de commande de la stratégie Maximum Boost (MBC).....	23
Figure I-8 :	Les signaux de commande de la stratégie Maximum Constant Boost (MCBC)....	25
Figure I-9 :	Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur.....	27
Figure I-10 :	La stratégie SVM à six court-circuits.....	27
Figure I-11 :	Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (α, β)	30
Figure I-12 :	Allures des tensions V_i, V_c, V_e	32
Figure I-13 :	Allure des tensions V_{an}, V_{cf}	33
Figure I-14 :	Allure du courant i_L (zoom).....	33
Figure II-1 :	Schéma synoptique de la chaîne PV.....	36
Figure II-2 :	Circuit électrique de l'hacheur réversible en courant.....	37
Figure II-3 :	Circuit électrique de l'hacheur réversible dont la batterie est en mode décharge.....	38
Figure II-4 :	Modèle moyen de l'hacheur réversible en vue de contrôler la tension V_c	39
Figure II-5 :	Modèle de contrôle de la tension V_c	39
Figure II-6 :	Organigramme de l'algorithme P&O.....	40
Figure II-7 :	Modèle moyen en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV.....	41
Figure II-8 :	Modèle de contrôle de tension V_{PV}	41
Figure II-9 :	Schéma bloc d'un régulateur PI.....	42
Figure II-10 :	Schéma bloc d'un régulateur IP.....	42
Figure II-11 :	Profil d'irradiation.....	43
Figure II-12 :	Variation de la puissance P_{GPV} et P_{bat}	43
Figure II-13 :	Allure du courant passant par l'inductance(i_L).....	44
Figure II-14 :	Allure de la tension V_{dc} et sa valeur moyenne V_C	44
Figure II-15 :	Allure de la tension V_C (zoom).....	45
Figure II-16 :	Tension de sortie avant et après filtrage (zoom).....	46
Figure II-17 :	Allure des courants de charge.....	47

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1:	Etat du ZSI en fonction de la configuration des interrupteurs S1, S2.....	17
Tableau I-2:	Les séquences de la SVM symétrique à six court-circuits.....	28
Tableau I-3:	Séquence de l'état du court-circuit dans chaque secteur.....	29

Liste des nomenclatures et des abréviations

LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
GPV	Générateur photovoltaïque
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
PV	Photovoltaïque
SBC	Simple Boost Control
MBC	Maximum Boost Control
MCBC	Maximum Constant Boost Control
SCP	Système de Conditionnement de Puissance
AC	Alternatif current
DC	Direct current
ZSI	Z-Source Inverter
Shoot-through	court-circuit
PI	Proportionnelle Intégral
IP	Intégral Proportionnelle
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
MPPT	Maximum Power Point Tracking
P&O	Perturbe & observe

LISTE DES NOMENCLATURES

Symbole	Unité	Ssignification
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
C_1	[F]	Le condensateur de connexion du GPV au convertisseur
$d(t)$		Rapport cyclique instantané

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.

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 associée 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 mémoire consiste à commander l'onduleur z-source dans une chaîne photovoltaïque avec la stratégie SVM à six court-circuit. Ce travail est organisé selon deux chapitres.

Le premier chapitre est dédié au principe de fonctionnement de l'onduleur z-source et la présentation des différentes stratégies de commande à MLI sinusoidale et vectorielle en faisant une simulation de la stratégie SVPWM à six courts-circuits.

Le deuxième chapitre expose la topologie d'un système multi-source constitué d'un générateur photovoltaïque et un système de stockage intégrant l'onduleur z-source, alimentant une charge isolée. La stratégie utilisée sera la SVPWM à six courts-circuits. 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.

Chapitre I

"Principe de fonctionnement et
stratégie de commande de
l'onduleur Z-source"

I.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation et la compréhension du principe de fonctionnement de l'onduleur à structure z-source, ainsi que les différentes stratégies de commande à MLI sinusoïdale et vectorielle en se basant sur SVPWM à six courts-circuits.

I.2 Principe de fonctionnement et équations de sortie

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

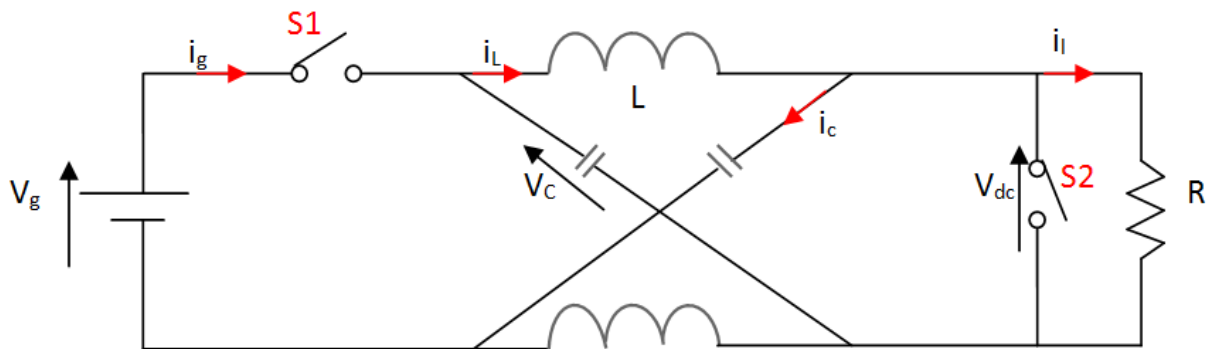


Figure I-1: Topologie du ZSI en fonctionnement Hacheur.

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 :

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

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 I-1).

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

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

I.2.1 Etat zéro (état de repos)

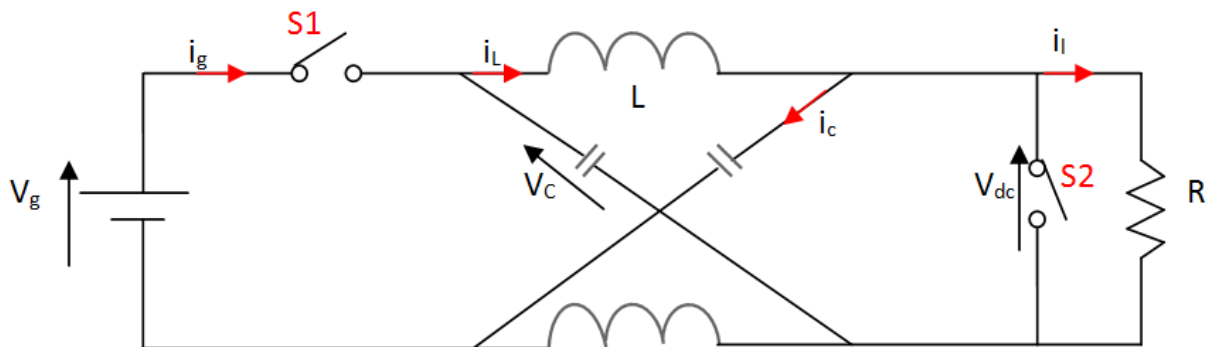


Figure I-2: Circuit équivalent du ZSI dans l'état de repos (Zéro).

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

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

I.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 ($V_c = V_L$).

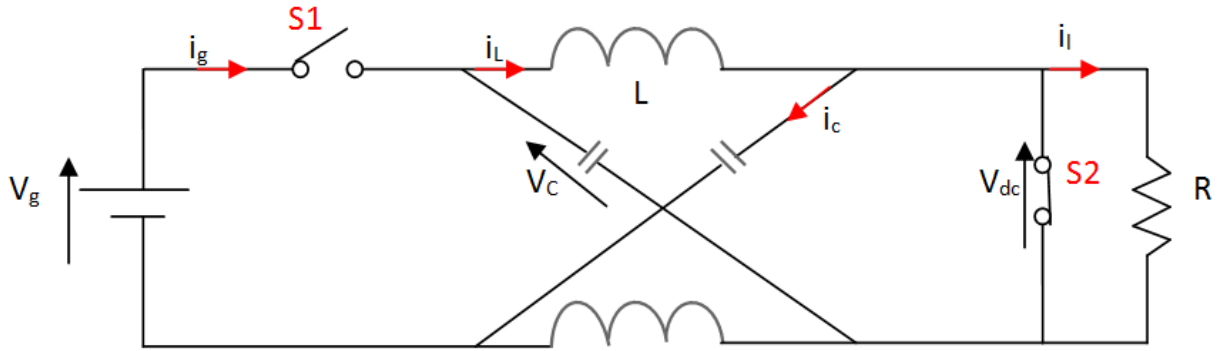


Figure I-3: Circuit équivalent du ZSI dans l'état shoot-through.

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

$$\begin{cases} \frac{dV_c}{dt} = -\frac{i_L}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_c}{L} \\ V_{dc} = 0 \\ i_g = 0 \end{cases} \quad \text{I.3}$$

I.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).

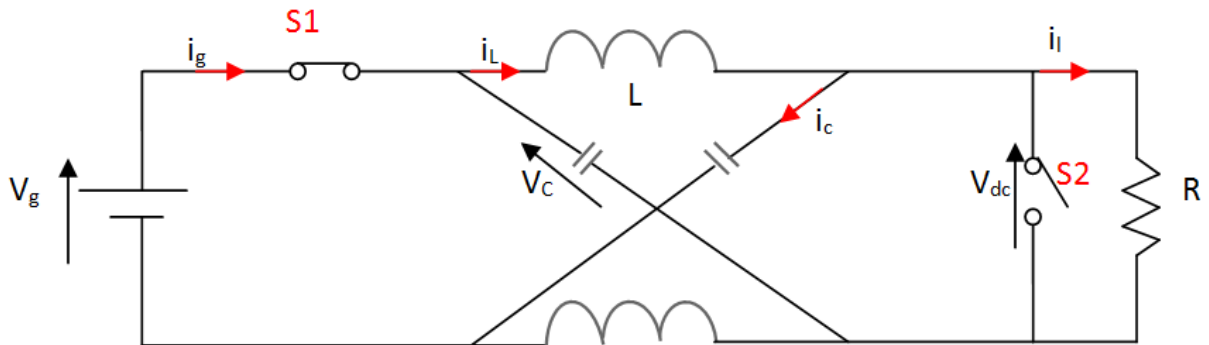


Figure I-4: Circuit équivalent du ZSI dans l'état actif.

Le circuit électrique nous avons les équations suivantes :

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

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

I.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 :

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

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

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

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

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

I.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 (I.3) et (I.4) nous pouvons écrire les expressions suivantes :

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

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] [4] :

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

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

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

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

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

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

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

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

Avec :

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

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

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

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

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

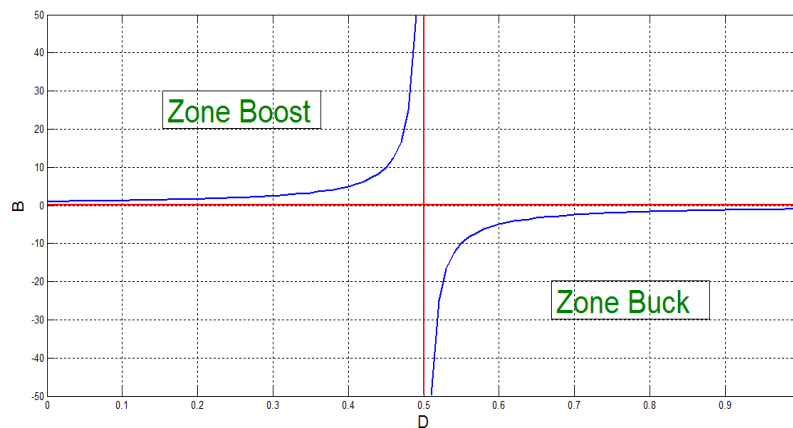


Figure I- 5: Variation du facteur de survoltage « B » en fonction du rapport cyclique « d ».

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.

I.3 Stratégies de commande de l'onduleur Z-source

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 shoot through.

I.3.1 Commande d'élévation simple (MLI Simple Boost Control SBC)

I.3.1.1 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 [6] [7].

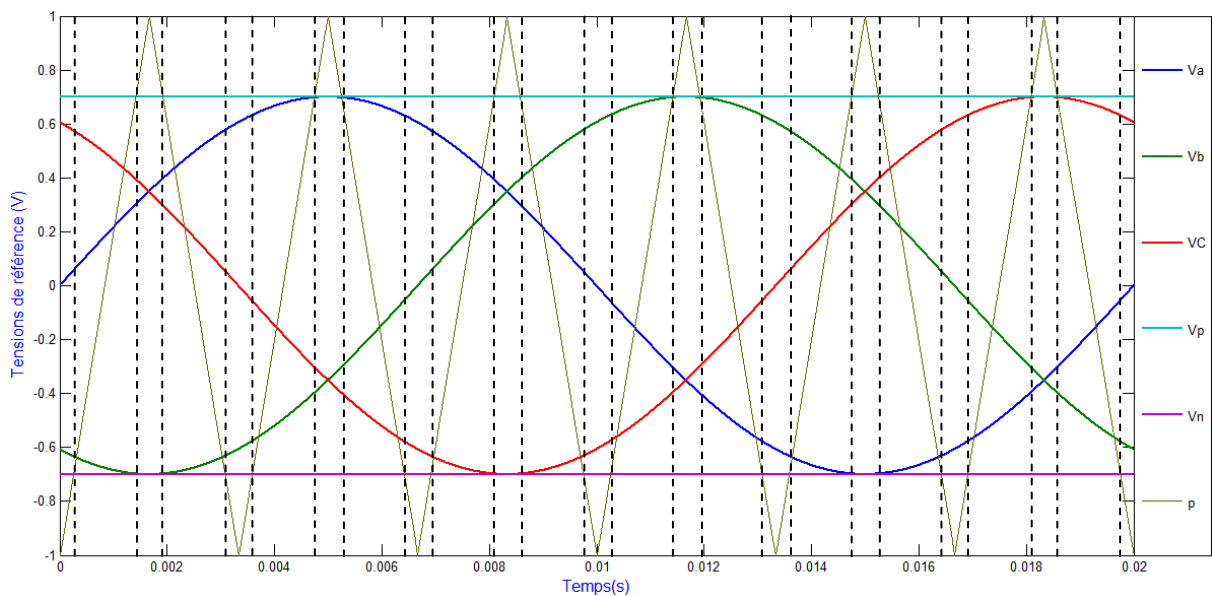


Figure. I-6 : Les signaux de commande de la stratégie SBC.

I.3.1.2 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 :

$$d = 1 - r \quad \text{I.16}$$

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

$$\begin{cases} A_1 = \frac{4}{T} \cdot t - 1 \\ A_2 = -\frac{4}{T} \cdot \left(t - \frac{T}{2}\right) + 1 \end{cases} \quad \text{I.17}$$

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 :

$$r = \frac{4}{T} t_1 - 1 \quad \text{I.18}$$

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

$$r = \frac{-4}{T} \left(t_2 - \frac{T}{2}\right) + 1 \quad \text{I.19}$$

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

$$2r - 2 = \frac{4}{T} (t_1 - t_2) \quad \text{I.20}$$

Mais comme nous savons que :

$$(t_2 - t_1) = \frac{T_0}{2} \quad \text{I.21}$$

L'équation (IV.5) devient :

$$\frac{T_0}{T} = d = 1 - r \quad \text{I.22}$$

En ayant l'expression du rapport cyclique approprié à cette technique, nous allons ainsi remplacer dans l'expression de B en fonction de « d » et nous trouvons :

$$\left\{ \begin{array}{l} B = \frac{1}{2r-1} \\ G = \frac{r}{2r-1} \\ B = 2G - 1 \end{array} \right. \quad \text{I.23}$$

I.3.2 Commande d'élevation maximale (Maximum Boost Contrôle MBC)

I.3.2.1 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. I-7).

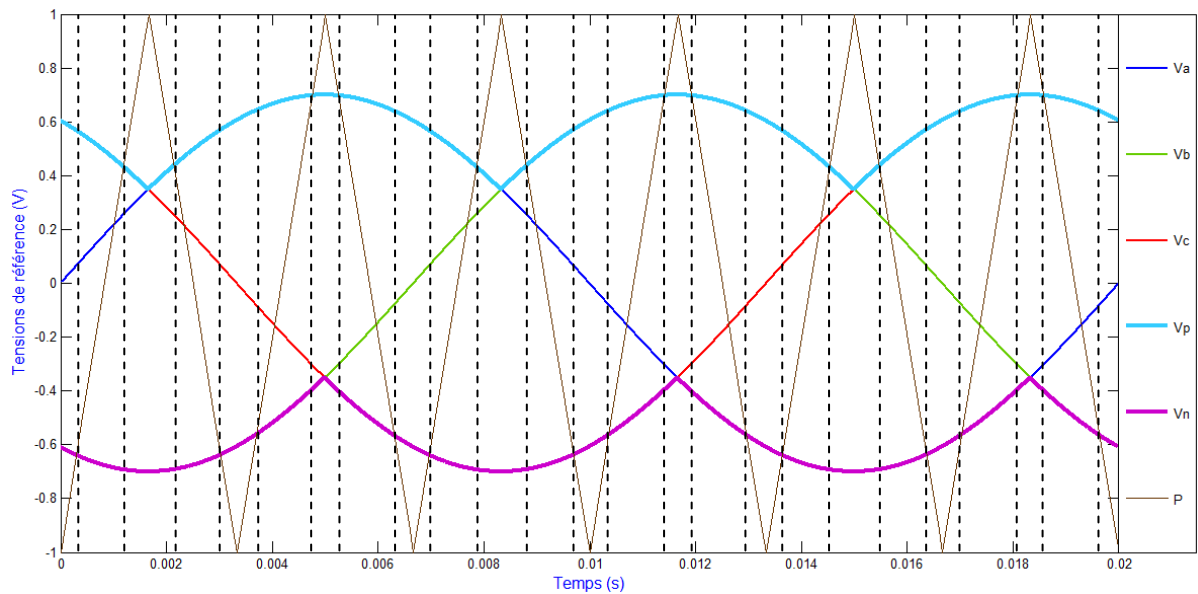


Figure. I-7 : Les signaux de commande de la stratégie Maximum Boost (MBC).

I.3.2.2 Calcul du facteur de survoltage B

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{T_1}{T} = \frac{1}{4}(1 - v_a) \\ \frac{T_2}{T} = \frac{1}{4}(1 + v_b) \end{array} \right. \quad \text{I.24}$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{T_1(\theta)}{T} = \frac{1}{4}(1 - r \sin(\theta)) \\ \frac{T_2(\theta)}{T} = \frac{1}{4}(1 + r \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) \end{array} \right. \quad \text{I.25}$$

Tel que :

$$2T_1(\theta) + 2T_2(\theta) = T_{st} \quad \text{I.26}$$

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

$$d(\theta) = \frac{T_{st}}{T} = 1 - \frac{r}{2} (\sin(\theta) - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) \quad \text{I.27}$$

En simplifiant on trouve :

$$d(\theta) = \frac{T_{st}}{T} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \quad \text{I.28}$$

Alors :

$$\begin{cases} d_{max} = d\left(\theta = \frac{\pi}{3}\right) = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \\ d_{min} = d\left(\theta = \frac{\pi}{6}\right) = 1 - \frac{3}{4} \cdot r \end{cases} \quad \text{I.29}$$

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 [6] :

$$\bar{d} = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} 1 - \frac{r}{2} (\sin(\theta) - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) d\theta \quad \text{I.30}$$

Ce qui nous donne :

$$\bar{d} = \frac{3}{\pi} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{r}{2} \sqrt{3} \right) = 1 - \frac{3\sqrt{3}r}{2\pi} \quad \text{I.31}$$

On peut déduire le rapport de survoltage B comme suit :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{1-2d} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}r-\pi} \\ G = \frac{r \cdot \pi}{3\sqrt{3}r-\pi} \\ B = \frac{3\sqrt{3} \cdot G - \pi}{\pi} \end{cases} \quad \text{I.32}$$

I.3.3 Commande d'élevation maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC)

I.3.3.1 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.

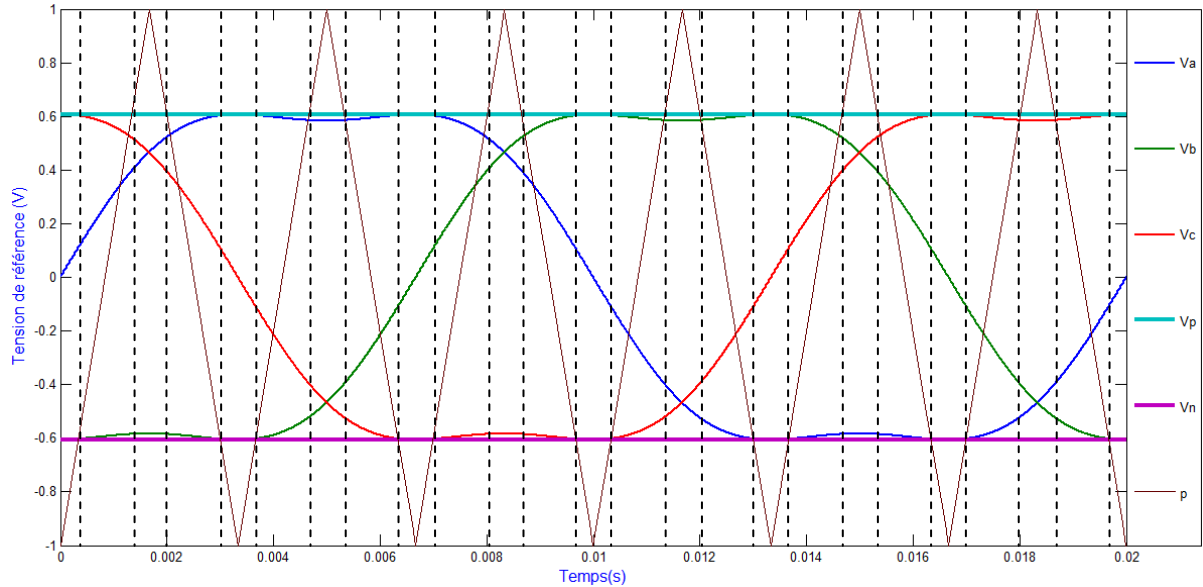


Figure I-8 : Principe de la commande Maximum Constant Boost (MCBC).

I.3.3.2 Calcul du facteur de survoltage B

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

$$h_3(t) = a \sin(3\theta) \tag{I.33}$$

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

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

$$\hat{V}_a(t) = V_a(t) + h_3(t) = r \sin(\theta) + \frac{r}{6} \sin(3\theta) \tag{I.34}$$

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

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}}{2}r \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2}r \end{cases} \quad \text{I.35}$$

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

Alors :

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}r \quad \text{I.36}$$

Et par suite :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3}.r-1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3}.r-1} \\ B = \sqrt{3}.G - 1 \end{cases} \quad \text{I.37}$$

I.4 Les stratégies de commande à MLI vectorielle (SVM)

Ces stratégies sont basées sur les mêmes démarches de la *MLI* vectorielle d'un onduleur triphasé conventionnel avec l'insertion de l'état du court-circuit nécessaire à l'adaptation (élévation) de la tension continue sans affecter les durées des vecteurs actifs. Cette insertion sollicite l'addition de nouveaux vecteurs appropriés dans la séquence de cette commande.

Selon la répartition de la durée du court-circuit dans une séquence de la *SVM* symétrique schématisée dans la (figure-9), on distingue deux stratégies de celle-ci, adoptées pour l'onduleur z-source. La première stratégie s'appuie sur l'insertion de quatre court-circuits dans les durées des états zéros, tandis que la deuxième stratégie est établie par l'addition de six court-circuits [8], [9].

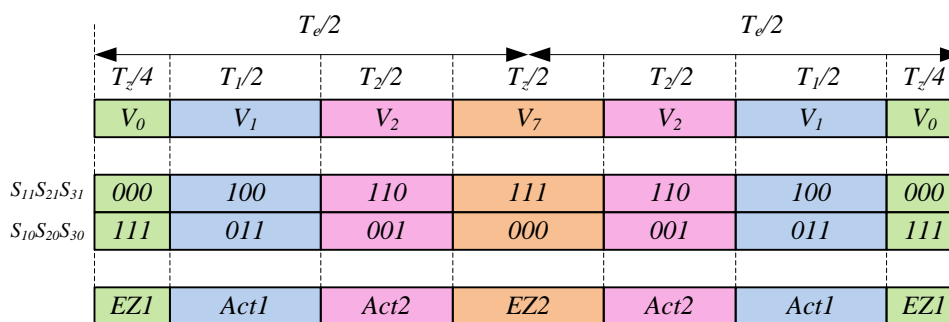


Figure I-9 : Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur.

I.4.1 La stratégie SVM à six court-circuit

La présente méthode est basée sur l'ajout de six commandes de court-circuit à gauche et à droite des vecteurs actifs, pendant une période d'échantillonnage T_e , sans affecter les états actifs. Chacun de ce court-circuit a une durée de $dT_e/6$. La (figure I-9) décrit le principe de cette stratégie [10], [11].

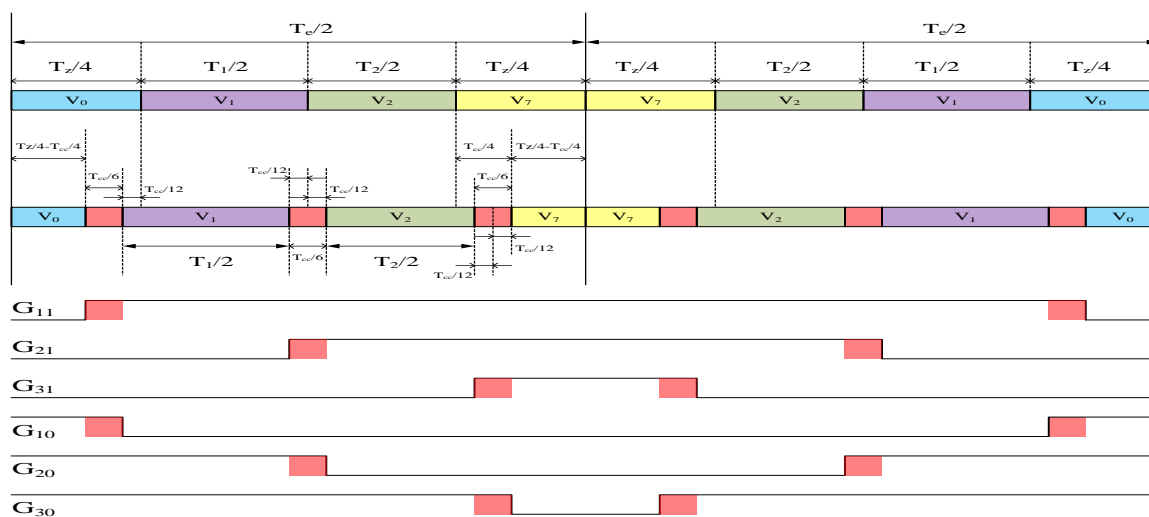


Figure I-10 : La stratégie SVM à six court-circuits.

Le principe de cette stratégie est illustré dans les points suivants :

- La conservation de l'utilisation et la distribution symétrique des deux vecteurs nuls ;
- L'insertion de l'état court-circuit à gauche et à droite des vecteurs actifs ;
- L'utilisation de l'état court-circuit d'un seul bras uniquement;
- L'alternance de l'utilisation de l'état court-circuit des trois bras dans chaque secteur ;
- La commutation d'un seul interrupteur à chaque passage entre deux vecteurs dans le même secteur.

A cet effet, les nouvelles séquences pour les six secteurs tout en respectant les points précédents, sont données dans le tableau suivant pour une demi-période d'échantillonnage:

Secteur	Cde de K_{ij}	$V_{zéro1}$	V_{cc}	V_{acta}	V_{cc}	V_{actb}	V_{cc}	$V_{zéro7}$
Secteur1	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	100	100	110	110	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	011	011	001	001	000
Secteur2	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	010	010	110	110	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	101	101	001	001	000
Secteur3	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	010	010	011	011	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	101	101	100	100	000
Secteur4	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	001	001	011	011	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	110	110	100	100	000
Secteur5	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	001	001	101	101	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	110	110	010	010	000
Secteur6	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	100	100	101	101	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	011	011	010	010	000

Tableau I-2 : Les séquences de la SVM symétrique à six court-circuits [5].

L'analyse de ce tableau montre que la SVM destinée pour un onduleur z-source, est constituée de six vecteurs actifs, deux vecteurs nuls et onze vecteurs de l'état du court-circuit, chacun de ces vecteurs est composé de six états. Le nombre total des commutations dans une période d'échantillonnage est de douze.

Le séquençage des vecteurs actifs est identique pour les trois secteurs impairs et pour les trois secteurs pairs. Tel que pour les secteurs impairs le premier vecteur actif adjacent utilisé est le V_1 , et pour les secteurs pairs, le vecteur V_2 est utilisé comme premier vecteur.

En outre, on constate que les trois bras sont utilisés périodiquement et équitablement dans chaque secteur pour assurer le court-circuit. Le (tableau I-3) décrit cette constatation.

	<i>Secteur1</i>	<i>Secteur2</i>	<i>Secteur3</i>	<i>Secteur4</i>	<i>Secteur5</i>	<i>Secteur6</i>
V_{cc1}	<i>Bras 1</i>	<i>Bras 2</i>	<i>Bras 2</i>	<i>Bras 3</i>	<i>Bras 3</i>	<i>Bras 1</i>
V_{cc2}	<i>Bras 2</i>	<i>Bras 1</i>	<i>Bras 3</i>	<i>Bras 2</i>	<i>Bras 1</i>	<i>Bras 3</i>
V_{cc3}	<i>Bras 3</i>	<i>Bras 3</i>	<i>Bras 1</i>	<i>Bras 1</i>	<i>Bras 2</i>	<i>Bras 2</i>

Tableau I-3 : Séquence de l'état du court-circuit dans chaque secteur.

I.4.2 Algorithme de la SVM d'un onduleur z-source

L'algorithme de la *MLI* vectorielle pour un onduleur z-source, est structuré sous la forme suivante [9]:

- La représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnel (α, β) ;
- La détermination du vecteur de tension V_{ref} dans le repère (α, β) ;
- La détermination de l'angle de rotation θ ;
- La détermination des durées d'utilisation des vecteurs actifs ;
- La détermination de la durée d'utilisation du ou des vecteurs nuls ;
- La détermination de la durée de l'état du court-circuit ;
- L'élaboration du séquençement des vecteurs (actifs, zéro et court-circuit).

Les trois tensions de sortie (tensions de référence) peuvent être représentées par un vecteur équivalent V_{ref} et ce, en effectuant la transformation de Concordia avec la conservation de puissance. La figure (I-11) montre un vecteur de référence situé dans le premier secteur.

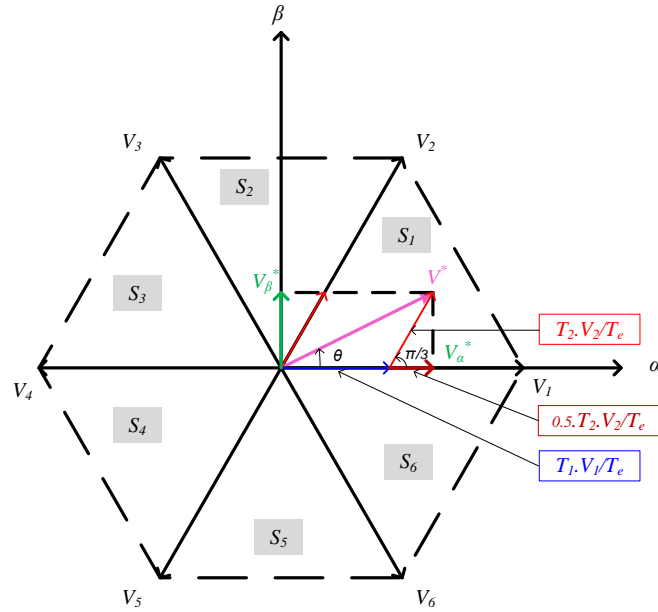


Figure I-11 : Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (α, β) .

Le vecteur de référence peut être reconstitué à l'aide de deux vecteurs actifs adjacents et de deux vecteurs de l'état zéro (dans le cas d'une SVM symétrique), pondérés par leur temps d'application. Dans notre exemple ce vecteur de référence s'exprime par [9], [10] :

$$T_c V_{réf} = T_1 V_1 + T_2 V_2 + 0.5 T_Z V_0 + 0.5 T_Z V_7 \quad \text{I-38}$$

Tel que :

$$T_c = T_1 + T_2 + T_Z.$$

En connaissant les expressions de deux vecteurs actifs (V_1 et V_2) dans le repère (α, β) , et en introduisant la durée T_0 nécessaire pour le court-circuit, on peut déduire :

$$\begin{cases} T_1(\theta) = T_c \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2(\theta) = T_c \cdot m \cdot \sin(\theta) \\ T_z(\theta) = T_c \left[1 - m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right] \end{cases} \quad \text{I-39}$$

Dans ces expressions, on trouve un paramètre important, nommé la profondeur de modulation, notée m . Elle est définie comme suit [1] :

$$m = \sqrt{2} \cdot \frac{\|V_{réf}\|}{V_i} = \sqrt{3} \cdot V_{max}/V_i \quad \text{I-40}$$

A partir de I-40 et I-41, T_z/T_c est lié à la valeur de la tension V_i qui dépend déjà du rapport cyclique d via la relation. Ainsi, pour pouvoir élever la tension de source V_g à un niveau supérieur, il faut que la durée des états zéros puisse accueillir la durée de court-circuit $d.T_c$ souhaitée pour ce niveau d'élévation. La valeur minimale de T_z/T_c est donnée par la relation suivante [9], [10] :

$$(T_z(\theta)/T_c)_{min} = 1 - m \text{ pour } \theta = \pi/6 \quad I-41$$

I.4.3 Calcul du facteur d'élévation B

Ce facteur dépend du nombre de court-circuit insérés, il est déterminé à condition que la soustraction des durées des vecteurs nuls et de l'état de court-circuit, soit supérieure à zéro [9], [12].

Pour la SVM à quatre six-circuits et à partir de la (figure I-10), la condition citée au-dessus est vérifiée en respectant la relation suivante :

$$(T_z/4) - \frac{3}{2}(dT_c/6) \geq 0 \quad I-42$$

La dernière relation nous permet de déduire la condition sur la durée maximale de l'état de court-circuit, donnée par la relation suivante :

$$d \leq T_z/T_c \quad I-43$$

En exploitant la relation I-41, nous obtenons le rapport cyclique d'élévation maximal de la stratégie SVM à six court-circuit, qu'il est possible d'insérer pour une tension crête de la charge V_{max} :

$$d_{max} = 1 - m \quad I-44$$

Cette dernière expression du d peut être donnée par la relation I-46 et ce, en remplaçant la profondeur de modulation m par son expression décrit par l'équation I-41 :

$$d_{max} = 1 - m = 1 - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{max}}{V_i} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} r \text{ tel que } r = \frac{V_{max}}{V_i/2} \quad I-45$$

Cette dernière relation est similaire à celle de la stratégie *MCBC*, ce qui affirme l'ajout naturel de l'harmonique trois dans les rapports cycliques des tensions de référence.

De ce qui précède, et en utilisant la relation du facteur d'élévation, on déduit :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ B = \sqrt{3} \cdot G - 1 \end{cases} \quad 0-46$$

Le facteur d'élévation B et le gain total G de la SVM, ont des expressions similaires à celle de la stratégie *MCBC*.

I.4.4 Résultats de simulation

En exploitant la relation I-42, on trouve la valeur analytique du rapport cyclique d de l'état du court-circuit, est égale à 0.393. L'insertion de cette valeur, peut transférer la totalité des états zéros en état du court-circuit. À cet effet, et dans le but de montrer la séquence complète d'une SVM à six court-circuit, on insert une valeur du rapport d , égale à 0.358.

$$\begin{cases} V_e = 300\text{Volt} \\ r = 0.7 \\ f_m = 10\text{Khz} \end{cases} \quad \begin{cases} L_z = 10\text{mH} \\ r_{Lz} = 0.1\Omega \\ C_z = 4.7\text{mF} \end{cases} \quad \begin{cases} L_f = 10\text{mH} \\ r_{Lf} = 3\Omega \\ C_f = 30\mu\text{F} \end{cases} \quad \begin{cases} R_{ch1} = 200\Omega \\ R_{ch2} = 200\Omega \\ R_{ch3} = 200\Omega \end{cases}$$

Les valeurs analytiques sont :

$$\begin{cases} d = 0.358 \\ B = 3.52 \\ G = 2.464 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_i = 1056\text{V} \\ V_{Cz} = 778\text{V} \\ V_{max} = 369.6\text{V} \end{cases}$$

Les valeurs de grandeurs obtenues par la simulation sont :

$$\begin{cases} \hat{V}_i = 1014\text{V} \\ V_{Cz} = 657.2\text{V} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 3.39 \\ d = 0.35 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_{Lzmin} = 5.093\text{A} \\ i_{Lzmax} = 6.704\text{A} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{anmax} = 652.6\text{V} \\ V_{cfmax} = 315.5\text{V} \end{cases}$$

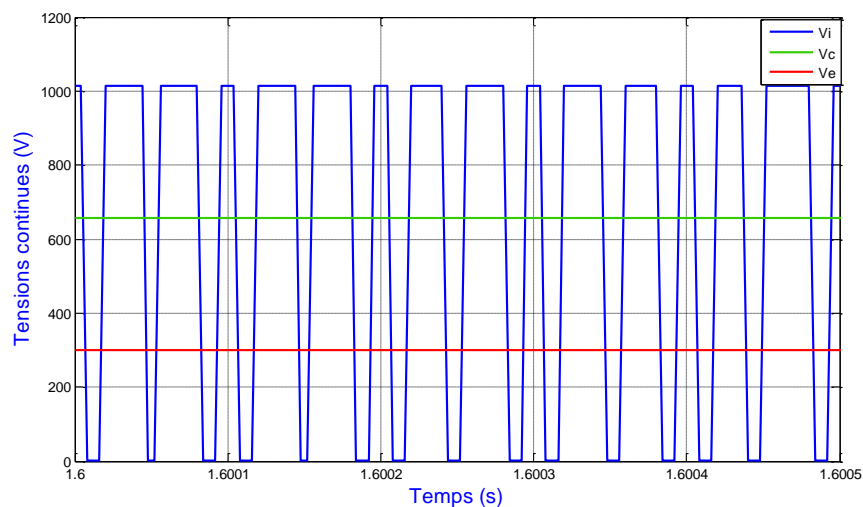


Figure I-12 : Allures des tensions V_i , V_c , V_e .

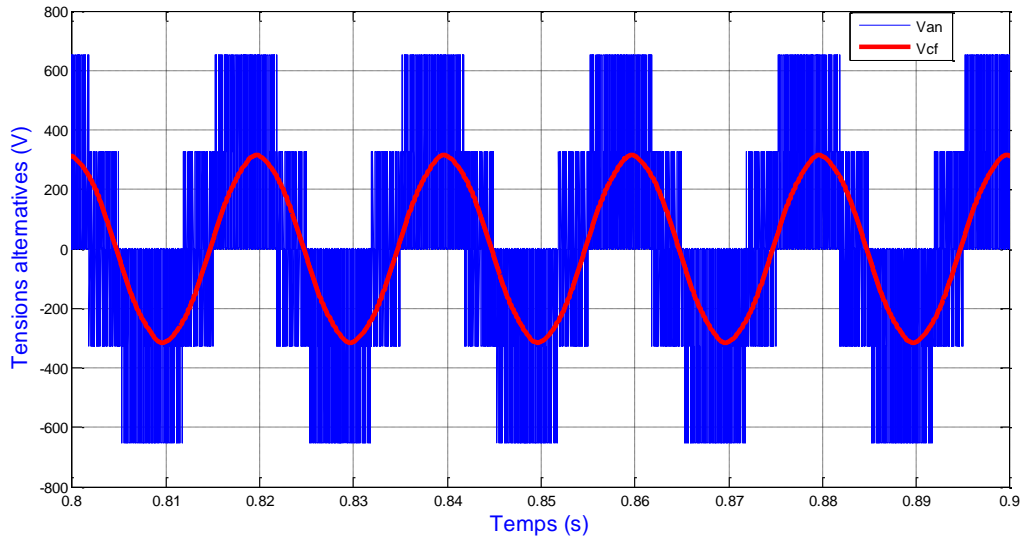


Figure I-13 : Allure des tensions Van, Vcf.

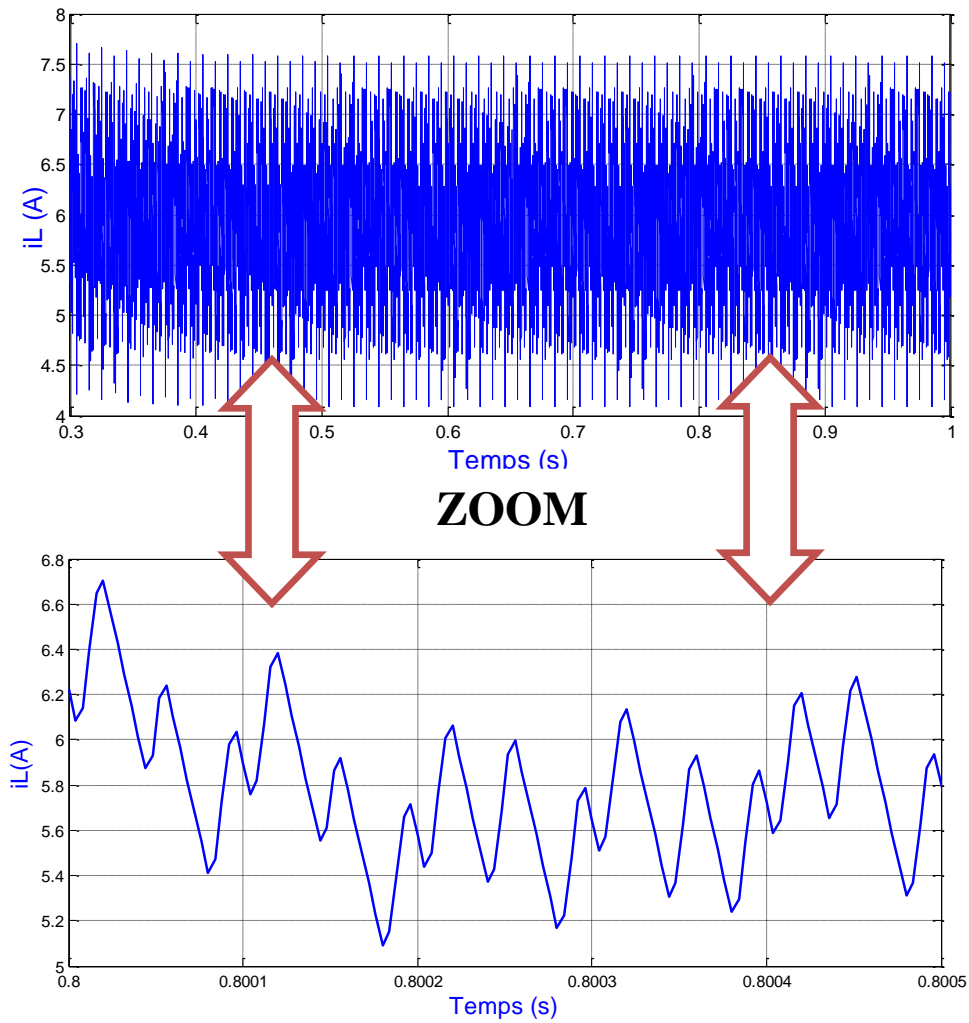


Figure I-14 : Allure du courant i_L (zoom).

On constate à partir de l'allure de tension V_i présenté dans la figure-11, que la durée de l'état du court-circuit, est segmentée équitablement à gauche et à droite des vecteurs actifs et ce, pendant une période de commutation. On remarque aussi sur la même figure, la présence des états zéros avec une durée étroite et elles sont séparées par rapport aux états actifs. L'allure de la tension V_i est une image de la séquence de *SVM* à six courts-circuits, développés précédemment.

I.5 Conclusion

A partir de ce chapitre nous avons mis en évidence le principe de fonctionnement de l'onduleur z-source, ainsi que les différentes stratégies de commande de cet onduleur.

L'onduleur z-source offre l'avantage d'amplifier la tension d'entrée sans utilise un convertisseur élévateur de tension (hacheur boost).

La stratégie *SVM* n'augmente pas la fréquence de commutation des interrupteurs, et par conséquent elles n'augmentent pas les pertes par commutation.

La stratégie *SVM*, nécessitent la génération des tensions de référence pour chaque interrupteur.

Chapitre II

"Insertion de l'onduleur Z-source dans
la chaîne PV Commandé par la
stratégie SVPWM à six courts-circuits"

II.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 afin d'adapter cet onduleur à la chaîne étudiée en optimisant le rendement énergétique du GPV.

II.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 (II-1) :

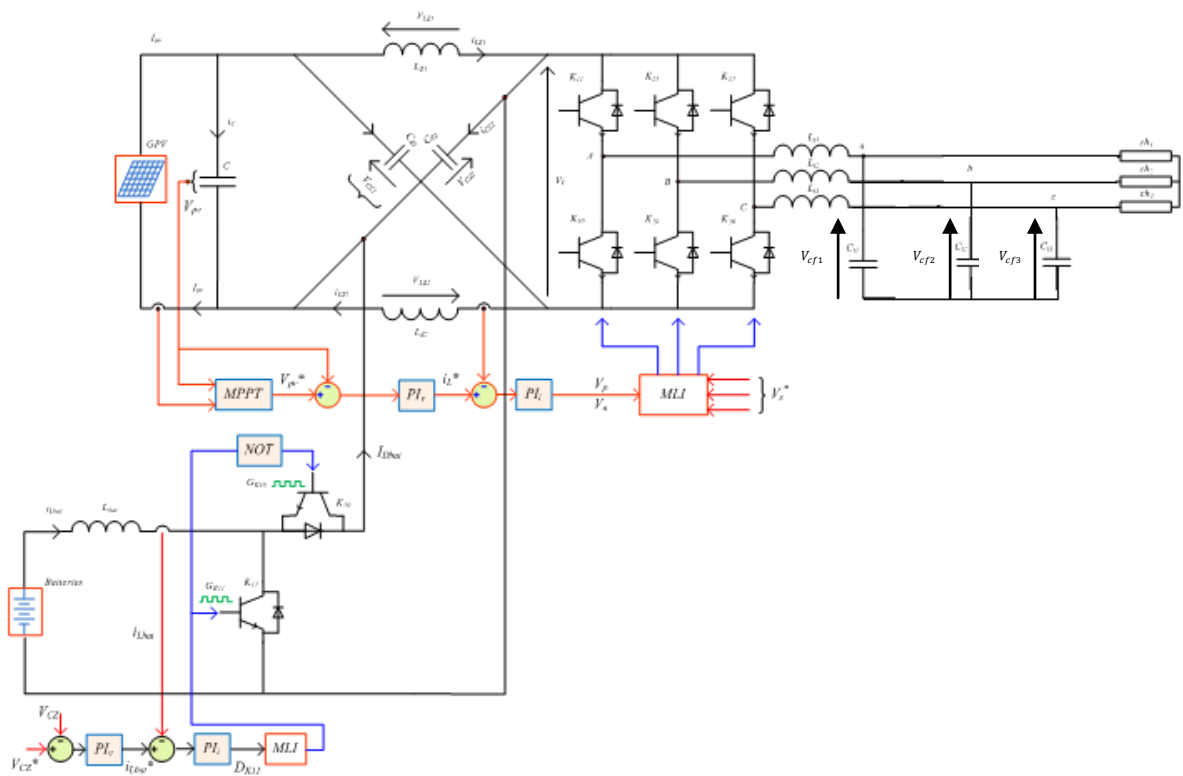


Figure II-1 : Schéma synoptique de la chaîne PV [6].

II.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.

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 [13].

II.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.

II.4.1 Modélisation du hacheur réversible en courant

Le hacheur en question est représenté par la figure suivante (II-2), il est constitué par deux interrupteurs bidirectionnels en courant formant une cellule de commutation :

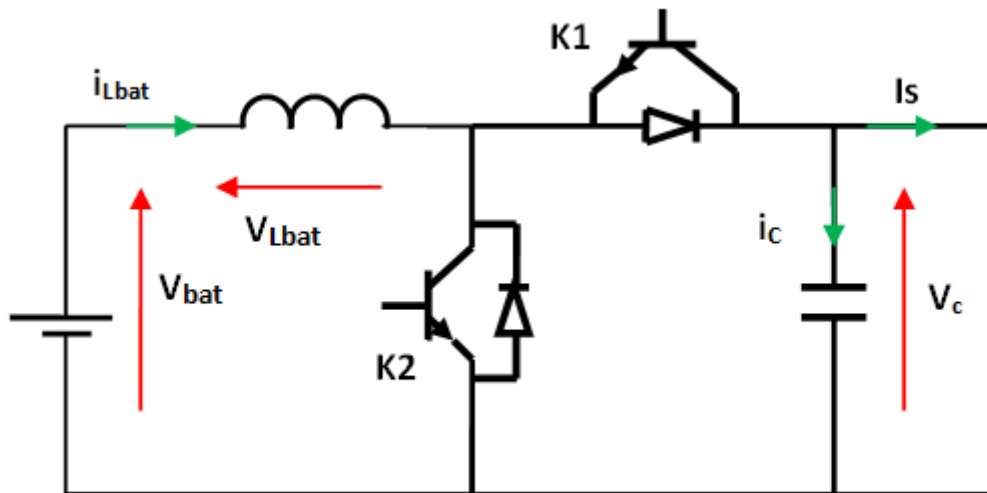


Figure II-2 : Circuit électrique du hacheur réversible en courant.

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 (II-3) :

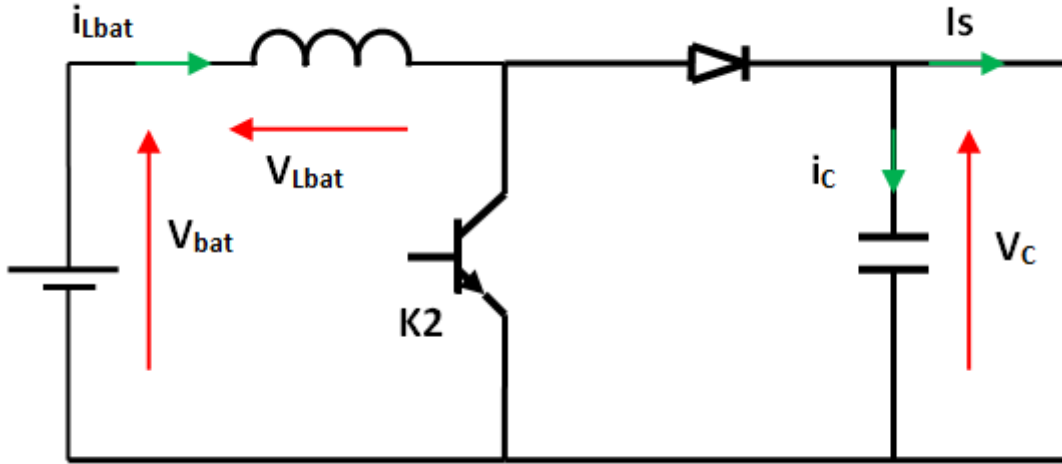


Figure II-3 : Circuit électrique de l'hacheur réversible dont la batterie est en mode décharge.

On peut déduire directement le modèle de connaissance du convertisseur qui reflète son fonctionnement réel.

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

En utilisant le principe de la valeur moyenne on peut déduire le modèle moyen comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{Lbat}(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1-\alpha) & 0 \\ 0 & (1-\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_C(t) \\ I_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{bat}(t) \\ -I_s(t) \end{bmatrix} \quad \text{II.2}$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} V_{Lbat}(t) = -(1-\alpha)V_C(t) + V_{bat}(t) \\ I_C(t) = I_C(1-\alpha)I_{Lbat}(t) - I_s(t) \end{cases} \quad \text{II.3}$$

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

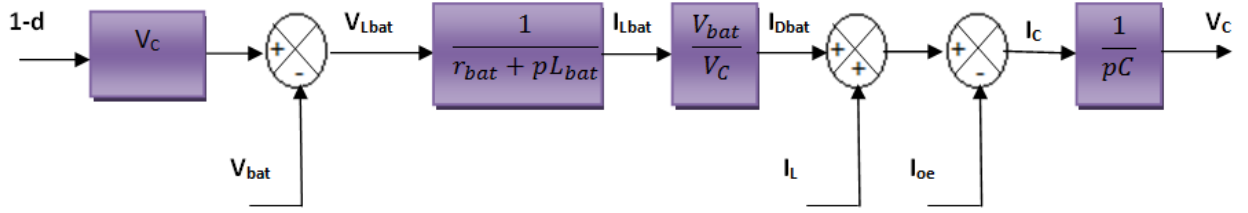


Figure II-4 : Modèle moyen de l'hacheur réversible en vue de contrôler la tension V_C .

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

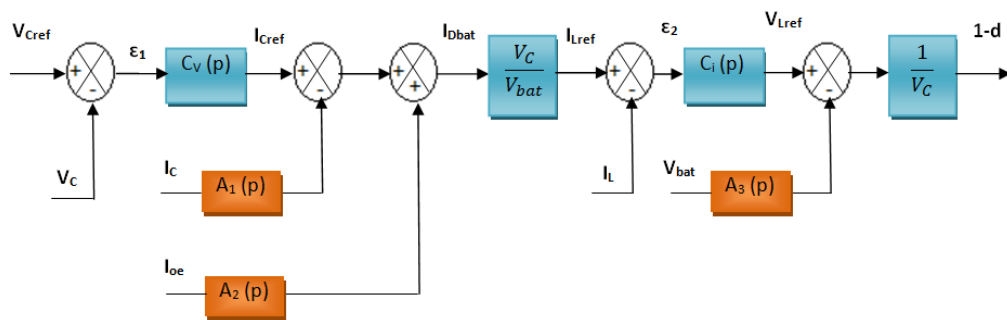


Figure II-5 : Modèle de contrôle de la tension V_C .

II.5 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.5.1 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] [14] [15] [16].

II.5.1.2 Organigramme de l'algorithme P&O

Le principe précédent peut être représenté par l'organigramme suivant :

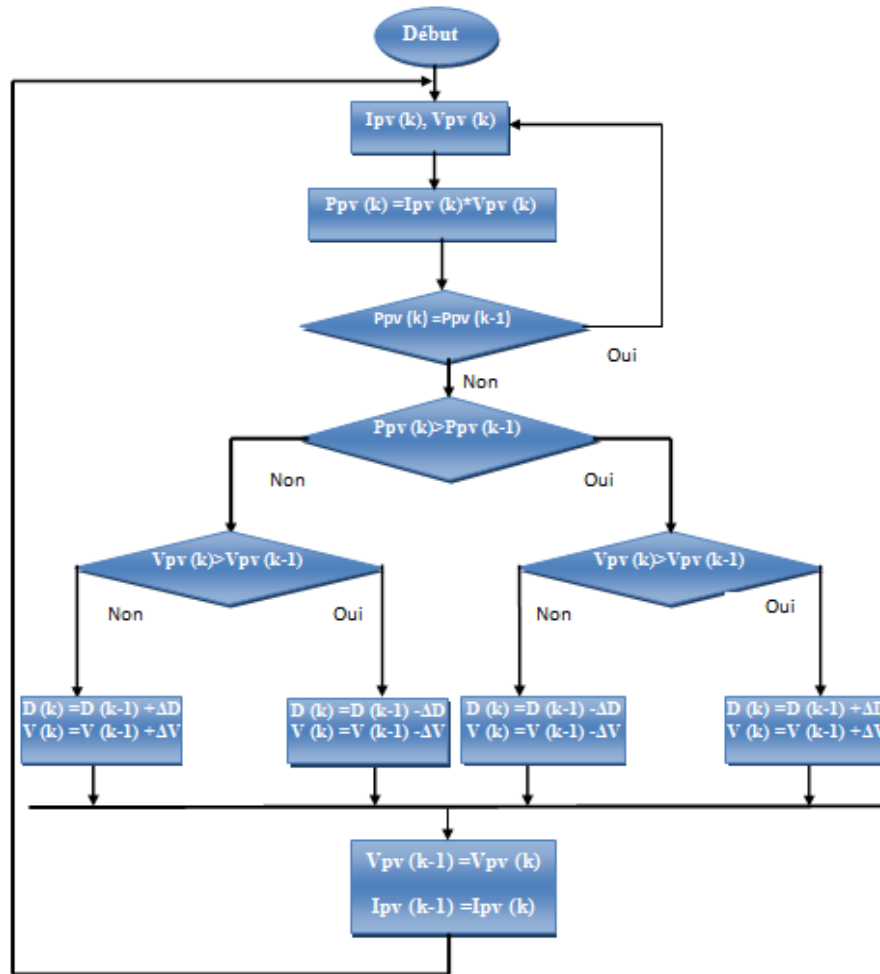


Figure II-6 : Organigramme de l'algorithme P&O [17].

- 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 [6]. Dans notre cas la variable à contrôlée est la tension car elle varie peu en fonction de l'irradiation.

II.6 Contrôle de l'onduleur z-source

A partir du modèle représenté par le système d'équation (II.4), nous allons déduire le schéma bloc du modèle moyen en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV comme suit (figure II-7):

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_C(t) + (1 - d(t)) \cdot (V_g - 2 \cdot v_C(t)) - r_L i_L(t) \\ C \frac{d}{dt} v_C(t) = i_L(t) - (1 - d(t)) \cdot i_l(t) \end{cases} \quad \text{II.4}$$

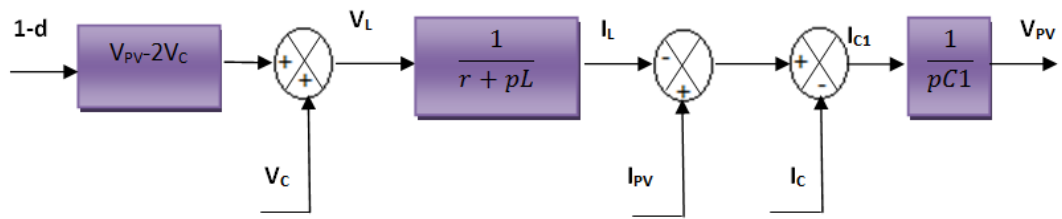


Figure II-7: Modèle moyen en vue d’optimiser le rendement énergétique du GPV.

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

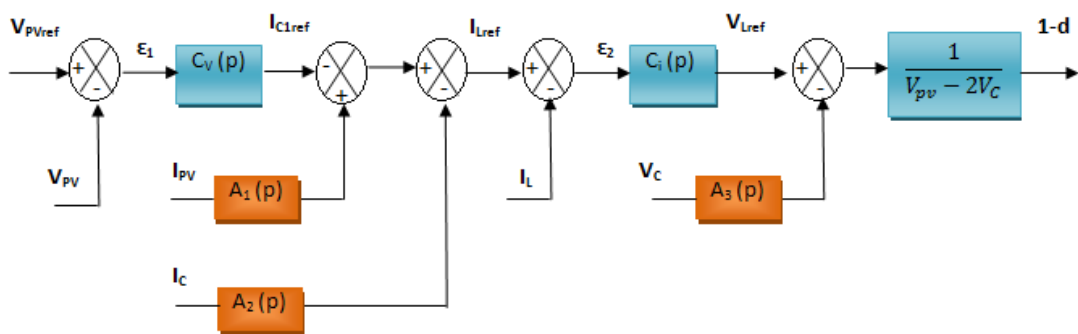


Figure II-8 : Modèle de contrôle de tension V_{PV} .

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 (II-8) afin de contrôler le courant passant par l’inductance pour éviter les surintensités et par conséquent, l’optimisation des performances du système.

V.7 Les régulateurs

Nous allons présenter deux types 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 :

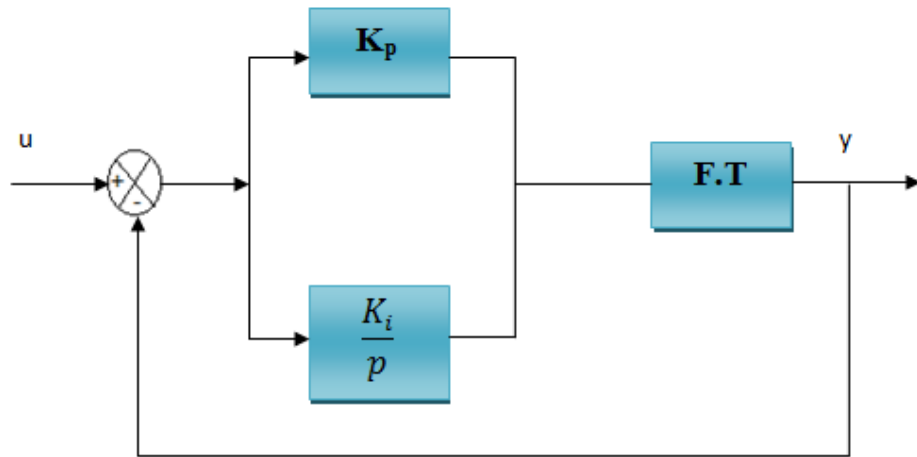


Figure II-9: Schéma bloc d'un régulateur PI.

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 :

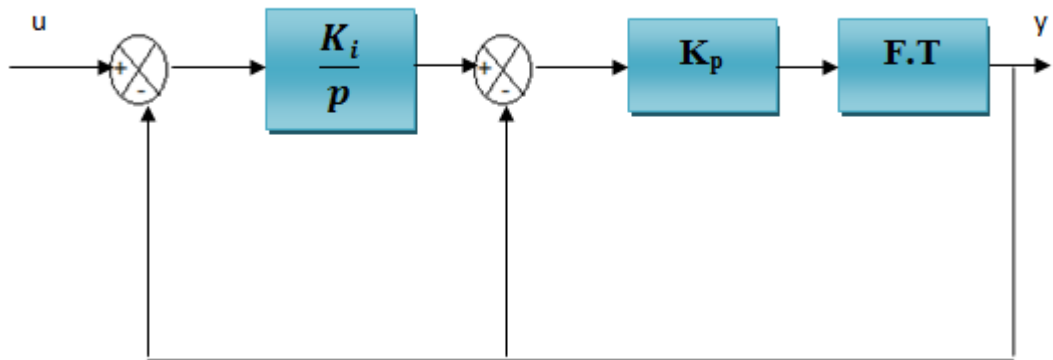


Figure II-10 : Schéma bloc d'un régulateur IP.

- 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.

V.8 Résultats de simulation

L'étude faite précédemment peut être validée en effectuant un changement de l'irradiation.

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.

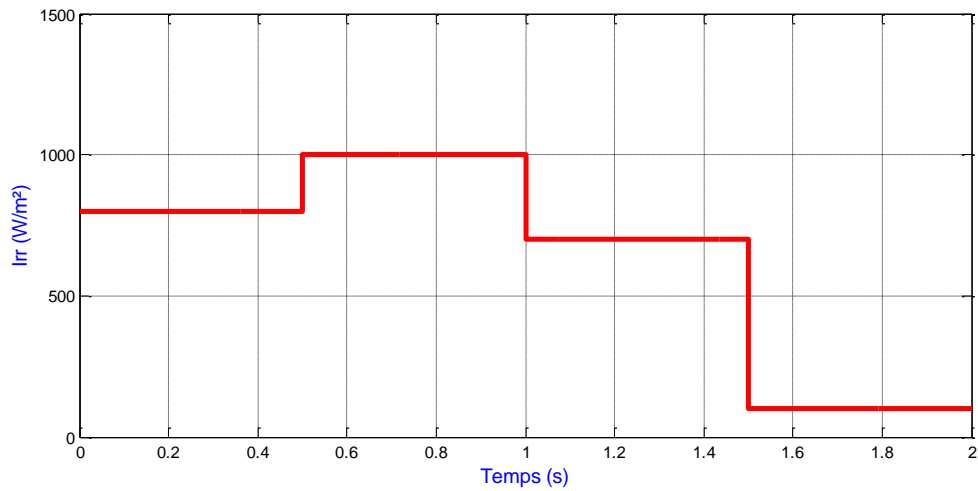


Figure II-11: Profil d'irradiation.

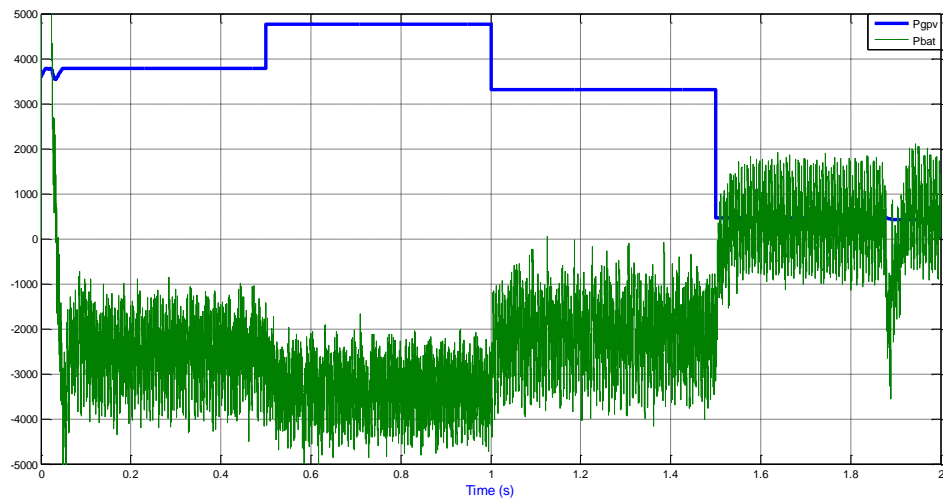


Figure V-12 : Variation de la puissance P_{GPV} et P_{Bat} .

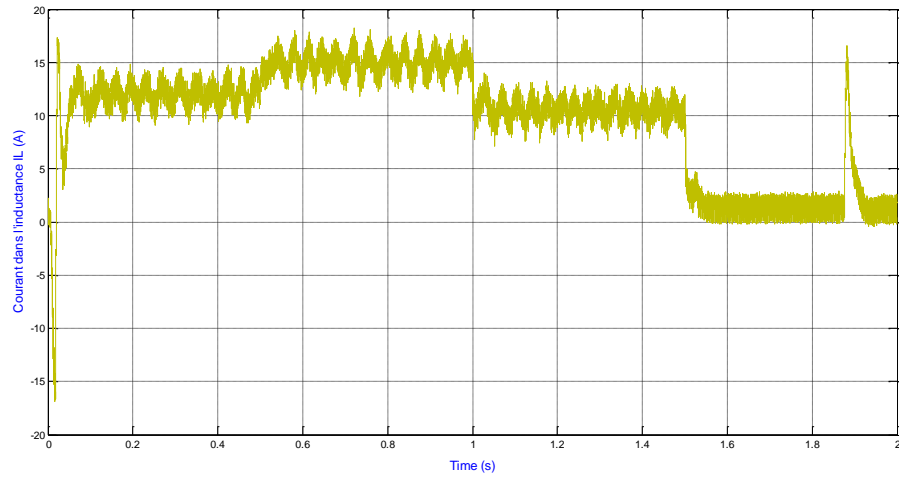


Figure II-13: Allure du courant passant par l'inductance (i_L).

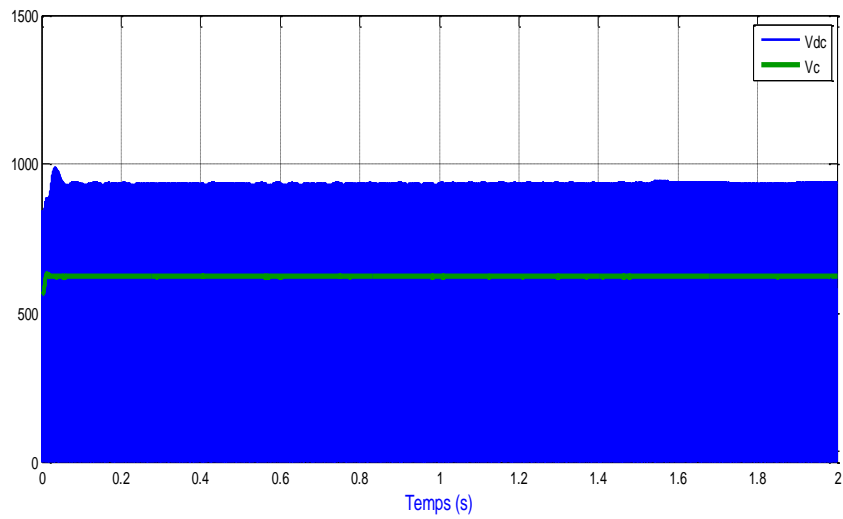


Figure V-14: Allure de la tension V_{dc} et sa valeur moyenne V_C .

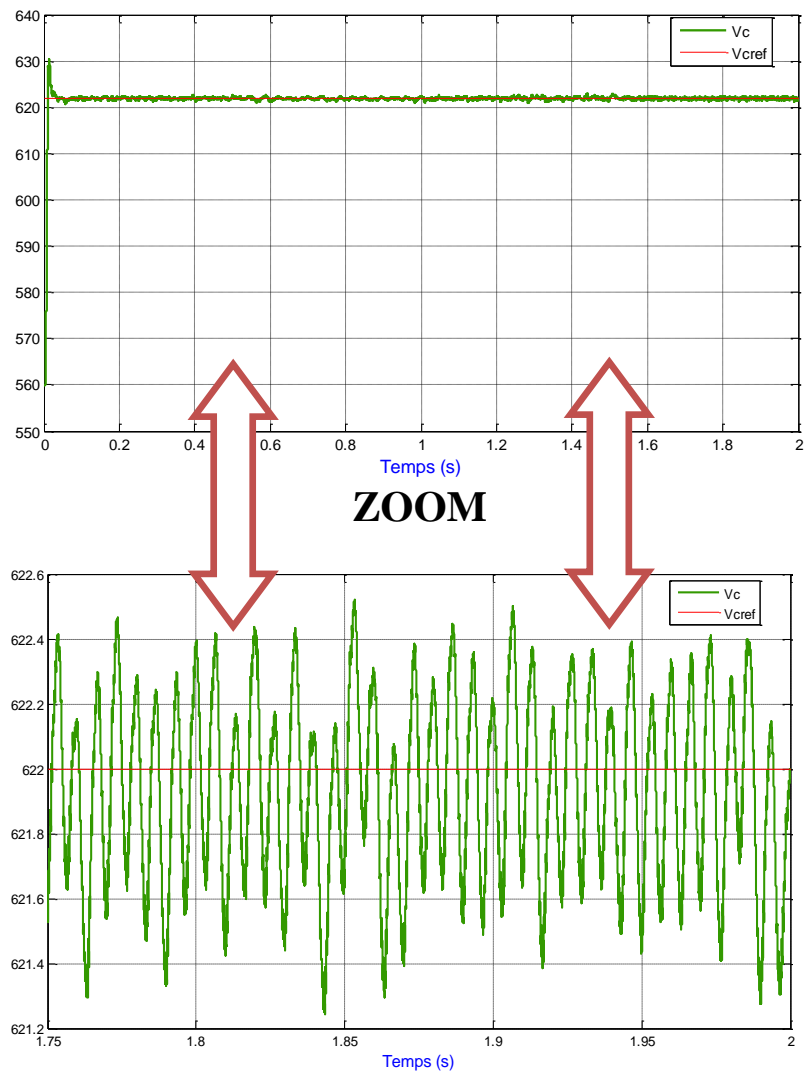


Figure II-15: Allure de la tension V_C (zoom).

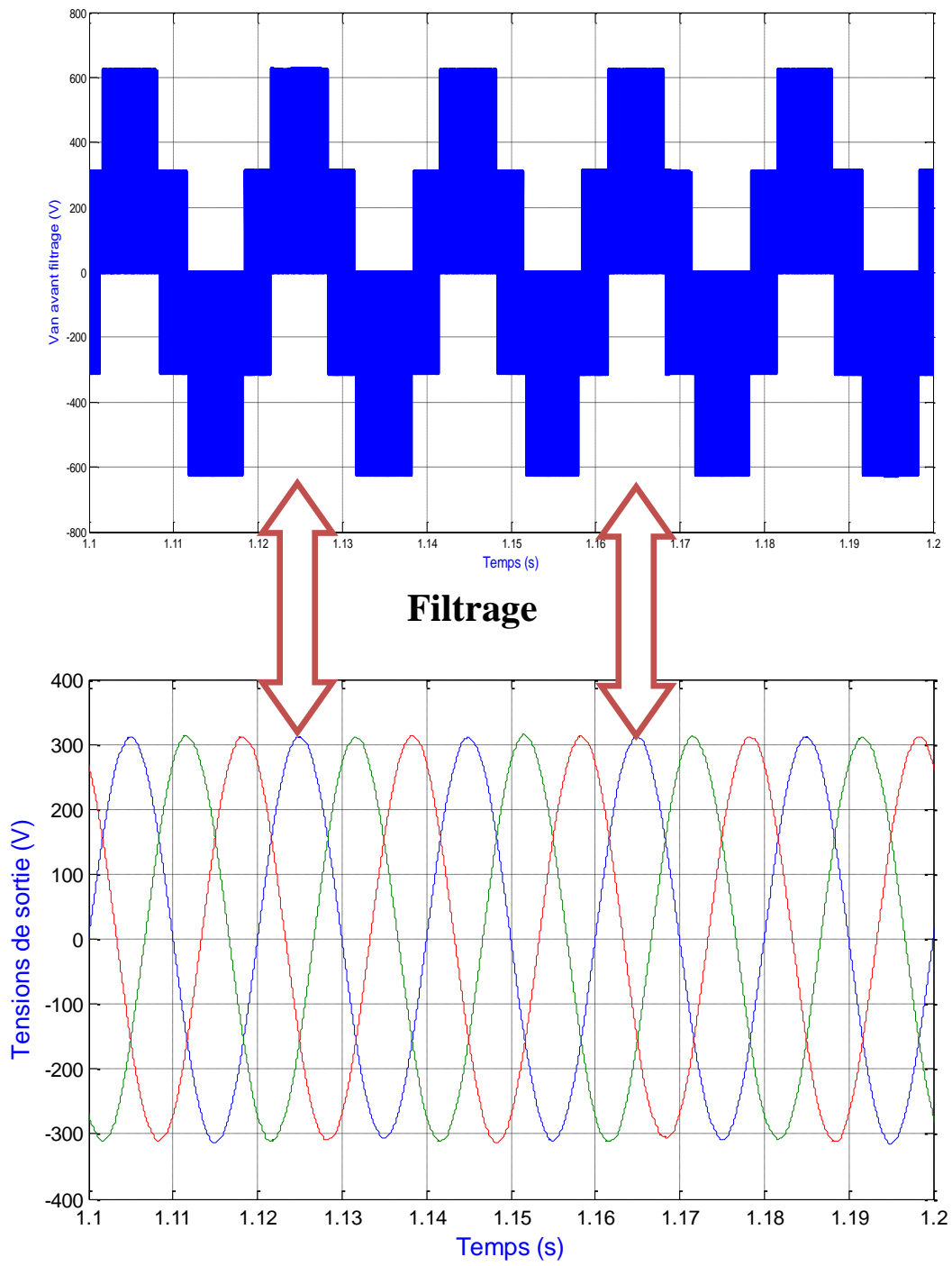


Figure II-16 : Tension de sortie avant et après filtrage (zoom).

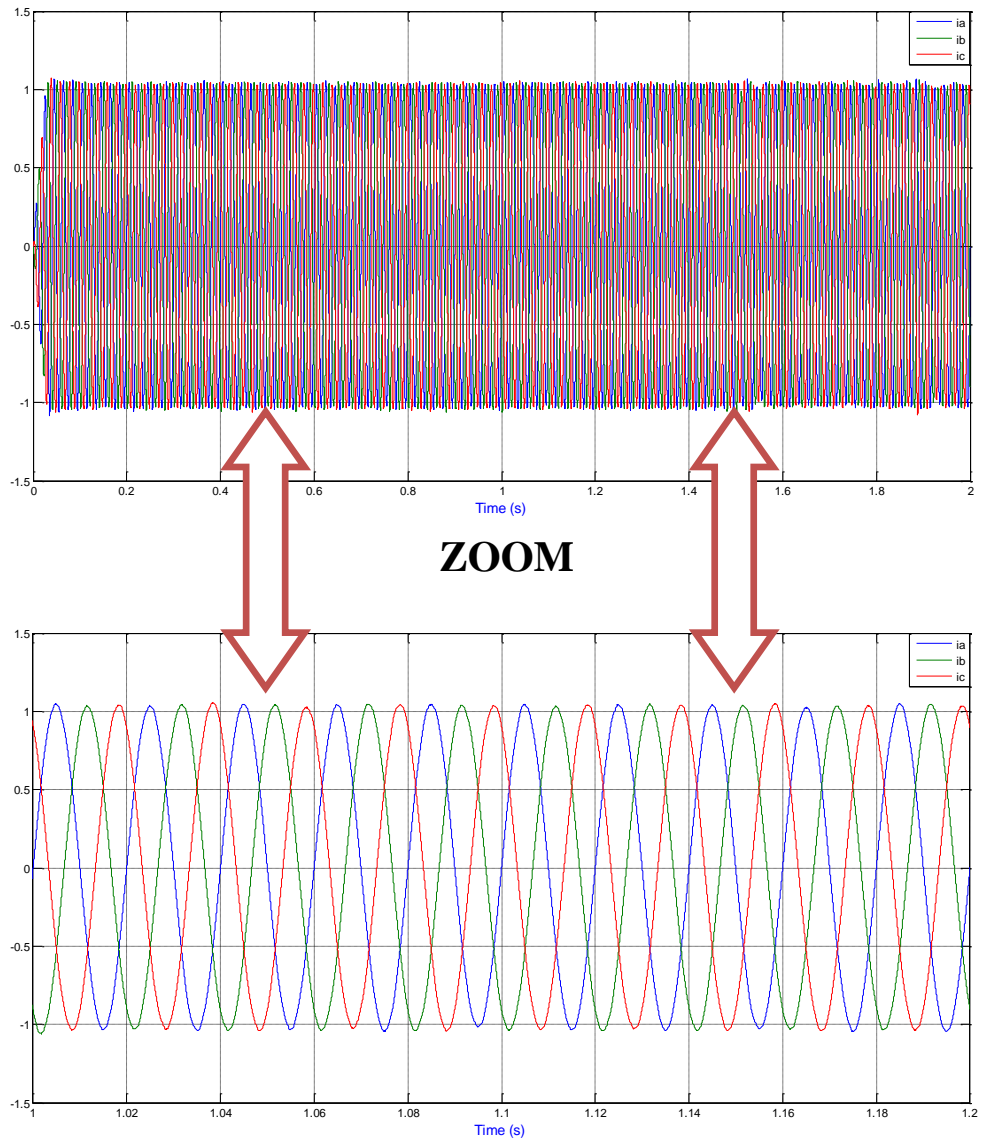


Figure II-17 : Allure des courants de charge.

V.8.1 Analyse des résultats de simulation

A partir de la figure (II-12), 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 , la puissance du GPV augmente, donc la batterie stocke une énergie supérieure à celle stockée pour l'irradiation précédente. 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 à l'irradiation, 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 II-13).

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 II-15). Cela est assuré par la commande du hacheur buck-boost.

Les tensions et les courants de sortie sont bien filtrés, cela est assuré par le filtre passif (LC) (figures II-16 et II-17).

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 établi le contrôle du bus continu indirectement par le contrôle de la tension V_C .

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 les différentes stratégies de commande de l'onduleur z-source afin de l'intégrer dans un système photovoltaïque.

Dans le premier chapitre, nous avons mis en évidence le principe de fonctionnement de l'onduleur z-source, ainsi que nous avons analysé les différentes stratégies de commande du ZSI qui sont dérivées de la commande MLI sinusoïdale et vectorielle en insérant l'état de court-circuit à travers les états de repos sans affecter les états actifs de l'onduleur.

Dans le second 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, 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.
- 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.
- L'utilisation des techniques d'intelligence artificielle comme la logique floue, les réseaux de neurones artificiels et les réseaux neuro-flous pour la commande des convertisseurs.

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] B.K.Chaithanya, A.Kirubakaran, “A Novel Four Level Cascaded Z-Source Inverter”, IEEE Int conference on Power Electronics, Drives & Energy Systems, 2014.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] [1] R.PAREKH, “VF Control of 3-Phase Induction Mo Using Space Vector Modulation”, 2005 Microchip Technology Inc.
- [8] [2] D.HADIOUCHE, “Machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure”, Thèse présentée Doctorat de l'Université Henri, Nancy –I, 2001.
- [9] [3] A. BATTISTON, “Modélisation, commande, et mise en œuvre des onduleurs à source impédentes”, thèse de doctorat Université Lorraine. France 2014.
- [10] C.ROFF, “Space Vector Pulse-Width-Modulation For use with Inverters”, Application Note, Department of Computer and Electrical Engineering Michigan State University East Lansing, 2005.
- [11] O.ELLABBAN “Z-Source Inverter for Automotive Applications” New Generation of Electric Vehicles, 2012.
- [12] 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.
- [13] M.F.Slama, “Modélisation d’un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique”, thèse de magistère, Université Ferhat Abbas- Sétif-UFAS (Algérie), 2011.
- [14] S.Talbi, R.Riah, “ Comparaison et Synthèse d’un Nouvel Algorithme MPPT Robuste pour une Chaîne de production d’Energie Photovoltaïque”, Projet de Fin d’Étude, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2011.

- [15] Z.Bendjellouli, “Contribution à la modélisation d’une cellule photovoltaïque”, thèse de magistère, Université de Béchar (Algérie), 2009.
- [16] 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.