

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 quatre courts-circuits pour la commande de l'onduleur à structure z-source

Présenté par

KACIMI EL HASSANI Mohamed Abderrezak

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

Membres du Jury

Président : A. HELLAL, Professeur à l'ENP
Rapporteurs : E.M.BERKOUK, Professeur à l'ENP
M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
Examineur : H. SAHRAOUI, 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 للتحكم 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 قمنا بنمذجة المولد الضوئي GPV وإدخال خوارزمية MPPT (P&O) التي تسمح بتحسين مردوده الطاقوي، درسنا مختلف استراتيجيات التحكم الجيبية MLI والشعاعية SVPWM التي تسمح بادخال حالة Shoot-through عبر حالات الراحة للمحول مع الأخذ بعين الاعتبار المدة الزمنية للحالة النشيطة. مختلف العلاقات التي تربط بين تواتر المصدر و تواتر الخارجي لكل استراتيجية تم تحديدها.

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

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 studied a various operating strategies at sinusoidal PWM of the ZSI which are derived either from the sinusoidal PWM or the vector PWM (SVPWM) that enable to insert the shoot-through state without affecting the active states of the converter. Expressions connecting the voltage source and the output have been established for each of the investigated strategies.

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

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 étudié les différentes stratégies de commande du ZSI qui sont dérivées soit de la MLI sinusoïdale soit de la MLI vectorielle (SVPWM) qui permettent d'insérer l'état shoot-through sans affecter les états actifs du convertisseur. Les expressions reliant la tension de la source et celle en sortie ont été établit pour chacune des stratégies étudiées.

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

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

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

Intoduction générale	13
----------------------------	----

CHAPITRE I: Stratégies de commande de l'onduleur z-source

I.1 Introduction.....	16
I.2 Onduleur z-source	16
I.3 Stratégies de commande de l'onduleur Z-source	17
I.3.1 Commande d'élévation simple (MLI Simple Boost Control SBC)	17
I.3.1.1 Principe de la commande	17
I.3.1.2 Calcul du facteur de survoltage B	18
I.3.2 Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Contrôle MBC)	19
I.3.2.1 Principe de la commande	19
I.3.2.2 Calcul du facteur de survoltage B	20
I.3.2.3 Calcul des ondulations du courant i_L	22
I.3.3 Commande d'élévation maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC).....	23
I.3.3.1 Principe de la commande	23
I.3.3.2 Calcul du facteur de survoltage B	24
I.3.4 Les stratégies de commande à MLI vectorielle (SVM)	24
I.3.4.1 La stratégie SVM à quatre court-circuit.....	25
I.3.4.2 Algorithme de la SVM d'un onduleur z-source	27
I.3.4.3 Calcul du facteur d'élévation B.....	28
I.3.4.4 Résultats de simulation	29
I-4 Conclusion	32

CHAPITRE II: Insertion de l'onduleur Z-source dans une chaîne PV commandé par la SVM à quatre courts-circuits

II.1 Introduction.....	34
II.2 Topologie de la chaîne photovoltaïque.....	34
II.3 Insertion d'élément de stockage	35
II.4 Contrôle du bus continu	35
II.4.1 Modélisation du hacheur réversible en courant.....	35
II.5 Contrôle de l'onduleur z-source.....	37
II.6 Les régulateurs	38

II.6.1 Les régulateurs PI	38
II.6.2 Les régulateurs IP	39
II.7 Résultats de simulation	39
II.8 Analyse des résultats de simulation	44
II.9 Conclusion	44
Conclusion générale	46
Bibliographie	48

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Figure I-1	: Sources d'alimentations (a) un niveau (b) multi niveaux.....	16
Figure I-2	: circuit électrique d'un Onduleur Z-Source.....	17
Figure I-3	: Les signaux de commande de la stratégie SBC.....	18
Figure I-4	: Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (SBC).....	18
Figure I-5	: Les signaux de commande de la stratégie Maximum Boost (MBC).....	20
Figure I-6	: Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MBC).....	20
Figure I-7	: Modèle du circuit.....	22
Figure I-8	: Principe de la commande Maximum Constant Boost (MCBC).....	23
Figure I-9	: Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MCBC).....	23
Figure I-10	: Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur.....	25
Figure I-11	: La stratégie SVM à quatre courts-circuits.....	26
Figure I-12	: Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (α, β)	27
Figure I-13	: Allures des tensions V_i, V_c et V_g	30
Figure I-14	: Allures des tensions V_{an} et V_{an} filtrée.....	30
Figure I-15	: Allure du courant I_L (zoom).....	31
Figure II-1	: Schéma synoptique de la chaine PV.....	34
Figure II-2	: Circuit électrique du hacheur réversible en courant.....	35
Figure II-3	: Circuit électrique de l'hacheur réversible dont la batterie est en mode décharge	36
Figure II-4	: Modèle moyen de l'hacheur réversible en vu de contrôler la tension V_C	37
Figure II-5	: Modèle de contrôle de la tension V_C	37
Figure II-6	: Modèle moyen en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV.....	37
Figure II-7	: Modèle de contrôle de tension V_{PV}	38
Figure II-8	: Schéma bloc d'un régulateur PI.....	38
Figure II-9	: Schéma bloc d'un régulateur IP.....	39
Figure II-10	: Profil d'irradiation.....	40
Figure II-11	: Allures des puissances P_{gpv} , P_{bat}	40
Figure II-12	: Allures du courant I_L	40
Figure II-13	: Allure de la tension V_c (zoom).....	41
Figure II-14	: Allure de la tension V_{dc}	41
Figure II-15	: Allure des tensions de sortie.....	42
Figure II-16	: Allures des courants.....	43

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
SVPWM	Space Vectoriel Pulse Width modulation
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

LISTE DES NOMENCLATURES

Symbole	Unité	Signification
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

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. 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 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 [1] en vue d'alléger les problèmes cités précédemment. Cette structure nommée l'onduleur z-source.

Afin d'accomplir au mieux cette étude, le présent mémoire est structuré en deux principaux chapitres en plus de l'introduction générale et de la conclusion générale.

Le premier chapitre est dédié à la présentation et la simulation des différentes stratégies de commande d'un onduleur z-source. Ces stratégies sont générées à partir des techniques de commande MLI conventionnelles (sinusoïdales et vectorielles).

Le deuxième chapitre expose la topologie d'un système multi-source intégrant l'onduleur z-source commandé par la SVWM à quatre courts-circuits ainsi qu'un 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.

Chapitre I

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

I.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 (shoot-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 vectorielle. Nous allons établir les différentes expressions concernant chaque stratégie et simuler la SPWM modifiée afin de valider les valeurs analytiques.

I.2 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-1). 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)

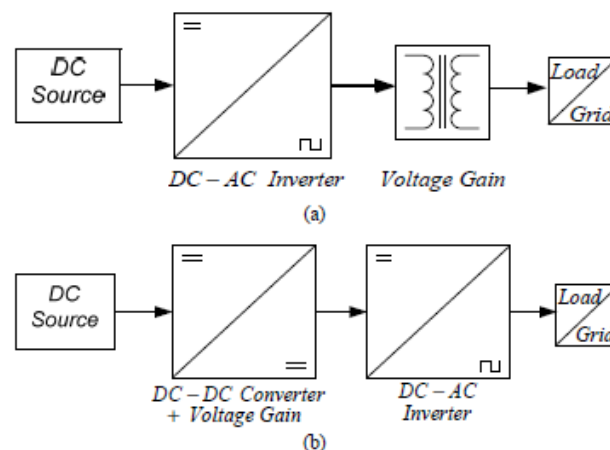


Figure I- 1: Sources d'alimentations (a) un niveau (b) multi-niveaux [1].

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. [2]

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-2).

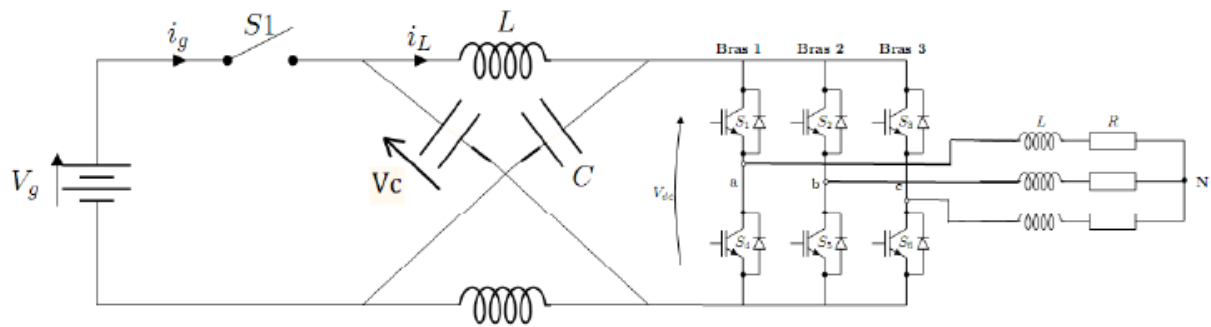


Figure I-2: l'onduleur Z-Source [2].

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

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 [3] [4].

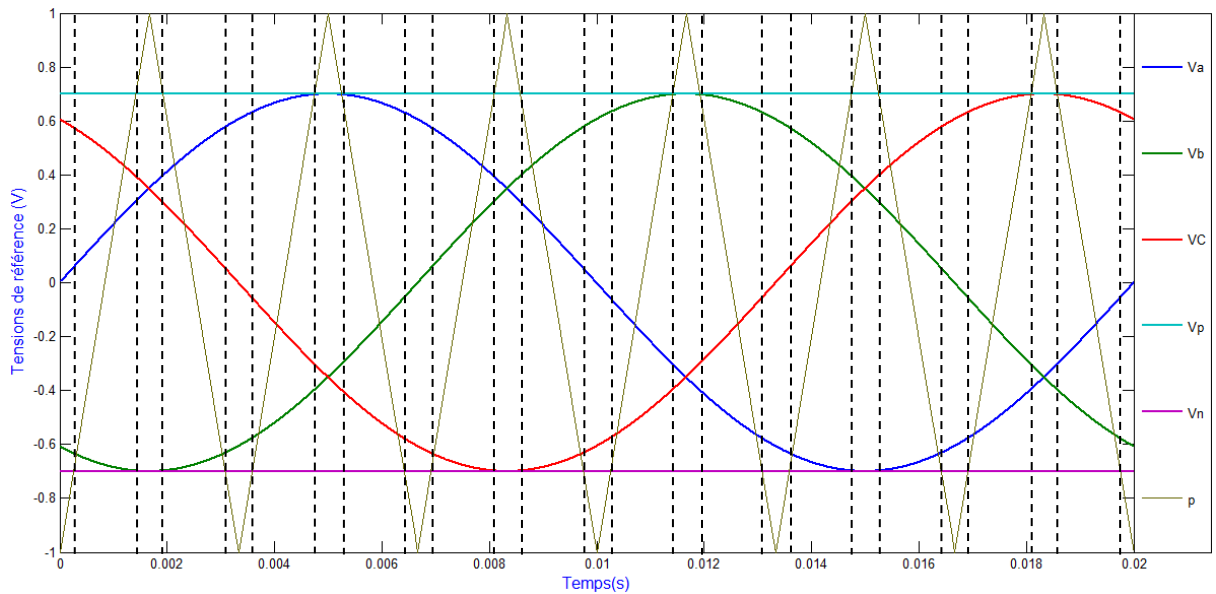


Figure. I-3 : Les signaux de commande de la stratégie SBC.

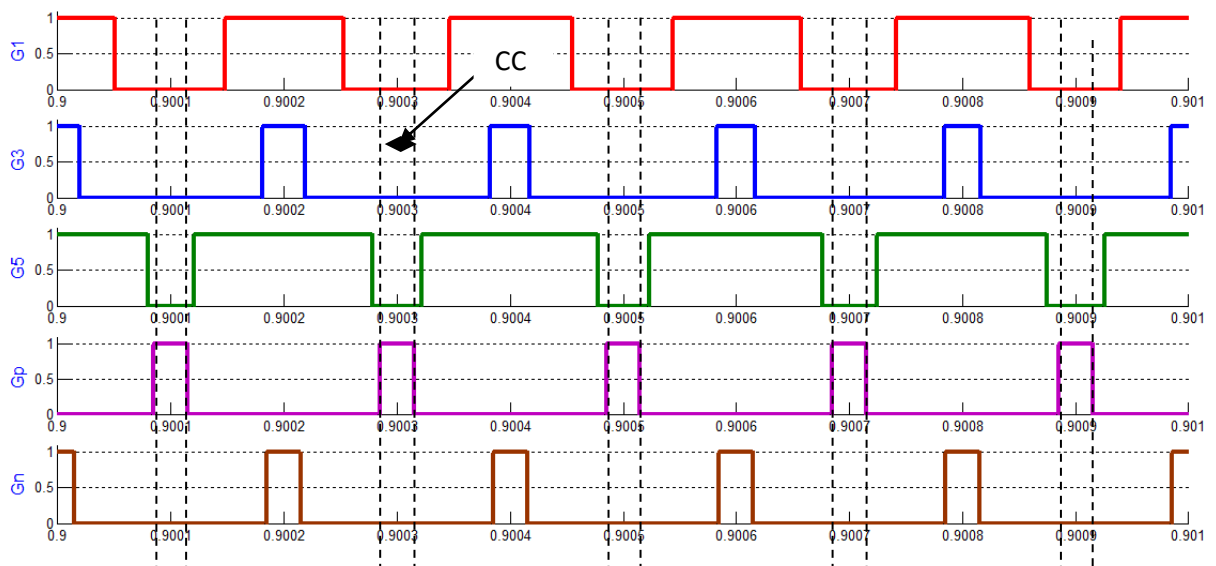


Figure. I-4 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (SBC).

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 :

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

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

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

La durée « T_0 » représente le temps d'application du court-circuit est finalement la période ou les deux droites A_1 et A_2 rencontre la droite « V_p » ou la droite « V_n ». Si on suppose qu'à un instant t_1 la droite A_1 rencontre la droite V_p ce qui nous permet d'écrire :

$$r = \frac{4}{T}t_1 - 1 \quad \text{I.3}$$

Aussi à un instant t_2 la droite A_2 rencontre la droite V_p ce qui nous permet d'écrire

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

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

$$2r - 2 = \frac{4}{T}(t_1 - t_2) \quad \text{I.5}$$

Mais comme nous savons que :

$$(t_2 - t_1) = \frac{T_0}{2} \quad \text{I.6}$$

L'équation (I.5) devient :

$$\frac{T_0}{T} = d = 1 - r \quad \text{I.7}$$

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 :

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

I.3.2 Commande d'élévation 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 [5]. Lorsque la porteuse est supérieure au signale maximum (V_p) ou inferieur au signale minimum (V_n), le court-circuit est généré au niveau de l'onduleur (Figure. I-5).

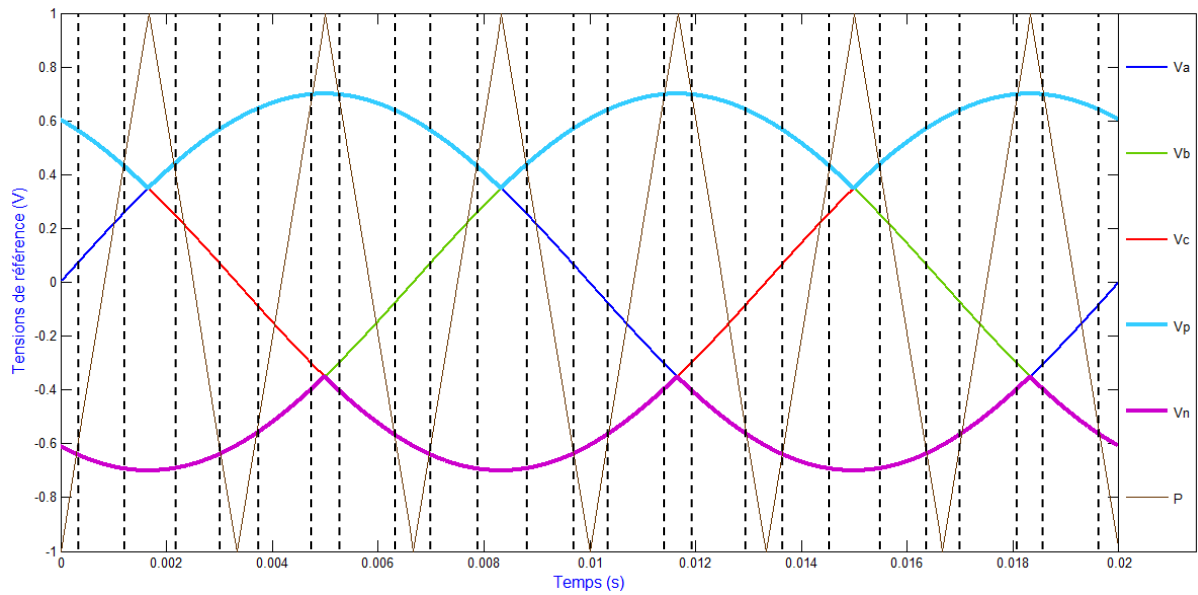


Figure. I-5 : Les signaux de commande de la stratégie Maximum Boost (MBC).

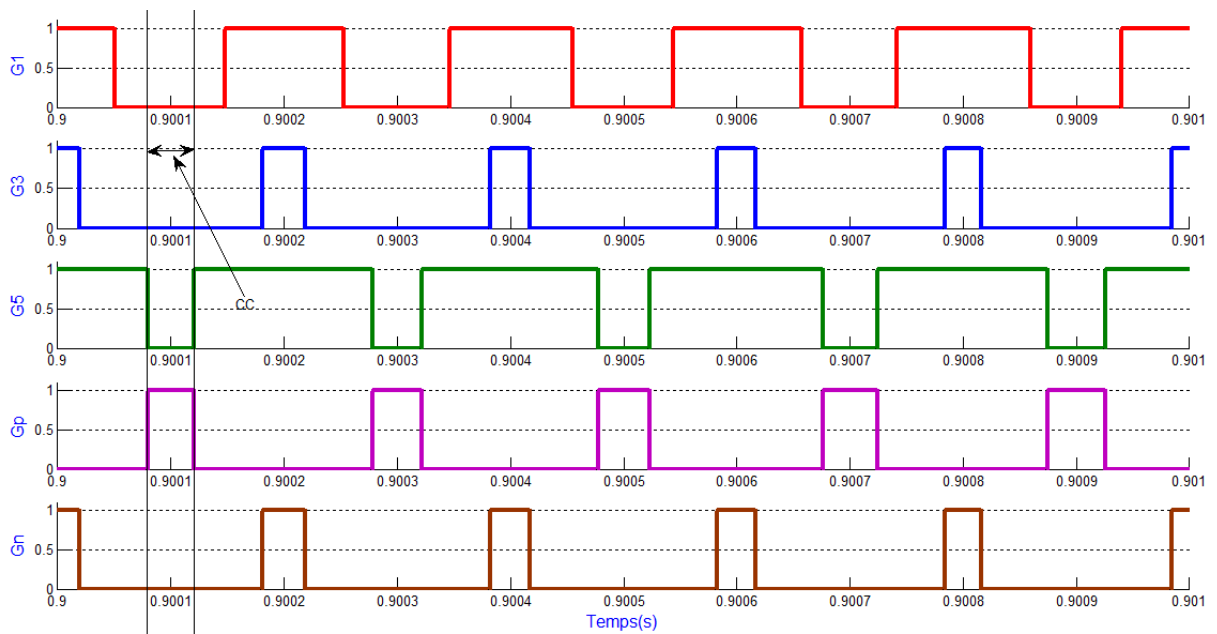


Figure. I-6 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MBC).

I.3.2.2 Calcul du facteur de survolage B

A partir de la figure (I-3) on peut déduire les expressions suivantes :

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

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

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

Tel que :

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

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

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

En simplifiant on trouve :

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

Alors :

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

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 [6] :

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

Ce qui nous donne :

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

On peut déduire le rapport de survoltage B comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B = \frac{1}{1-2d} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}r-\pi} \\ G = \frac{r.\pi}{3\sqrt{3}r-\pi} \\ B = \frac{3\sqrt{3}.G-\pi}{\pi} \end{array} \right. \quad \text{I.17}$$

I.3.2.3 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 (I-7) :

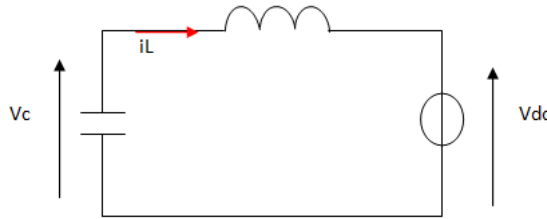


Figure I-7 : Modèle du circuit.

Ainsi nous avons l'équation suivante :

$$\overline{V_{dc}} = V_C = (1 - d_0).B.V_g \quad \text{I.18}$$

D'après le système d'équation (I-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 [6] :

$$\Delta V_L = V_{dcmax} - V_{dcmin} \quad \text{I.19}$$

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

$$\Delta V_L = \frac{\left(\frac{\sqrt{3}-3}{2-4}\right)M\pi}{3\sqrt{3}M-\pi} V_{dc} \quad \text{I.20}$$

Sachant que :

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

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

I.3.3 Commande d'élévation 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 constants. Le principe reste le même que la stratégie SBC, sauf que le maximum et le minimum des signaux de référence diminue [8].

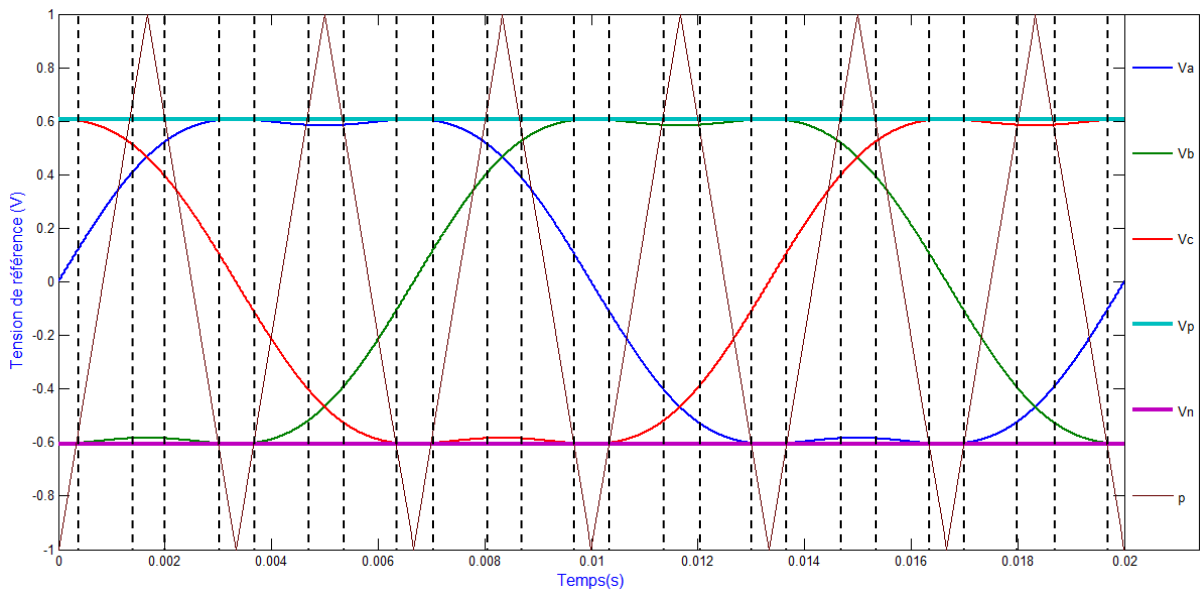


Figure I-8 : Principe de la commande Maximum Constant Boost (MCBC).

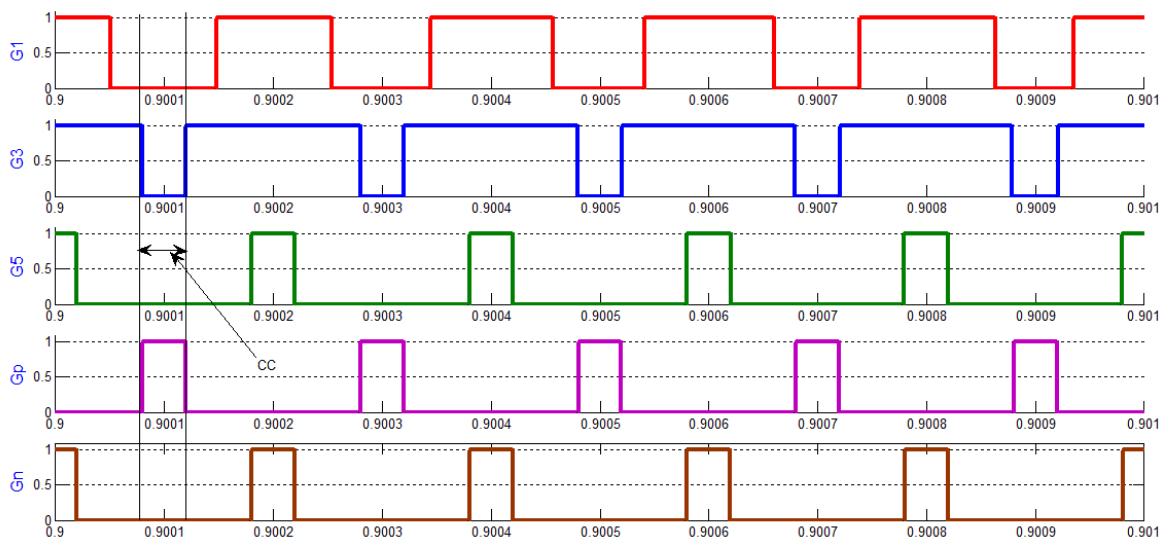


Figure I-9 : Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MCBC).

I.3.3.2 Calcul du facteur de survoltage B

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

$$h_3(t) = a \sin(3\theta) \quad \text{I.22}$$

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

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

$$\hat{V}_a(t) = V_a(t) + h_3(t) = r \sin(\theta) + \frac{r}{6} \sin(3\theta) \quad \text{I.23}$$

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

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}}{2}r \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2}r \end{cases} \quad \text{I.24}$$

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

Alors :

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2}r \quad \text{I.25}$$

Et par suite :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3}r-1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3}r-1} \\ B = \sqrt{3} \cdot G - 1 \end{cases} \quad \text{I.26}$$

I.3.4 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 I-), 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].

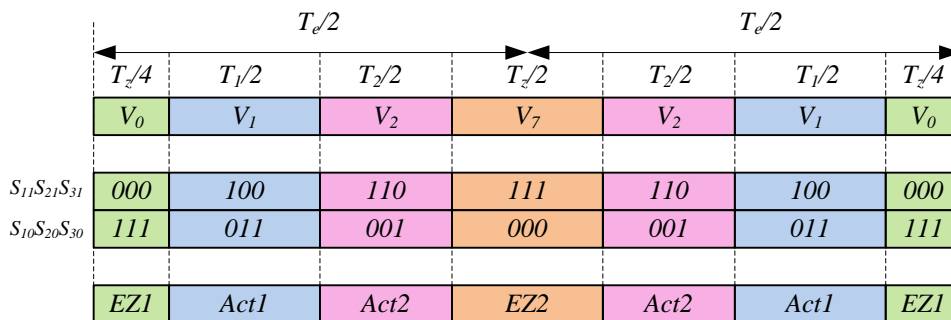


Figure I-10 : Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur [3].

I.3.4.1 La stratégie SVM à quatre court-circuit

Elle consiste à repérer dans un premier temps les tensions maximales et minimales sur le secteur d'évolution de l'angle électrique θ considéré (le secteur S_I). L'idée consiste à générer un court-circuit en augmentant la durée de conduction de l'interrupteur haut associé au bras supportant la maximale des trois tensions (ici l'interrupteur haut K_{11} du bras associé à la tension v_a^*). Cela permet d'ajouter deux court-circuits dans les états zéros notés EZ1. De même, en augmentant la durée de conduction de l'interrupteur bas du bras supportant la minimale des trois tensions (ici l'interrupteur bas K_{30} du bras c), il est possible d'insérer deux court-circuits dans l'état zéro note EZ2. On aboutit à l'ajout de quatre états de court-circuits d'une durée $d.T_c/4$ pendant une période de commutation T_c . Le principe de cette stratégie est donné dans la Figure I-) [8].

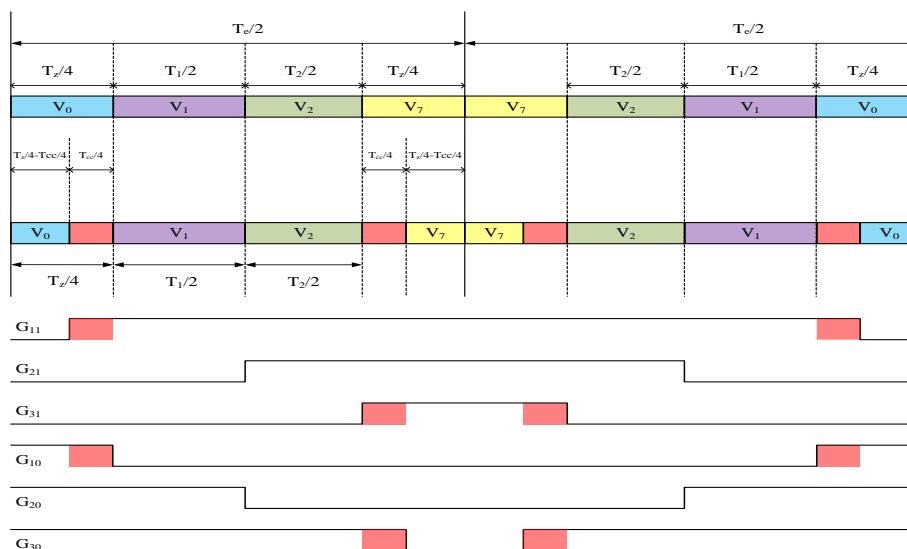


Figure I-11 : La stratégie SVM à quatre court-circuits [3].

A cet effet, le nouveau séquençement pour le premier secteur tout en introduisant quatre court-circuits, est donné par la figure suivante :

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

Tableau I-1 : Les séquences de la SVM symétrique à quatre court-circuits [3].

I.3.4.2 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 [8]:

- 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-12) montre un vecteur de référence situé dans le premier secteur.

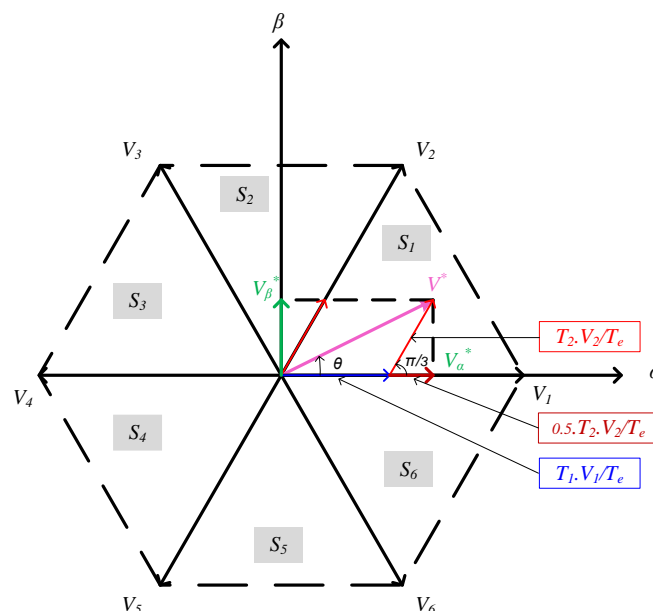


Figure I-12 : Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (α, β) [3].

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 [8], [9] :

$$T_c V_{réf} = T_1 V_1 + T_2 V_2 + 0.5 T_Z V_0 + 0.5 T_Z V_7 \quad I-27$$

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 :

$$\begin{cases} T_1(\theta) = T_c \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2(\theta) = T_c \cdot m \cdot \sin(\theta) \\ T_Z(\theta) = T_c \left[1 - m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right] \end{cases} \quad I-28$$

Dans ces expressions, on trouve un paramètre important, nommé la profondeur de modulation, notée m . Elle est définie comme suit [8] :

$$m = \sqrt{2} \cdot \frac{\|V_{réf}\|}{V_i} = \sqrt{3} \cdot V_{max}/V_i \quad I-19$$

A partir de I-28 et I-29, 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 $d \cdot T_c$ souhaitée pour ce niveau d'élévation. La valeur minimale de T_Z/T_c est donnée par la relation suivante [7], [8] :

$$(T_Z(\theta)/T_c)_{min} = 1 - m \quad \text{pour } \theta = \pi/6 \quad I-20$$

I.3.4.3 Calcul du facteur d'élévation B

Ce facteur dépend du nombre de courts-circuits 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], [10].

Pour la SVM à quatre courts-circuits et à partir de la Figure I-, la condition citée au-dessus est vérifiée en respectant la relation suivante :

$$(T_z/4) - (dT_c/4) \geq 0 \quad I-31$$

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

$$d \leq T_z/T_c \quad I-32$$

En exploitant la relation *I-30*, nous obtenons le rapport cyclique d'élévation maximal de la stratégie SVM à quatre courts-circuits, qu'il est possible d'insérer pour une tension crête de la charge V_{max} :

$$d_{max} = 1 - m \quad I-33$$

Cette dernière expression du d peut être donnée par la relation *I-34* et ce, en remplaçant la profondeur de modulation m par son expression décrit par l'équation *I-30* :

$$d_{max} = 1 - m = 1 - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{max}}{V_i} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} r \quad \text{tel que } r = \frac{V_{max}}{V_i/2} \quad I-34$$

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 :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ B = \sqrt{3} \cdot G - 1 \end{cases} \quad I-35$$

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

I.3.4.4 Résultats de simulation

Les paramètres de validation de cette stratégie, sont similaires aux celles de utilisés dans les stratégies précédentes. En exploitant la relation *I-35*, 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 quatre court-circuit, on insert une valeur du rapport d , égale à 0.358.

$$\begin{cases} V_g = 300\text{Volt} \\ r = 0.7 \\ f_m = 10\text{Khz} \end{cases} \begin{cases} L = 10\text{mH} \\ r_L = 0.1\Omega \\ C = 4.7\text{mF} \end{cases} \begin{cases} L_f = 10\text{mH} \\ r_{Lf} = 3\Omega \\ C_f = 30\mu\text{F} \end{cases} \begin{cases} R_{ch1} = 200\Omega \\ R_{ch2} = 200\Omega \\ R_{ch3} = 200\Omega \end{cases}$$

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

Cette simulation a donné les résultats suivants :

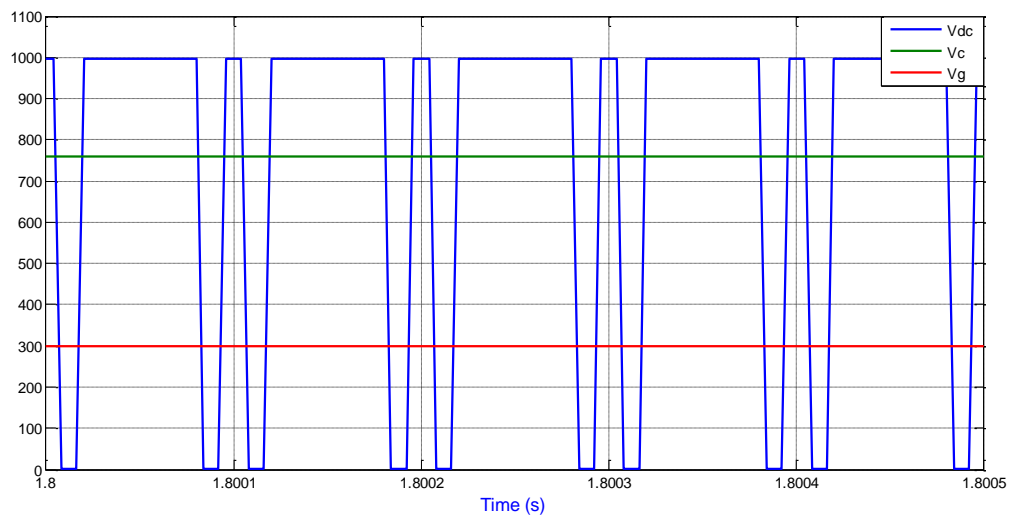


Figure I-13 : Allures des tensions Vi, Vc et Vg.

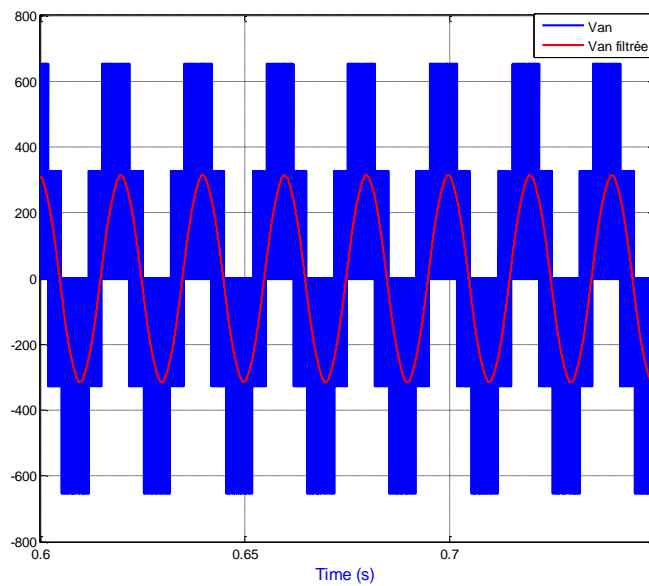


Figure I-14 : Allures des tensions Van et Van filtrée.

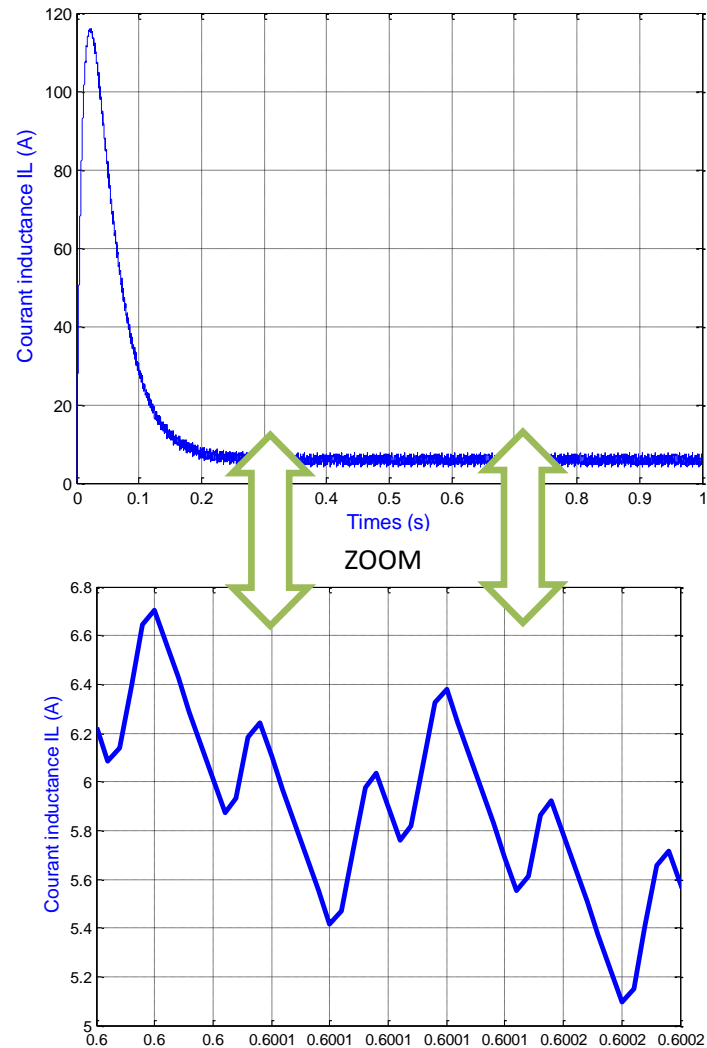


Figure I-15 : Allure du courant I_L (zoom).

On constate à partir de l'allure de tension V_i présentée dans la figure (I-13) que la durée de l'état shoot-through est segmentée équitablement à gauche et à droite des vecteurs actifs pendant une période de commutation. On peut aussi d'après cette figure le séquencement de la stratégie de la SVW à quatre courts-circuits.

On remarque aussi d'après la figure (I-15) que le courant traversant l'inductance présente des ondulations acceptables.

Les valeurs essentielles des différentes grandeurs, obtenues dans cette simulation sont :

$$\begin{cases} \hat{V}_i = 1000V \\ V_{Cz} = 758.9V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 3.33 \\ d = 0.35 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_{Lzmin} = 5A \\ i_{Lzmax} = 6.7A \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{anmax} = 652.6V \\ V_{cfmax} = 315.5V \end{cases} \Rightarrow G = 2.16$$

Ces valeurs présentent une légère différence par rapport à celles calculées analytiquement à cause des pertes Joule sur les résistances des deux inductances du réseau d'impédance.

I-4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les différentes stratégies de commande de l'onduleur à structure Z-source. Ces stratégies sont dérivées de la commande à modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale et vectorielle en insérant l'état de court-circuit. Nous avons fait une simulation de la stratégie SVPWM à quatre courts-circuits qui nécessite la génération tensions de référence pour chaque interrupteur afin de valider les expressions retrouvées et ainsi valider les valeurs analytiques.

La SVM n'augmente pas la fréquence de commutation des interrupteurs, et par conséquent elle n'augmente pas les pertes par commutation.

Chapitre II

"Insertion de l'onduleur

Z-source dans une chaîne PV commandé
par la SVM à quatre 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. La stratégie de commande du ZSI adoptée pour cette insertion sera la SVPWM à quatre courts-circuits.

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) :

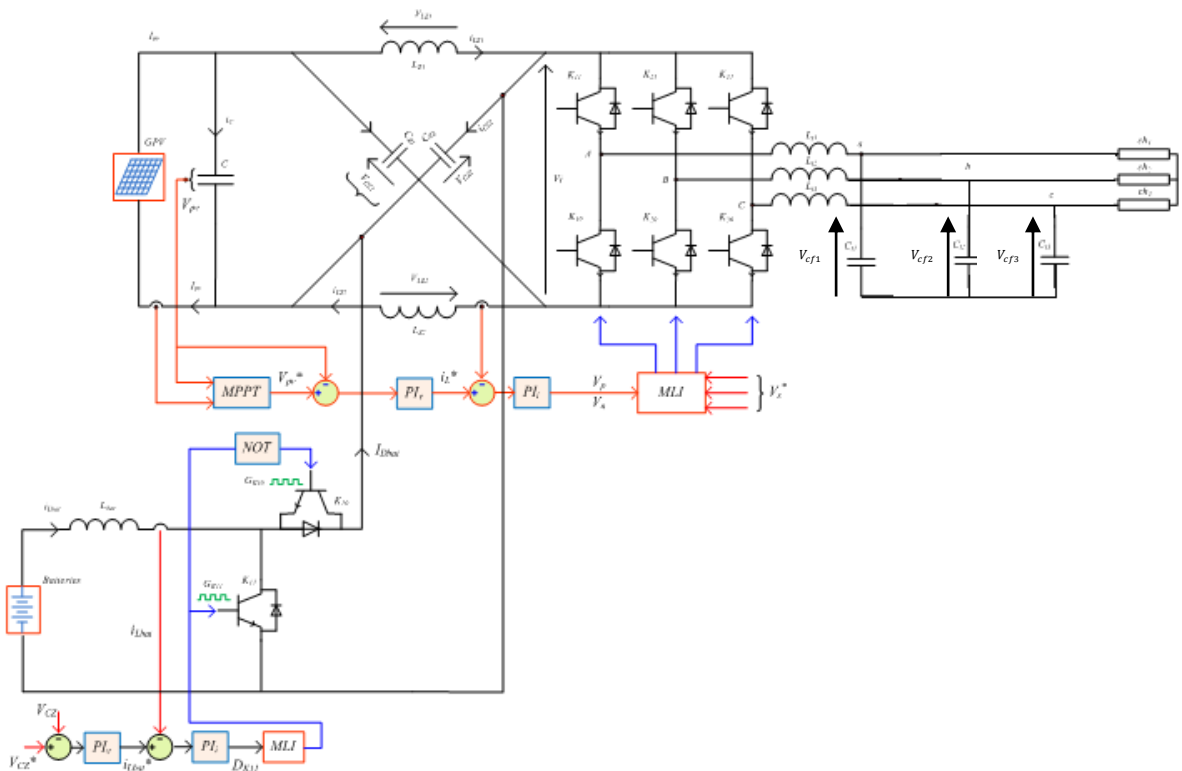


Figure II-1 : Schéma synoptique de la chaîne PV [3].

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 [10][11].

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 [12].

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 :

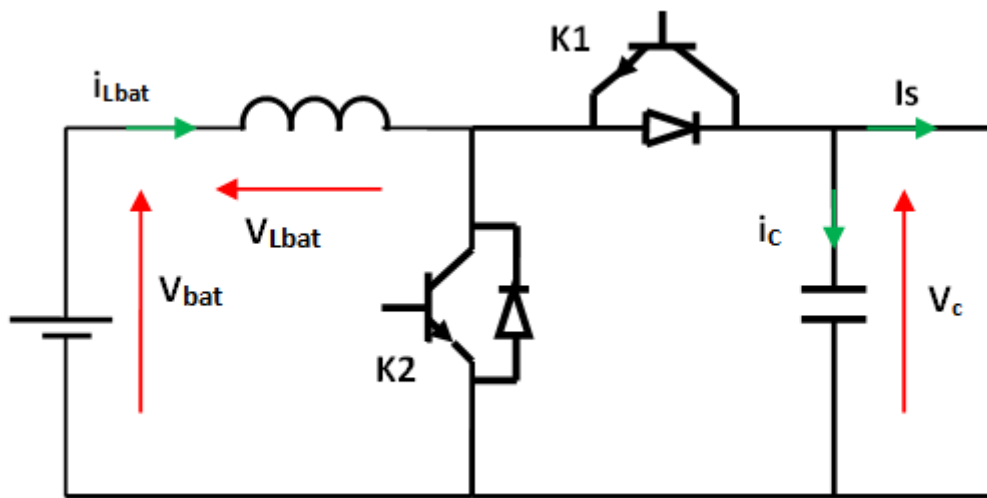


Figure II-2 : Circuit électrique du hacheur réversible en courant.

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 (V-6) :

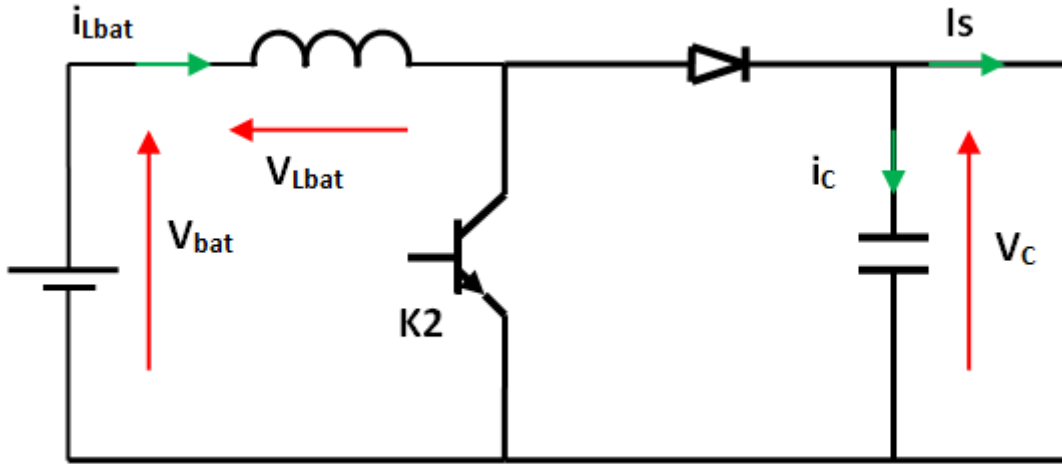


Figure II-3 : Circuit électrique de l'hacheur réversible dont la batterie est en mode décharge.

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

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

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

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

Ce qui nous donne :

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

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

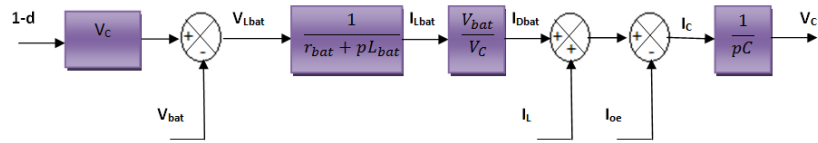


Figure II-4 : Modèle moyen de l'hacheur réversible en vue de contrôler la tension V_C .

En utilisant la méthode d'inversement du modèle moyen [13], on aboutit au modèle de contrôle de la tension V_C suivant :

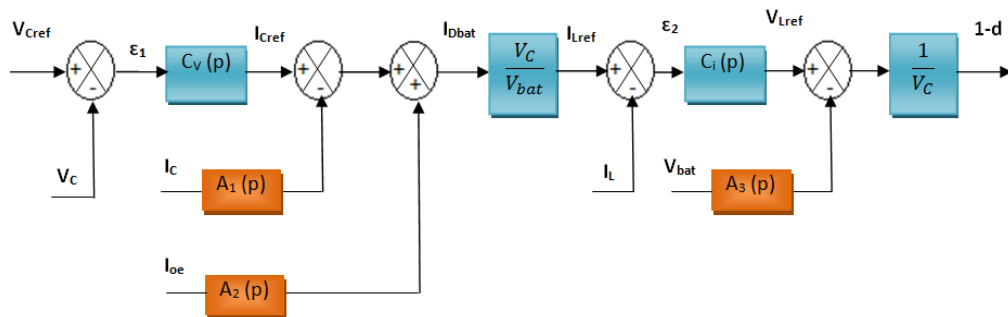


Figure II-5 : Modèle de contrôle de la tension V_C .

II.5 Contrôle de l'onduleur z-source

A partir du modèle moyen du hacheur z-source, nous allons déduire le schéma bloc du modèle moyen en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV comme suit :

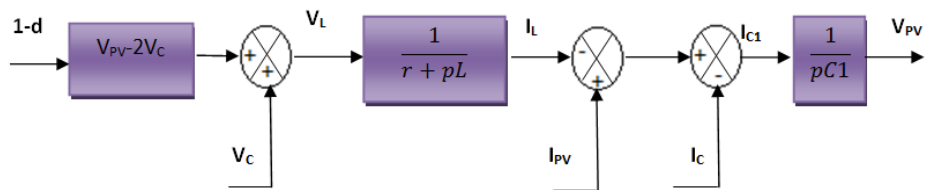


Figure II-6: Modèle moyen en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV.

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

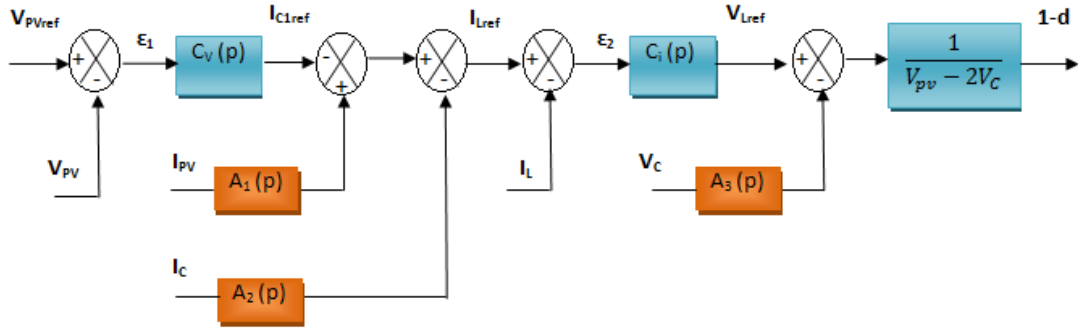


Figure II-7 : Modèle de contrôle de tension V_{pv} .

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 [14]. Nous avons utilisé le modèle de la figure (II-7) afin de contrôler le courant passant par l'inductance pour éviter les surintensités et par conséquent, l'optimisation des performances du système.

II.6 Les régulateurs

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

II.6.1 Les régulateurs PI

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

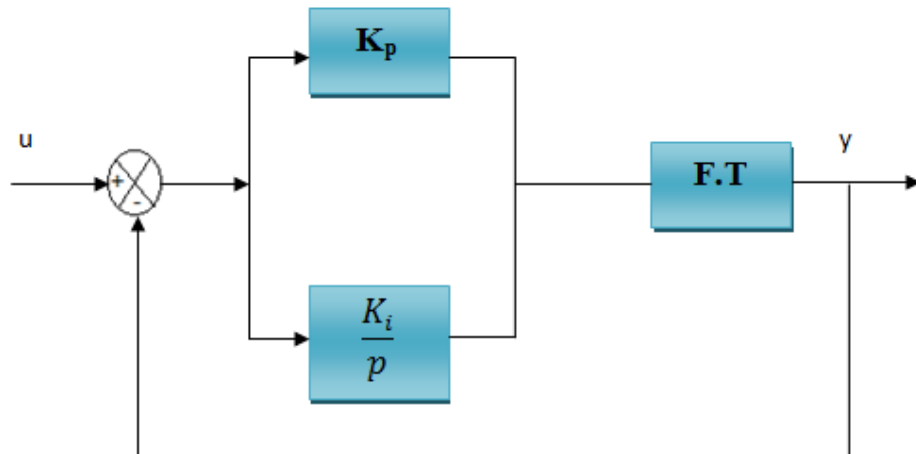


Figure II-8: Schéma bloc d'un régulateur PI.

K_I : Représente le coefficient intégral.

K_p : Représente le coefficient proportionnel.

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

II.6.2 Les régulateurs IP

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

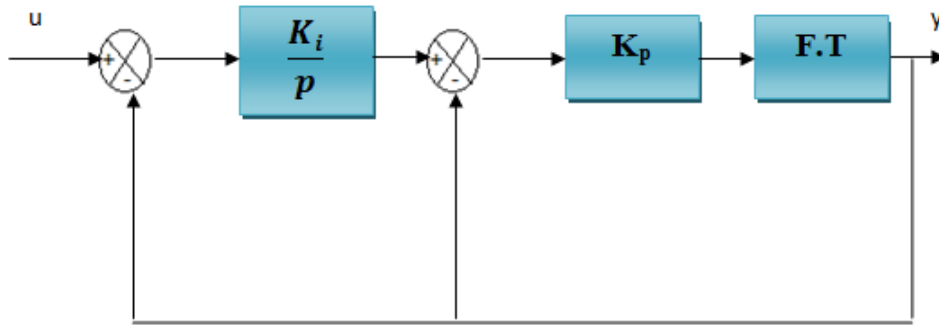


Figure II-9 : Schéma bloc d'un régulateur IP.

- 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 [15]. Le choix du type de régulateur ce fera selon nos besoins.

II.7 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.

$$\begin{cases} L = 10mH \\ r_L = 0.1\Omega \\ C = 4.7mF \end{cases} \begin{cases} L_f = 10mH \\ r_{L_f} = 3\Omega \\ C_f = 30\mu F \end{cases} \begin{cases} R_{ch1} = 200\Omega \\ R_{ch2} = 200\Omega \\ R_{ch3} = 200\Omega \end{cases}$$

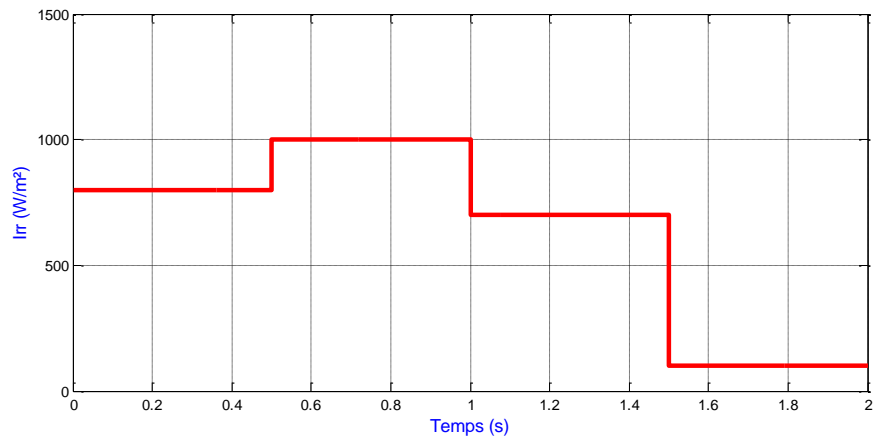


Figure II-10: Profil d'irradiation.

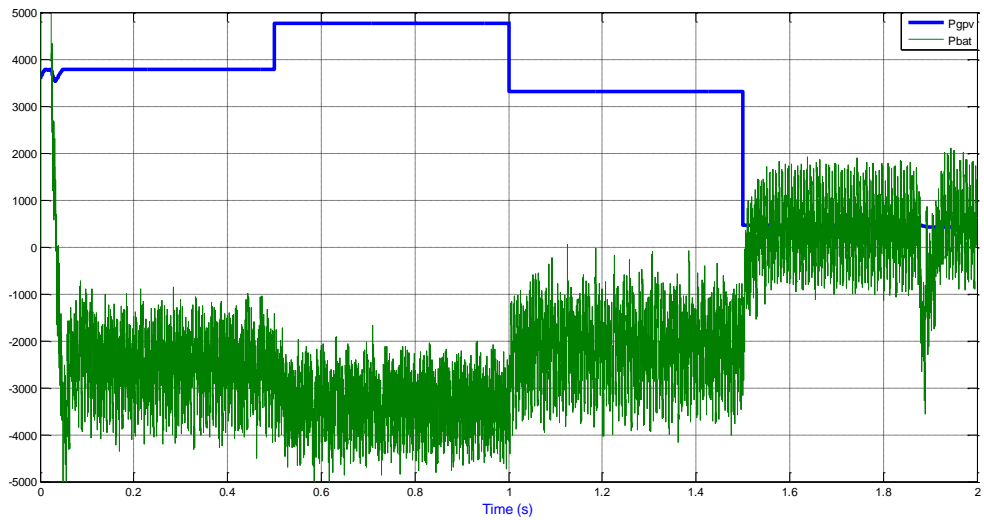


Figure II-11 : Allures des puissances P_{gpv} , P_{bat} .

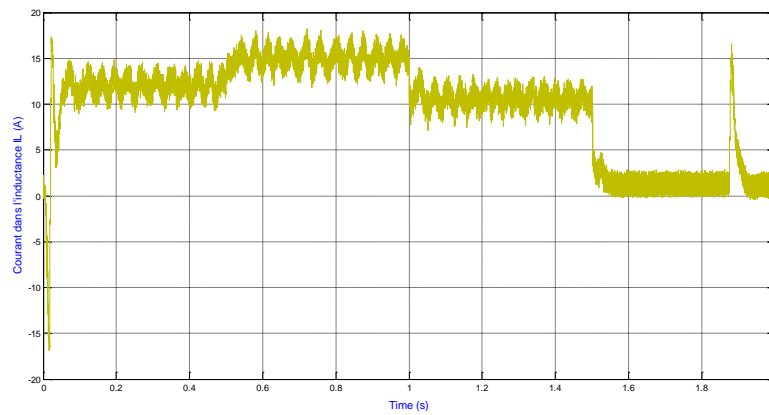


Figure II-12 : Allures du courant I_L .

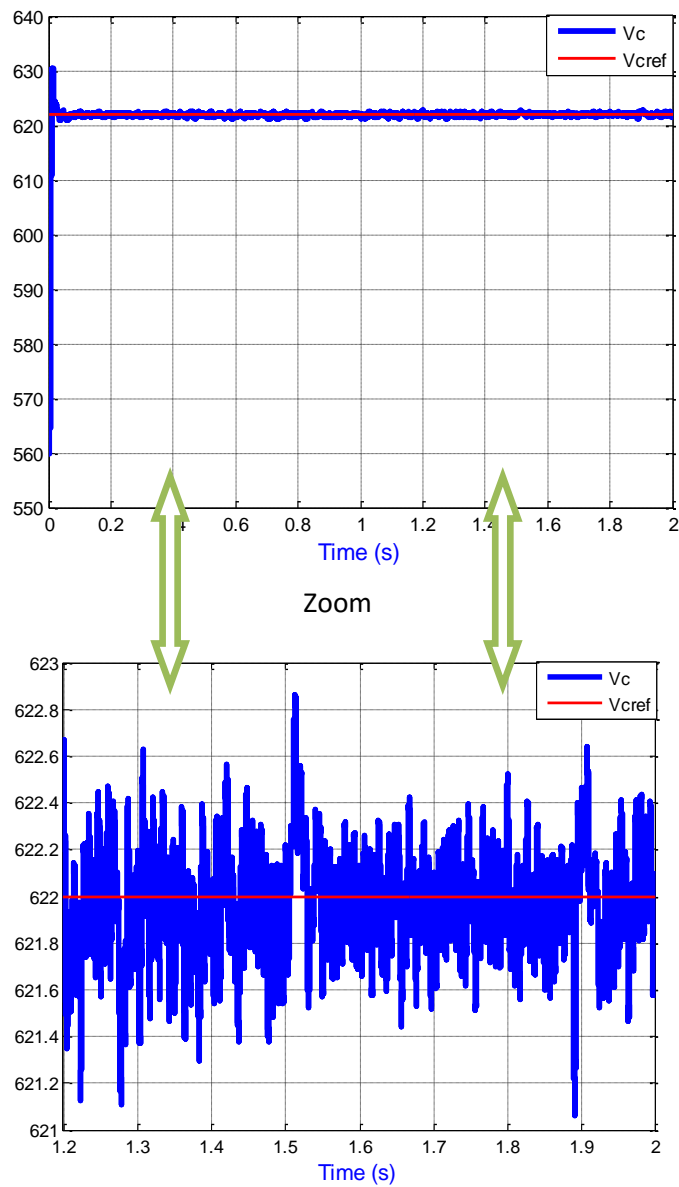


Figure II-13 : Allure de la tension V_c (zoom).

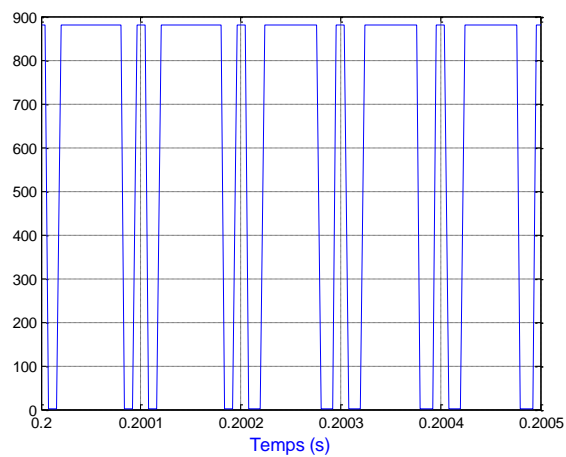


Figure II-14 : Allure de la tension V_{dc} .

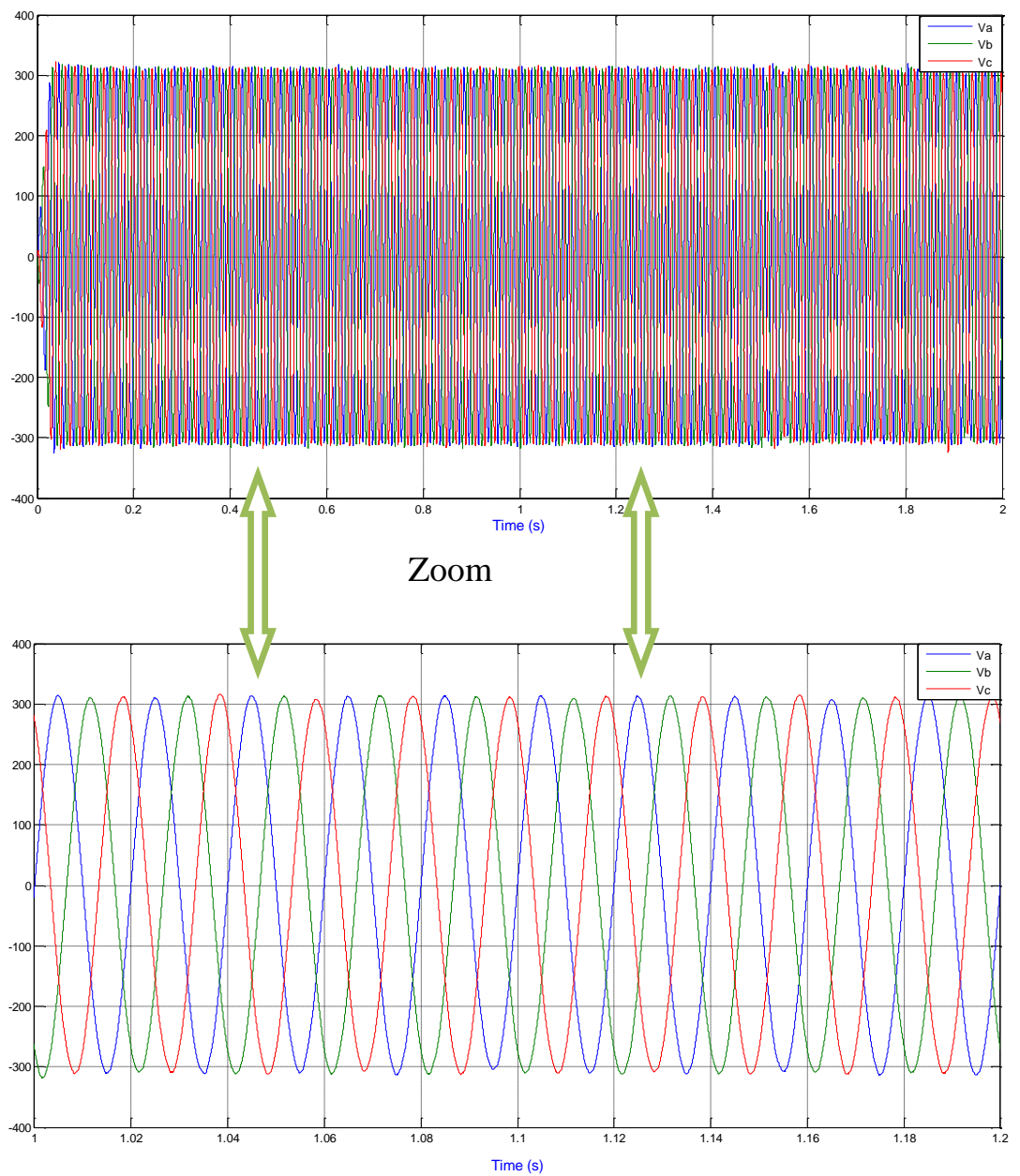


Figure II-15 : Allure des tensions de sortie.

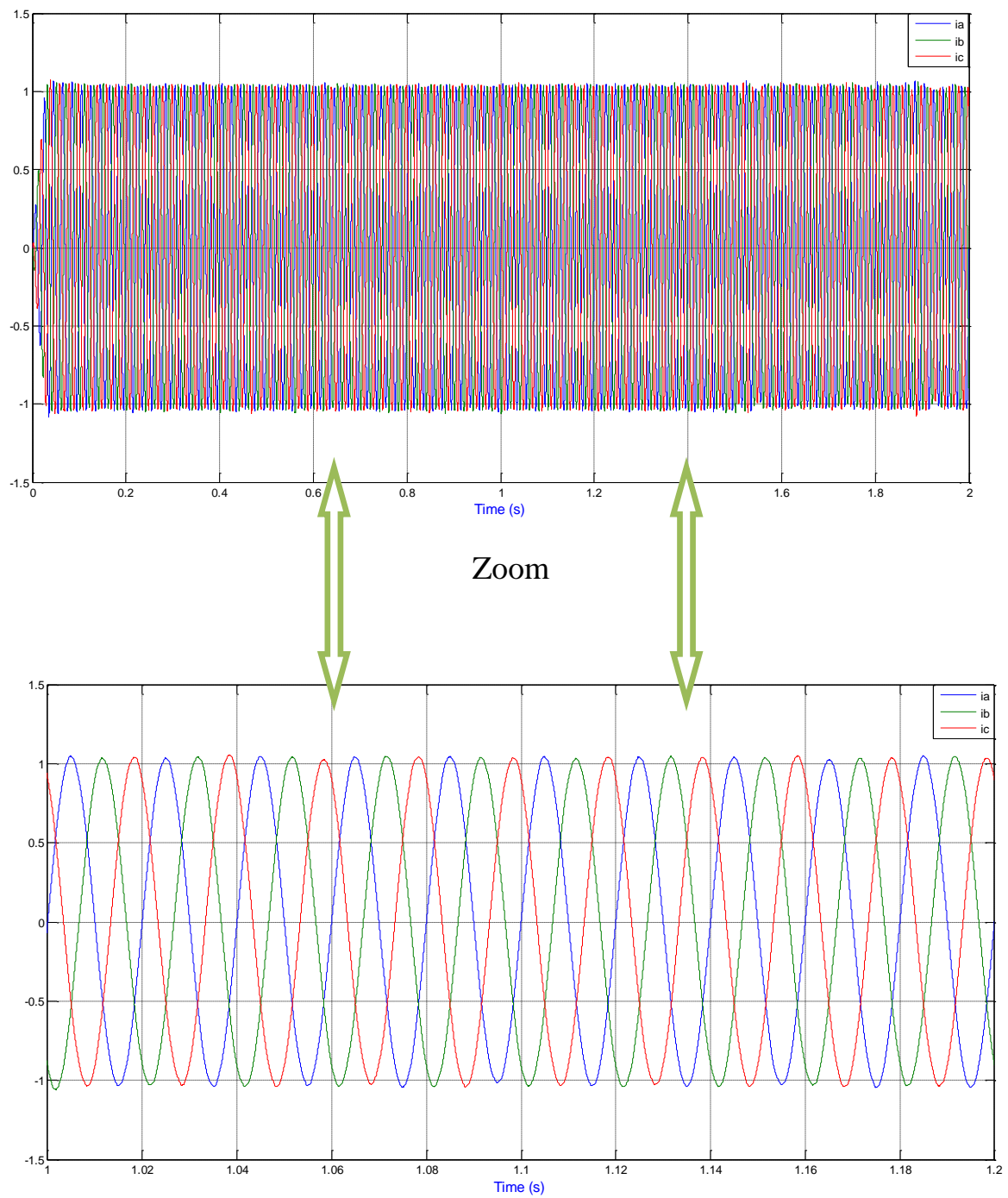


Figure II-16 Allures des courants.

II.8 Analyse des résultats de simulation

A partir de la figure (II-11), 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 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. 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 II-12).

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-13). Cela est assuré par la commande du hacheur buck-boost.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons incorporé l'onduleur z-source dans la chaîne PV contenant un système de stockage. Ce dernier est commandé par la stratégie SVPM à quatre courts-circuits. Ainsi nous avons établi le contrôle des différentes grandeurs électriques.

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 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 (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.
- 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] B.K.Chaithanya, A.Kirubakaran, “A Novel Four Level Cascaded Z-Source Inverter”, IEEE Int conference on Power Electronics, Drives & Energy Systems, 2014.
- [2] F.Z.Peng, “Z-Source inverter”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 2, pp.504–510, Mar./Apr. 2003.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [3] A.Boushaba, A.Sanet, “Etude et commande d’un convertisseur Z-source”, Projet de Fin d’Étude, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2014.
- [4] M.A.Benziada, M.Ouail, “ Utilisation du convertisseur Z-source dans un système photovoltaïque ”, Projet de Fin d’Étude, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2015.
- [5] 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.
- [6] Fang Zheng Peng, Miaosen Shen and Zhaoming Qian, "Maximum Boost Control of the Z-source Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 4, pp. 833-838, 2005.
- [7] 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.
- [8] R.PAREKH, “VF Control of 3-Phase Induction Mo Using Space Vector Modulation”, 2005 Microchip Technology Inc.
- [9] D.HADIOUCHE, “Machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure”, Thèse présentée Doctorat de l'Université Henri, Nancy –I, 2001.
- [10] 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.
- [11] M.Olszewski, “ Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles”, Michigan State University, Department of Electrical and Computer Engineering, 2005.
- [12] K.Helali, “Modélisation d’une cellule photovoltaïque étude comparative”, thèse de magistère, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou(Algérie), 2012.
- [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] R. Mosdale, “Transport électrique routier-batteries pour véhicules électriques”, Techniques de l’Ingénieur, no. D5565, 2003.

- [15] A.BATTISTON, “Modélisation, commande, et mise en œuvre des onduleurs à source impédentes”, thèse de doctorat Université Lorraine. France 2014.
- [16] O.ELLABBAN “Z-Source Inverter for Automotive Applications” New Generation of Electric Vehicles, 2012.
- [17] L.Croci, “Gestion de l’énergie dans un système multi-sources photovoltaïque et éolien avec stockage hybride Batteries/Supercondensateurs”, thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure d’Ingénieurs de POITIERS, 2013.