

RÉPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
École Nationale Polytechnique



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus

Mémoire de Master en Automatique

**ÉTUDE ET COMMANDE D'UN ONDULEUR DEUX
NIVEAUX À STRUCTURE Z-SOURCE
EXPLOITATION DE LA COMMANDE FLOUE**

Présenté par :

HADJAIDJI Fatma Zahra

Sous la direction de Pr. E.M.BERKOUK
Présenté et soutenu publiquement le 29 juin 2017

ENP 2017

Laboratoire de Commande des Processus (LCP) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

RÉPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
École Nationale Polytechnique



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus

Mémoire de Master en Automatique

**ÉTUDE ET COMMANDE D'UN ONDULEUR DEUX
NIVEAUX À STRUCTURE Z-SOURCE
EXPLOITATION DE LA COMMANDE FLOUE**

Présenté par :

HADJAIDJI Fatma Zahra

Sous la direction de Pr. E.M.BERKOUK
Présenté et soutenu publiquement le 29 juin 2017

ENP 2017

Laboratoire de Commande des Processus (LCP) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

ملخص

يتمحور العمل المقترح في هذه المذكرة حول دراسة الموجات من نوع مصدر ممانع بالإضافة إلى التحكم فيها و إدراجها في نظام متعدد المصادر هذه الهيكلة الجديدة للمحولات هي مكافئة لهيكلة تجمع بين محول مستمر/مستمر و مموج مستمر /متناوب فهي تسمح ليس فقط بتحويل إشارة مستمرة إلى إشارة متناوبة بل تضمن أيضا رفع توتر المصدر إلى مستوى أعلى.

الدراسة المجرات في هذا المشروع تسلط الضوء على مبدأ عمل هذا المحول وتقديم مختلف مستويات نمذجته من أجل إعداد قانون التحكم، آليات التحكم ومراقبة مختلف القيم من خلال استغلال وحدات تحكم PI و المنطق الضبابي، و أخيرا إدراج هذا المحول ضمن نظام متعدد المصادر متكون من مولد كهر وضوئي وبطارية تخزين هذا النظام يعمل على تغذية شحنة مقاومة.

كلمات مفتاحية: مموج ذو مصدر ممانع، دائرة قصيرة، نمذجة ذات إشارات قصيرة، التحكم الشعاعي، الانحراف الكلي للموجات، مولد كهر وضوئي، PI، المنطق الضبابي.

Abstract

The work proposed in this thesis entails on studying and controlling the inverter Z-source (ZSI) also incorporating this later in a multi-source system. This structure is equivalent to a DC\DC converter and a DC\AC inverter connected together. It insures the continuous magnitudes to alternatives conversion and, eventually, step-up chopper function. Studies conducted in this thesis focused on operation principle description; presented different modeling level to elaborate law control, control strategy, the control of different size by using the PI and fuzzy regulators, and finally integration of this converter in a multi-sources system consisting of a photovoltaic generator and storage batteries supply resistive load.

Key words: Z-inverter, shoot through stat, small signal modeling, SVM control, PWM control, THD, photovoltaic generator, PI, fuzzy.

Résumé

Le travail proposé dans ce mémoire s'articule justement sur l'étude et la commande des onduleurs de type Z-source ainsi l'incorporation de ce dernier dans un système multi-sources cette nouvelle structure est équivalente à une structure associant un convertisseur DC/DC et un onduleur DC/AC. Elle permet non seulement de convertir un signal continu en un signal alternatif mais possède également la fonction élévatrice lui permettant d'élever la tension de la source à un niveau supérieur, Les études menées dans ce projet sont focalisées sur la description de son principe fonctionnement, présentation de différents niveau de modélisation afin d'élaborer une loi de commande, les stratégies de commande, le contrôle des différentes grandeurs en exploitant les régulateurs PI et flou, et enfin l'intégration de ce convertisseur dans un système multi-sources, constitué d'un générateur photovoltaïque et des batteries de stockage qui alimente une charge résistive.

Mots clés Onduleur z-source, état du court-circuit, modélisation petits signaux, commande MLI, commande SVM, La distorsion totale d'harmonique THD, générateur photovoltaïque, PI, floue.

Remerciements

Nous remercions Dieu, le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études.

Tout d'abord, nous tenons à remercier tout particulièrement et très chaleureusement notre promoteur, Pr « E. M. BERKOUK », avec qui nous avons eues tant de plaisir à travailler et qui nous a fait profiter de son expérience dans le domaine d'électronique de puissance. Nous tenons également à remercier la demoiselle « I. Chaib », Doctorante à l'école polytechnique, pour tous les conseils et les encouragements qu'elle nous prodiguée pendant toute la durée de ce travail.

Nous adressons nos vifs remerciements à Monsieur «H. ACHOUR», Enseignant à l'Ecole Nationale Polytechnique pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.

Nous voudrions exprimer nos remerciements à Monsieur « L. ABDELOUEL », Enseignant à l'Ecole Nationale Polytechnique qui nous a fait l'honneur d'être examinateur de ce travail.

Cette page ne saurait être complète sans remercier nos collègues de notre promotion de l'école préparatoire d'Annaba et d'Automatique d'ENP d'Alger.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribués de près ou de loin, à la concrétisation de ce travail.

TABLE DES MATIERES

Liste des figures et Liste des tableaux

Liste des sigles et Liste des abréviations

Introduction générale..... 8

Chapitre I. Description et Modélisation d'Un Onduleur Z Source

I.1. Introduction..... 10

I.2. Généralité sur les onduleurs traditionnels (Conventionnels)..... 10

I.3. Description d'un onduleur Z source 10

I.4. Configurations d'un onduleur triphasé à structure z-source 11

I.5. Principe de fonctionnement 11

Chapitre II. Stratégies De Commande D'un Onduleur A Structure Z Source

II.1. Introduction 15

II.2. Stratégies de commande d'un onduleur à structure Z source..... 15

II.2.1 La commande à MLI vectorielle (SVM) 15

II.2.2 Algorithme de la SVM d'un onduleur Z source 16

II.3. Conclusion..... 18

Chapitre III. Insertion du Convertisseur Z source Dans Un Système Photovoltaïque

III.1. Introduction 20

III.2. Présentation de la topologie de la chaîne photovoltaïque 20

III.3. Modélisation du générateur photovoltaïque 20

III.4. Modélisation d'une batterie..... 22

III.5. Optimisation du rendement énergétique du GPV 22

III.6. Modélisation du hacheur réversible en courant..... 23

III.7. Le contrôle de la topologie de la chaîne photovoltaïque..... 24

III.7.1. Le contrôle du hacheur réversible en courant..... 25

III.7.2. Contrôle de l'onduleur z-source 25

II.7.2.1 Généralité sue le régulateur PI flou 26

III.8. Les résultats des simulations 28

V.9. Analyse des résultats 31

V.10. Conclusion..... 31

Conclusion générale 32

BIBLIOGRAPHIE 33

ANNEXES 36

Liste Des Figures

Figure I. 1. Structure du convertisseur de tension DC-AC conventionnel	10
Figure I. 2. Onduleur de tension avec un étage élévateur utilisant un convertisseur bidirectionnel [3].....	10
Figure I. 3. Structure générale d'un onduleur z-source [3]	11
Figure I. 4. Schéma simplifié d'un onduleur ZSC	11
Figure I. 5. Etat Shoot-Through	11
Figure I. 6. Etat Actif	12
Figure I. 7. Variation du facteur de survoltage en fonction du rapport cyclique	12
Figure II. 1. Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur	15
Figure II. 2. La commande à MLI vectorielle (SVM) modifiée [7].....	16
Figure II. 3. Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (d,q).....	16
Figure II. 4. Résultats de simulation de la stratégie de commande SVM	18
Figure III. 1. Schéma synoptique de la topologie d'insertion de l'onduleur Z source dans la chaîne PV	20
Figure III. 2. Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque à cinq paramètres.....	21
Figure III. 3. Modèle d'un élément de batterie Li-Ion [39].....	22
Figure III. 4. Schéma du principe de l'algorithme P&O	23
Figure III. 5. Organigramme de l'algorithme P&O	23
Figure III. 6. Le circuit du hacheur réversible en courant.....	23
Figure III. 7. Le principe du contrôle de la topologie de la chaîne PV [7]	24
Figure III. 8. Modèles du hacheur réversible en courant.....	25
Figure III. 9. Modèle de Signal de sortie d'un régulateur flou [40]	26
Figure III. 10. Inférence floue avec 2 entrées, 2 sorties	27
Figure III. 11. Fonctions d'appartenance de la variable e et de	27
Figure III. 12. Fonctions d'appartenance de la variable Kp	27
Figure III. 13. Fonctions d'appartenance de la variable Ki.....	27
Figure III. 14. Résultats du contrôle de la topologie d'insertion avec la stratégie SVM	31

Liste Des Tableaux

Tableau II. 1. Les séquences de la SVM symétrique à six courts-circuits.....	16
Tableau III. 1. Caractéristiques d'une cellule PV et un module.....	21
Tableau III. 2. Caractéristiques électriques d'un GPV.....	22
Tableau III. 3. Comportement du gain PID [40]	26
Tableau III. 4. Règles d'inférence	27

LISTE DES SIGLES

Symbole	Unité	Signification
V_g	[V]	La tension continue d'entrée
C_Z	[F]	Le condensateur du réseau d'impédance
L_Z	[H]	L'inductance du réseau d'impédance
V_{CZ}	[V]	La tension aux bornes du C_Z
i_{CZ}	[A]	Le courant traversant C_Z
V_{LZ}	[V]	La tension aux bornes du L_Z
I_{LZ}	[A]	Le courant traversant L_Z
V_{dc}	[V]	La tension à l'entrée de l'onduleur (tension commutée)
I_l	[A]	Le courant à l'entrée de l'onduleur
T_{cc}	[s]	La durée de l'état shoot through
d	/	Le rapport cyclique de l'état shoot through (instantané)
C_f	[F]	Les condensateurs du filtre de sortie
L_{cf}	[H]	Les inductances du filtre de sortie
v_{cf}	[V]	Les tensions aux bornes des condensateurs du filtre
i_{cf}	[A]	Les courants traversant les condensateurs du filtre
i_{Lf}	[A]	Le courant traversant les inductances du filtre
v_{Lf}	[V]	Les tensions des inductances du filtre
i_{ch}	[A]	Les courants de charges
F_{ij}	/	Les interrupteurs de l'onduleur
f_f	[Hz]	La fréquence du fondamental
f_m	[Hz]	La fréquence de commutation
$V_{cfdb} V_{cfq}$	[V]	Les tensions des condensateurs du filtre sur le repère [dq]
$i_{Lfdb} i_{Lfq}$	[A]	Les courants des inductances du filtre sur le repère [dq]
$I_{chdb} i_{chq}$	[A]	Les courants de charges sur le repère [dq]
m		La profondeur de modulation
I_{pv}	[A]	Le courant délivré par une cellule photovoltaïque
I_{ph}	[A]	Le courant photoélectrique d'une cellule
$I_{D, cell}$	[A]	Le courant dans la diode de la cellule
V_{th}	[V]	La tension thermique
I_s	[A]	Le courant de saturation de la diode
n	/	Le facteur d'idéalité de la jonction P-N

k	[j/K]	La constante de Boltzmann
R_p	[Ω]	La résistance parallèle d'une cellule
R_s	[Ω]	La résistance série d'une cellule
G	[W/m ²]	Irradiation solaire de fonctionnement
G_n	[W/m ²]	Irradiation solaire nominale
G_0	[W/m ²]	Irradiation solaire standard
T	[C]	Température ambiante
T_n	[C]	Température nominale
T_0	[C]	Température standard
C_{pv}	[F]	Le condensateur de connexion du GPV au convertisseur
L_{bat}	[H]	L'inductance du hacheur réversible en courant

LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
AC	Courant Alternatif
DC	Courant Continu
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GPV	Générateur Photovoltaïque
IP	Intégral-Proportionnel
MBC	Maximum Boost Control
MCBC	Maximum Constant Boost control
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsions
MPPT	Maximum Power Point Tracking
P&Q	Perturbation et Observation
PI	Proportionnel-Intégral
PV	Photovoltaïque
SBC	Simple Boost Control
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distorsion
ZS	Z source

INRODUCTION GENERALE

Les sources d'énergies renouvelables telles que les panneaux solaires et les éoliennes sont les plus convenables pour être introduites dans le réseau électrique. L'intégration de ces énergies renouvelables dans le réseau pose des problèmes d'ordre technique sachant que ces énergies sont intermittentes : La nature variable de l'énergie électrique issue de ces sources, nécessite des étages d'adaptation qui permettent une utilisation optimale adaptée aux différentes applications et assurent un transfert de qualité de l'énergie produite. Donc les convertisseurs statiques et leur commande sont devenus incontournables dans les dispositifs actuels de conversion d'énergie électrique.

Les travaux menés dans ce mémoire se concentrent justement sur l'étude de la possibilité de remplacer une structure associant un convertisseur DC/DC et un onduleur DC/AC par une nouvelle topologie des onduleurs qui est apparue il y a une dizaine d'année. Cette structure, nommée par son inventeur, onduleur à source impédance, est de type DC/AC. Elle permet non seulement de convertir un signal continu en un signal alternatif mais possède également la fonction élévatrice lui permettant d'élever la tension de la source à un niveau supérieur.

L'objectif de ce mémoire consiste en l'analyse objective de la mise en œuvre de ce convertisseur afin de l'incorporer dans un système multi-sources. Plusieurs études sont menées en prenant en compte différents critères tels que le principe de fonctionnement, la stratégie de commande, le contrôle des différentes grandeurs et l'intégration de ce convertisseur dans un système multi-sources. Ces études sont réparties dans trois chapitres que nous allons détailler ci-après.

Le premier chapitre est destiné à introduire la nouvelle topologie d'onduleur en commençant par l'énumération des limitations conceptuelles des convertisseurs conventionnels qui ont motivés les chercheurs à introduire la nouvelle structure dite Z-source, puis la description et la modélisation d'un onduleur triphasé à structure z-source.

Le deuxième chapitre est destiné à présenter et simuler les différentes stratégies de commande que se soit MLI ou SVM d'un onduleur Z-source. Ces stratégies sont générées à partir des techniques de commande MLI ou SVM conventionnelles.

Le dernier chapitre traite une topologie d'un système multi-sources, intégrant un onduleur Z-source et en exploitant la commande floue pour contrôler cet onduleur. Ce système est constitué d'un générateur photovoltaïque et des batteries de stockage, alimentant une charge en mode isolé.

Une conclusion générale clôture notre mémoire avec un ensemble de perspectives pour la continuité de ce travail.

CHAPITRE I

Généralités sur un onduleur Z source

CHAPITRE.I.

GENERALITES SUR UN ONDULEUR Z SOURCE

I.1. Introduction

Les convertisseurs de puissance à source impédance, sont apparus dans la littérature scientifique dans les années 2000 à travers les travaux du Professeur Fang Zheng Peng publiés dans l'article de congrès [9] paru en 2002. Ils s'appellent les convertisseurs Z source.

I.2. Généralité sur les onduleurs traditionnels (Conventionnels)

La conversion DC/AC a un rôle de transformation d'un signal de tension (ou de courant) continu en un signal de tension (ou de courant) alternatif d'amplitude, de fréquence et de phase désirées. Cette transformation s'opère dans un convertisseur appelé onduleur (Figure I.1).

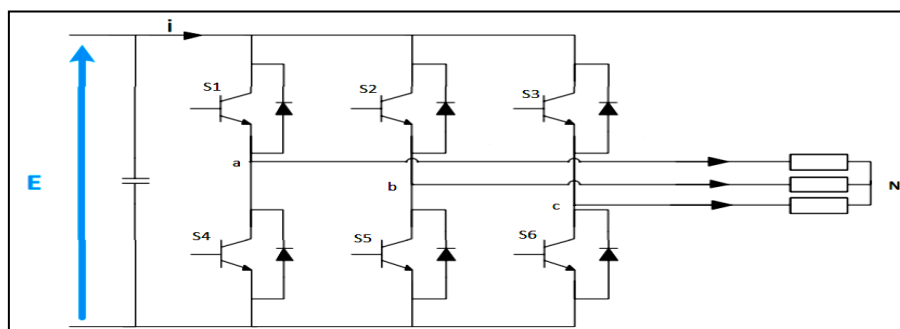


Figure I.1. Structure du convertisseur de tension DC-AC conventionnel

D'autre part, Dans ce type d'onduleur de tension, le niveau de tension continue doit être supérieur au niveau de tension alternative désiré, Un étage d'élévation est donc nécessaire (figure I.2).

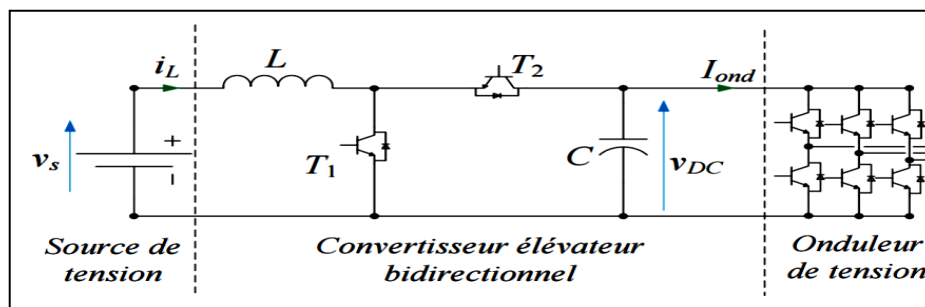


Figure I.2. Onduleur de tension avec un étage élévateur utilisant un convertisseur bidirectionnel [3]

Les conditions rigoureuses à respecter dans les convertisseurs conventionnels et ses inconvénients constituant des facteurs clés conduiront à la conception d'un nouveau convertisseur qui nous permet de remédier aux dites contraintes. Il est appelé un convertisseur à source impédance (convertisseur z source) [7].

I.3. Description d'un onduleur Z source

Pour surmonter les problèmes ci-dessus des onduleurs traditionnels, Cette partie est consacrée pour présenter un onduleur de puissance à impédance. Dans la Figure I.3, un réseau à deux ports constitué d'un diviseur d'inductances et de condensateurs reliés en X.

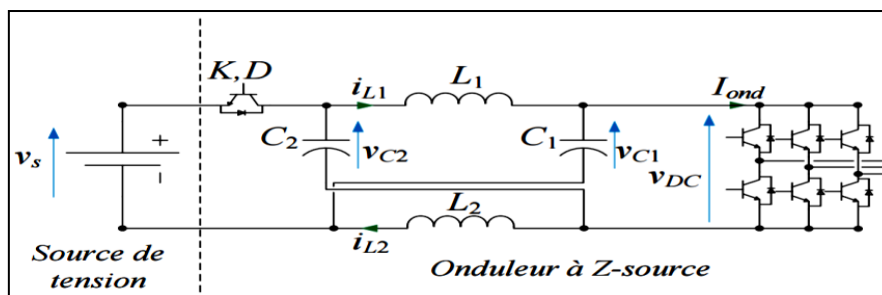


Figure I.3. Structure générale d'un onduleur Z source [3]

L'onduleur Z-source donne la possibilité de régler les tensions de sortie grâce à sa profondeur d'une modulation, mais aussi par modification de la tension d'entrée V_g par la commande des durées de courts circuits de bras de l'onduleur, il permet l'utilisation de l'état de commutation de la prise de vue, ce qui élimine le besoin de temps morts qui sont utilisés dans les onduleurs traditionnels pour éviter le risque d'endommager le circuit de l'onduleur.

I.4. Configurations d'un onduleur triphasé à structure Z source

En plus des six états actifs et des deux états zéro d'un onduleur conventionnel, l'onduleur Z source peut avoir un neuvième état qui représente l'amorçage simultanément des interrupteurs de même bras, le tableau suivant illustre les états possibles des interrupteurs.

I.5. Principe de fonctionnement

L'onduleur à structure Z-source assure en plus de sa fonction conventionnelle, une autre fonction similaire à celle d'un hacheur élévateur de tension.

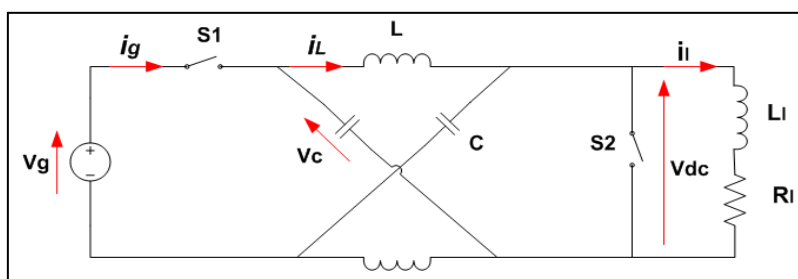


Figure I.4. Schéma simplifié d'un onduleur ZSC

1. État de court-circuit (état shoot-through) :

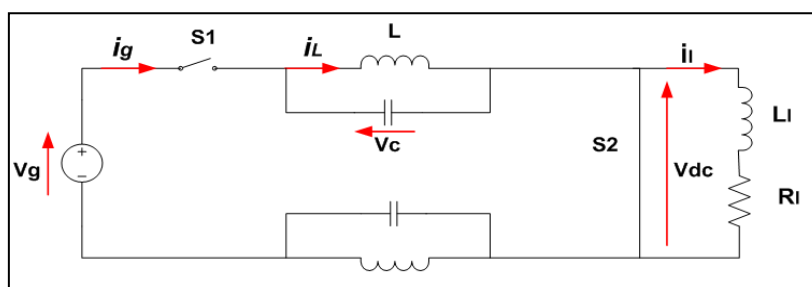


Figure I.5. Etat Shoot-Through

Les équations suivantes expliquent le fonctionnement de cet état :

$$\begin{cases} v_{dc} = 0 \\ v_{L1} = v_{C1} \\ v_{L2} = v_{C2} \end{cases} \quad \begin{cases} i_{L1} = -i_{C1} \\ i_{L2} = -i_{C2} \end{cases} \quad \text{I - 1}$$

2. États actifs :

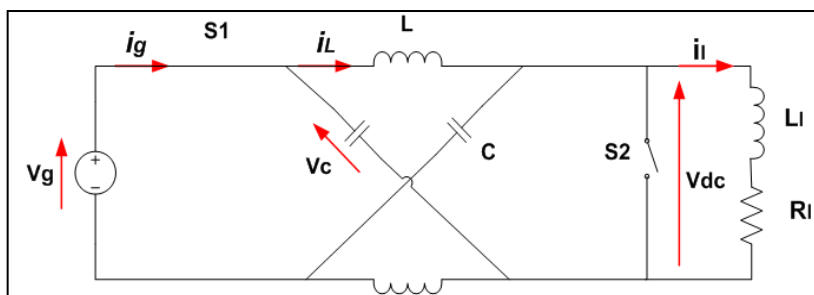


Figure I.6. Etat Actif

Ces états peuvent être exprimés par les équations citées ci-après :

$$\begin{cases} v_{dc} = v_{c1} - v_{L1} \\ v_{dc} = v_{c2} - v_{L2} \\ v_{L1} = V_g - v_{c2} \\ v_{L2} = V_g - v_{c1} \end{cases} \quad \begin{cases} i_{C1} = i_{L2} - i_l \\ i_{C2} = i_{L1} - i_l \end{cases} \quad \text{I - 2}$$

Facteur de survoltage B :

A l'état d'équilibre, on sait que la valeur moyenne de la tension au cours d'une période de commutation au niveau de l'inductance est nulle, donc :

$$V_L = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_0} v_c dt + \int_{T_0}^T (V_g - v_c) dt \right] = 0 \quad \text{I - 6}$$

On pose $d = \frac{T_0}{T}$, d est le rapport cyclique, on obtient :

$$V_c = \frac{1-d}{1-2d} V_g \quad \text{I - 7}$$

D'un autre côté, la tension maximale (de pik) du bus continu en état d'équilibre s'écrit :

$$V_{dcn} = 2V_c - V_g \quad \text{I - 8}$$

On obtient donc la relation entre la tension d'entrée et la tension maximale du bus continu :

$$V_{dcn} = \frac{1}{1-2d} V_g = BV_g \quad \text{I - 9}$$

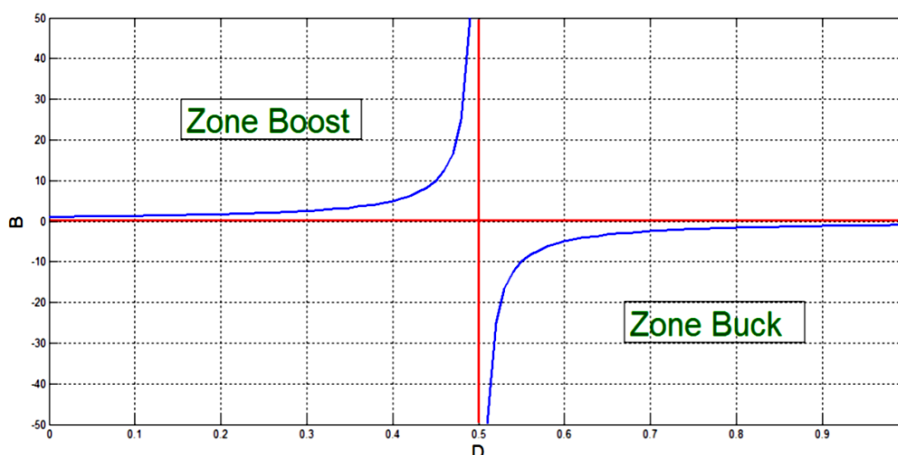


Figure I.7. Variation du facteur de survoltage en fonction du rapport cyclique

- **Interprétation**

On remarque que la relation entre le facteur de survoltage et le rapport cyclique a une allure hyperbolique telle que B prend des valeurs entre 0 et l'infini lorsque le rapport cyclique d est entre 0 et 0.5 ce qui implique que la tension de sortie va augmenter suivant la relation I.9.

Donc on dit que le Z-source à booster la tension d'entrée, par contre lorsque le rapport cyclique d est entre 0.5 et 1, on remarque que B prend des valeurs entre l'infini et 0 ce qui reflète sur la tension de sortie par sa diminution d'où le comportement d'un hacheur abaisseur.

On utilise ce facteur avec le coefficient de réglage (taux de modulation) M pour trouver le gain total de l'onduleur :

$$G = \frac{\hat{v}_{ac}}{v_g/2} \quad M = \frac{\hat{v}_{ac}}{\hat{v}_{dc}/2} \quad B = \frac{\hat{v}_{dc}}{v_g} \quad \text{I - 10}$$

Le gain de tension est donné par la relation suivante :

$$G = BM = \frac{M}{1 - 2D} \xrightarrow{\text{donc}} \hat{v}_{ac} = V_{anmax} = M \frac{V_{dc}}{2} = MB \frac{V_g}{2} \quad \text{I - 11}$$

L'expression de ce gain montre que l'onduleur à structure Z source peut fonctionner en deux modes élévateur et abaisseur (boost et buck) dans le même sens. Ce mode de fonctionnement offre la possibilité de fournir des tensions alternatives de sortie indépendantes de la tension continue d'entrée, contrairement aux onduleurs de tensions conventionnels, dans lesquels la tension continue doit être supérieure à la tension alternative désirée (au moins être son double).

CHAPITRE II

Stratégies de commande d'un onduleur à structure Z source

CHAPITRE.II.

STRATEGIE DE COMMANDE D'UN ONDULEUR A STRUCTURE Z SOURCE

II.1. Introduction

La terminologie Z source étant liée au remplacement du bus continu classique de l'onduleur par un étage continu LC hybride croisé. Cette modification est liée à la possibilité d'introduire des phases de court-circuit des bras de l'onduleur, en superposition avec la commande classique de l'onduleur MLI (sinusoïdale ou bien vectorielle).

II.2. Stratégies de commande d'un onduleur à structure Z source

L'onduleur Z source peut être commandé par plusieurs stratégies de commande. Ces stratégies sont développées à partir des techniques de commande de la Modulation de la Largeur d'Impulsion sinusoïdale et vectorielle, utilisées dans les onduleurs conventionnels.

II.2.1. La commande à MLI vectorielle (SVM)

Le principe de la modulation vectorielle est de traiter les variables directement sur le plan diphasé de la transformation de Concordia. Cette stratégie est développée à base 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.

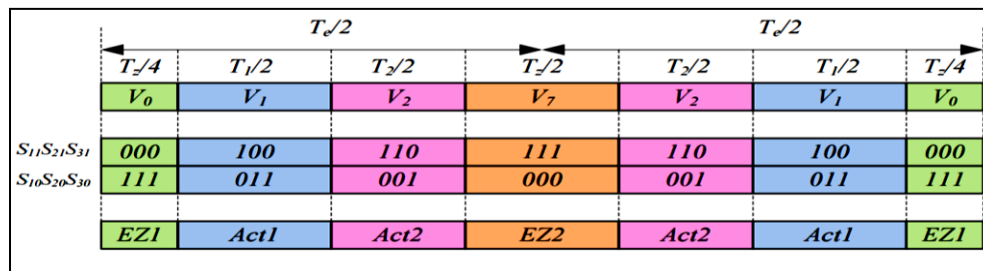
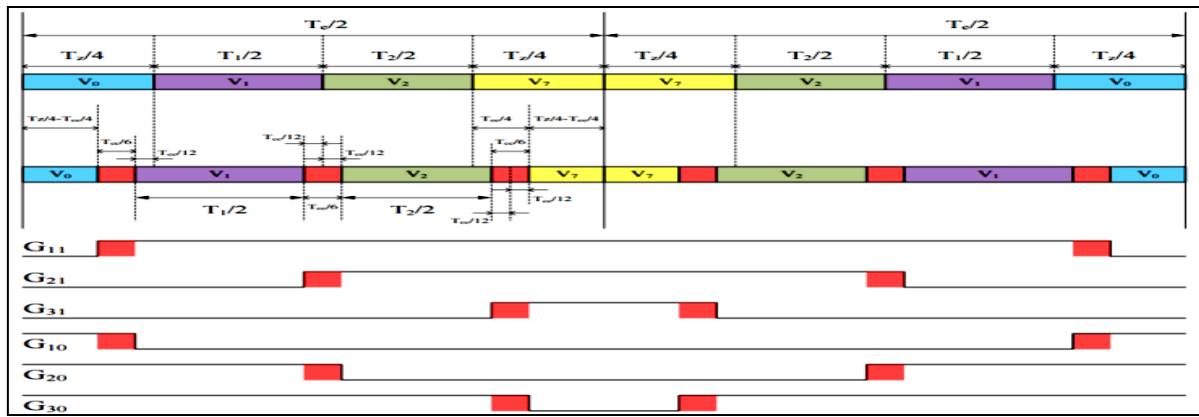


Figure II.1. Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur

Selon la répartition de la durée du court-circuit dans une séquence de la SVM symétrique schématisée dans la Figure III.1, 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 [2], [25].



a) La stratégie SVM à quatre court-circuits



b) La stratégie SVM à six court-circuits

Figure II.2. La commande à MLI vectorielle (SVM) modifiée [7]

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 de commutation :

Tableau II.1. Les séquences de la SVM symétrique à six court-circuits

Secteur	K_{ij}	$V_{zéro8}$	V_{cc}	V_1	V_{cc}	V_2	V_{cc}	$V_{zéro7}$
Secteur 1	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	100	100	110	110	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	011	011	001	001	000
Secteur 2	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	010	010	110	110	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	101	101	001	001	000
Secteur 3	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	010	010	011	011	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	101	101	100	100	000
Secteur 4	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	001	001	011	011	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	110	110	100	100	000
Secteur 5	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	001	001	101	101	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	110	110	010	010	000
Secteur 6	$S_{11} S_{21} S_{31}$	000	100	100	101	101	111	111
	$S_{10} S_{20} S_{30}$	111	111	011	011	010	010	000

II.2.2. 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 [2] :

1. La représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan (α, β) ;

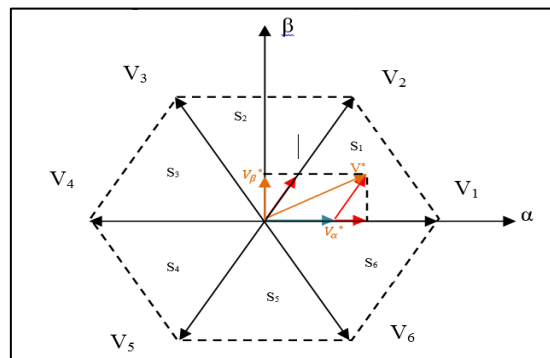


Figure II.3. Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (α, β)

2. La détermination du vecteur de tension V_{ref} dans le repère (α, β) :

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

3. La détermination de l'angle de rotation θ :

4. La détermination des durées d'utilisation des vecteurs actifs et nuls

5. La détermination de la durée de l'état du court-circuit ;

6. L'élaboration des séquences des vecteurs (actifs, zéro et court-circuit).

Pour que la valeur moyenne de la tension de référence V_{ref} sur une période de découpage T_d soit la même que celle due à l'application des tensions adjacents V_1, V_2 et V_z pendant les durées T_1, T_2 et T_z respectivement, l'équation vectorielle suivante doit être vérifiée :

$$T_c V_{ref} = T_1 V_1 + T_2 V_2 + 0,5T_z V_{z7} + 0,5T_z V_{z8} \quad \text{III - 1}$$

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 :

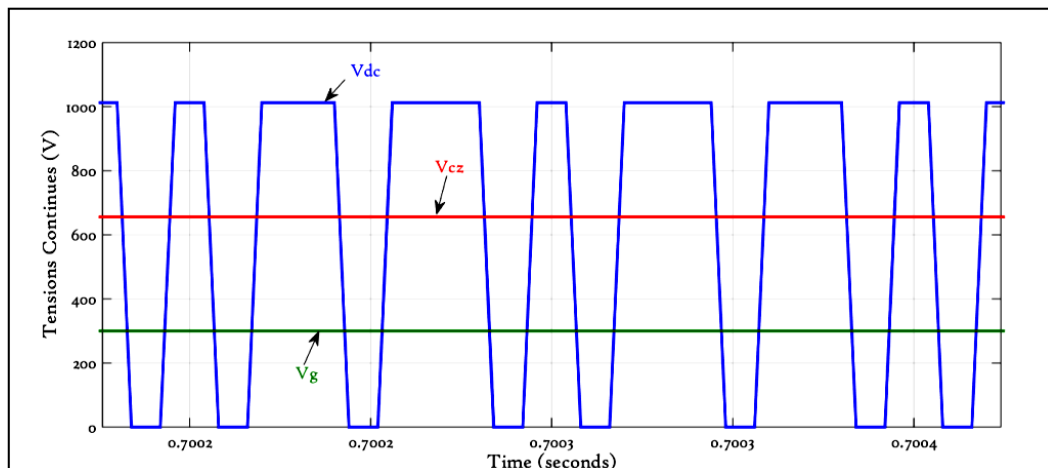
$$\begin{cases} T_1(\theta) = T_c m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2(\theta) = T_c m \sin(\theta) \\ T_z(\theta) = T_c [1 - m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)] \end{cases} \quad \text{Avec } m = \frac{\sqrt{3}V_{max}}{V_{dc}} \quad \text{III - 2}$$

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} ; G = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad \text{Donc } B = \sqrt{3}G - 1 \quad \text{III - 3}$$

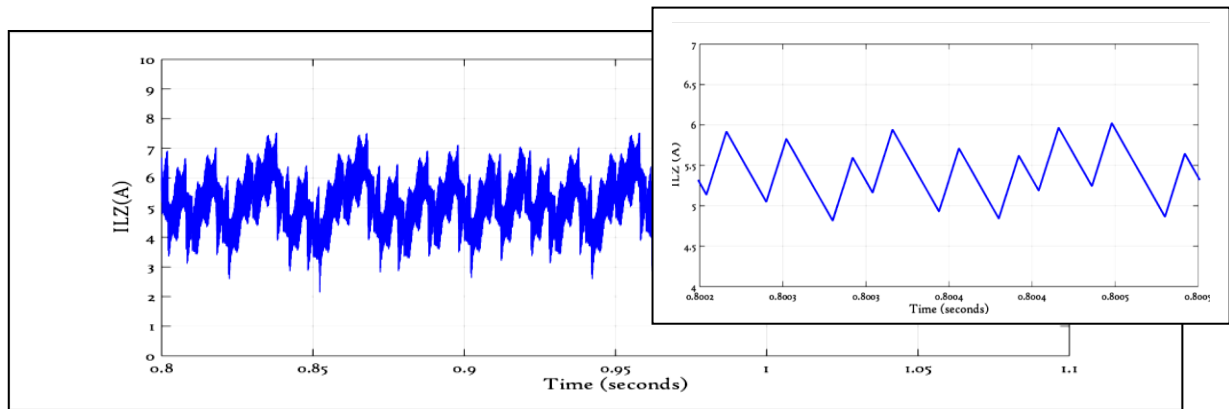
Résultat de simulation :

En utilisant Les relations précédentes, On trouve que la valeur de d 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.

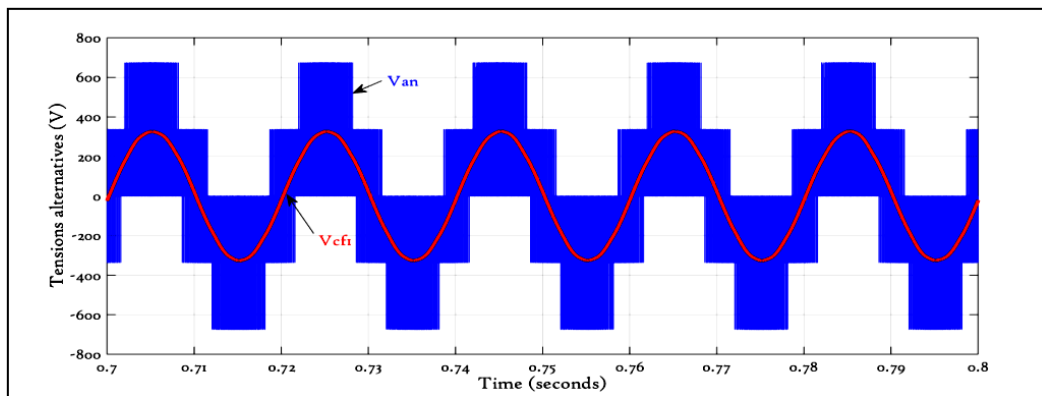
$$\begin{aligned} d &= 0.358 ; & B &= 3.52 ; & G &= 2.46 \\ V_{dc} &= 1056V ; & V_{Cz} &= 778V ; & V_{an_{max}} &= 369.6V \end{aligned}$$



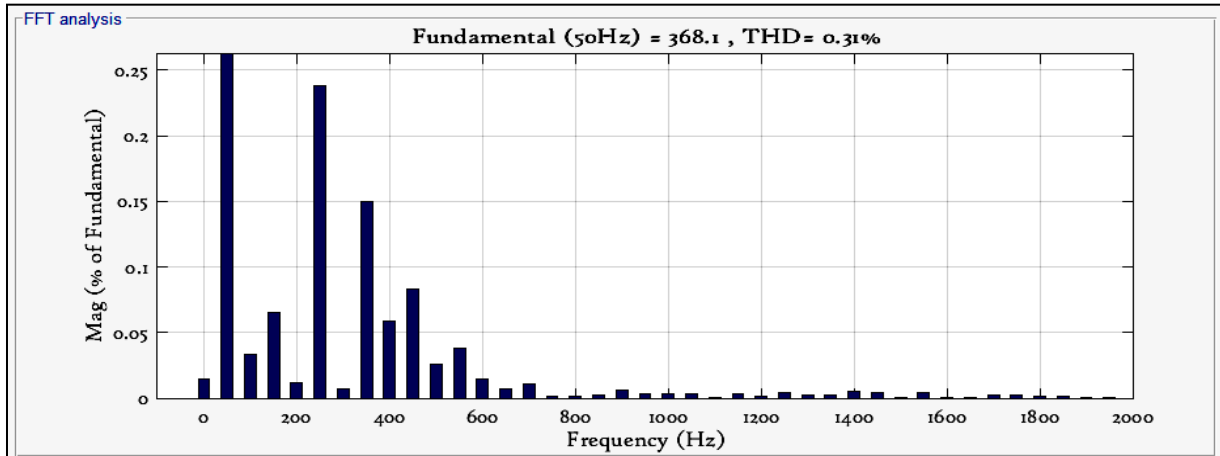
a) Allures des tensions V_{dc}, V_{Cz} et V_g



b) Allure du courant i_{Lz}



d) Allures des tensions simples V_{an} et V_{cf}



e) L'analyse spectrale de la tension v_{cf}

Figure II.4. Résultats de simulation de la stratégie de commande SVM

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

$$\begin{cases} \hat{V}_{dc} = 1020V \\ V_{cz} = 660V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 3.4 \\ D_0 = 0.353 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} i_{Lzmin} = 4.8A \\ i_{Lzmax} = 5.9A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{anmax} = 691V \\ V_{cfmax} = 368V \end{cases} \Rightarrow G = 2.454$$

II.3. Conclusion

D'après les résultats de simulation obtenues on peut conclure que la stratégie SVM est appropriée pour commander l'onduleur à structure Z source.

CHAPITRE III

Insertion du convertisseur Z source dans un système photovoltaïque

CHAPITRE.III.

INSERTION DU CONVERTISSEUR Z SOURCE DANS UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

III.1. Introduction

Dans le but de mieux représenter le comportement de toute la chaîne de conversion, il est nécessaire de modéliser le système global afin de simuler son comportement dynamique et statique et de le commander. Comme toute démarche de modélisation, la précision et la simplicité du modèle doivent être vérifiées.

Ce chapitre consiste à intégrer l'onduleur Z source dans un système multi-sources constitué d'un générateur photovoltaïque (GPV), donc un système de stockage à base des batteries est obligatoire pour garantir une puissance constante sur la charge qui est alimentée en mode isolé, via une architecture à bus à AC. La première partie de ce chapitre est consacrée à la présentation de la topologie du système.

III.2. Présentation de la topologie de la chaîne photovoltaïque

La topologie du système en question est formée par l'interconnexion de deux convertisseurs. 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 et un hacheur réversible en courant qui consiste à réguler le bus continu indirectement par le contrôle de la tension aux bornes du condensateur C_Z .

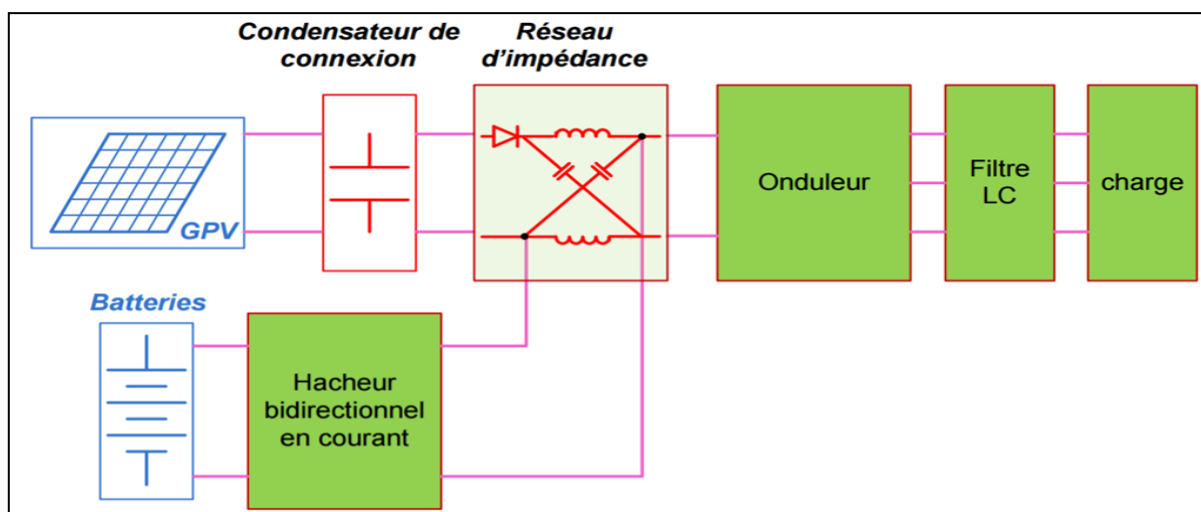


Figure III.1. Schéma synoptique de la topologie d'insertion de l'onduleur Z source dans la chaîne PV

III.3. Modélisation du générateur photovoltaïque

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

Le modèle le plus utilisé pour les cellules photovoltaïques est celui du circuit équivalent à une diode représenté dans la figure III.2.

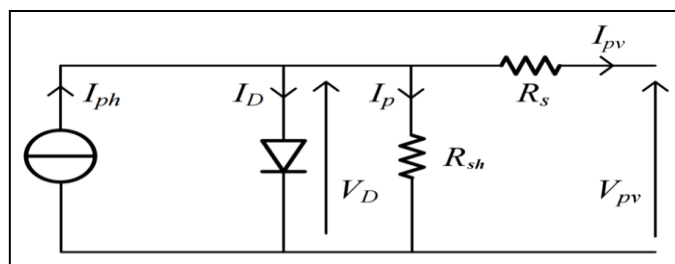


Figure III.2. Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque à cinq paramètres

Sachant que :

I_{ph} : Courant photovoltaïque ;

I_{pv} : Coutant de charge ;

V_{pv} : Tension de sortie ;

R_s : Résistance de série.

R_{sh} : Résistance shunt (cette résistance caractérisant les pertes par recombinaison des porteurs dues aux défauts structurales du matériau).

La relation entre la tension de sortie et le courant de charge peut être exprimée comme suit :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{sh} = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_{th}}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_{sh}} \quad \text{III - 1}$$

Tel que :

I_s : le courant de polarisation inverse de saturation de la diode ;

V_{th} : la tension thermique définie par la relation citée ci-après :

Une cellule photovoltaïque seule ne peut pas fournir suffisamment de puissance afin d'alimenter une charge. Il convient donc d'associer des cellules entres elles dans le but de fournir plus de puissance. Une association en série augmentera la tension de sortie du panneau solaire tandis qu'une association en parallèles augmentera le courant fournit à la charge.

Si on pose :

- N_p : Le nombre de cellules connectées en parallèle.
- N_s : Le nombre de cellules connectées en série

Les caractéristiques du GPV seront décrites dans le tableau suivant :

Tableau III.1. Caractéristiques d'une cellule PV et un module

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

A cet effet, l'équation III – 1 devient sous la forme :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_s \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s V_{th}}} - 1 \right) - \frac{N_p V_{pv}}{N_s R_p} + \frac{N_s R_s I_{pv}}{N_p R_p} \quad \text{III – 2}$$

Dans le but de présenter les caractéristiques d'un générateur photovoltaïque, nous prenons l'exemple d'un GPV de type SW 135, fabriqué avec trente-six (36) cellules polycristallines en série, les caractéristiques de ce dernier sont représentées dans le tableau ci-dessous :

Tableau III.2. Caractéristiques électriques d'un GPV

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

III.4. Modélisation d'une batterie

Nous modélisons un élément de batterie Li-Ion suivant la figure III.4. Le modèle est composé d'une source idéale « V_{Be} » en série avec une résistance « r_t ». L'ensemble est en parallèle avec une capacité « CDL » en série avec une deuxième résistance « r_{HF} ».

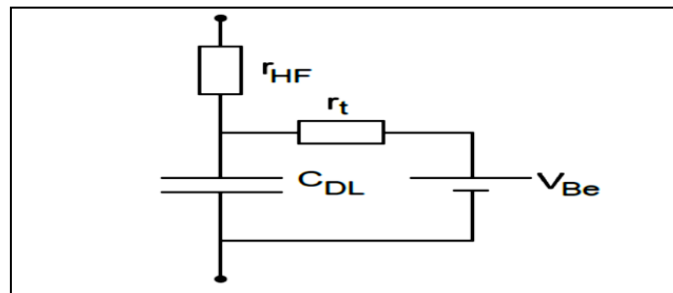


Figure III.3. Modèle d'un élément de batterie Li-Ion [39]

D'après les caractéristiques électriques étudiées dans [36] de cette batterie, nous pouvons déduire, à partir de la modélisation détaillée de la batterie Li-Ion (figure III.4), la fonction de transfert entre V_{dc} et V_{Be} , afin d'identifier ce qui est réellement "visible" par les batteries est :

$$\frac{V_{C_{DL}}}{V_{dc}} = \frac{1}{1 + j\omega_e C_{DL} r_{HF}} \quad \text{III – 4}$$

Ainsi la pulsation de coupure est à $\omega_c = \frac{1}{C_{DL} r_{HF}}$ ce qui correspond à une fréquence égale à $f_c = \frac{1}{2\pi(C_{DL} r_{HF})}$

III.5. Optimisation du rendement énergétique du GPV

Vu le changement des conditions climatiques de l'environnement. Des lois de commandes spécifiques existent pour amener nos dispositifs de conversion d'énergie renouvelable à fonctionner aux maximums de leurs caractéristiques sans connaissance préalable de ces points de fonctionnement ni les instants ou les raisons de ce changement. Ce type de commande est souvent nommé dans la littérature « Recherche du Point de Puissance

Maximum » ou bien « Maximum Power Point Tracking » (MPPT) [32].

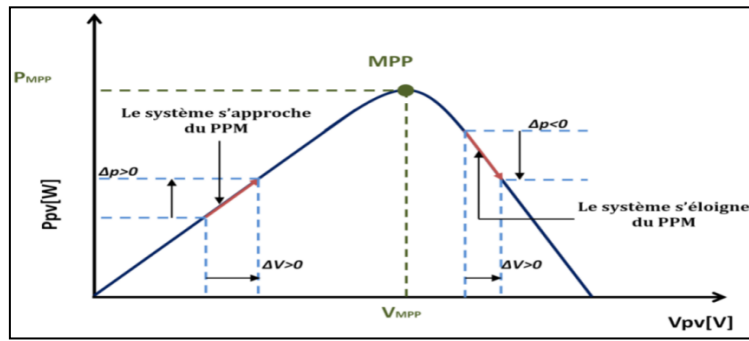


Figure III.4. Schéma du principe de l'algorithme P&O

L'algorithme précédent peut être implémenté en utilisant son organigramme donné par l'organigramme suivant :

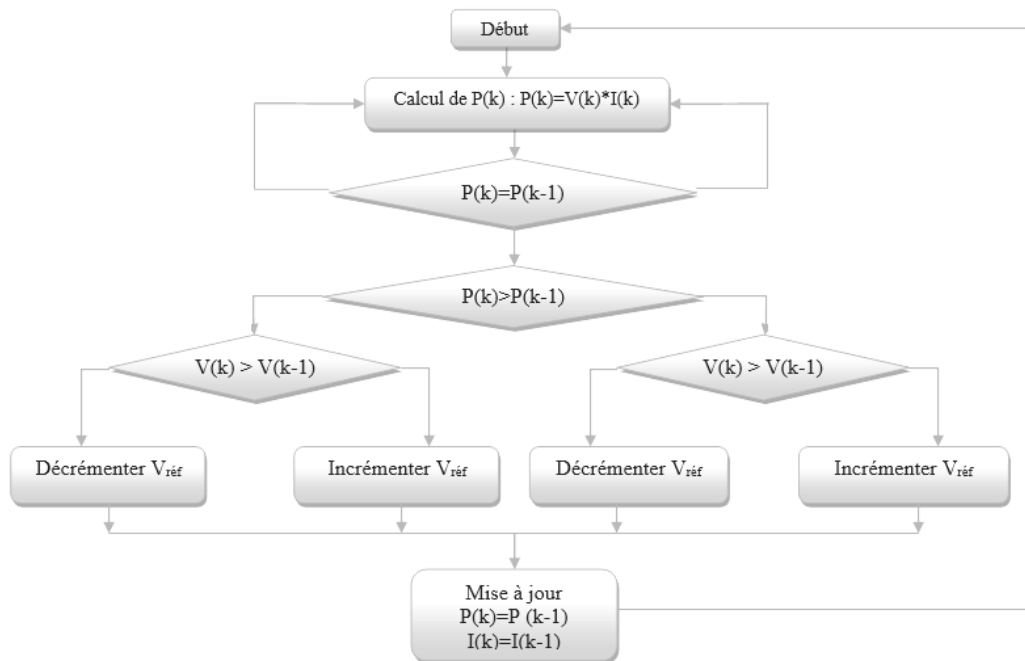


Figure III.5. Organigramme de l'algorithme P&O

III.6. Modélisation du hacheur réversible en courant

La Figure III.8 représente le hacheur réversible en courant, qui est constitué de deux interrupteurs formant une cellule de commutation. Il assure le transfert énergétique de ou vers la batterie.

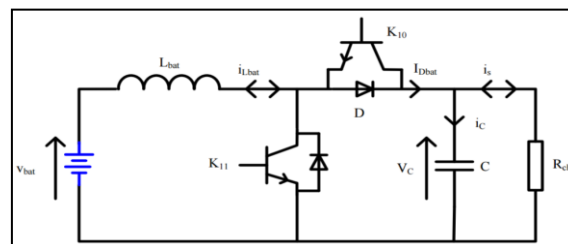


Figure III.6. Le circuit du hacheur réversible en courant

Selon le sens du courant I_{bat} , on distingue deux configurations possibles, la première

sert à décharger la batterie où l'IGBT de l'interrupteur K_{11} et la diode du K_{10} sont intervenus dans cette configuration, tandis que la deuxième consiste à charger la batterie. Dans cette configuration l'IGBT de l'interrupteur K_{10} et la diode du K_{11} sont utilisés.

Les équations associées à la première configuration sont :

Si $t \in [0, \alpha_{K_{11}} T]$

$$\begin{cases} v_{Lbat}(t) = v_{bat}(t) \\ i_c(t) = -i_s(t) \end{cases} \quad \text{III - 5}$$

Si $t \in [\alpha_{K_{11}} T, T]$

$$\begin{cases} v_{Lbat}(t) = v_{bat}(t) - v_s(t) \\ i_c(t) = i_{Lbat}(t) - i_s(t) \end{cases} \quad \text{III - 6}$$

Les équations associées à la deuxième configuration sont :

Si $t \in [0, \alpha_{K_{10}} T]$

$$\begin{cases} v_{Lbat}(t) = -v_{bat}(t) + v_c(t) \\ i_c(t) = -i_{Lbat}(t) + i_s(t) \end{cases} \quad \text{III - 7}$$

Si $t \in [\alpha_{K_{10}} T, T]$

$$\begin{cases} v_{Lbat}(t) = v_{bat}(t) \\ i_c(t) = i_s(t) \end{cases} \quad \text{III - 8}$$

D'après le système $V - 16$, On peut déduire le modèle de connaissance du convertisseur dans la première configuration comme le suivant :

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - F_{K_{11}}) & 0 \\ 0 & (1 - F_{K_{11}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{bat}(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \quad \text{III - 9}$$

III.7. Le contrôle de la topologie de la chaîne photovoltaïque

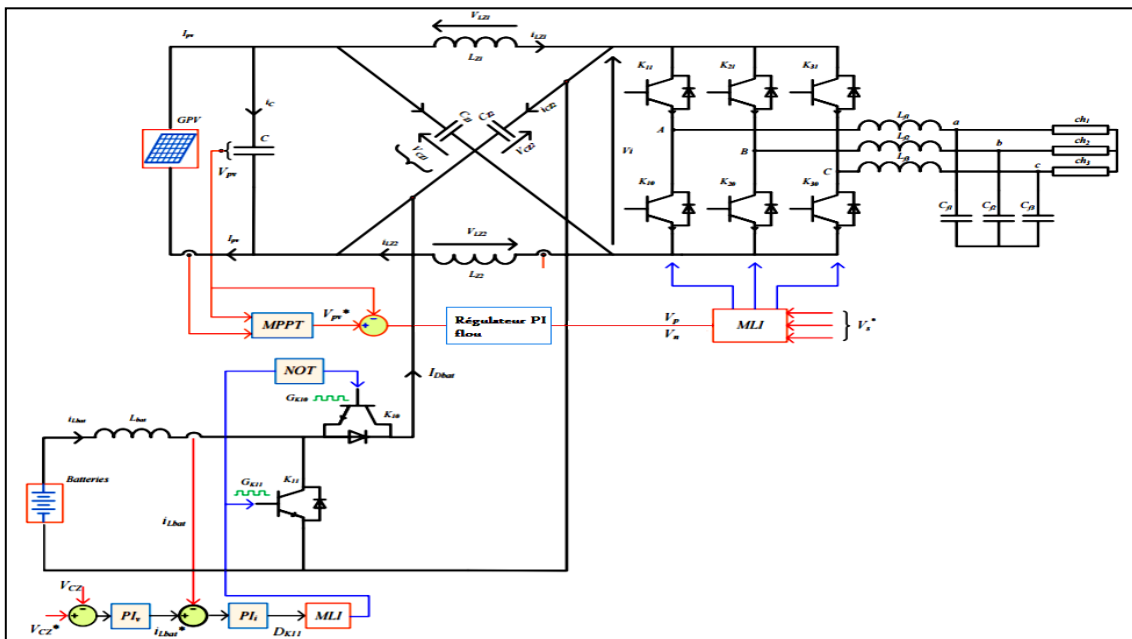


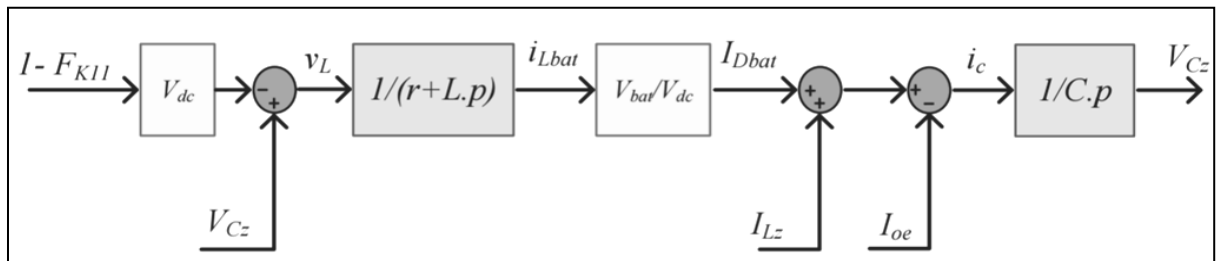
Figure III.7. Le principe du contrôle de la topologie de la chaîne PV [7]

La figure III.9 présente le principe du contrôle de notre topologie, tel que l'adaptation de tension du GPV et l'extraction de sa puissance maximale est assurée par le contrôle de l'état du court-circuit de l'onduleur Z source, en introduisant l'algorithme MPPT. Tandis que le hacheur réversible en courant, consiste à réguler la tension V_{Cz} [36], [37], [38].

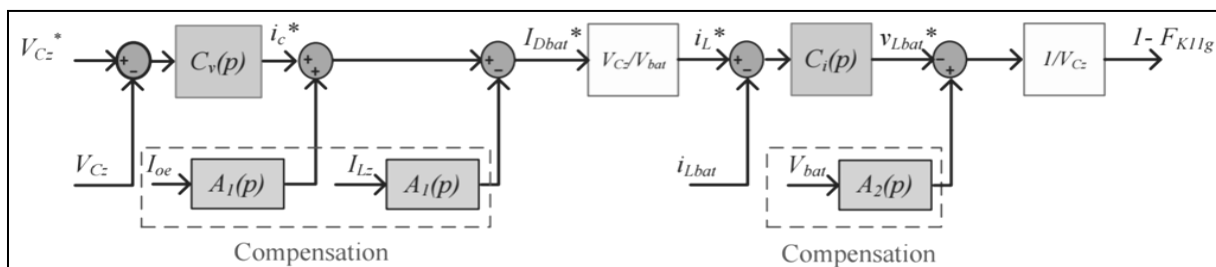
III.7.1. Le contrôle du hacheur réversible en courant

Le hacheur réversible en courant consiste à contrôler la tension du condensateur de réseau d'impédance par le transfert énergétique entre le système de stockage et le condensateur, ce transfert dépend du bilan de puissance de GPV, de charge et de batterie. Le contrôle de la tension V_{Cz} et du courant i_{Lbat} , est réalisé par deux boucles imbriquées. La valeur de la tension de référence V_{Czref} est déterminée par la stratégie de commande à utiliser dans l'onduleur Z source et ce, en exploitant les différentes relations établies dans le troisième chapitre.

Le modèle de contrôle est établi à partir du modèle moyen en vue de contrôler la tension V_{Cz} , la figure suivante représente les deux modèles :



a) Modèle moyen du hacheur réversible en courant en vue de contrôler la tension V_{Cz}



b) Modèle du contrôle du hacheur réversible en courant

Figure III.8. Modèles du hacheur réversible en courant

III.7.2. Contrôle de l'onduleur z-source

L'onduleur triphasé à structure z-source dans cette topologie, peut assurer deux contrôles différents, le premier sert à maintenir les tensions alternatives de sortie, constantes en termes d'amplitude et de fréquence et ce, quelle que soit la variation de la charge connectée au bus à AC. Le deuxième contrôle destiné à l'optimisation du rendement énergétique du GPV par l'exploitation de la durée des états zéros de l'onduleur et de l'implémentation de la MPPT.

La tension de référence obtenue par la procédure MPPT, constituant le signal de référence du circuit de contrôle pour générer le rapport cyclique d de l'état du court-circuit (la durée T_{cc}) en exploitant la commande floue.

III.7.2.1. Généralité sur le régulateur PI flou

Le contrôleur PID est le contrôleur le plus populaire et largement utilisé pour améliorer les performances du contrôle des systèmes dans l'industrie. En outre, pour une faible inertie des systèmes, ils sont souvent utilisés pour le contrôleur PI. En outre, le contrôleur PI peut être attribué en partie facile à utiliser, à la simplicité fonctionnelle et aux performances robustes. Cependant, dans les systèmes de contrôle non linéaire, les variations de paramètres ou les paramètres incertains, si l'on utilise le contrôleur traditionnel PI, la réponse du système peut être très difficile à obtenir une bonne performance de contrôle car, alors que les systèmes d'exploitation K_p , le gain de K_i du contrôleur PI traditionnel ne se synchronise pas Aux variations de paramètres des plantes non linéaires [39].

Tableau III.3. Comportement du gain PID [40]

Gain de PID	Temps de montée	Temps démonté	Erreur d'état stationnaire
K_p	↓↓	↑	↓
K_i	↓	↑	↓↓
K_d	-	↓↓	-

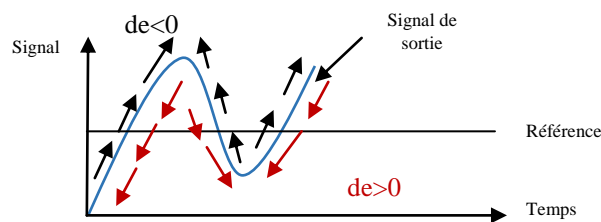


Figure III.9. Signal de sortie d'un régulateur flou [40]

1. La fuzzification ou quantification floue

Les variables floues que nous avons adoptés sont :

Les entrées :

$$e = r_{\text{référence}} - y = \begin{cases} NB: \text{Négatif grand} \\ NM: \text{Négatif petit} \\ Z: \text{Nul} \\ PM: \text{Positif petit} \\ PB: \text{Positif grand} \end{cases} \quad \dot{e} = \delta e = \begin{cases} NB: \text{Négatif grand} \\ NM: \text{Négatif petit} \\ Z: \text{Nul} \\ PM: \text{Positif petit} \\ PB: \text{Positif grand} \end{cases}$$

Les sorties :

K_p et K_i qui peuvent prendre respectivement les valeurs floues :

$$\begin{cases} Kp1 \\ Kp2 \\ Kp3 \\ Kp4 \\ Kp5 \\ Kp6 \\ Kp7 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} Ki1 \\ Ki2 \\ Ki3 \\ Ki4 \\ Ki5 \\ Ki6 \\ Ki7 \end{cases}$$

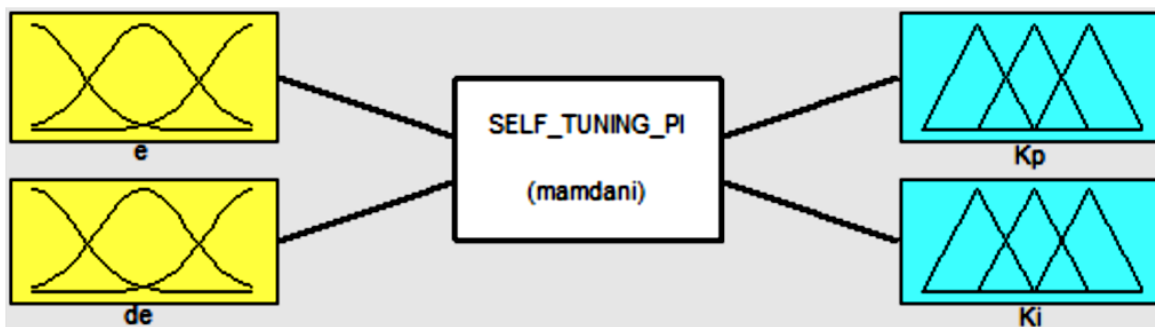


Figure III.10. Inférence floue avec 2 entrées, 2 sorties

Après les simulations et les améliorations itératives des fonctions d'appartenances on a abouti aux résultats suivants :

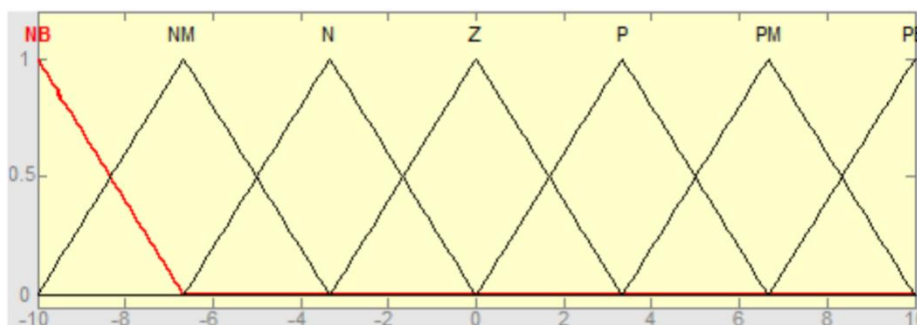


Figure III.11. Fonctions d'appartenance de la variable e et de

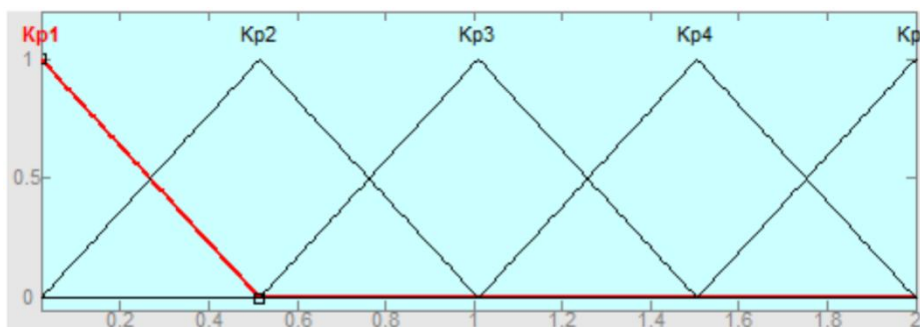


Figure III.12. Fonctions d'appartenance de la variable Kp

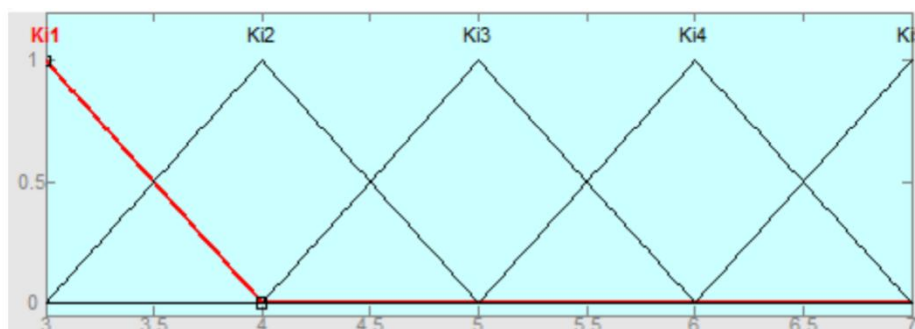


Figure III.13. Fonctions d'appartenance de la variable Ki

2. Règles d'inférence

Le tableau III.4 récapitule l'ensemble des lois d'inférences :

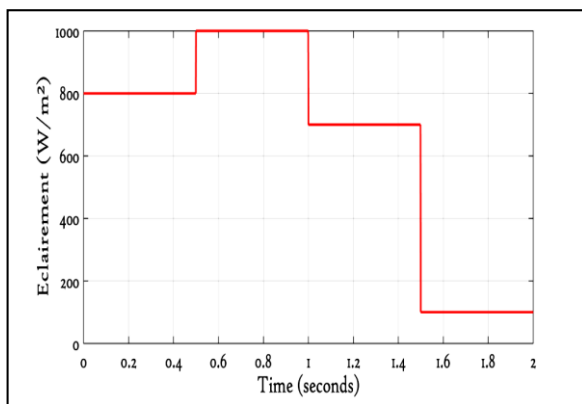
Tableau III.4. Règles d'inférence

a) Règles de Kp								b) Règle de Ki							
e/de	NB	NM	N	Z	P	PM	PB	e/de	NB	NM	N	Z	P	PM	PB
NB	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	NB	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5
NM	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	NM	Ki3	Ki4	Ki4	Ki5	Ki4	Ki4	Ki3
N	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	N	Ki2	Ki3	Ki4	Ki5	Ki4	Ki3	Ki2
Z	Kp1	Kp1	Kp1	Kp1	Kp1	Kp1	Kp1	Z	Ki1	Ki2	Ki3	Ki4	Ki3	Ki2	Ki1
P	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	Kp3	P	Ki2	Ki3	Ki4	Ki5	Ki4	Ki3	Ki2
PM	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	Kp4	PM	Ki3	Ki4	Ki4	Ki5	Ki4	Ki4	Ki3
PB	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	Kp5	PB	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5	Ki5

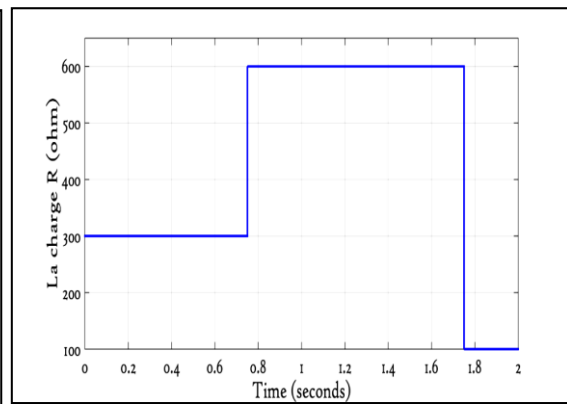
III.8. Les résultats des simulations

L'ensemble des contrôles de la topologie étudiée peuvent être validés en effectuant une simulation basée sur le changement de l'éclairement ainsi que la charge connectée au bus à AC. Le générateur photovoltaïque est constitué de trente-six (36) panneaux qui sont déjà fait l'objet d'une caractérisation dans ce chapitre, ils sont connectés en nombre de dix-huit en série, tandis le système de stockage est constitué de cinquante (50) batteries, chacune a une tension de 12V et une capacité de 100Ah. Ces batteries sont réparties en deux groupes de vingt-cinq connectées en série.

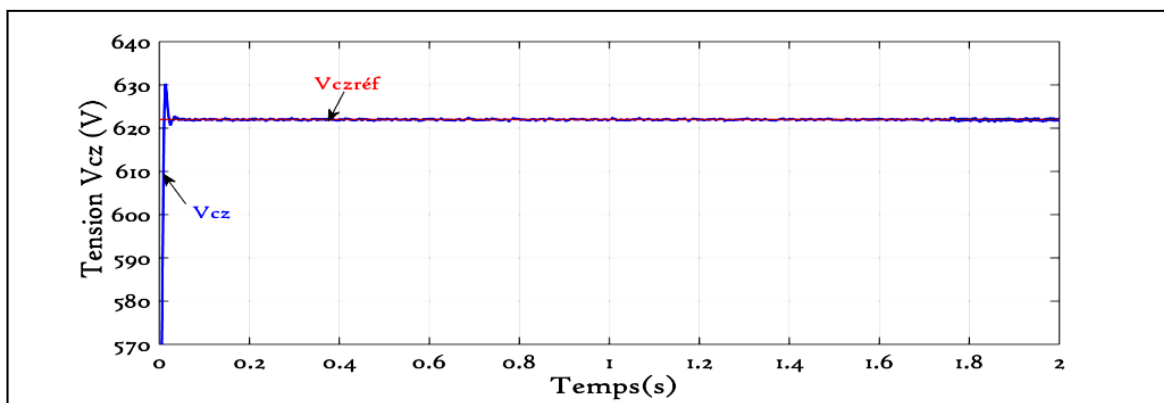
Les résultats de simulation obtenus avec l'utilisation de la stratégie SVM à six court circuits, sont donnés dans la figure suivante :



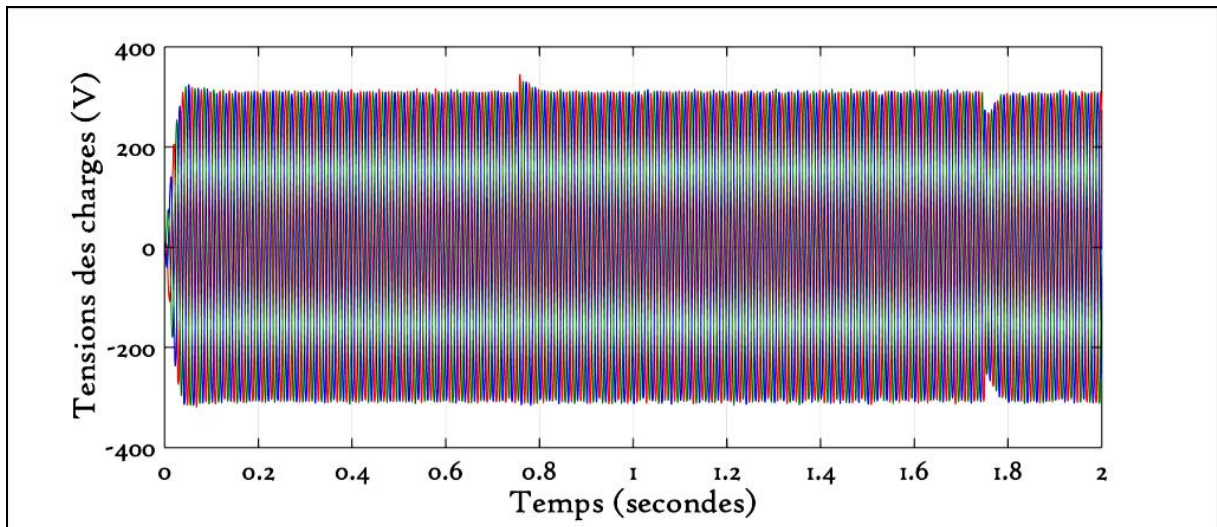
a) Allures de l'éclairement G



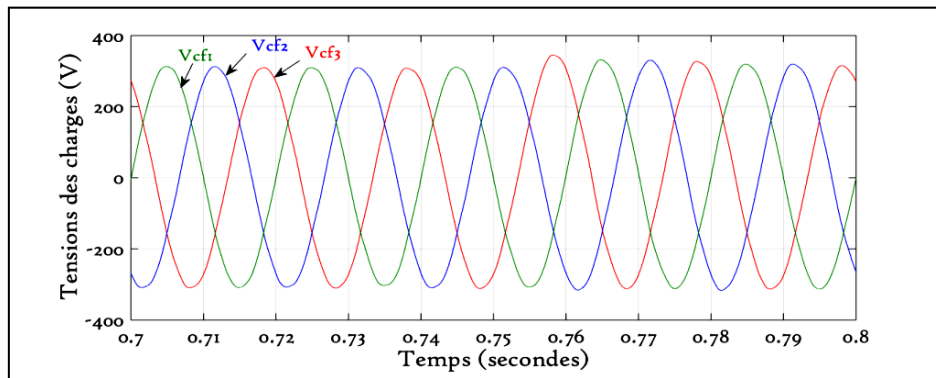
b) La variation de la charge



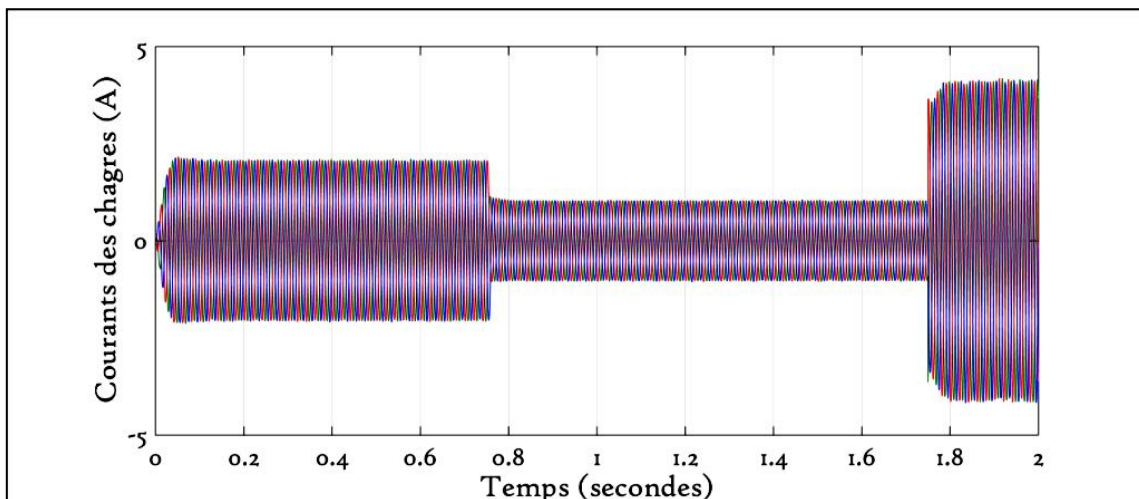
c) Allures de la tension V_{Cz}



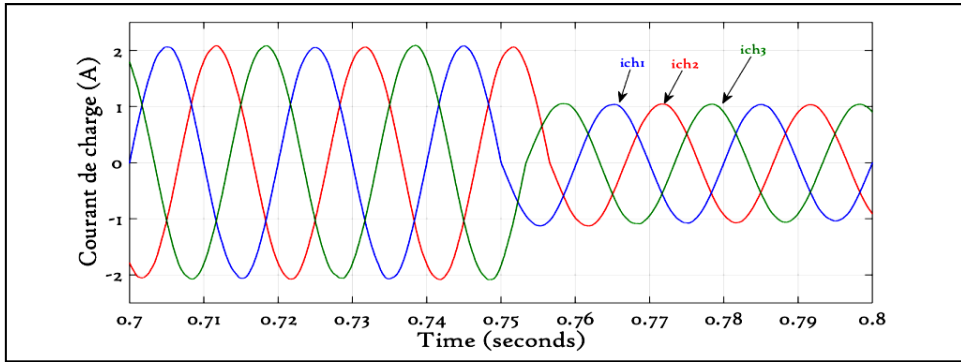
d) Allures des tensions alternatives de charges v_{cf}



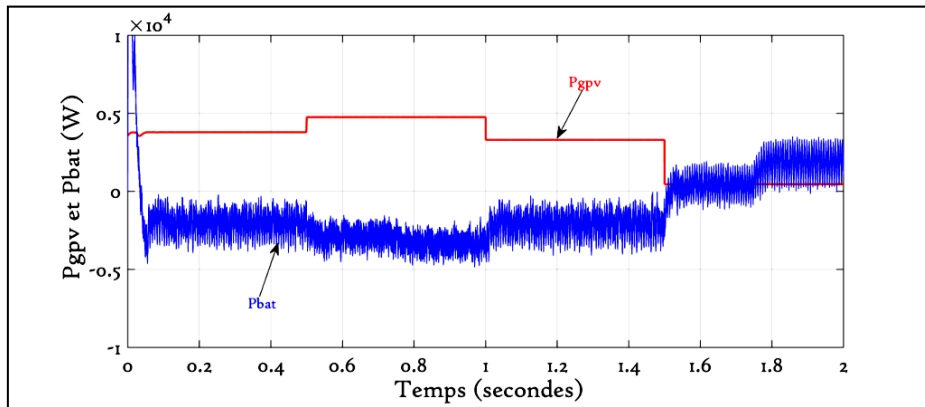
e) L'effet de la perturbation de la charge sur v_{cf} (Zoom)



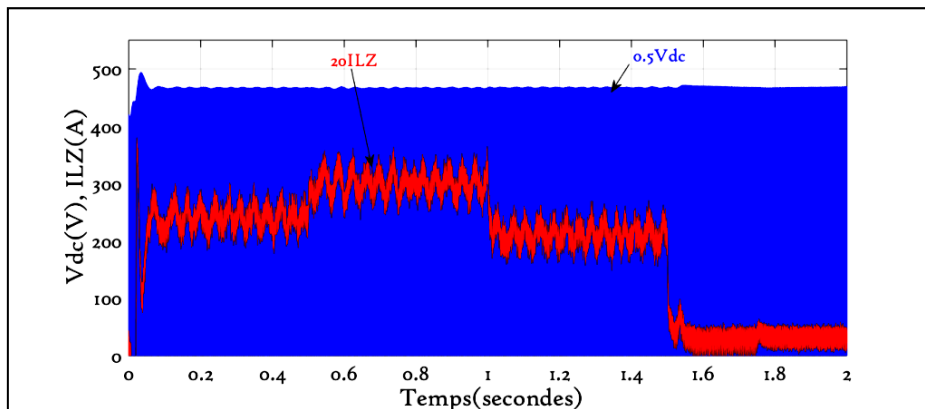
f) Allures courants de charges i_{ch}



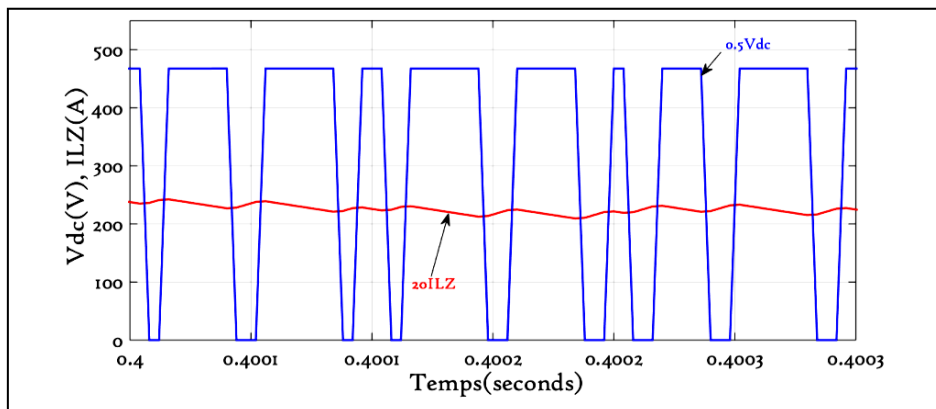
g) Allures courants de charges i_{ch} (Zoom)



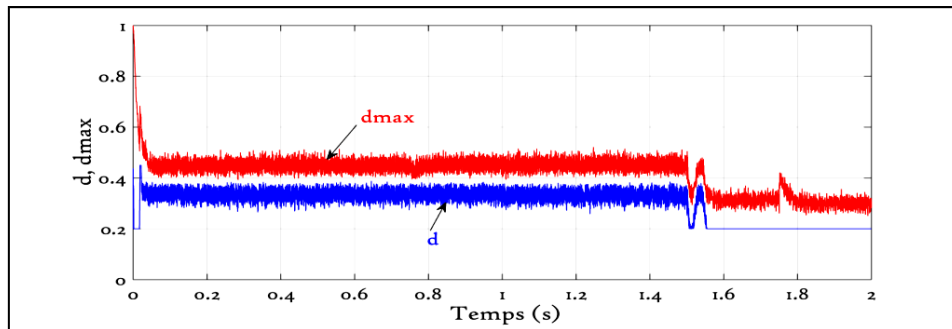
h) Allures des puissances P_{gpv} et P_{bat}



i) Allures du courant ILz et de la tension V_{dc}



j) Allures du courant ILz et de la tension V_{dc} (Zoom)



K) Allures des rapports d_{max} et d

Figure III.14. Résultats du contrôle de la topologie d'insertion avec la stratégie SVM

III.9. Analyse des résultats

Les résultats précédents nous permettent de constater que La puissance fournie par le GPV suit exactement la variation de l'éclairement, cette poursuite est réalisée par une combinaison entre la MPPT et l'exploitation de l'état du court-circuit (shoot through) de l'onduleur. On outre, la tension V_{Cz} aux bornes du condensateur du réseau d'impédance, est affectée par les deux changements introduits (changements de l'éclairement et de charge). Néanmoins, cette tension suit sa référence avec une dynamique importante. S'agissant des tensions alternatives de sorties, celles-ci suivent leurs références (que ses amplitudes sont égales à $220\sqrt{2}$) et elles sont affectées principalement par le changement de la charge. Tandis que l'effet du changement de l'éclairement est amorti par le réseau d'impédance et le système de stockage.

On remarque également, que le courant passant par l'inductance est sensible seulement à l'éclairement, il ne dépend pas de la charge. La duplication de l'allure de ce courant avec celle de la tension V_{dc} , nous permet de constater la présence de l'état zéro de l'onduleur et par conséquent les états actifs de l'onduleur ne sont pas affectés par l'optimisation du rendement énergétique du GPV à travers l'onduleur Z source.

III.10. 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 établies le contrôle des différentes grandeurs (continues et alternatives).

En se basant sur les résultats de simulation obtenues on peut conclure d'une part l'efficacité des différents contrôles élaborés et d'autre part la faisabilité d'assurer l'optimisation du rendement énergétique du GPV en exploitant la durée de l'état du court-circuit de l'onduleur z-source, et par conséquent on déduit que l'onduleur Z source peut remplacer un onduleur classique associé au hacheur survolteur, dans un système multi-sources. Ce qui offre avantage supplémentaire vient du fait que le nombre d'interrupteurs utilisés est diminué et par conséquent la fiabilité est augmentée ainsi que le coût du système est diminué.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré à introduire une nouvelle structure de convertisseur dite *Z* source destinés à l'amélioration de la fiabilité des chaînes d'alimentation intégrant des sources d'énergies renouvelables. Ce dernier est un réseau d'impédance couplant la source d'énergie avec tout type de convertisseur de puissance. L'utilisation du réseau *Z*-Source permet de remplacer le convertisseur DC-DC, ce qui diminue le nombre d'étages de commutation, ainsi le nombre des interrupteurs du SCP. Cela signifie une meilleure efficacité, un volume optimisé et un cout de construction réduit. L'objectif visé est l'étude et la commande d'un onduleur triphasé à structure *z*-source consiste à incorporer dans un système multi-sources composé d'un générateur photovoltaïque et d'un système de stockage à base de batteries.

Le mémoire a commencé par une brève description de l'onduleur conventionnel en donnant quelque limitation qui ont motivées plusieurs chercheurs à élaborer une nouvelle structure basée sur l'insertion d'un réseau d'impédances possède des caractéristiques qui le distinguent des onduleurs conventionnels et lui permettant de surmonter les limitations de ces derniers par L'exploitation de l'état Shoot-Through interdit dans les convertisseurs conventionnels et qui assure un boosting "théoriquement infini" (Sous contrainte des technologies des composants utilisés), ce qui donne plus de flexibilité dans le dimensionnement de l'étage de commutation. Ainsi, on expliqué le principe du fonctionnement de cet onduleur qui montrent que ce dernier assure en même temps les fonctions d'un hacheur élévateur et d'un convertisseur *DC-AC* classique. De plus trois niveau de modélisation ont été élaboré dans le but d'arriver à un modèle adéquat pour le calcul de la loi commande.

Dans la deuxième partie de ce mémoire on a présenté les différentes stratégies de commandes basées sur les techniques conventionnelles modifiées pour la structure *z*-source. Les résultats de simulation de ces stratégies ont montré les avantages et les inconvénients de chacune. L'étude comparative des différentes stratégies de commande montre que les deux stratégies *MCBC* et *SVM* présentent plusieurs avantages par rapport aux autres stratégies et elles sont plus appropriées pour commander l'onduleur à structure *z*-source.

La dernière partie du mémoire a été consacré à l'intégration de l'onduleur *z*-source dans un système multi-sources constitué d'un générateur photovoltaïque et des batteries de stockage, alimentant une charge en mode isolé .on a cherché à assurer l'optimisation du rendement énergétique du *GPV* par l'implémentation d'une *MPPT* et une commande basées respectivement sur l'algorithme de *P&O* et la logique floue

Comme continuité à ce travail, nous proposons :

- Le développement d'un onduleur multi-niveaux à structure *z*-source.
- Utilisation des méthodes non linéaires pour tous les circuits de commande du convertisseur.
- La minimisation du nombre des capteurs utilisés pour les deux contrôles de l'onduleur.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.Nagarajan, K.Venkatachalapathy, S.Narayanasamy, “A Simple Boost Shoot through Control for Single phase Quasi ZSI DC-DC Converters Based on Voltage Doubler Rectifier“,PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 91 NR 9/2015.
- [2] D.HADIOUCHE, “Machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure”, Thèse présentée Doctorat de l'Université Henri, Nancy –I, 2001.
- [3] A.BATTISTON, “Amélioration du rendement d'un onduleur _a Z-source par une stratégie d'adaptation de sa tension du bus continu. Journées JCGE'2014 - SEEDS, Jun 2014, Saint-Louis, France.
- [4] F. GURSON, A.VIDET, P.DELARUE, P.BAUDESSON, “Intérêt de la structure onduleur Z-source“, Conference Paper · July 2008.
- [5] F.Z.Peng, “Z-Source Inverter“, IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 39, NO. 2, MARCH/APRIL 2003.
- [6] A.BATTISTON, “Modélisation, commande, et mise en œuvre des onduleurs à source impédentes”, thèse de doctorat, Université Lorraine. France 2014.
- [7] A.M. Achour, “ Etude et commande d’un onduleur triphasé à structure z-source : application aux systèmes multi-sources“, thèse de magister, Ecole militaire polytechnique. Algérie 2016.
- [8] J.M. Retif, “Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones“, Edition 2008, Institut nationale des science appliquées et Iyin.
- [9] F.Z.Peng, “Z-Source Inverter“, IEEE 0-7803-7420-7/02/17.00, 2002.
- [10] M.CHEKIREB, “ La conversion continue-alternative“, Cour d’électronique de puissance, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie 2016.
- [11] Z.PENG, M.SHEN, Z. QUAN, “Maximum boost control of the z-source inverter“, IEEE transactions on power electronics, VOL. 20, NO. 4, JULY 2005
- [12] M.OLZEWESKI, “Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles“ , thesis to Michigan state university East Lansing, August 31, 2005.
- [13] 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
- [14] A. BOUSHABA, A. SANET, “ Etude et commande d'un convertisseur z-source“, Thèse d’ingéniera, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie, Juin 2014.
- [15] M. SHEN, J. WANG, A. JOSEPH, F.Z.PENG. L. M.TOLBER, D.J. ADAMS, “

- Maximum constant boost control of the z-source inverter “, IEEE 0-7803-8486-5/04/20.00 2004, IAS 2004.
- [16] M.SHEN, J.WANG, A.JOOSEPH, F.Z.PENG, L.M.TOLBERT, D.J.ADAMS, “Constant boost control of the z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress“, IEEE transactions on industry applications, VOL. 42, NO. 3, MAY/JUNE 2006.
- [17] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, « Alimentations à découpage – Convertisseur à résonance », édition Masson, p. 249-257, 1994.
- [18] S.LACROIX, “Modélisation et commande d'une chaine de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries“, Thèse de doctorat, Université paris-sud, France, Juin 2013.
- [19] G. SEN, “Voltage and current programmed modes in control of the Zsource converter “, thesis to The Graduate faculty of the university of Akron, December 2008.
- [20] R.W. ERICKSON, D.MAKSIMOVIC, “Fundamentals of Power Electronics“, Second edition, Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2004.
- [21] D. CAO, F.Z. PENG, “A Family of Z source and quasi-Z source DC-DC converters“, IEEE 978-1-422-2812-0/09/25.00, 2009.
- [22] M.ZHU, K.YU, F.L.LUO, “Topology Analysis of a Switched-Inductor Z-Source Inverter“, IEEE 978-1-4244-5046-6/10/26.00, 2010.
- [23] M.AMIN, “Efficiency and Power Density Improvement of Grid-Connected Hybrid Renewable Energy Systems utilizing High Frequency-Based Power Converters“, thesis of Doctorate, Florida international university, Miami, Florida, 2012.
- [24] M.SHEN, F.Z.PENG, “Control of the z-source inverter for fuel cell-battery hybrid vehicles to eliminate undesirable operation modes“, IEEE 1-4244-0365-0/06/20.00, 2006.
- [25] R.PAREKH, “VF Control of 3-Phase Induction Mo Using Space Vector Modulation”, 2005 Microchip Technology Inc.
- [26] Z. ZIADI , “ Commande Hybride d’une Maison à Energie Positive “, Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, Octobre 2010.
- [27] A.BOUHARCHOUCHE, “ Etude et commande d’un système de production hybride éolien-photovoltaïque“, Thèse de Magister, Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, Février 2013.
- [28] C .WANG, “Modeling and control of hybrid wind/photovoltaic/fuel cell distributed generation systems“, Thesis of Doctorate, Montana State University Bozeman, Montana, July 2006.
- [29] J-M.ALLENBACH, “ Asservissements par logique floue“, Volume 5 R of “Systèmes asservis“ Edition 2001.

-
- [30] G.SEGUIER, R.BAUSIERE et F.LABRIQUE, “Les convertisseurs de l'électronique de puissance _ La conversion continu-alternatif“, 2eme édition Edition Dunod, 1995.
- [31] A. DAVIGNY, « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 11 décembre 2007.
- [32] M.A.BENZIADA, M.OUAIL, “Utilisation du convertisseur Z-source dans un système photovoltaïque“, Thèse d'ingénieur, Ecole Polytechnique, Alger, Algérie, 2015.
- [33] M.OMAR, „Conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour une meilleure gestion énergétique” Mémoire magistère Tlemcen 2011.
- [34] C. Collombet et al, “ Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement ”, Extrait du Cahier Technique Schneider Electric n° 152, 1999 novembre.
- [35] B.NIZAM, “Z – Source Inverter for Fuel Cells“, ISSN: 2231-5381, International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT) - Volume4Issue4, April 2013.
- [36] S. THANGAPRAKASH, „Unified MPPT Control Strategy for Z Source Inverter Based Photovoltaic Power Conversion”, Journal of Power Electronics, Vol. 12, No. 1, January 2012.
- [37] S.A.KANNAN „Performance analysis of PV fed single phase Z-source inverter”, International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering vol. 2, issue 2, February 2014.
- [38] X.CHEN, „PV Grid-connected Power Conditioning System with Z-Source network Systems”, IEEE.
- [39] Zulfatman and M. F. Rahmat, “Application of self-tuning fuzzy PID controller on industrial hydraulic actuator using system identification approach,” International Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems, vol. 02, no. 02, pp. 246–261, 2009.
- [40] W. Shen, C-T. Pham, P. Q. Dzung, N. B. Anh, and H. Viet, „Using Fuzzy Logic SelfTuning PI Gain Controller Z-Source Inverter in Hybrid Electric Vehicles”, IACSIT International Journal of Engineering and Technology, Vol. 4, No. 4, August 2012.

ANNEXE

MODELISATION DE L'ONDULEUR EN VUE DE REGULER LES TENSIONS ALTERNATIVES

Le circuit d'un onduleur Z source a deux niveaux, associé à un filtre LC, est donné dans la figure suivante:

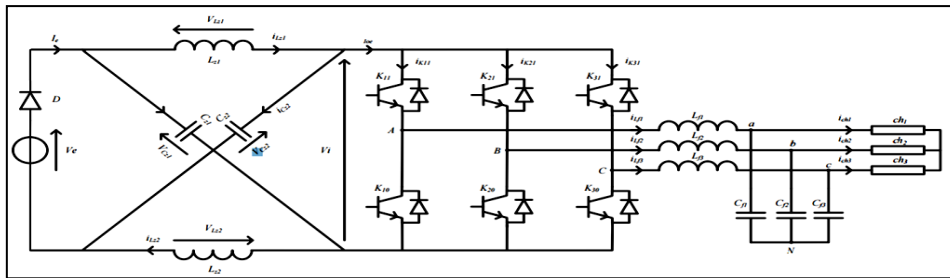


Figure A. Onduleur z-source associé au filtre LC

A partir de ce schéma on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = V_e \cdot \begin{bmatrix} F_{11} & 0 & 0 \\ 0 & F_{21} & 0 \\ 0 & 0 & F_{31} \end{bmatrix} \quad A - 1$$

En appliquant la loi des mailles on trouve :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} + V_{ON} \\ V_{BN} = V_{BO} + V_{ON} \\ V_{CN} = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad A - 2$$

En admettant, que l'onduleur fonctionne avec régime équilibré, on peut écrire:

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad A - 3$$

Donc

$$\begin{cases} V_{ON} = \frac{1}{3} (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \\ V_{AN} = \frac{1}{3} (2 \cdot V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}) \\ V_{BN} = \frac{1}{3} (2 \cdot V_{BO} - V_{AO} - V_{CO}) \\ V_{CN} = \frac{1}{3} (2 \cdot V_{CO} - V_{AO} - V_{BO}) \end{cases} \quad A - 4$$

On peut déduire

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_e \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot F_{11} & -F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 2 \cdot F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 0 & -F_{21} \cdot 2 \cdot F_{31} \end{bmatrix} \quad A - 5$$

A partir de la figure précédente, on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = I_{e0} \cdot \begin{bmatrix} F_{11} & 0 & 0 \\ 0 & F_{21} & 0 \\ 0 & 0 & F_{31} \end{bmatrix} \quad A - 6$$

Le modèle de connaissance en vue de réguler les tensions alternatives, sert à écrire les grandeurs modulées en fonctions des grandeurs commutées.

A partir de la figure précédente, on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{Lf1} \\ V_{Lf2} \\ V_{Lf3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{cf1} \\ v_{cf2} \\ v_{cf3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_e \cdot \begin{bmatrix} 2.F_{11} & -F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 2.F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 0 & -F_{21} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{cf1} \\ V_{cf2} \\ V_{cf3} \end{bmatrix} \quad A - 7$$

Ainsi que :

$$\begin{bmatrix} i_{cf1} \\ i_{cf2} \\ i_{cf3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \\ i_{Lf3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{ch1} \\ i_{ch2} \\ i_{ch3} \end{bmatrix} \quad A - 8$$

Nous avons aussi :

$$\begin{cases} V_{Lf}(p) = \frac{1}{r_{Lf} + L_f} \cdot i_{Lf}(p) \\ i_{cf}(p) = \frac{1}{C_f} v_{cf}(p) \end{cases} \quad A - 9$$

De ce qui précède on peut élaborer le modèle de connaissance de l'onduleur en vue de réguler les tensions alternatives présenté dans le quatrième chapitre.

Ce modèle de connaissance inclut des grandeurs alternatives, ce qui empêche l'utilisation des régulateurs PI. A cet effet, il est nécessaire de transformer ces grandeurs en grandeurs continues, en introduisant la transformation de *Park*.

Donc on doit calculer :

$$\begin{cases} [v_{cf,dq}] = [P] \cdot [v_{cf}] \\ [i_{Lf,dq}] = [P] \cdot [i_{Lf}] \\ [i_{ch,dq}] = [P] \cdot [i_{ch}] \end{cases} \quad A - 10$$

Pour les tensions aux bornes des inductances du filtre, et pour les courants traversant les condensateurs, il est nécessaire de suivre la procédure suivante :

On a:

$$[V_{Lf}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [i_{Lf}(t)] + [L_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} i_{Lf}(t) \right] \quad A - 11$$

En introduisant la transformation du Park inverse, on trouve :

$$[P]^{-1} \cdot [V_{Lf,dq}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{Lf,dq}(t)] + [L_f] \frac{d}{dt} \{ [P]^{-1} \cdot [i_{Lf,dq}(t)] \} \quad A - 12$$

Tel que : $[P]^{-1}$ représente la matrice inverse de transformation du Park. En multipliant la relation précédente par la matrice de Park $[P]$, on obtient:

$$[P] \cdot [P]^{-1} [V_{Lf,dq}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [P] \cdot [P]^{-1} [i_{Lf,dq}(t)] + [L_f] \cdot [P] \left\{ [P]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lf}(t)] + \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{Lf}(t)] \right\}$$

Ce qui nous donne :

$$[V_{Lfdq}(t)] = [r_{L_f}] \cdot [i_{Lfdq}(t)] + [L_f] \cdot \frac{d}{dt} [i_{L_f}(t)] + [P] \cdot \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{L_f}(t)] \quad A - 14$$

Tel que:

$$\left\{ \begin{array}{l} [P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ [P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ [P] \cdot \frac{d}{dt} [P]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \text{et } \theta = \omega \cdot t = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t \quad A - 15$$

Donc:

$$[V_{Lfdq}(t)] = [r_{L_f}] \cdot [i_{Lfdq}(t)] + [L_f] \cdot \frac{d}{dt} [i_{L_f}(t)] + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [i_{L_f}(t)] \quad A - 16$$

En utilisant la transformée de Laplace, on déduit :

$$\begin{cases} V_{Lfd}(p) = (r_{L_f} + L_f \cdot p) i_{Ld}(p) - L_f \cdot \omega \cdot i_{Lq}(p) \\ V_{Lfq}(p) = (r_{L_f} + L_f \cdot p) i_{Lq}(p) - L_f \cdot \omega \cdot i_{Ld}(p) \end{cases} \quad A - 17$$

Pour les courants traversant les condensateurs du filtre, on peut utiliser la même procédure précédente :

$$[i_{C_f}(t)] = [C_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} v_{C_f}(t) \right] \quad A - 18$$

En introduisant la transformation du Park inverse, on trouve :

$$[P]^{-1} \cdot [i_{Cfdq}(t)] = [C_f] \cdot \frac{d}{dt} \{ [P]^{-1} \cdot [v_{Cfdq}(t)] \} \quad A - 19$$

En multipliant les deux cotés par [P], on trouve que :

$$[P] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{Cfdq}(t)] = [C_f] \cdot [P] \left\{ [P]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [i_{L_f}(t)] + \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{L_f}(t)] \right\} \quad A - 20$$

Ce qui nous donne :

$$[i_{Cfdq}(t)] = [C_f] \cdot [P] \cdot [P]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [i_{L_f}(t)] + [P] \cdot \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{L_f}(t)] \quad A - 21$$

Finalement, on trouve :

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