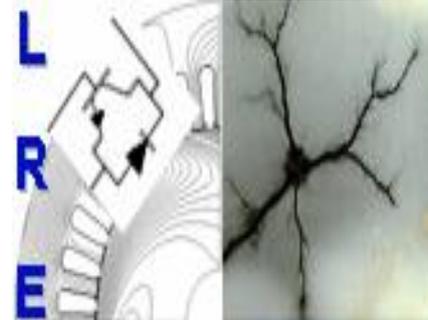


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'ELECTROTECHNIQUE**  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

## **Mémoire de Master en Electrotechnique**

Intitulé

**Commande d'un onduleur Z-Source à stratégie SVM modifiée à six courts-circuits pour une application PV connecté au réseau.**

Présenté par

**Mohamed Lamine MESSAOUD.**

Sous la direction de **Pr E.M BERKOUK** et **Pr M.O MAHMOUDI.**

Soutenu publiquement le 18 Juin 2017

### **Membres du Jury**

Président :	A. HELLAL	Professeur à l'ENP.
Rapporteur :	E.M. BERKOUK	Professeur à l'ENP.
Rapporteur :	M.O. MAHMOUDI	Professeur à l'ENP.
Examineur :	T. ZEBBADJI	Docteur à l'ENP.

**ENP 2017**

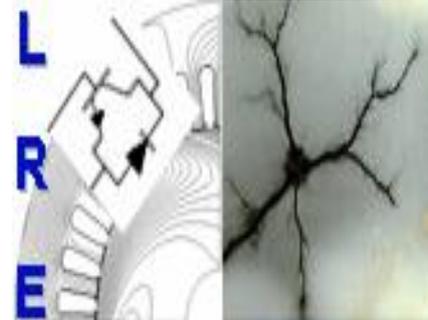
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)  
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'ELECTROTECHNIQUE**  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

## **Mémoire de Master en Electrotechnique**

Intitulé

**Commande d'un onduleur Z-Source à stratégie SVM modifiée à six courts-circuits pour une application PV connecté au réseau.**

Présenté par

**Mohamed Lamine MESSAOUD.**

Sous la direction de **Pr E.M BERKOUK** et **Pr M.O MAHMOUDI.**

Soutenu publiquement le 18 Juin 2017

### **Membres du Jury**

Président :	A. HELLAL	Professeur à l'ENP.
Rapporteur :	E.M. BERKOUK	Professeur à l'ENP.
Rapporteur :	M.O. MAHMOUDI	Professeur à l'ENP.
Examineur :	T. ZEBBADJI	Docteur à l'ENP.

**ENP 2017**

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.

يهدف هذا المشروع إلى دراسة حالة المموج ثلاثي الأطوار من نوع مموج ذو مصدر ممانع عند توصيله بالشبكة الكهربائية. هذا المنوب الذي يؤمن على حد سواء وظيفة رفع مستوى التيار الكهربائي بالإضافة إلى وظيفة المنوب التقليدي. تم استخدام إستراتيجية تعديل الشعاع الفضائي مع إدماج ست حالات استقصار للتحكم في المموج، هذه الإستراتيجية توفر سيطرة متزامنة على شبكة المقاومة و الجسر العاكس. تم القيام بدراسات حول النمذجة، التحكم، و إدماج هذا المموج ضمن نظام توليد طاقتي كهروضوئي موصل إلى الشبكة. تم استخدام تقنية تتبع الطاقة العظمى من أجل الحصول على المردود الأمثل للمولد كهروضوئي. تم استخدام المتحكم لضبط توتر الربط بين جزئي الدارة المستمر و المتناوب، و ذلك من أجل ضمان جودة التوترات الناتجة عن المموج، يتم توصيل النظام بطريقة مباشرة إلى الشبكة مع ضبط التيار الخارج من المموج، و ذلك للتحكم في الطاقة المقدمة إلى الشبكة. تم القيام بعملية المزامنة عن طريق إستعمال تقنية تم PLL. إستخدام المحاكاة للتحقق من صحة الطوابق من حيث الأداء و المتانة.

**الكلمات المفتاحية:** المحولات الثابتة، مموج ثلاثي الأطوار ذو مصدر ممانع (Source-Z)، تعديل الشعاع الفضائي (SVM)، حالات استقصار، مولد كهروضوئي، خوارزمية تتبع نقطة الطاقة العظمى (MPPT)، تقنية المزامنة (PLL)، محولات الجهد المستمرة.

## Abstract

The aim of this project is to study the case of the Z-Source inverter (ZSI) connected to the power grid. This inverter ensures both the function of a booster chopper and an inverter in a single stage. The modified six-short-circuit SVM strategy, which provides simultaneous control of the impedance network and the inverter bridge, was used to control the Z-Source inverter. Studies have been carried out on the modeling, control and integration of this inverter in a photovoltaic production system connected to the grid. The MPPT technique is used to obtain optimal power performance of the photovoltaic generator (GPV). A PID controller has been used to regulate the DC bus voltage to ensure the quality of the inverter output voltages and then connect the system directly to the network while regulating the current at the inverter output to Control the powers injected into the network. Synchronization was performed using the PLL technique. The simulations validated the orders for performance and robustness.

**Keywords :** Z-Source Inverter, Boost Converter, Modified SVPWM, Short-circuit, Photovoltaic generator, MPPT technique, PLL synchronization.

## Résumé

Ce projet vise à étudier le cas de l'onduleur Z-Source (ZSI) en mode connecté au réseau électrique. Cet onduleur assure à la fois la fonction d'un hacheur survolteur et d'un onduleur dans un seul étage. La stratégie SVM modifiée à six courts-circuits qui assure le contrôle simultané du réseau d'impédance et du pont inverseur a été utilisée pour commander l'onduleur Z-Source. Des études ont été réalisées sur la modélisation, le contrôle et l'intégration de cette onduleur dans un système de production photovoltaïque connecté au réseau. La technique MPPT est utilisée pour obtenir un fonctionnement optimal en puissance du générateur photovoltaïque (GPV). Un régulateur PID a été utilisée pour réguler la tension du bus continu afin d'assurer la qualité des tensions de sortie de l'onduleur, puis on connecte le système directement au réseau tout en régulant le courant à la sortie de l'onduleur afin de contrôler les puissances injectées au réseau. La synchronisation a été effectué à l'aide de la technique PLL. Les simulations ont permis de valider les commandes en matière de performance et robustesse.

**Mots clés :** Onduleur Z-source, hacheur survolteur, SVM modifiée, court-circuit, générateur photovoltaïque, technique du MPPT, synchronisation PLL.

## *Dédicaces :*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents qu'ils trouvent ici l'hommage de ma gratitude que si grande qu'elle puisse être, ne sera à la hauteur de vos sacrifices, aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Ce travail est le fruit de vos sacrifices.*

*A ma très chère mère, Affable, honorable, aimable, tu représentes pour moi le symbole de la bonté, de tendresse et l'exemple de dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.*

*A mon très cher père, rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien-être. Aucune dédicace n'est assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis ma naissance, durant mon enfance et même à l'âge adulte.*

*A mes deux sœurs pour leur soutien moral et en témoignage de gratitude et d'attachement.*

*A toutes mes tantes, mes oncles, mes cousins et cousines, et tous les membres de ma famille.*

*A tous mes amis et camarades pour leur soutien moral.*

*A tous les professeurs m'ayant enseigné tout au long de ce parcours.*

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à cette réussite*

*A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.*

*Mohamed Lamine.*

## Remerciements :

*Louange à ALLAH, Seigneur de l'univers, le tout miséricordieux, le très Miséricordieux, pour nous avoir accordé le savoir, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, durant toutes nos années d'études.*

*Nous profitons à remercier du cœur nos professeurs qui nous ont transmis le tison de la connaissance.*

*Nous tenons à exprimer aussi nos vives gratitudees à nos promoteurs **Pr EM. BERKOUK** et **Pr Mohand Oulhadj MAHMOUDI** pour avoir proposé ce sujet, leurs précieux conseils et son aide tout au long de notre travail.*

*Nous tenons également à remercier **Monsieur Abdelhafid HELLAAL**, enseignant à l'École Nationale Polytechnique, de nous avoir fait l'honneur de présider ce jury.*

*Nous remercions très chaleureusement **Dr Tahar ZEBBADI**, doctorant à l'École Nationale Polytechnique, ainsi que tous les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner notre travail.*

*Nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants de l'École Nationale Polytechnique spécialement ceux du département d'**Électrotechnique**, et du groupement **EEA** pour leur encadrement tout au long de notre formation.*

*Enfin, tous nos remerciements à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin pour l'accomplissement de ce travail.*

## **Table des Matières :**

<u>Liste des Figures.</u>	
<u>Liste des Tableaux.</u>	
<u>Liste des Abréviations.</u>	
<u>Liste des Nomenclatures.</u>	
<u>Introduction générale</u>	<u>15</u>

### **Chapitre I : Structure de l'onduleur Z-Source.**

<u>I-1 Introduction</u>	<u>17</u>
<u>I.2 Convertisseur Z-Source</u>	<u>17</u>
<u>I.3 Onduleur à structure Z-Source</u>	<u>18</u>
<u>I.3.1 Topologie d'un onduleur Z-Source</u>	<u>18</u>
<u>I.3.2 Configurations d'un onduleur triphasé de tension à structure Z-Source</u>	<u>19</u>
<u>I.3.3 Analyse du fonctionnement d'un onduleur triphasé Z-Source</u>	<u>20</u>
<u>I.3.3.1 Etats Actifs</u>	<u>20</u>
<u>I.3.3.2 Etat de Court-Circuit (Shoot-Through State)</u>	<u>21</u>
<u>I.3.4 Calcul du Facteur d'élévation <math>\beta</math></u>	<u>22</u>
<u>I.4 Modélisation d'un onduleur triphasé à structure Z-Source</u>	<u>25</u>
<u>I.5 Conclusion</u>	<u>26</u>

### **Chapitre II : Stratégie de commande SVM modifiée à six courts-circuits.**

<u>II.1 Introduction</u>	<u>28</u>
<u>II-2 Stratégie de Commande à MLI Vectorielle (SVPWM)</u>	<u>28</u>
<u>II.2.1 -Principe de la stratégie</u>	<u>28</u>
<u>II.2.2- Etats de l'onduleur</u>	<u>28</u>
<u>II.2.3 Tensions de sortie d'un onduleur</u>	<u>29</u>
<u>II.2.4 Principe du vecteur spatial (Space Vector)</u>	<u>31</u>
<u>II.2.5 Vecteurs de tension de référence</u>	<u>32</u>
<u>II.2.6 Période d'échantillonnage</u>	<u>34</u>
<u>II.2.7 Séquences des interrupteurs de l'onduleur suivant la stratégie</u>	<u>35</u>

<u>II.3 Stratégie SVM modifiée pour la commande d'un onduleur à structure Z-source</u>	<u>38</u>
II-3.1 Stratégie SVM à quatre courts-circuits	39
II-3.2 Stratégie SVM à six courts-circuits	40
II-3.3 Calcul du facteur d'élévation $\beta$	41
II-3.4 Résultats et simulations	42
<u>II-4 Nouveau schéma de commutation pour la stratégie SVM à 6-CC</u>	<u>44</u>
II-4.2 Principe de fonctionnement	44
II-4.2 Résultats de simulation	45
<u>II-5. Conclusion</u>	<u>47</u>
 <b><u>Chapitre III : Commande de l'onduleur Z-Source dans une chaîne photovoltaïque connecté au réseau.</u></b> 	
<u>III.1 Introduction</u>	<u>49</u>
<u>III.2 Configuration du système</u>	<u>49</u>
<u>III.3 Stratégie de commande</u>	<u>50</u>
III.3.1 Synchronisation avec le réseau	50
a- Structure d'une PLL	51
b- Principe de base d'une PLL	51
c- Dimensionnement du régulateur	52
III.3.2 Régulation en courant	53
III.3.3 Régulation de la tension du bus continu $V_{Cz}$	56
<u>III.4 Résultats de simulation</u>	<u>58</u>
a- Synchronisation avec le réseau	58
b- Régulation des courants	59
c- Régulation du bus continu $V_{Cz}$	60
<u>III.4 Conclusion</u>	<u>61</u>
<b><u>V.4 Conclusion générale</u></b>	<b><u>63</u></b>
<b>Bibliographie</b>	<b>65</b>

## Listes des Figures.

<b>Figure I-1</b> : Transformation Continue/Alternative	17
<b>Figure I-2</b> : Structure générale d'un convertisseur Z-Source	17
<b>Figure I-3</b> : Topologie d'un onduleur de tension à structure Z-Source	18
<b>Figure I-4</b> : Circuit équivalent d'un onduleur triphasé à structure Z-source (Partie DC)	20
<b>Figure I-5</b> : Circuit équivalent de l'état actif d'un onduleur Z-Source	21
<b>Figure I-6</b> : Circuit équivalent de l'état Shoot-Through de l'onduleur Z-Source	21
<b>Figure I-7</b> : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC	22
<b>Figure I-8</b> : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans l'état de shoot-through	23
<b>Figure I-9</b> : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans les états actifs	24
<b>Figure I-10</b> : Circuit équivalent du modèle Pseudo-Moyen	26
<b>Figure II-1</b> : Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux	29
<b>Figure II-2</b> : les huit états (configurations) d'un onduleur triphasé à deux niveaux	29
<b>Figure II-3</b> : Structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux	30
<b>Figure II-4</b> : Diagramme représentant les positions vectorielles de l'onduleur à deux niveaux, relatives à la stratégie SVM	32
<b>Figure II-5</b> : Diagramme représentant les amplitudes des vecteurs de tensions de sorties discrets et de $v_{s\ ref\ (max)}$	34
<b>Figure II-6</b> : Diagramme illustrant les états X, Y, Z, pour chacun des six secteurs de la SVM	35
<b>Figure II-7</b> : Formes des fonctions logiques $F_{ij}$ des interrupteurs pour les six secteurs et durant une période d'échantillonnage $T_s$	37
<b>Figure II-8</b> : Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur	39
<b>Figure II-9</b> : Séquence de la stratégie SVM à quatre courts-circuits	40
<b>Figure II-10</b> : Séquence de la stratégie SVM à six court-circuits	40
<b>Figure II-11</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure des tensions $v_i, v_{Cz}, v_e$	42

<b>Figure II-12</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure du courant $I_{Lz}$	43
<b>Figure II-13</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure du courant $I_{Lz}$ (Zoom)	43
<b>Figure II-14</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure des tensions $V_{AN}$ et $V_{cf}$	43
<b>Figure II-15</b> : Schéma de commutation de la SVM 6 CC à courts-circuits non égaux	45
<b>Figure II-16</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux : Allure des tensions $v_i, v_{Cz}, v_e$	45
<b>Figure II-17</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux. Allure du courant $I_{Lz}$	46
<b>Figure II-18</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux. Allure du courant $I_{Lz}$ (Zoom)	46
<b>Figure II-19</b> : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux. Allure des tensions $V_{AN}$ et $V_{cf}$	47
<b>Figure III-1</b> : Diagramme général d'un système PV connecté au réseau	49
<b>Figure III-2</b> : Structure générale d'une PLL	51
<b>Figure III-3</b> : Boucle de contrôle de la PLL	52
<b>Figure III-4</b> : représentation du vecteur de tension mesurée $\vec{V}$ dans le repère d-q	52
<b>Figure III-5</b> : Modèle de la PLL	53
<b>Figure III-6</b> : Représentation de la connexion Onduleur Z-Source – Réseau	53
<b>Figure III-7</b> : Schéma synoptique du modèle de connexion au réseau électrique-(courants)	55
<b>Figure III-8</b> : Schéma illustrant les boucles de régulation des courants sur les axes d-q	57
<b>Figure III-9</b> : Schéma illustrant la boucle de régulation de la tension $V_{Cz}$	57
<b>Figure III-10</b> : Schéma illustrant le contrôle global du système connecté au réseau	58
<b>Figure III-11</b> : Fréquence $f$ fournie par la stratégie PLL ( $f_{ref} = 50 \text{ Hz}$ )	58
<b>Figure III-12</b> : Angle de rotation $\omega t$ fournie par la stratégie PLL ( $f_{ref} = 50 \text{ Hz}$ )	59
<b>Figure III-13</b> : Schéma illustrant les Tensions triphasées au point de raccordement de l'onduleur Z-Source au réseau	59

<b>Figure III-14</b> : Allure du courant direct $i_d$ à la sortie de l'onduleur	60
<b>Figure III-15</b> : Allure du courant direct $i_q$ à la sortie de l'onduleur	60
<b>Figure III-16</b> : Allure de la tension du bus continu $V_{cz}$ (V)	60

### **Liste des Tableaux**

<b>Tableau I-1</b> : Configurations possibles d'un onduleur Z-Source	19
<b>Tableau II-1</b> : Durées de fermeture des interrupteurs pendant une période d'échantillonnage et dans chacun des six secteurs	38

## Liste des Abréviations

<b>Acronyme</b>	<b>Signification</b>
AC	Courant Alternatif
DC	Courant Continu
ZSI	Z-Source Inverter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IP	Intégral-Proportionnel
SBC	Simple Boost Control
MBC	Maximum Boost Control
MCBC	Maximum Constant Boost Control
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsion
SVPWM	Space Vector pulse width modulation
C-C	Court-circuit.
PV	Photovoltaïque
GPV	Générateur Photovoltaïque
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
P&O	Perturbe and Observe.
MPP	Maximum Power Point.
STC	Standard test conditions (1000 W/m <sup>2</sup> , 25°C, A=1.5).
SCC	short-circuit Current.
OCV	open-circuit voltage.
SOC	State of charge
MCC	Mode de conduction continue.
THD	Taux de distortion.

PLL	Phase Locked Loop
-----	-------------------

### Liste des Nomenclatures.

<b>Symbole</b>	<b>Unité</b>	<b>Signification</b>
$V_e$	[ V ]	Tension continue de l'entrée du ZSI
$C_{z1,2}$	[ F ]	Capacité du réseau d'impédance
$L_{z1,2}$	[ H ]	Inductance du réseau d'impédance
$V_{Cz}$	[ V ]	Tension aux bornes du $C_z$
$i_{Cz}$	[ A ]	Courant traversant $C_z$
$I_{Lz}$	[ A ]	Courant traversant $L_z$
$V_{Lz}$	[ V ]	Tension de $L_z$
$V_i$	[ V ]	Tension crête à l'entrée de l'onduleur
$I_{eo}$	[ A ]	Courant à l'entrée de l'onduleur
$d$		Rapport cyclique de l'état shout-through
$m$		La Profondeur de modulation
$\beta$		Facteur d'élevation de la partie DC-DC.
$r$		Taux de modulation
$G$		Gain totale de l'onduleur Z-source
$V_s$	[ V ]	Tension de la charge
$i_{ch1,2,3}$	[ A ]	Courants traversant la charge triphasée
$V_{cf1,2,3}$	[ V ]	Tensions aux bornes des condensateurs du filtre
$i_{cf1,2,3}$	[ A ]	Courants traversant les condensateurs du filtre
$V_{Lf1,2,3}$	[ V ]	Tensions des inductances du filtre

$i_{Lf1,2,3}$	[ A ]	Courants traversant les inductances du filtre
$f_s$	[ Hz ]	Fréquence d'échantillonnage de la SVM
$T_s$	[ s ]	Période d'échantillonnage de la SVM
$f_m$	[ Hz ]	Fréquence de commutation des IGBT
$I_{ph}$	[ A ]	Courant photo-électrique d'une cellule
$G$	[ W/m <sup>2</sup> ]	Irradiation solaire
$T$	[ K ]	Température ambiante
$L_{bat}$	[ H ]	Inductance du hacheur réversible en courant
$P$	[ W ]	Puissance transmise par le système
$P_{bat}$	[ W ]	Puissance de la batterie
$P_{pv}$	[ W ]	Puissance du GPV
$\omega$	[rd/s]	Pulsation de rotation du rotor synchrone
$K_{ij}$		Les interrupteurs de l'onduleur
$C_1$	[ F ]	Capacité du condensateur placée parallèlement au GPV
$L$	[ H ]	Inductance du hacheur survolteur
$i_{bat}$	[ A ]	Courant traversant $L_{bat}$
$I_{gpv}$	[ A ]	Courant de sortie du GPV
$V_{gpv}$	[ V ]	Tension générée par le GPV
$\theta_{ref}$	[ rd ]	l'angle de la tension mesurée dans le repère fixe $\alpha$ - $\beta$

*Introduction*  
*Générale :*

## **Introduction générale :**

Les dernières décennies ont connu une consommation irrationnelle en matière d'énergie dans le monde entier pour couvrir les besoins d'une population qui ne cesse de s'accroître. Nos besoins énergétiques auront tendance à augmenter encore plus dans les années à venir, donc une reconsidération de nos ressources s'avère indispensable pour protéger l'environnement et envisager un réel développement durable.

Les énergies renouvelables présentent la meilleure alternative pour remplacer les sources des énergies conventionnelles et aussi pour répondre au grand besoin de l'humanité, parce qu'ils sont une source propre, inépuisable et facilement exploitables. L'énergie solaire représente l'avenir du monde en matière de ressources énergétiques. En effet, ce que reçoit la terre sous forme d'énergie solaire dans une journée, est l'équivalent de la consommation électrique de toute la population pendant plus de 20 ans.

Le potentiel solaire algérien figure parmi les plus importants du monde. Plus de 2.000.000 km<sup>2</sup> du pays reçoivent un ensoleillement de l'ordre de 2.500 KWh/m<sup>2</sup>/an. L'exploitation de ce potentiel solaire nous permet de compléter les programmes d'électrification rurale. Le taux d'électrification de notre pays est de 98,7 % d'après le ministère de l'énergie. Nous devons commencer à penser à l'exportation de l'électricité et remplacer certaines centrales qui brûlent des combustibles fossiles et du gaz afin de réserver ces ressources et les utiliser dans le domaine industriel. L'utilisation de l'énergie solaire nous permet d'atteindre, en particulier, les régions isolées et très éloignées du réseau électrique national. Au-delà de toutes considérations hypothétiques, il apparaît que le photovoltaïque se présente comme une solution d'avenir car il offre une multitude d'avantages.

Une adaptation de puissance entre la source et la charge s'avère importante pour assurer la fiabilité du système. Avec le développement de l'électronique de puissance, beaucoup de systèmes de conversion DC-AC innovants ont été conçus et parmi-eux, les onduleurs à source impédante. En effet, ces dispositifs présentent aujourd'hui une solution aux limitations des onduleurs classiques. Un contrôle MPPT est utilisé pour maximiser l'énergie et adapter le niveau de tension du générateur PV à celui du bus continu.

Dans le début de ce projet, nous ferons une étude de l'onduleur Z-Source (ZSI) qu'est la base des onduleurs à source impédante. Nous exposerons alors les divers caractéristiques et éléments constituant cet onduleur et nous expliquons le modèle moyen de cet onduleur. Dans le second chapitre, nous étudions la technique SVM à six courts-circuits relatifs à la commande de l'onduleur Z-Source. Le chapitre III sera consacré à la connexion au réseau de notre chaîne de production. La technique PLL sera présentée afin d'assurer la synchronisation des tensions injectées dans le réseau, ainsi que les différentes régulations de courants et de tension du bus continu assurant le bon fonctionnement du système.

*Chapitre I :*

*Structure de  
L'onduleur Z-  
Source.*

## **I-1 Introduction :**

Les convertisseurs statiques permettent grâce à une commande appropriée de transférer de l'énergie d'une source vers un récepteur. Ils nécessitent l'utilisation d'interrupteurs à semiconducteurs, Commandes ou non, comme les transistors, les thyristors, les diodes. La Conversion continue alternative a pour rôle la 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 désirée. Cette transformation s'opère dans un convertisseur appelé onduleur (Figure I-1), aussi on distingue deux grands groupes : les onduleurs de tension et les onduleurs de courant.



Figure I-1 : Transformation Continue/Alternative.

Durant ce chapitre, nous exposerons la structure d'un onduleur Z-Source. Par la suite nous élaborerons un modèle de fonctionnement de l'onduleur Z-Source en passant par les deux états de court-circuit et de non-court-circuit. Pour simplifier les schémas, on représente chaque paire IGBT-Diode par un seul interrupteur bidirectionnel  $K$ , et on procède par bras (grâce à la symétrie de ZSI). Les composants évoqués dans ce mémoire seront considérés comme parfaits, donc aucune perte de puissance ne leur sera imputable.

## **I.2 Convertisseur Z-Source :**

Le réseau à deux ports consiste en deux inductances identiques  $L_{Z1}$  et  $L_{Z2}$ , ainsi que deux condensateurs identiques  $C_{Z1}$  et  $C_{Z2}$  connectées en « X » pour offrir une source d'impédance qui sert à coupler le convertisseur à la source DC ou à la charge ou n'importe quel autre convertisseur. La source DC peut être une source de tension ou de courant continue. La source DC peut consister en une batterie, un redresseur à diodes, un redresseur à thyristors, une pile à combustible, une inductance, une capacité, ou bien une combinaison de ces éléments. Le concept Z-source peut être appliqué à tous types de conversions, AC-AC, AC-DC, DC-AC, et DC-DC [01].

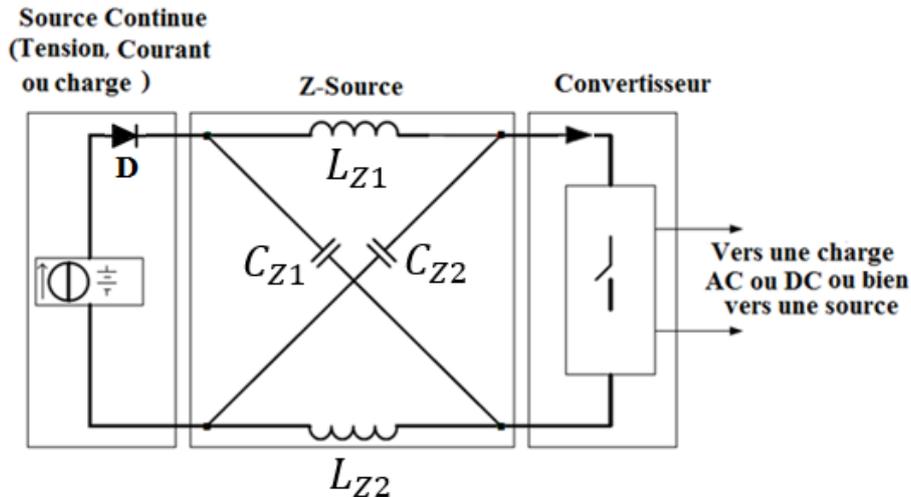


Figure I-2 : Structure générale d'un convertisseur Z-Source.

Dans notre projet, nous nous intéresserons à utiliser cette structure avec un onduleur de tension triphasé à deux niveaux en utilisant comme source de tension continue un générateur photovoltaïque.

**NB :** Ils existent plusieurs structures similaires à la structure z-source, ex : la structure Quasi-Z-source [02] et Trans-Z-source [03].

### I.3 Onduleur à structure Z-Source :

#### I.3.1 Topologie d'un onduleur Z-Source :

L'onduleur de tension triphasé est illustré dans la figure ci-dessous, il est sous forme d'un pont triphasé constitué de 3 cellules de commutation connecté à la source de tension par l'intermédiaire d'un réseau d'impédance Z-Source ainsi qu'une diode de protection qui sert à empêcher la décharge des deux condensateurs dans la source de tension continue [01][05].

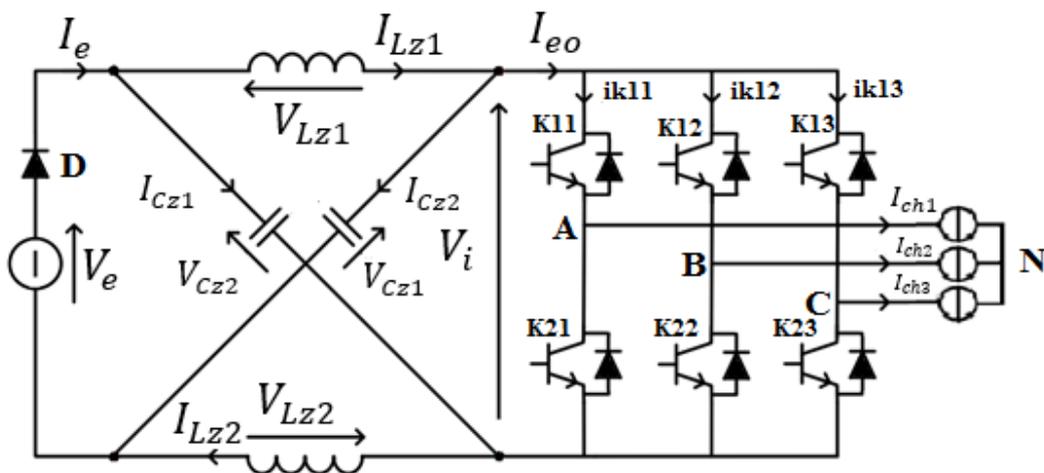


Figure I-3 : Topologie d'un onduleur de tension à structure Z-Source.

Chaque bras de l'onduleur constitue une cellule de commutation. Il est constitué de deux interrupteurs réversibles en courant constitués d'un Transistor IGBT et d'une diode montée en antiparallèle. Ces deux interrupteurs fonctionnent d'une façon complémentaire pendant les phases où il y a transfert d'énergie entre la charge et la source de tension DC.

L'insertion d'un réseau d'impédance entre la source de courant continue et l'onduleur triphasé, nous alloue le droit d'amorcer deux interrupteurs du même bras, chose qu'est impossible dans un onduleur traditionnel à défaut de détruire la source de tension DC, ce qui donne ainsi naissance à un nouvel état «Shoot-through State», ou état de court-circuit, un bras de l'onduleur peut remplacer un interrupteur indépendant externe à l'entrée de ce dernier, cet état est utilisé afin de commander le rapport cyclique du réseau d'impédance z-source, et ainsi régler le rapport entre la tension de la source et le bus DC à l'entrée de l'onduleur.

### **I.3.2 Configurations d'un onduleur triphasé de tension à structure Z-Source :**

Il existe (06) six configurations actives pour un onduleur de tension traditionnel, (06) six configurations où il y a un transfert d'énergie entre la source et la charge, et (02) deux configurations passives où il n'y a pas un transfert de puissance entre la source et la charge. On peut appeler ces états : configurations nulles. Il existe aussi un neuvième état qui correspond à plusieurs configurations, dédié à la commande de la partie réseau d'impédance Z-source. Cet état est caractérisé par le court-circuit d'un ou de plusieurs bras, parmi les trois bras disponibles de l'onduleur.

Toutes les configurations possibles de l'onduleur Z-Source sont illustrées dans le tableau ci-dessous :

Etat	Etat des interrupteurs						Tensions simples			Tensions composées		
	$K_{11}$	$K_{21}$	$K_{31}$	$K_{10}$	$K_{20}$	$K_{30}$	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$
Actifs	1	0	0	0	1	1	$(2/3)V_i$	$-(1/3)V_i$	$-(1/3)V_i$	$V_i$	0	$-V_i$
	1	1	0	0	0	1	$(1/3)V_i$	$(1/3)V_i$	$-(2/3)V_i$	0	$V_i$	$-V_i$
	0	1	0	1	0	1	$-(1/3)V_i$	$(2/3)V_i$	$-(1/3)V_i$	$-V_i$	$V_i$	0
	0	1	1	1	0	0	$-(2/3)V_i$	$(1/3)V_i$	$(1/3)V_i$	$-V_i$	0	$V_i$
	0	0	1	1	1	0	$-(1/3)V_i$	$-(1/3)V_i$	$(2/3)V_i$	0	$-V_i$	$V_i$
	1	0	1	0	1	0	$(1/3)V_i$	$-(2/3)V_i$	$(1/3)V_i$	$V_i$	$-V_i$	0
Zéro	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
Court-circuit	1	X	Y	1	$\bar{X}$	$\bar{Y}$	0	0	0	0	0	0
	X	1	Y	$\bar{X}$	1	$\bar{Y}$	0	0	0	0	0	0
	X	Y	1	$\bar{X}$	$\bar{Y}$	1	0	0	0	0	0	0
	1	1	X	1	1	$\bar{X}$	0	0	0	0	0	0
	1	X	1	1	$\bar{X}$	1	0	0	0	0	0	0
	X	1	1	$\bar{X}$	1	1	0	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

**Tableau I-1 :** Configurations possibles d'un onduleur Z-Source.

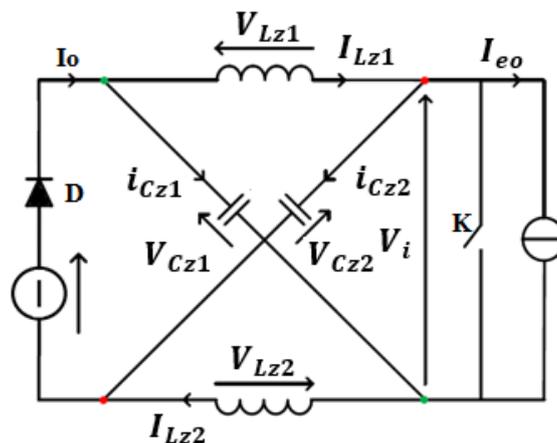
Les 7 configurations de court-circuit sont obtenues ainsi :

- Trois configurations obtenues par le court-circuit de chaque bras seul.
- Trois configurations obtenues par le court-circuit simultané de deux bras.
- Une configuration obtenue par le court-circuit simultané des trois bras.

Le réseau d'impédance Z-Source joue un double rôle. Le premier est celui d'un hacheur Boost, une fois couplé à l'onduleur triphasé, l'ensemble fonctionne en Buck-Boost, puisqu'on peut effectuer l'opération Buck à travers la commande de l'onduleur. La deuxième fonction est celle d'un filtre de tension et de courant, l'inductance du réseau sert à diminuer les fluctuations de courant autour de sa valeur moyenne pendant une période de commutation, tandis que le condensateur sert à limiter les fluctuations en tension, et ainsi fournir une tension de crête plus ou moins stable à l'entrée de l'onduleur triphasé, pour ainsi obtenir des tensions alternatives d'amplitude fixe à la sortie de l'onduleur.

### I.3.3 Analyse du fonctionnement d'un onduleur triphasé Z-Source :

Au-delà de sa fonction principale, qui est la conversion DC-AC de la tension, l'onduleur de tension triphasé à structure Z-Source dans sa partie DC assure une fonction similaire à celle d'un hacheur Boost (Elévateur de tension). On analysera le fonctionnement de cette partie et ces différentes phases dans ce qui suit. La figure suivante schématise le circuit de l'onduleur de tension Z-Source dans sa partie DC.



**Figure I-4 :** Circuit équivalent d'un onduleur triphasé à structure Z-source (Partie DC).

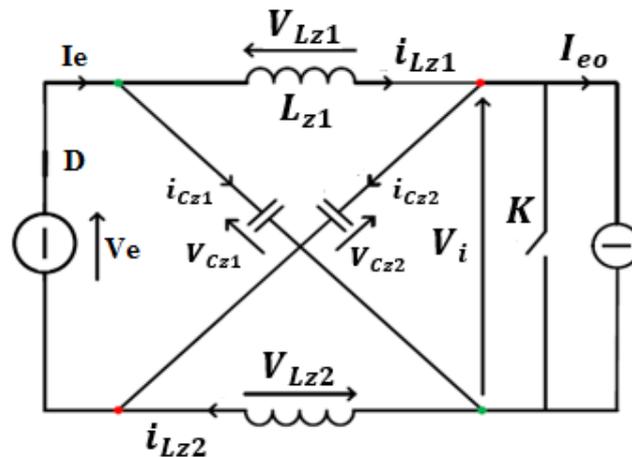
Dans ce circuit, les interrupteurs des trois bras de l'onduleur sont remplacés par un seul interrupteur fictif K à l'extérieur de l'onduleur. Cet interrupteur assure la fonction de court-circuit. Aussi les courants circulant dans les trois bras de l'onduleur vers la charge sont caractérisés par le courant  $I_{eo}$  [01], [04] et [05].

#### I.3.3.1 Etats Actifs :

Durant cet état :

- L'interrupteur K est bloqué.
- Les inductances se déchargent, et les condensateurs se chargent à partir de la source.
- La tension de sortie du Z-source  $V_i$  est égale à une valeur maximale « Valeur Crête », c'est durant cet état qu'il y a transfert d'énergie entre la source DC et la charge, l'onduleur voit donc cette valeur crête comme tension d'entrée continue.
- La diode D est polarisée en directe donc elle est conductrice.

La figure ci-dessous illustre le circuit de l'onduleur de tension Z-source durant les états actifs, ou il y a un transfert de puissance entre la source DC et la charge, ce transfert est assuré par le réseau d'impédance ainsi que le circuit principal de l'onduleur triphasé, le pont triphasé constitué par les trois bras, on dit donc qu'il y a un couplage entre les deux sources (charge et Source DC).



**Figure I-5 :** Circuit équivalent de l'état actif d'un onduleur Z-Source.

Cet état peut être décrit par les équations suivantes :

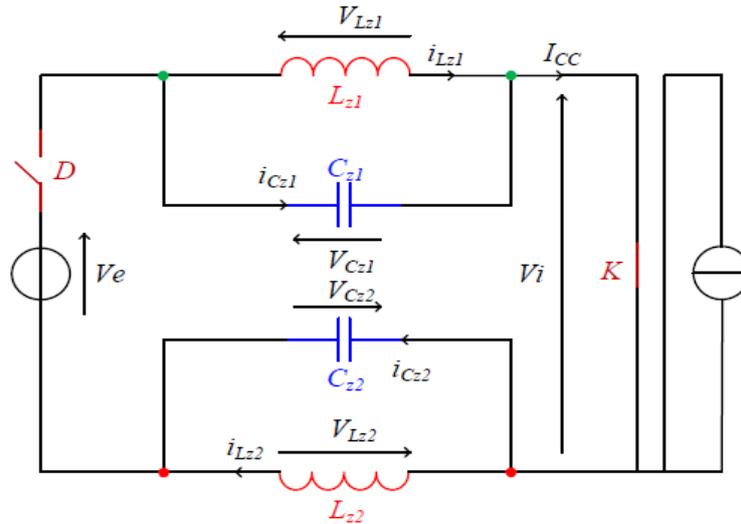
**Equations de tension et de courant :**

$$\begin{cases} V_{Lz1} = V_e - V_{Cz2} \\ V_{Lz2} = V_e - V_{Cz1} \\ V_i = V_{Cz1} - V_{Lz1} \\ V_i = V_{Cz2} - V_{Lz2} \end{cases} \quad (\text{I-1}) \quad \begin{cases} I_{Cz1} = i_{Lz2} - I_{eo} \\ I_{Cz2} = i_{Lz1} - I_{eo} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

**I.3.3.2 Etat de Court-Circuit (Shoot-Through State):**

Durant cet état, il n'y a pas transfert de puissance entre la source DC et la charge (on dit que les deux sources sont découplées).

La figure suivante illustre le circuit équivalent de l'onduleur à structure Z-Source dans son état shoot-through.



**Figure I-6 :** Circuit équivalent de l'état Shoot-Through de l'onduleur Z-Source.

Durant cet état :

- L'interrupteur K est fermé court-circuitant ainsi la charge.
- Les condensateurs se déchargent sur les deux inductances.
- La diode D est bloquée puisqu'elle est polarisée en inverse.
- La tension  $V_i$  à l'entrée du convertisseur est nulle.

On peut exprimer l'état Shoot-Through par les équations suivantes :

### Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{Lz1} = V_{Cz1} \\ V_{Lz2} = V_{Cz2} \\ V_i = 0 \end{cases} \quad (\text{I-3})$$

### Equations des courants :

$$\begin{cases} I_{Cz1} = -I_{Lz1} \\ I_{Cz2} = -I_{Lz2} \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

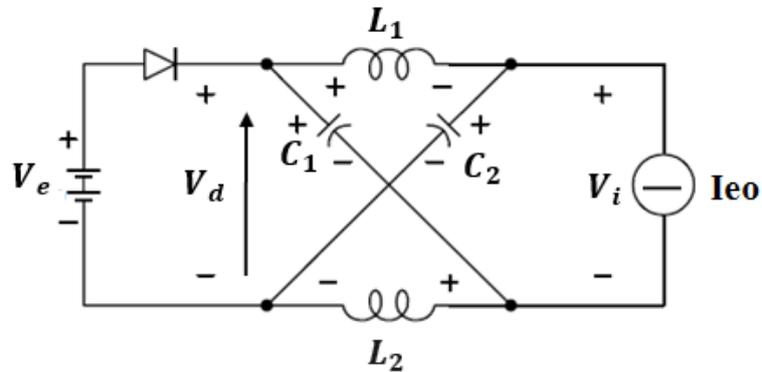
### I.3.4 Calcul du Facteur d'élévation $\beta$ :

Nous assumons que les deux inductances  $L_{z1}$  et  $L_{z2}$  et les deux capacités  $C_{z1}$  et  $C_{z2}$  sont égales respectivement afin de garantir que le réseau d'impédance est équilibré et symétrique, à partir de cette symétrie, nous avons [01] :

$$\begin{cases} V_{Cz1} = V_{Cz2} = V_{Cz} \\ V_{Lz1} = V_{Lz2} = V_{Lz} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

$$\begin{cases} I_{Lz1} = I_{Lz2} = I_{Lz} \\ I_{Cz1} = I_{Cz2} = I_{Cz} \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

Le rapport entre la tension crête de sortie de la partie DC de l'onduleur Z-Source  $V_i$ , (qui représente la tension d'entrée par rapport au pont triphasé), et la tension de la source DC  $V_e$  est défini comme le facteur d'élévation de l'onduleur Z-Source  $\beta$  [01].



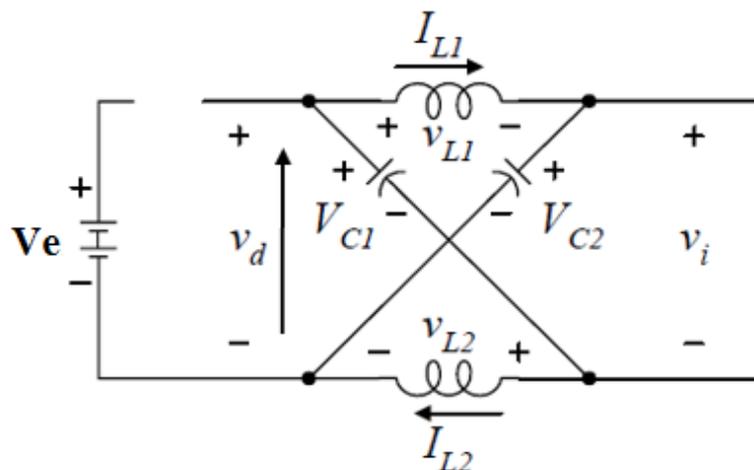
**Figure I-7 :** Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC.

Le facteur  $\beta$  est un élément clef qui caractérise le fonctionnement de l'onduleur :  $\beta = V_i/V_e$ .

Supposons que l'onduleur est dans un état « Shoot-through » court-circuit pendant un intervalle de temps  $T_0$ , et durant une période de commutation  $T$ , à partir de la figure I-9, on en conclura les équations suivantes [01] :

$$v_{Lz} = v_{Cz}, \quad V_d = 2 \cdot v_{Cz}, \quad V_i = 0 \tag{I-7}$$

La figure suivante illustre le circuit équivalent de l'onduleur Z-source vu par la charge dans l'état de court-circuit :



**Figure I-8 :** Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans l'état de shoot-through.

Maintenant, considérons que le pont inverseur est dans un de ses (08) huit états actifs (non shoot-through) durant une période de temps  $T_1$ , et ceci pendant une période de commutation  $T$ , on conclura les équations suivantes [01] :

$$\begin{cases} v_{Lz} = V_0 - v_{Cz} = V_e - V_{Cz} \\ V_i = v_{Cz} - v_{Lz} = 2v_{Cz} - V_e \end{cases} \quad (\text{I-8})$$

Où  $V_e$  est égale à la tension de la source continue DC et la période de commutation.

$$T = T_1 + T_0 \quad (\text{I-9})$$

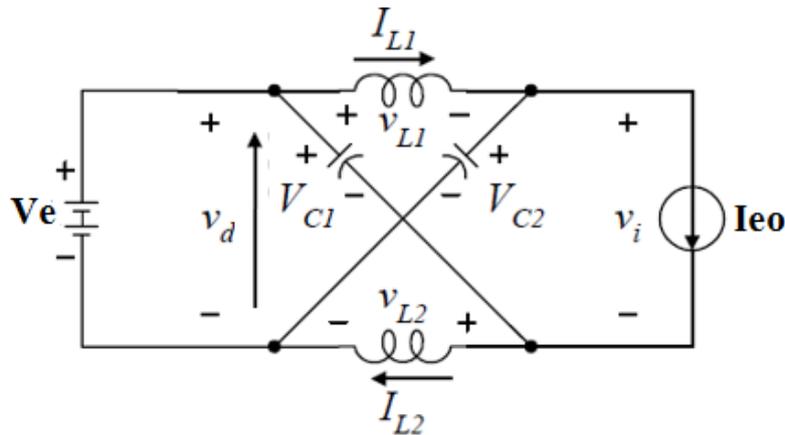
Tel que  $T, T_0$ , et  $T_1$  représentent :

$T$  : une période totale de fonctionnement de l'onduleur Z-source.

$T_0$  : une période de court-circuit de l'onduleur Z-Source.

$T_1$  : une période relative aux états actifs de l'onduleur Z-Source.

La figure I-10 ci-dessous illustre le schéma de l'onduleur de tension à structure Z-Source vu de la source DC durant l'état de non- Court-circuit « Non- Shoot-through ».



**Figure I-9 :** Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans les états actifs.

La tension moyenne d'un des inducteurs sur une période de commutation ( $T$ ) doit être nulle, quand le système est dans un état stationnaire, à partir des équations précédentes, on obtient [01] :

$$\begin{cases} V_{Lz} = \langle v_{Lz} \rangle = \frac{(T \cdot V_{Cz} + T_1 \cdot (V_e - V_{Cz}))}{T} = 0 \\ \frac{V_{Cz}}{V_e} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Similairement, La tension Moyenne continue à l'entrée du pont triphasé de l'onduleur, peut être obtenue ainsi [01] :

$$V_{Cz} = \langle v_i \rangle = \frac{(T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2V_{Cz} - V_e))}{T} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_e \quad (\text{I-11})$$

$$\text{En posant : } d = \frac{T_0}{T}, \quad (\text{I-12})$$

$$\text{On aura donc : } V_{Cz} = \frac{1-d}{1-2d} \cdot V_e \quad (\text{I-13})$$

La tension crête du bus continu à l'entrée du pont triphasé de l'onduleur peut être exprimée ainsi [01] :

$$\hat{v}_i = V_{Cz} - V_{Lz} = 2 V_{Cz} - V_e = \frac{T}{T_1 - T_0} \cdot V_e = \frac{1}{1 - 2d} \cdot V_e = \beta \cdot V_e \quad (\text{I-14})$$

$$\text{Où : } \beta = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2 \cdot \frac{T_0}{T}} = \frac{1}{1 - 2d} \geq 1 \quad (\text{I-15})$$

Ce facteur  $\beta$  représente le facteur d'élévation de l'onduleur Z-Source. En considérant que le rapport cyclique  $d$  évolue dans l'intervalle  $[0, 0.5]$ , la formule générale du facteur d'élévation est établie en négligeant les pertes par commutation dans les interrupteurs de l'onduleur (diodes et IGBTs) ainsi que les chutes de tension résistives.

Afin de définir le gain total de l'onduleur  $G$ , on utilise la formule (I-15), multipliée par le facteur  $r$ , qui représente le coefficient de réglage, on obtient :

$$G = \frac{V_{outmax}}{V_e} = \beta \cdot r / 2 = \frac{r/2}{1 - 2d} \quad \text{et} \quad r = \frac{V_{outmax}}{V_{i/2}} \quad (\text{I-16})$$

#### **I.4 Modélisation d'un onduleur triphasé à structure Z-Source :**

La modélisation d'un système est une procédure nécessaire avant de procéder à la commande de quelconque dispositif. Dans cette partie, nous allons exposer et développer le modèle moyen du système. Ce modèle va nous permettre d'approximer le comportement du système, et aussi nous permettre d'élaborer les lois de commande du système, ainsi que le calcul des correcteurs.

Ce modèle est obtenu en effectuant la valeur moyenne temporelle des paramètres d'état du modèle de connaissance sur une période de découpage du système. C'est-à-dire à chaque instant  $t$ , on obtient les valeurs moyennes des variables d'état à la période de découpage courante. Ce modèle n'est efficace que si la période de découpage est grandement inférieure aux constantes de temps du système [4].

$$\left\{ \begin{array}{l} L_Z \cdot \overline{i_{Lz}(t)} = \overline{V_e(t)} - \overline{v_{Cz}(t)} + 2 \cdot \overline{F_K \cdot v_{Cz}(t)} - \overline{F_K \cdot v_e(t)} - r_{Lz} \cdot \overline{i_{Lz}(t)} \\ C_Z \cdot \frac{d}{dt} \overline{v_{Cz}(t)} = \overline{F_K \cdot I_{eo}(t)} + \overline{i_L(t)} - \overline{I_{eo}(t)} \end{array} \right\} \quad (\text{I-17})$$

Il faut maintenant établir la moyenne temporelle de la fonction de conversion de l'interrupteur  $K$  sur une période de découpage du Z-Source, la valeur résultante présente le rapport cyclique de la partie DC-DC de l'onduleur Z-Source [4].

Fonction génératrice de conversion  $F_{Kg}$  = Rapport cyclique du système  $d(t)$ .

$$d(t) = F_{Kg} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t-T}^t F_K \cdot dt \quad (\text{I-18})$$

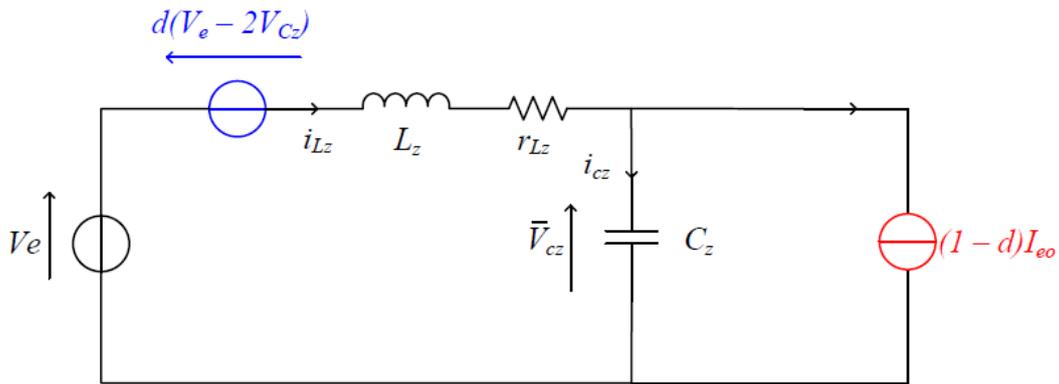
Pour cela, nous avons fait une petite approximation, puisque la moyenne d'un produit n'est pas forcément égale au produit des moyennes, nous l'avons approximé ainsi puisque l'intervalle d'intégration est égal à  $T$ , la période de découpage puisqu'on intègre sur l'intervalle  $[t-T, T]$ . En considérant  $T$  assez petit, on peut approximer la moyenne des produits par le produit des moyennes [4].

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{F_K \cdot v_{Cz}(t)} = \overline{F_K} \cdot \overline{v_{Cz}(t)} = d(t) \cdot V_{Cz}(t) \\ \overline{F_K \cdot I_{eo}(t)} = \overline{F_K} \cdot \overline{I_{eo}(t)} = d(t) \cdot I_{eo}(t) \end{array} \right\}; \left\{ \begin{array}{l} \overline{v_{Cz}(t)} = V_{Cz}(t) \\ \overline{I_{Lz}(t)} = I_{Lz}(t) \end{array} \right\}; \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \overline{I_{eo}(t)} = I_{eo}(t) \\ \overline{V_e(t)} = V_e \end{array} \right\} \quad (\text{I-22})$$

Ainsi, on obtient le modèle Pseudo-Moyen tout en tenant compte des hypothèses citées ci-dessus. Le modèle pseudo-moyen est défini ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_Z \cdot \frac{d}{dt} I_{Lz}(t) = V_e - V_{Cz}(t) + d(t) \cdot (2 \cdot V_{Cz}(t) - V_e) - r_{Lz} \cdot I_{Lz}(t) \\ C_Z \frac{d}{dt} V_{Cz}(t) = d(t) \cdot I_{eo}(t) + I_{Lz}(t) - I_{eo}(t) \end{array} \right\} \quad (\text{I-19})$$

La figure suivante illustre le schéma du circuit équivalent moyen de la partie DC-DC de l'onduleur Z-Source :



**Figure I-10 :** Circuit équivalent du modèle Pseudo-Moyen.

On peut écrire ces équations de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_Z \cdot \frac{d}{dt} I_{Lz}(t) = V_{Cz}(t) + (1 - d(t)) \cdot (V_e - 2 \cdot V_{Cz}(t)) - r_{Lz} \cdot I_{Lz}(t) \\ C_Z \cdot \frac{d}{dt} V_{Cz}(t) = I_{Lz}(t) - (1 - d(t)) \cdot I_{eo}(t) \end{array} \right\} \quad (\text{I-20})$$

A partir de ce modèle, il est donc possible d'écrire les équations statiques moyennes du système, ainsi que les fonctions de transfert moyennes autour d'un point de fonctionnement.

### **I.5 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de l'onduleur triphasé Z-Source, ainsi que son principe général de fonctionnement permettant d'adapter la tension d'entrée du pont triphasé de l'onduleur  $V_e$  à travers l'insertion suivant un rapport cyclique d'un état de court-

circuit périodique. Cet onduleur possède la particularité de fournir des tensions alternatives en sortie d'une amplitude indépendante de la tension de la source continue fournissant l'énergie à l'onduleur.

Enfin, nous avons établi un modèle pseudo-moyen permettant d'obtenir les fonctions de transfert moyennes du système, ce modèle sera exploité par la suite pour extraire les lois de commande permettant de contrôler les différentes grandeurs du système.

*Chapitre II :*

*Stratégie de  
commande SVM  
modifiée à six courts-  
circuits.*

## **II.1 Introduction :**

Dans ce chapitre, nous allons exposer au départ la stratégie de modulation vectorielle SVM (Space Vector Pulse Width Modulation) relevant de la commande des onduleurs conventionnels. Ensuite nous détaillerons la technique SVM modifiée avec insertion de six états de court-circuits relative à la commande de l'ondeur à structure Z-Source. Par la suite, nous exposerons un nouveau schéma de commutation pour la stratégie SVM à 6-CC supposé diminuer le taux d'ondulations du courant et de la tension aux bornes des éléments du réseau d'impédance. Nous procéderons enfin aux simulations afin de valider les stratégies exposées.

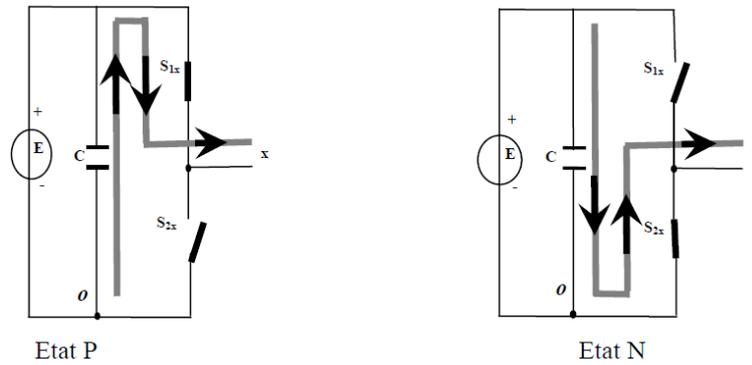
## **II-2 Stratégie de Commande à MLI Vectorielle (SVPWM) :**

### **II.2.1 -Principe de la stratégie :**

Afin d'améliorer la tension de sortie d'un onduleur de tension, on peut agir sur sa structure ou bien sur sa stratégie de commande. La SVM ou (MLI Vectorielle) est une technique utilisée pour produire les signaux impulsions de commande appliqués aux interrupteurs des onduleurs triphasés. Reconnue pour être la plus performante et la plus utilisée, cette technique est utilisée pour offrir 15% d'élévation supplémentaire (en comparaison aux autres méthodes basées sur la MLI sinusoïdale) par rapport à la tension du bus continu et aussi afin d'obtenir une sortie très faible en distorsion harmonique (THD très bas par rapport aux autres méthodes. Cette technique est basé sur la modulation d'un vecteur spatiale, son principe consiste à traiter les tensions triphasées sinusoïdales de l'ondeur comme un vecteur spatiale d'amplitude constante et tournant suivant une pulsation constante, égale à la pulsation électrique de la sortie sinusoïdale, pour cela nous utiliserons l'une des transformées triphasé-biphasé pour transformer le vecteur de tension triphasé en un vecteur unique sur le plan d-q, ce vecteur représentera la somme spatiale des trois vecteurs de tension triphasés. La stratégie SVM approxime le vecteur de tension de référence  $v_{ref}$  durant chaque période de modulation par une combinaison de huit vecteurs, chacun relatif à une configuration donnée ou état de l'ondeur, les six vecteurs actifs divise le plan en six secteurs, ( $60^\circ$  ou  $\pi/6$ ) pour chaque secteur,  $V_{ref}$  doit être généré durant chaque période de modulation par deux vecteurs actifs ( $V_1$  à  $V_6$ ) adjacents et deux vecteurs d'états zéro ( $V_0$  ou  $V_7$ ).

### **II.2.2- Etats de l'ondeur :**

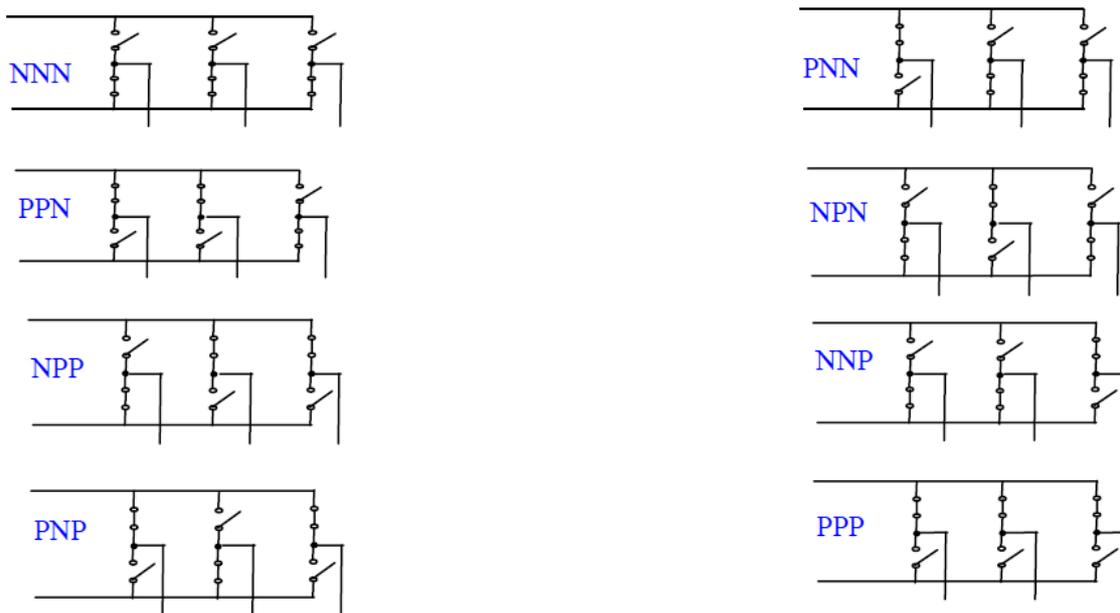
Les onduleurs du même bras d'un onduleur triphasé à deux niveaux fonctionnent en complémentarité, c'est à dire que si l'un des interrupteurs est fermé, l'autre doit être impérativement ouvert, comme illustré dans la figure II-1 ci-dessous :



**Figure II-1 :** Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède  $2^3= 8$  états :

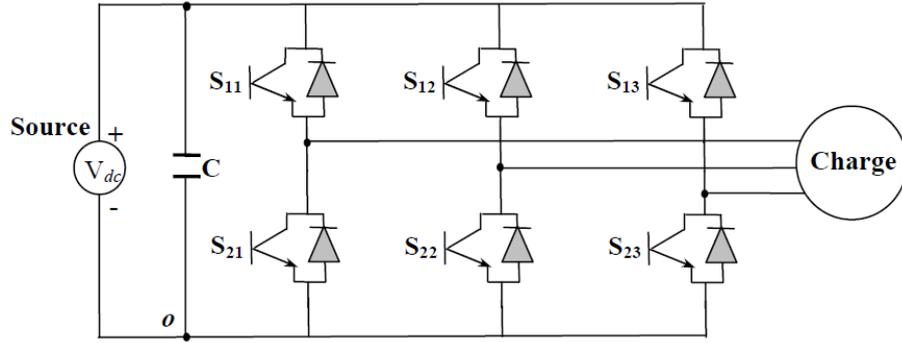
PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ( $v_{10} = E$ ), le deuxième est à l'état N ( $v_{20}=0$ ) et le troisième est à l'état N ( $v_{30} = 0$ ). La configuration de l'onduleur triphasé à deux niveaux dans chacune de ces états est représentée dans la figure II-2 suivante :



**Figure II-2 :** les huit états (configurations) d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

### **II.2.3 Tensions de sortie d'un onduleur :**

En utilisant le schéma de la figure II-3, qui illustre la structure d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux :



**Figure II-3** : Structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

Les tensions triphasées de sorties par rapport à la référence de la source continue (o) peuvent être exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II-1})$$

$V_{dc}$  étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre phases sont données par :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{20} \end{pmatrix} \quad (\text{II-2})$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée :

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II-3})$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit que les tensions triphasées par rapport au point neutre de la charge triphasée :

$$\begin{pmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + 2F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II-4})$$

Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source  $v_{10}, v_{20}, v_{30}$  peuvent prendre uniquement deux valeurs :  $V_{dc}$  et 0, c'est à l'origine de l'appellation d'onduleur à deux niveaux. [14]

Les tensions composées  $v_{12}, v_{23}, v_{31}$  peuvent prendre trois valeurs :  $V_{dc}, 0, -V_{dc}$ .

Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge peuvent prendre cinq valeurs :  $(-2/3).V_{dc}$ ,  $(-1/3).V_{dc}$ ,  $0$ ,  $(1/3).V_{dc}$ ,  $(2/3).V_{dc}$ .

### **II.2.4 Principe du vecteur spatial (Space Vector).**

On définit le vecteur de tension spatiale (Space Vector)  $v_s$ , ce vecteur représente les trois tensions triphasées  $v_{10}, v_{20}, v_{30}$ . Ce vecteur est défini ainsi :

$$v_s = v_{10} \cdot e^{j0} + v_{20} \cdot e^{-j \cdot 2\frac{\pi}{3}} + v_{30} \cdot e^{j \cdot 2\frac{\pi}{3}}$$

$$v_s = v_{1N} \cdot e^{j0} + v_{N0} \cdot e^{j0} + v_{2N} \cdot e^{-j \cdot 2\frac{\pi}{3}} + v_{N0} \cdot e^{-j \cdot 2\frac{\pi}{3}} + v_{3N} \cdot e^{j \cdot 2\frac{\pi}{3}} + v_{N0} \cdot e^{j \cdot 2\frac{\pi}{3}}$$

$$v_{N0} \cdot e^{j0} + v_{N0} \cdot e^{-j \cdot 2\frac{\pi}{3}} + v_{N0} \cdot e^{j \cdot 2\frac{\pi}{3}} = 0$$

D'où on a :

$$v_s = v_{1N} \cdot e^{j0} + v_{2N} \cdot e^{-j \cdot 2\frac{\pi}{3}} + v_{3N} \cdot e^{j \cdot 2\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II-5})$$

Afin d'obtenir les composantes de ce vecteur dans le repère biphasé d-q, on effectue la transformation (passage) du plan triphasé au plan biphasé d-q, en utilisant la matrice de Clark (conservation de l'amplitude), ce choix judicieux est effectué afin que le vecteur spatial  $v_s$  ait la même amplitude que le vecteur représentant la tension sinusoïdale d'une phase  $V_{1N}, V_{2N}$  ou  $V_{3N}$ .

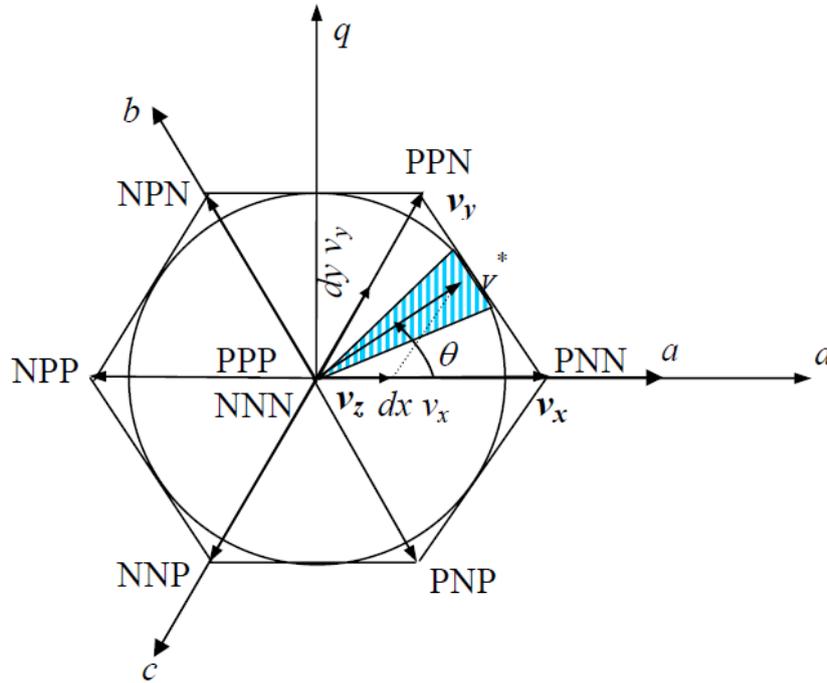
On effectue donc le passage du plan triphasé au plan d-q :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{pmatrix} X \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Le vecteur  $v_s$  s'écrit dans le plan d-q ainsi :

$$v_s = v_d + jv_q \quad (\text{II-7})$$

Ce vecteur  $v_s$  peut prendre huit positions discrètes dans le plan d-q, chacune des positions est relative à une des huit configurations possibles des interrupteurs de l'onduleur, six configurations actives (PNN, PPN, NPN, NPP, NNP et PNP), ces six positions actives divisent le plan d-q en six secteurs triangulaires égaux d'un angle égal à  $(60^\circ \text{ ou } \pi/3)$ , et elles définissent aussi les six sommets de l'hexagone, les deux positions restantes correspondent aux configurations nulles PPP et NNN, situées au centre de l'hexagone. Les différentes positions du vecteur  $v_s$  sont représentées dans la figure suivante II-4 :



**Figure II-4 :** Diagramme représentant les positions vectorielles de l'onduleur à deux niveaux, relatives à la stratégie SVM.

### II.2.5 Vecteurs de tension de référence :

L'objectif de la commande SVM de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie  $v_{1N}, v_{2N}$  et  $v_{3N}$  les plus proches possibles des tensions sinusoïdales de référence  $v_{1ref}, v_{2ref}$  et  $v_{3ref}$ .

Afin d'atteindre cet objectif, on définit le vecteur de tension  $v_{sref}$  à partir des vecteurs de tensions de référence  $v_{1ref}, v_{2ref}$  et  $v_{3ref}$  :

$$v_{sref} = v_{1ref} \cdot e^{j0} + v_{2ref} \cdot e^{-j \cdot 2\frac{\pi}{3}} + v_{3ref} \cdot e^{j \cdot 2\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II-8})$$

$$v_{sref} = v_{dref} + j \cdot v_{qref} \quad (\text{II-9})$$

$$v_{sref} = m \cdot V_{max} \cdot e^{j\theta} \quad (\text{II-10})$$

Avec :

$v_{dref}, v_{qref}$  : Composantes du vecteur  $v_{sref}$  dans le plan d-q.

$m$  : la profondeur de modulation ( $0 \leq m \leq 1$ ).

$\theta$  : position angulaire du vecteur  $v_{sref}$ .

Le vecteur  $v_{sref}$  tourne dans le plan d-q à une vitesse angulaire égale à la pulsation électrique des tensions de référence  $v_{1ref}, v_{2ref}$  et  $v_{3ref}$ , comme illustré dans la figure II-4, dans laquelle on a représenté une position arbitraire  $\theta$  du vecteur  $v_{sref}$ , et à partir de cette angle  $\theta$ , on déduit le secteur contenant le vecteur  $v_{sref}$  de la manière suivante :

$$S = \begin{cases} 1 \text{ si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 \text{ si } \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi/3 \\ 3 \text{ si } 2 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 \text{ si } \pi \leq \theta \leq 4 \cdot \pi/3 \\ 5 \text{ si } 4 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 5 \cdot \pi/3 \\ 6 \text{ si } 5 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de telle façon que le vecteur de tension de référence  $v_{s \text{ ref}}$  coïncide avec la moyenne sur une période d'échantillonnage  $T_s$ , du vecteur tension de sortie, généré par les trois vecteurs  $v_x, v_y, v_z$ , représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur de tension de référence  $v_{s \text{ ref}}$  [14] :

$$\bar{v}_s = v_{s \text{ ref}} = m \cdot V_{max} \cdot e^{i\alpha} = d_x \cdot v_x + d_y \cdot v_y + d_z \cdot v_z \quad (\text{II-12})$$

Avec ( $\alpha$ ) Position angulaire du vecteur  $v_{s \text{ ref}}$  à l'intérieur du secteur :  $\Leftrightarrow \alpha = \theta \cdot [\pi/3]$

$$d_x = \frac{T_x}{T_s}, d_y = \frac{T_y}{T_s}, d_z = \frac{T_z}{T_s} \quad (\text{II-13})$$

$T_s$  étant la période d'échantillonnage de la stratégie SVM.

$T_x$  : temps d'application du vecteur actif  $v_x$  pendant une période d'échantillonnage  $T_s$ .

$T_y$  : temps d'application du vecteur actif  $v_y$  pendant une période d'échantillonnage  $T_s$ .

$T_z$  : temps d'application des deux vecteurs nuls  $v_z = (V_0, V_7)$  pendant une période d'échantillonnage  $T_s$ .

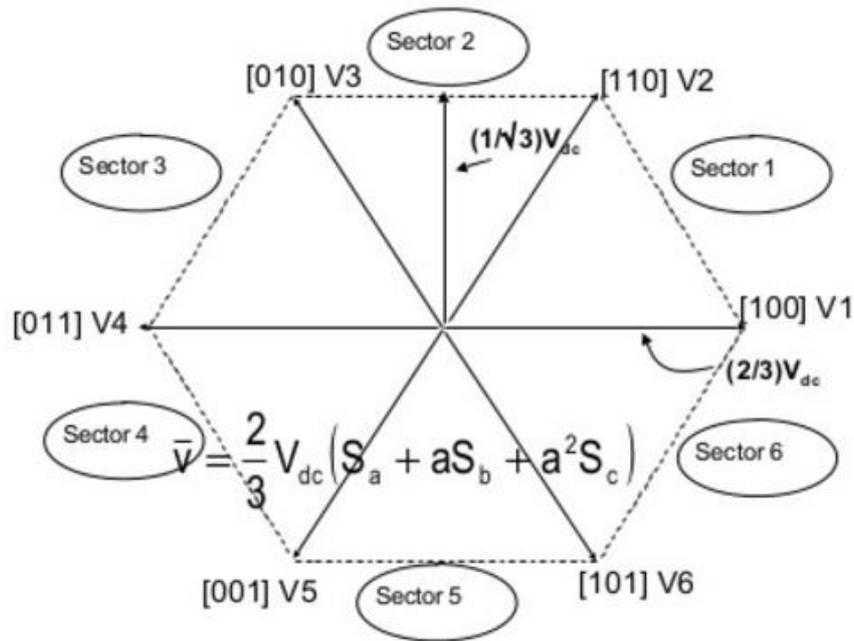
$$\text{Tel que } \begin{cases} d_x + d_y + d_z = 1 \\ T_x + T_y + T_z = T_s \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Comme illustré sur la figure II-4, l'ensemble des lieux possibles pour le vecteur de tension de référence  $v_{s \text{ ref}}$  est constitué par la forme hexagonale délimitée par les six vecteurs d'états discrets de la tension de sortie de l'onduleur  $v_s$ . Afin d'éviter les harmoniques de tension qui résultent de la forme non circulaire de cette hexagone, on impose donc au vecteur de tension de référence  $v_{s \text{ ref}}$  de se positionner à l'intérieur du cercle délimitée par l'hexagone comme ainsi indiqué sur la figure II-4.

En se référant aux formules II-9 et II-10. Nous en déduisons que l'amplitude d'un de vecteurs discrets ( $V_1, \dots, V_6$ ) est de  $(2/3) \cdot V_{dc}$ . Et donc le vecteur de référence  $v_{s \text{ ref}}$  ne doit pas excéder :

$$v_{s \text{ ref}(max)} = \cos \frac{\pi}{6} \cdot (2/3 \cdot V_{dc}) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (2/3 \cdot V_{dc}) = 1/\sqrt{3} \cdot V_{dc}$$

C'est ainsi illustré sur la figure suivante :



**Figure II-5 :** Diagramme représentant les amplitudes des vecteurs de tensions de sorties discrets et de  $v_{s\ ref\ (max)}$ .

L'amplitude de la tension simple maximale de sortie est ainsi déduite, et est égale à  $\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$ ,  $V_{dc}$  étant la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

On en déduit ainsi que la tension composée maximale de sortie (entre lignes) est égale à  $V_{dc}$ , et sa valeur efficace est égale à  $\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} = 0.707 V_{dc}$ .

### **II.2.6 Période d'échantillonnage :**

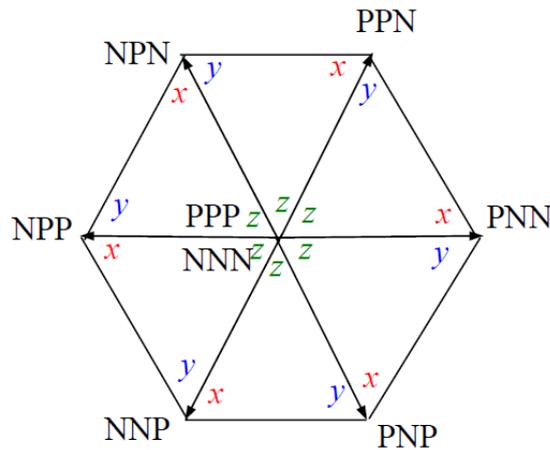
La période d'échantillonnage  $T_s$  doit représenter une fraction très minime de la période  $T$  des tensions de référence  $v_{1\ ref}$ ,  $v_{2\ ref}$ ,  $v_{3\ ref}$ . Cette période correspond à un intervalle d'angle  $(\frac{T_s}{T}) \cdot 2\pi$  sur le diagramme vectoriel, il est appelé intervalle d'échantillonnage et représenté par la portion hachurée sur le diagramme de la figure II-4.

La fréquence d'échantillonnage  $(\frac{1}{T_s}) = f_s$  doit être beaucoup plus élevée par rapport à la fréquence de la tension et du courant de sortie de l'onduleur  $f = (\frac{1}{T})$ . La qualité de la tension de sortie de l'onduleur dépend en grande partie de la fréquence de commutation de l'onduleur. Cette tension de sortie s'améliore proportionnellement avec l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage de la stratégie, et ainsi avec l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs. Cependant, une augmentation exagérée de la fréquence de commutation peut conduire à un échauffement des interrupteurs de l'onduleur, et peut conduire donc à des pertes excessives appelées « pertes de commutation ».

Et donc, nous devons faire un compromis entre la qualité de la tension de sortie et la limitation des pertes par commutation des interrupteurs.

### II.2.7 Séquences des interrupteurs de l'onduleur suivant la stratégie :

Les vecteurs  $v_x, v_y, v_z$ , utilisés pour décomposer instantanément le vecteur de tensions de référence  $v_{s\ ref}$ , représentent des séquences d'états de l'onduleur. Ces vecteurs dépendent de la position du vecteur de tension  $v_{s\ ref}$  dans le plan d-q, c'est-à-dire le secteur dans lequel est contenu le vecteur  $v_{s\ ref}$ . Si on prend comme référence le cas illustré dans la figure II-4, on a le vecteur  $v_{s\ ref}$  qui contenu dans le secteur 1 (S=1, selon l'équation II-12), ainsi le vecteur  $v_x$  est généré par la séquence PNN (appelée alors état X), le vecteur  $v_y$  est généré donc par la séquence PPN (appelée état Y), aussi le vecteur  $v_z$  est généré par la séquence NNN (appelée état  $Z_1$ ) ou la séquence PPP (appelée état  $Z_2$ ). La figure II-6 indique chacun des états X, Y, Z pour chacun des six secteurs de la stratégie SVM.



**Figure II-6 :** Diagramme illustrant les états X, Y, Z, pour chacun des six secteurs de la SVM.

Afin de déduire les rapports  $d_x, d_y, d_z$ , on décompose l'équation II-13 (projection sur les axes d-q), après simplifications, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot \cos \alpha = d_x + \frac{1}{2} \cdot d_y \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot d_y \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Ainsi la résolution des équations II-36 et II-35 nous conduit aux résultats suivants :

$$\begin{cases} d_x = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ d_y = m \cdot \sin \alpha \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

Les équations II-16 peuvent s'appliquer à n'importe quel secteur, les résultats restent similaires puisque le repère stationnaire d-q peut être orienté sur n'importe quelle position discrète du vecteur  $v_s$ .

Dans le but d'approximer au maximum possible les tensions de sortie de l'onduleur  $(v_1, v_2, v_3)$  aux tensions de référence  $(v_{s\ ref\ 1}, v_{s\ ref\ 2}, v_{s\ ref\ 3})$ , durant chaque période d'échantillonnage  $T_s$ , on applique l'état X pendant une durée de temps  $d_x.T_s$  ainsi que l'état Y pendant une durée de temps  $d_y.T_s$ .

Cependant l'état Z peut prendre deux séquences :  $Z_1= NNN$  et  $Z_2=PPP$ , les deux séquences génèrent des tensions de sortie nulles, il est possible donc de choisir l'une ou l'autre (pendant la durée  $d_z.T_s$ ) afin de générer la tension de sortie voulue. Ce choix va donc obéir à plusieurs critères, dont l'amélioration de la forme de la tension de sortie et la minimisation du nombre de commutation des interrupteurs pendant une période d'échantillonnage, et donc la minimisation de puissance par commutation, ce qui exige l'application de la séquence suivante pendant chaque période d'échantillonnage  $T_s$  [15] :

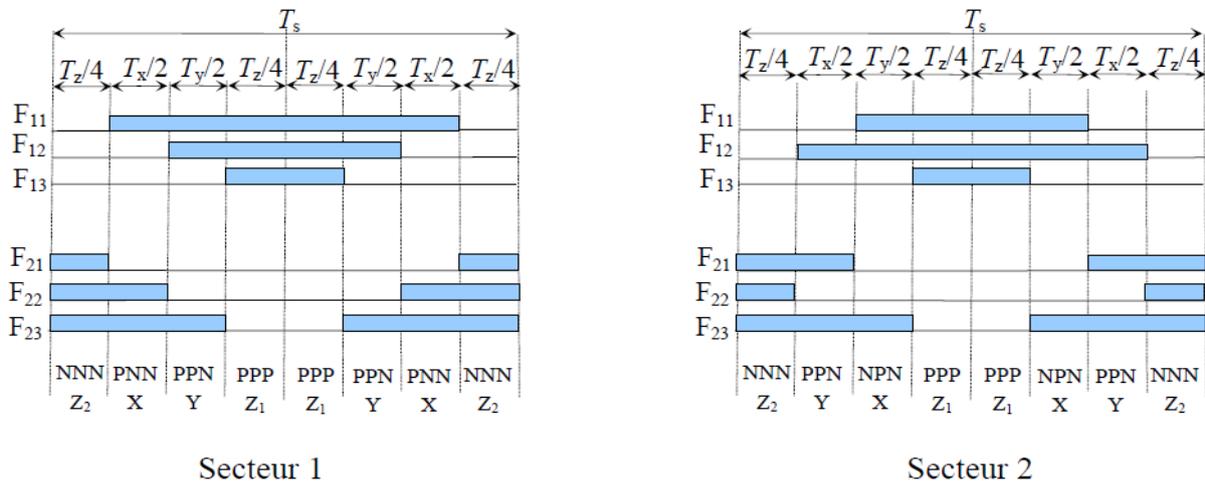
$$\begin{cases} [Z_1 - X - Y - Z_2 | Z_2 - Y - X - Z_1] \text{ Pour } S = 1 \text{ ou } 3 \text{ ou } 5 \\ [Z_1 - Y - X - Z_2 | Z_2 - X - Y - Z_1] \text{ Pour } S = 2 \text{ ou } 4 \text{ ou } 6 \end{cases} \quad (II-17)$$

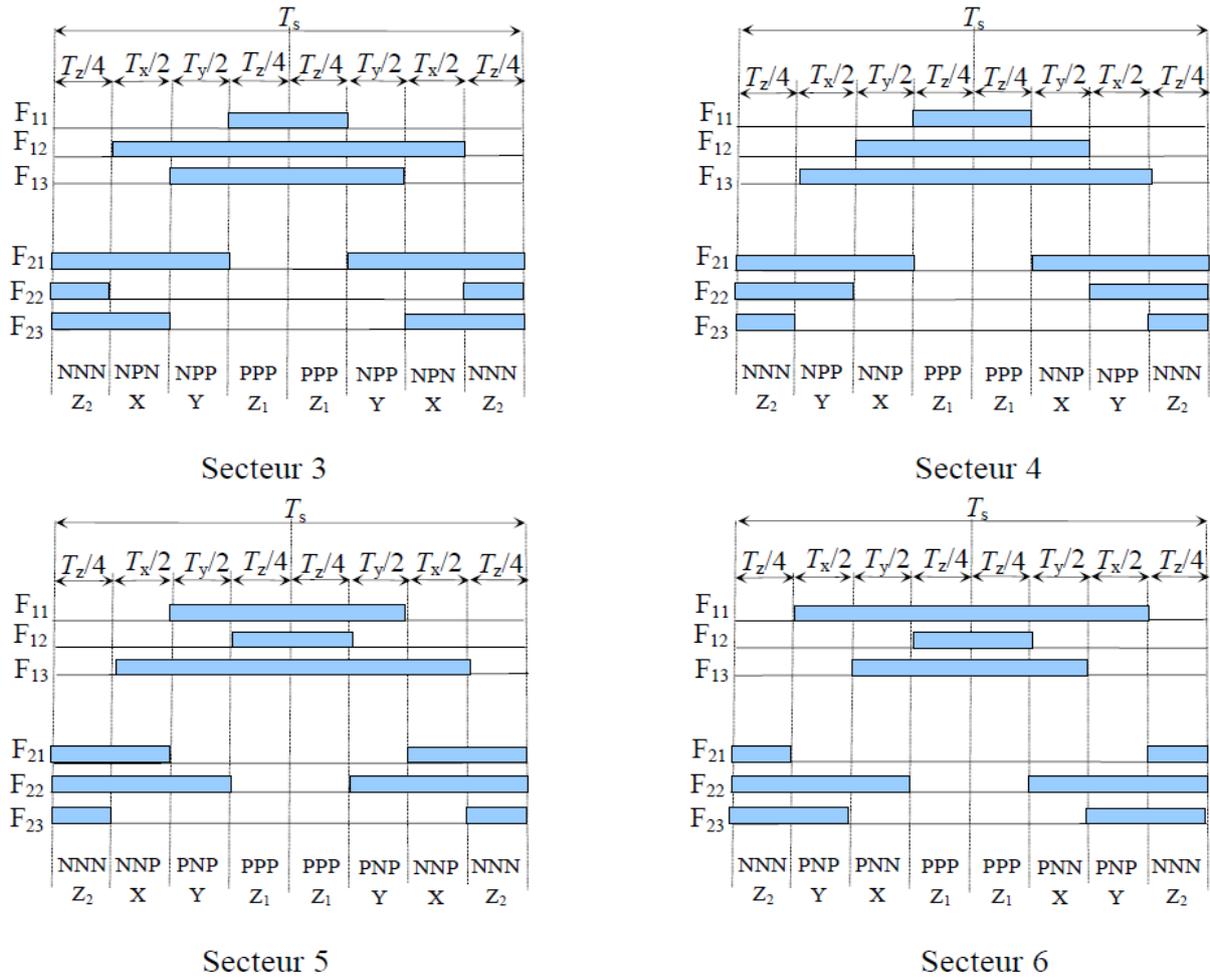
Cet enchaînement d'états spécifiques consiste à [14] :

- Appliquer les trois quatre états X, Y,  $Z_1, Z_2$  dans un certain ordre dans la première demi-période d'échantillonnage, et les appliquer dans un ordre inverse dans la seconde demi-période.
- Il faut appliquer les états  $Z_1$  et  $Z_2$  par alternance.
- D'utiliser le même état zéro ( $Z_1$  ou  $Z_2$ ) au début et à la fin de chaque période d'échantillonnage  $T_s$ .
- Inverser l'ordre des états X et Y par alternance entre les six secteurs.

A partir de cette succession d'états, on peut déduire les fonctions logiques associées aux interrupteurs de l'onduleur  $F_{ij}$  ainsi que leurs formes durant toute une période d'échantillonnage  $T_s$  et dans les différents secteurs constituant le diagramme fonctionnel illustré dans la figure II-25. On constate alors que chaque interrupteur ne change son état que deux fois (2 commutations) durant chaque période d'échantillonnage.

La figure II-7 illustre les formes des fonctions logiques des interrupteurs dans les six secteurs et durant une période complète d'échantillonnage  $T_s$ .





**Figure II-7 :** Formes des fonctions logiques  $F_{ij}$  des interrupteurs pour les six secteurs et durant une période d'échantillonnage  $T_s$ .

Ainsi, en utilisant la figure II-28, nous pouvons déduire les durées de fermeture de chacun des interrupteurs du haut et du bas durant une période d'échantillonnage et dans chacun des six secteurs, ces résultats sont structurés dans le tableau II-1 suivant :

Secteur	Interrupteurs du haut $S_{11}, S_{12}, S_{13}$	Interrupteurs du bas $S_{21}, S_{22}, S_{23}$
1	$S_{11} : T_x + T_y + T_z/2.$ $S_{12} : T_y + T_z/2.$ $S_{13} : T_z/2.$	$S_{21} : T_z/2.$ $S_{22} : T_x + T_z/2.$ $S_{23} : T_x + T_y + T_z/2.$
2	$S_{11} : T_y + T_z/2.$ $S_{12} : T_x + T_y + T_z/2.$ $S_{13} : T_z/2.$	$S_{21} : T_x + T_z/2.$ $S_{22} : T_z/2.$ $S_{23} : T_x + T_y + T_z/2.$
	$S_{11} : T_z/2.$	$S_{21} : T_x + T_y + T_z/2.$

3	$S_{12} : T_x + T_y + T_z/2.$ $S_{13} : T_z/2.$	$S_{22} : T_x + T_z/2.$ $S_{23} : T_z/2.$
4	$S_{11} : T_z/2.$ $S_{12} : T_x + T_z/2.$ $S_{13} : T_x + T_y + T_z/2.$	$S_{21} : T_x + T_y + T_z/2.$ $S_{22} : T_x + T_z/2.$ $S_{23} : T_z/2.$
5	$S_{11} : T_y + T_z/2.$ $S_{12} : T_z/2.$ $S_{13} : T_x + T_y + T_z/2.$	$S_{21} : T_x + T_z/2.$ $S_{22} : T_x + T_y + T_z/2.$
6	$S_{11} : T_x + T_y + T_z/2.$ $S_{12} : T_z/2.$ $S_{13} : T_y + T_z/2.$	$S_{21} : T_z/2.$ $S_{22} : T_x + T_y + T_z/2.$ $S_{23} : T_x + T_z/2.$

**Tableau II-1** : Durées de fermeture des interrupteurs pendant une période d'échantillonnage et dans chacun des six secteurs.

En somme, la stratégie de modulation vectorielle consiste à calculer le vecteur de tension de référence  $v_{sref}$  à partir des trois tensions sinusoïdales de référence ( $v_{1ref}, v_{2ref}, v_{3ref}$ ), on en déduit ensuite deux paramètres importants, qui est la profondeur de modulation  $m$  et la position angulaire  $\Theta$  illustrée dans la figure II-4, on déduit par la suite, le secteur dans lequel est positionné le vecteur  $v_{sref}$ , et aussi les états X,Y,Z à appliquer comme ainsi illustré sur la figure II-5, ainsi que leurs durées d'application pendant une période d'échantillonnage  $T_s$  à partir de la formule II-13.2, on en déduit par la suite la séquence des états de fermeture et d'ouverture à appliquer sur les interrupteurs de chaque bras comme illustré sur la figure II-5.

La profondeur de modulation est définie dans la formule suivante :

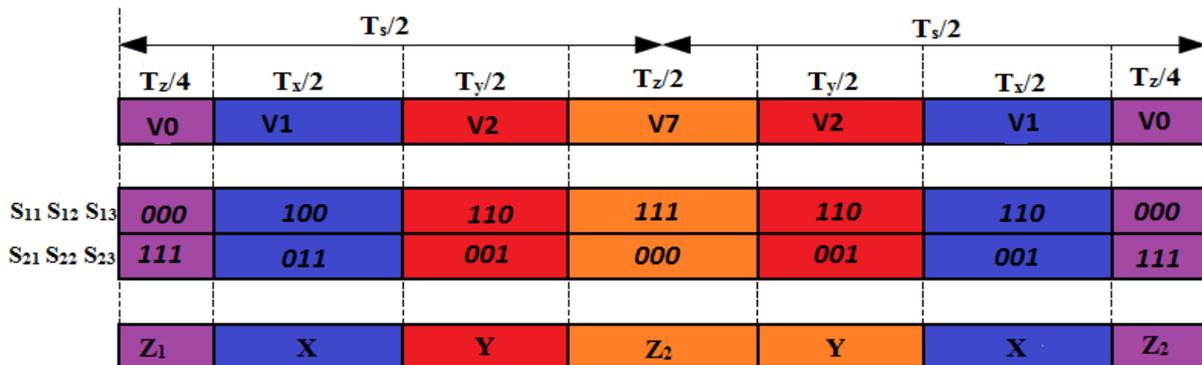
$$m = \frac{\sqrt{3}.V_{max}}{V_i} \quad (II-18)$$

### **II.3 Stratégie SVM modifiée pour la commande d'un onduleur à structure Z-source :**

Cette nouvelle stratégie modifiée est basée sur les mêmes démarches qu'une MLI vectorielle classique d'un onduleur triphasé à deux niveaux, avec l'insertion additionnelle d'un état de court-circuit nécessaire pour l'adaptation (élévation) de la tension continue à l'entrée de l'onduleur. Les durées des états actifs restent inchangées, les états de court-circuit sont assignés à chaque phase à l'intérieur des séquences des états zéro, ainsi la période des états zéro est

diminuée afin d'insérer ces nouveaux vecteurs générant l'état de court-circuit pendant une certaine période.

On peut distinguer deux types de stratégie SVM modifiée adoptées pour la commande de l'onduleur Z-Source selon la répartition de la durée de court-circuit dans une séquence de la SVM symétrique illustrée dans la figure II-8. La première se base sur l'injection de quatre court-circuits dans les durées des états nulles, tandis que la deuxième est basée sur l'addition de six court-circuits [16].



**Figure II-8 :** Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur.

### II-3.1 Stratégie SVM à quatre courts-circuits :

Le principe de cette stratégie consiste dans un premier temps à repérer les tensions maximales du vecteur X, et les tensions minimales du vecteur Y, selon le secteur de positionnement de l'angle  $\Theta$  considéré (par exemple, le secteur  $S_1$  dans la figure II-4). L'idée générale s'articule sur la génération d'un état de court-circuit lors du passage d'un état zéro à un des états actifs. Lors du passage de l'état  $Z_1$  à l'état X, on augmente la durée de conduction des interrupteurs hauts associés aux bras supportant les tensions maximales de l'état X (dans notre cas d'exemple : le bras 1, l'interrupteur  $K_{11}$ , tension  $v_a$ ), cette augmentation se fera au dépend de la durée associée à l'état zéro  $Z_1$ , cette durée de court-circuit se situe donc entre la période d'application de l'état  $Z_1$  et la durée d'application de l'état X, elle constitue donc un point de passage entre ces deux états. Cependant, lors du passage de l'état Y à l'état  $Z_2$ , on augmente la durée de conduction des interrupteurs bas associés aux bras supportant les tensions minimales de l'état Y (dans notre cas d'exemple le bras 3, l'interrupteur  $K_{23}$ , tension  $v_c$ ), ainsi cette augmentation se fera aussi au dépend de la durée associée à l'état zéro  $Z_2$ , cette durée se situe entre la période d'application de l'état Y et l'état  $Z_2$ , elle constitue un point de passage entre ces deux états.

On obtient donc deux (02) périodes de court-circuit insérées dans l'état nulle  $Z_1$ , et deux (02) périodes de court-circuit insérées dans l'état nulle  $Z_2$ , on aboutit donc à l'ajout de quatre période égales relatif à l'état de court-circuit, d'où l'origine de l'appellation. Chacune des durées de court-circuit est égale à  $(d \cdot T_s / 4)$ . Le principe de cette technique est illustré dans la figure II-9 suivante [17] :

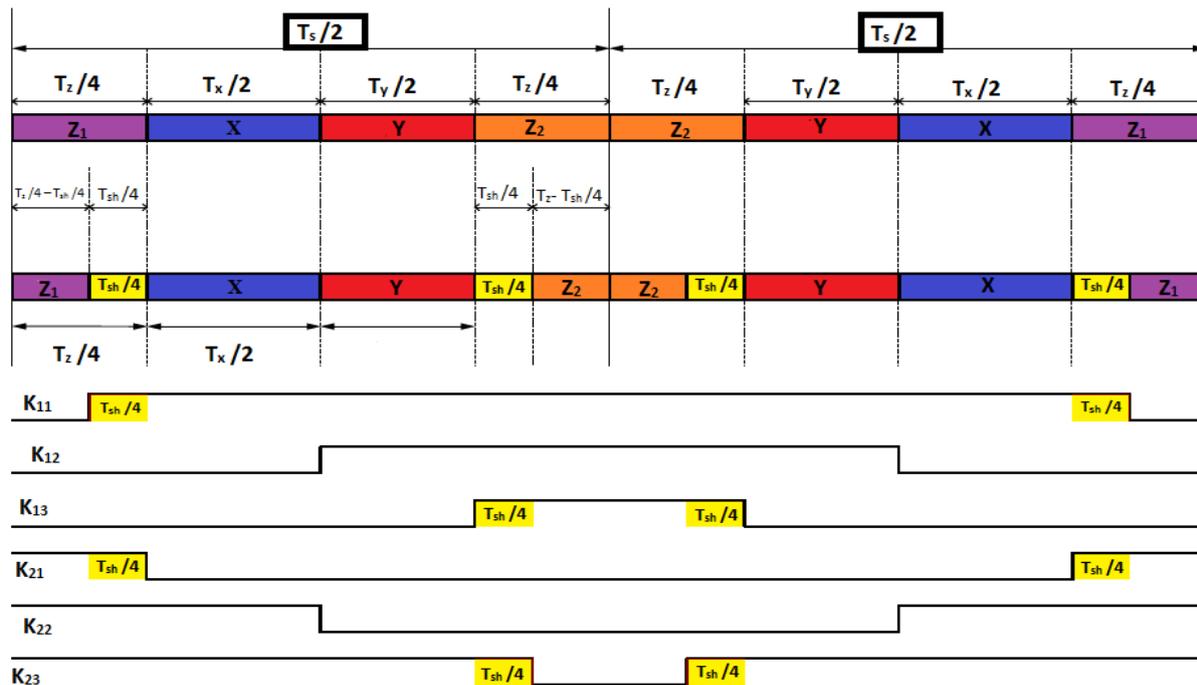


Figure II-9 : Séquence de la stratégie SVM à quatre courts-circuits.

### II-3.2 Stratégie SVM à six courts-circuits :

Cette commande s’articule sur l’ajout de six (06) états de court-circuit pendant une période de commutation  $T_s$  au lieu de quatre (04), l’insertion de ces durées de court-circuit se fait à gauche et à droite de chaque état actif, et ceci sans affecter les durées des états actifs, chacun de ces états de court-circuit à une durée de  $(d \cdot T_s/6)$  [17] [18]. La figure II-34 illustre les séquences d’états d’une stratégie SVM modifiée à six courts-circuits :

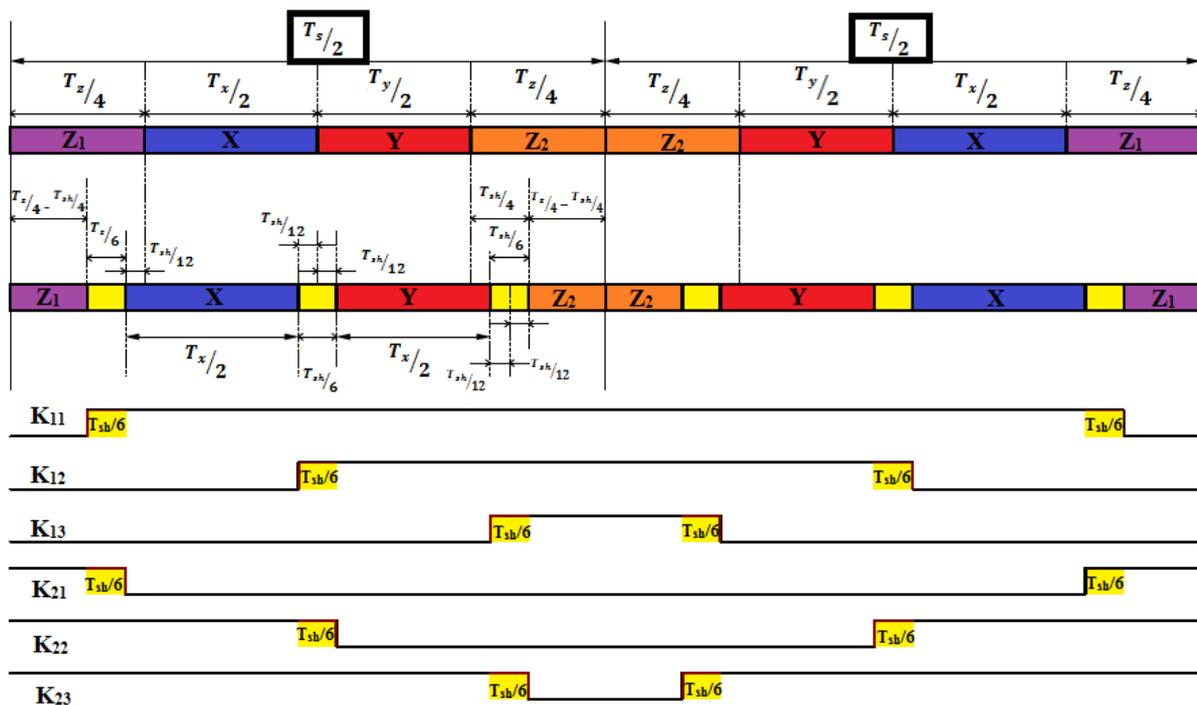


Figure II-10 : Séquence de la stratégie SVM à six court-circuits.

La relation entre le taux de modulation de la stratégie SVM modifiée  $r$ , le facteur d'élévation de la partie DC-DC  $\beta$  et le gain total de l'onduleur  $G$ , ainsi que la relation entre le gain total de l'onduleur et le facteur d'élévation sont illustrées dans les équations II-19 suivantes [04] :

$$\begin{cases} \beta = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ \beta = \sqrt{3} \cdot G - 1 \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

### **II-3.3 Calcul du facteur d'élévation $\beta$ :**

Le facteur d'élévation  $\beta$  dépend du nombre de court-circuit insérée dans une période d'échantillonnage, sous la seule condition que la soustraction de la durée de court-circuit de la durée totale des vecteurs nuls et des états de court-circuits soit supérieure à zéro :

Pour la SVM à quatre court-circuits, la condition citée au-dessus et qui doit être respectée est définie dans la relation suivante :

$$\left( \frac{T_z}{4} \right) - \left( d \cdot \frac{T_s}{4} \right) \geq 0 \quad (\text{II-20})$$

Pour la SVM à six court-circuits, la condition citée au-dessus et qui doit être respectée est définie dans la relation suivante :

$$\left( \frac{T_z}{6} \right) - \left( d \cdot \frac{T_s}{6} \right) \geq 0 \quad (\text{II-21})$$

Et c'est à partir de cette relations que nous pouvons déduire la condition sur la durée maximale de l'état de court-circuit , ce qui est donc exprimée dans la relation II-22 suivante :

$$d \leq \left( \frac{T_z}{T_s} \right) \quad (\text{II-22})$$

On obtient donc le rapport cyclique d'élévation maximale de la stratégie SVM modifiée, c'est-à-dire le taux de court-circuit qu'il est possible d'insérer pour une tension crête de la charge  $V_{max}$  :

$$d_{max} = 1 - m \quad (\text{II-23})$$

En remplaçant la profondeur de modulation  $m$  par son expression dans la relation II-18 dans la dernière expression II-23 :

$$d_{max} = 1 - m = 1 - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{max}}{V_i} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \quad (\text{II-24})$$

tel que  $r$  représente le taux de modulation de la stratégie SVM :

$$r = \frac{V_{max}}{V_i/2} \quad (\text{II-25})$$

De ce qui précède nous pouvons établir les expressions du facteur d'élévation et du gain total de la stratégie SVM appliquée à un onduleur triphasé à structure Z-Source :

$$\begin{cases} \beta = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ G = \frac{r/2}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ \beta = 2 \cdot \sqrt{3} \cdot G - 1 \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

### II-3.4 Résultats et simulations :

Dans le but de valider cette stratégie, on procède à la simulation en utilisant les mêmes valeurs pour les paramètres que celles utilisées dans les simulations précédentes. En exploitant les équations de la relation II-46, on retrouve la valeur du rapport cyclique maximum qu'on peut appliquer pour un taux de modulation  $r = 0.7$ , on retrouve  $d = 0.393$ , cependant, on doit appliquer un rapport cyclique inférieur à cette valeur, afin de ne pas transférer tous les états zéro en états de court-circuits, on fixe donc  $d = 0.358$ , afin de pouvoir observer la séquence complète d'une SVM à quatre ou à six court-circuits.

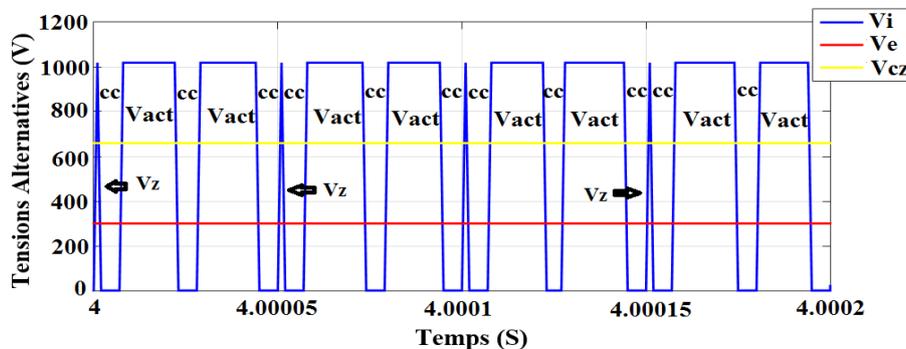
Les simulations ont été effectuées en utilisant les paramètres suivants :

$$\begin{cases} V_e = 300 \text{ volt} \\ r = 0.7 \\ f_p = 10 \text{kHz} \end{cases} \begin{cases} L_z = 10 \text{ mH} \\ r_{Lz} = 1 \Omega \\ C_z = 4.7 \text{ mF} \end{cases} \begin{cases} L_f = 10 \text{ mH} \\ r_{Lf} = 3 \Omega \\ C_f = 60 \mu\text{F} \end{cases} \begin{cases} R_{ch1} = 200 \Omega \\ R_{ch2} = 200 \Omega \\ R_{ch3} = 200 \Omega \end{cases}$$

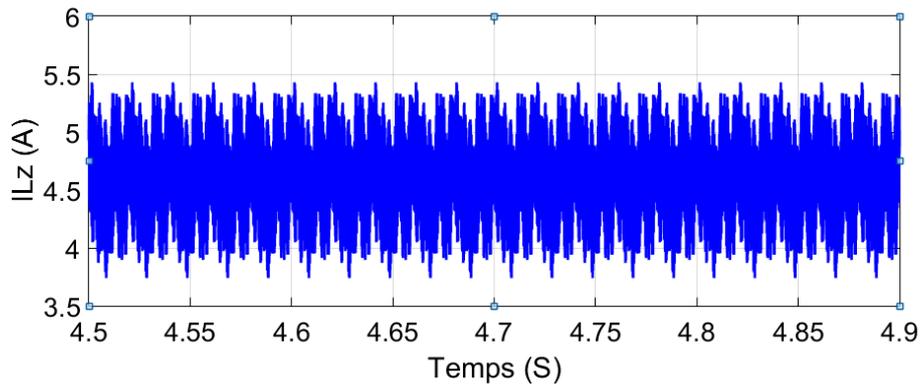
A partir des équations analytique de la relation II-25, on retrouve les valeurs suivantes pour le facteur d'élévation, le gain global, ainsi que les différentes tensions de sortie du système :

$$\begin{cases} d = 0.358 \\ \beta = 3.52 \\ G = 1.232 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_i = 1056 \text{ V} \\ V_{Cz} = 678.16 \text{ V} \\ V_{max} = 369.6 \text{ V} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

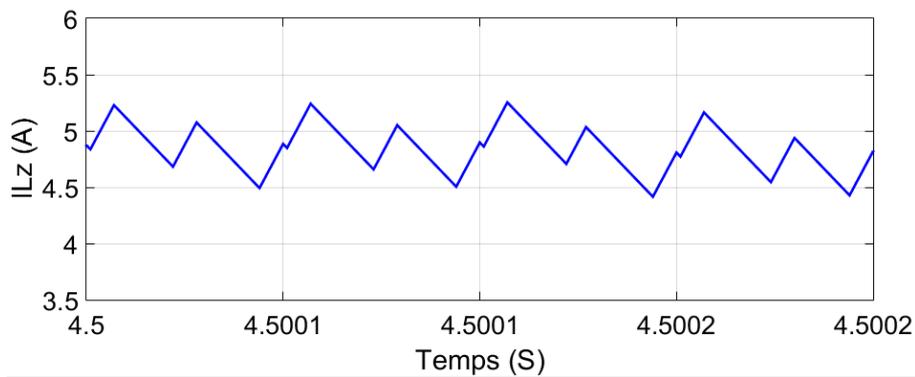
On procède à la simulation de deux types de la stratégie SVM à six court-circuits. Les simulations ont abouti aux résultats suivants :



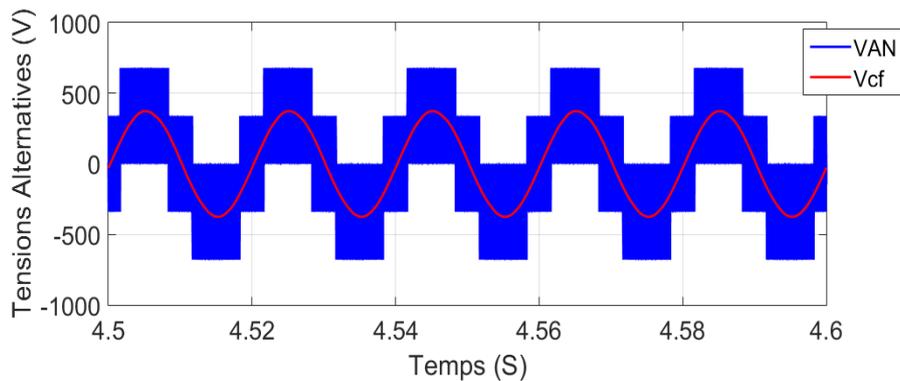
**Figure II-11 :** Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure des tensions  $v_i, v_{Cz}, v_e$ .



**Figure II-12 :** Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure du courant  $I_{Lz}$ .



**Figure II-13 :** Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure du courant  $I_{Lz}$  (Zoom).



**Figure II-14 :** Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure des tensions  $V_{AN}$  et  $V_{cf}$ .

A partir de la figure II-11, en constatant l’allure de la tension  $v_i$ , on peut remarquer la séquence complète de la SVM modifiée à six court-circuits, qui est symétrique, on remarque l’insertion de six états de court-circuits égaux, on remarque la présence d’étas zéro de période très étroite au début, à la fin et au milieu de la période de modulation, ainsi que l’insertion des états de court-circuit entre chaque état zéro et état actif, ainsi qu’entre chaque deux états actifs.

Les valeurs des grandeurs essentiels du système obtenues par simulation sont :

$$\begin{cases} \hat{v}_l = 1091 V \\ v_{Cz} = 695 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \beta = 3.63 \\ d = 0.362 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_{Lz \min} = 2.8 A \\ I_{Lz \max} = 1.1 A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v_{AN \max} = 727.5 V \\ v_{cf \max} = 229 V \end{cases} \quad (\text{II -28})$$

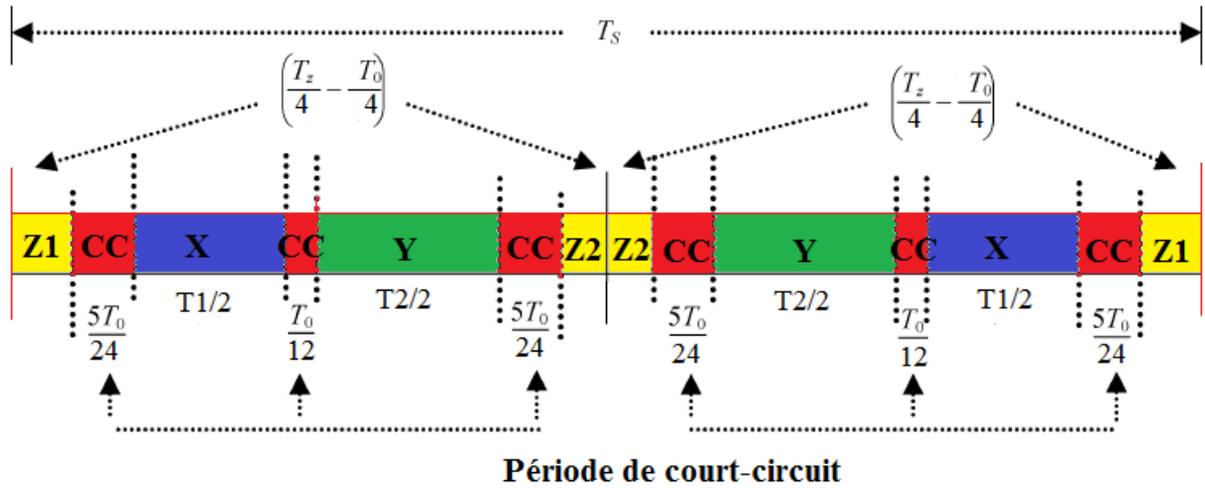
On remarque que les ondulations du courant de l'inductance  $I_{Lz}$  sont très tolérables, elles sont inférieures par rapport à celles enregistrées en utilisant les autres stratégies. On constate que le courant  $I_{Lz}$  par rapport à celui obtenu en simulant les autres stratégies, cependant la tension de sortie  $v_{AN}$  est supérieure à celle obtenue en utilisant les 2 stratégies SVM à quatre courts-circuits, il est aussi important de noter que la forme de l'onde de sortie  $v_{cf}$  obtenue par cette méthode est la meilleure parmi toutes celles obtenues en simulant la commande du dispositif par les autres stratégies.

## **II-4 Nouveau schéma de commutation pour la stratégie SVM à 6-CC :**

### **II-4.1 Principe de fonctionnement :**

Il s'agit d'une modification appliquée à la stratégie SVM à six courts-circuits avec une distribution non égale des états de courts-circuits, et ceci afin de minimiser les ondulations au niveau du courant d'inductances de l'onduleur Z-Source, ainsi que les ondulations de tension aux bornes des condensateurs de l'onduleur Z-Source. En comparaison à la SVM 6-CC traditionnelle, et Pour les mêmes paramètres du système, la technique proposée offre une tension mieux lissée aux bornes du condensateur du réseau d'impédance  $V_{Cz}$ , bus continu, ainsi que la tension alternative à la sortie de l'onduleur. Les ondulations aux bornes des éléments du réseau d'impédance Z-Source doivent être réduites de 75% en utilisant le schéma de commutation de la méthode proposée, qui offre aussi un profil harmonique optimale au niveau de la tension alternative de sortie de l'onduleur. Etant donné que le dimensionnement des éléments du réseau d'impédance Z-Source est basé sur les ondulations tolérées des grandeurs aux bornes des éléments, les dimensions du réseau d'impédance peuvent être réduites considérablement [28].

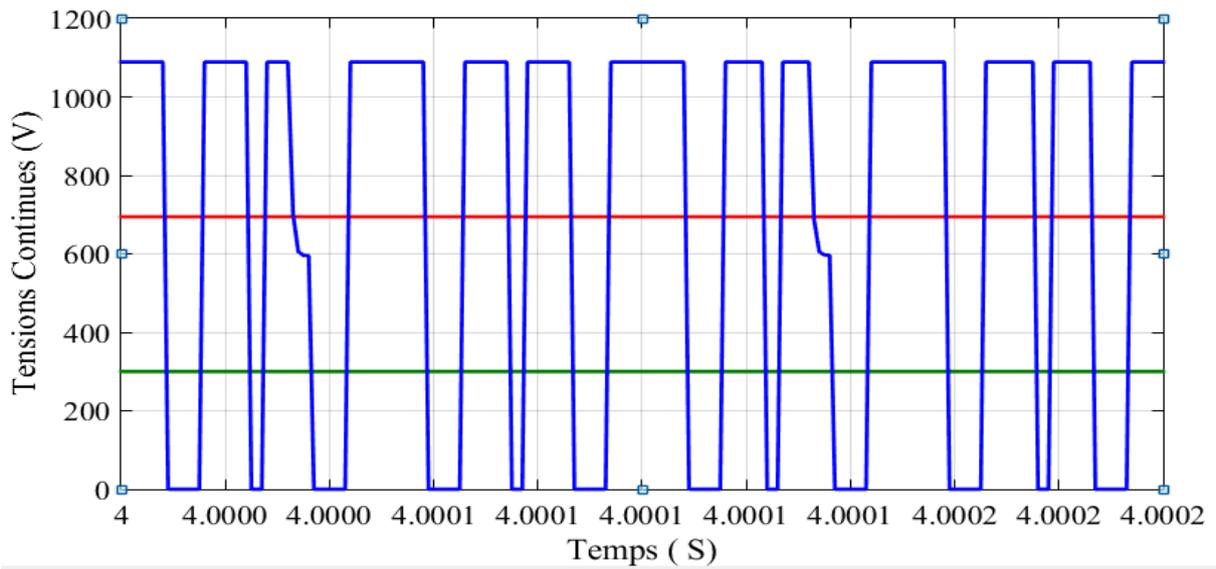
Le schéma de commutation de cette nouvelle technique est illustré sur la figure II-15 suivante :



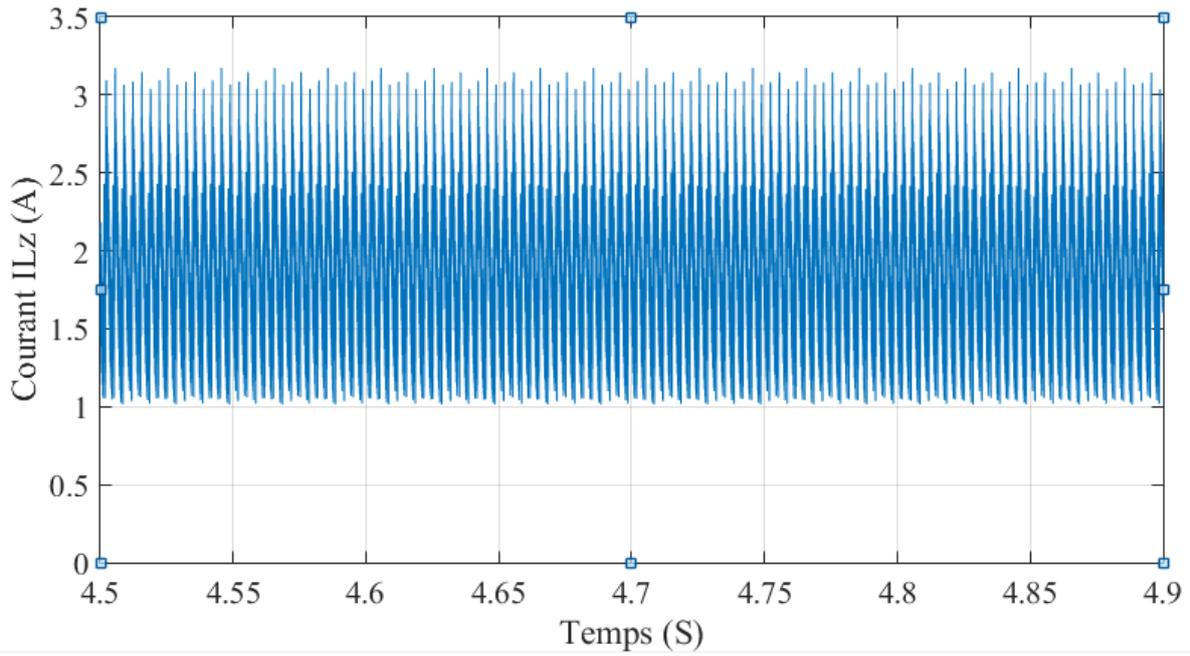
**Figure II-15** : Schéma de commutation de la SVM 6 CC à courts-circuits non égaux.

**II-4.2 Résultats de simulation :**

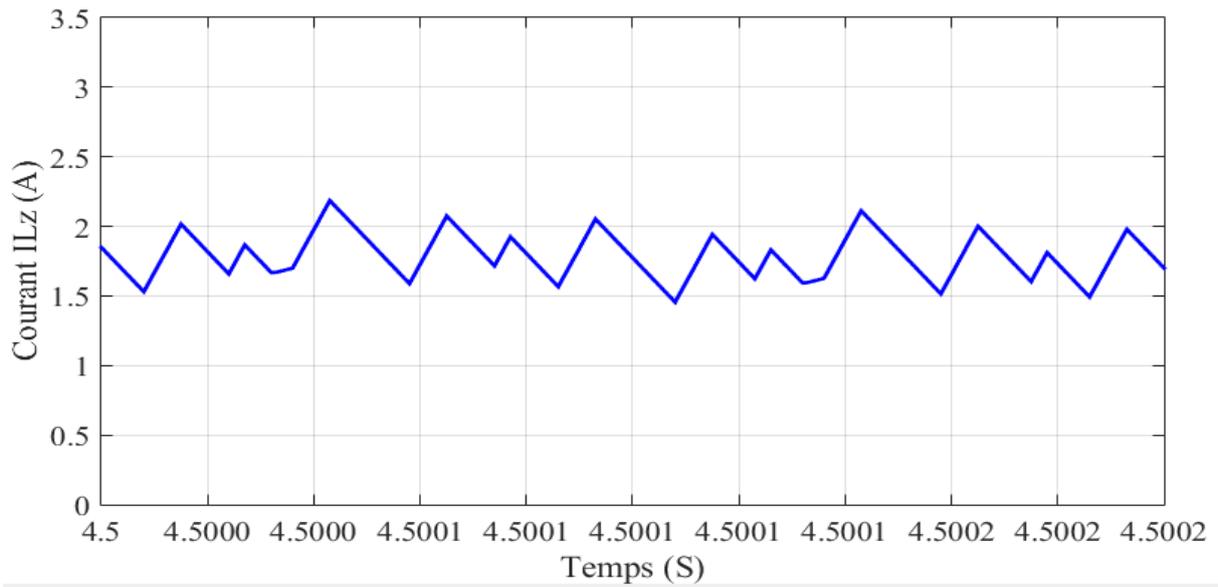
Afin de valider cette stratégie, on procède à la simulation en utilisant les mêmes paramètres de simulation que pour les simulations précédentes :



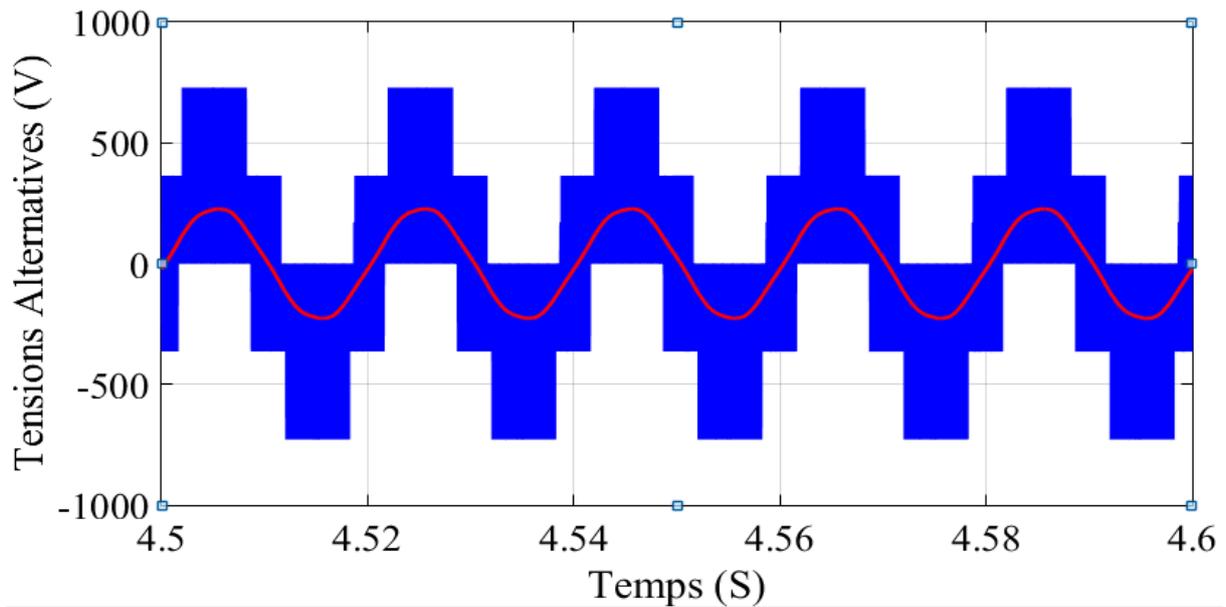
**Figure II-16** : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux. Allure des tensions  $v_i, v_{Cz}, v_e$ .



**Figure II-17 :** Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux. Allure du courant  $I_{Lz}$ .



**Figure II-18 :** Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux. Allure du courant  $I_{Lz}$  (Zoom).



**Figure II-19 :** Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits non égaux. Allure des tensions  $V_{AN}$  et  $V_{cf}$ .

On remarque que le courant  $I_{Lz}$  et la tension  $V_{Cz}$  comportent des ondulations d'amplitudes inférieures à celles remarquées en utilisant la technique SVM à 6 courts-circuits égaux.

### **II-5. Conclusion :**

Durant ce chapitre, nous avons exposé le principe de fonctionnement de la stratégie SVM relative au fonctionnement des onduleurs conventionnels, puis celui de la SVM à 4 courts-circuits ainsi que celui de la SVM à 6 courts-circuits. Nous avons par la suite exposé un nouveau schéma de commutation de la stratégie SVM modifiée. L'analyse de cette technique ainsi que ce nouveau schéma de commutation a été établie en se basant sur les résultats de simulation.

# *Chapitre III :*

*Commande de  
l'onduleur Z-Source  
dans une chaîne  
photovoltaïque  
connecté au réseau.*

### III.1 Introduction :

L'énergie électrique à source solaire générée à partir de cellules photovoltaïques est sous forme de courant continu, et afin de pouvoir utiliser cette énergie et l'injecter dans le réseau électrique, on est tenu de la transformer en alternatif par le biais d'onduleurs qui vont servir comme interface entre les panneaux photovoltaïques et le réseau de distribution, une technologie très approximativement similaire est utilisée avec les piles à combustible, les convertisseurs pour énergie éolienne et les moteurs, cependant malgré la similitude des dispositifs, les considérations sont très spéciales pour les différents cas. L'onduleur constitue l'interface de connexion au réseau, sa commande nécessite une régulation du courant, une régulation du bus continu, ainsi qu'une synchronisation.

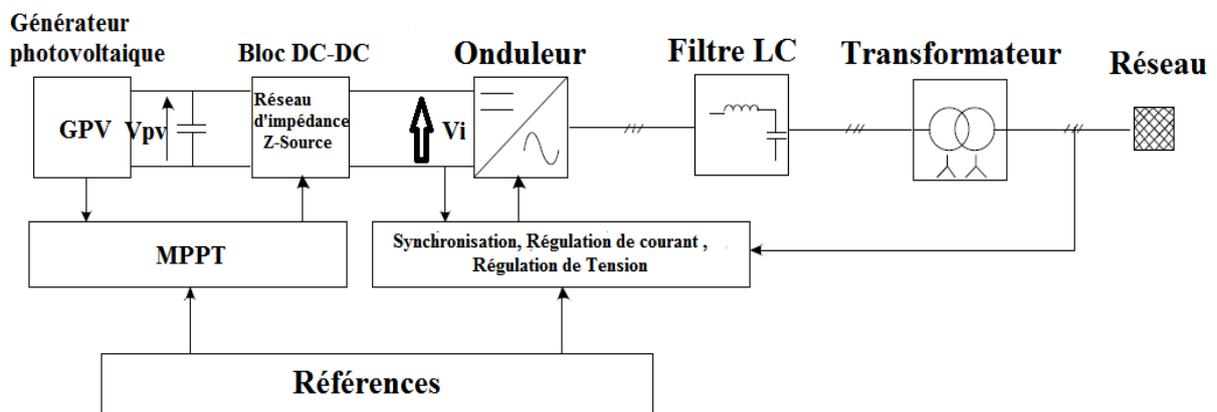
Divers critères doivent être respectés telle que la stabilité du système et la qualité de l'énergie [20], ainsi l'intégration de différentes technologies qui conduit à une diversité croissante du réseau et engendre donc des normes plus restrictives [19].

La majorité de ces besoins et exigences peuvent être satisfaits suivant une commande adéquate du convertisseur relié au réseau, par conséquent, c'est à travers ces dispositifs d'électronique de puissance que les sources d'énergie renouvelable adaptent les paramètres de la puissance générée à ceux exigés par le réseau électrique [20].

Une des techniques les plus employées pour la connexion d'une production décentralisée au réseau électrique est basée sur la commande par orientation de la tension de sortie, cette technique nécessite l'utilisation d'un régulateur pour la tension du bus continu aux bornes du condensateur  $C_Z$  du réseau d'impédance ainsi qu'un autre régulateur pour l'injection des courants dans le réseau [20].

### III.2 Configuration du système :

La structure de l'étage d'adaptation pour la connexion d'un onduleur Z-Source au réseau électrique est illustrée dans la figure V-1 suivante :



**Figure III-1 :** Diagramme général d'un système PV connecté au réseau.

Toute la puissance produite par le générateur photovoltaïque doit être transférée au réseau, le bloc DC-DC, qui est représenté par le réseau d'impédance Z-Source est en charge d'élever la tension afin d'atteindre la valeur de référence imposée pour le bus continu  $V_{CZ}$ , la tension à l'entrée de l'onduleur est mesurée de façon indirecte en multipliant la tension aux bornes du condensateur  $V_{Cz}$  par  $(1 - d)$ . La sortie du réseau d'impédance Z-Source est reliée à un onduleur triphasé, cet onduleur est commandé en courant afin d'injecter ce dernier au réseau avec un facteur de puissance unitaire. Un filtre est utilisé à la sortie de l'onduleur afin de réduire les distorsions de courant et de tension.

Le but de la commande appliquée est d'avoir l'aptitude de contrôler les puissances actives et réactives injectées au réseau par une régulation du courant de sortie de l'onduleur [22]. Cette commande également la régulation du bus continu fictif représenté par la tension de sortie du réseau d'impédance  $V_i$ , et qui est sous forme de créneaux, ainsi qu'une synchronisation des tensions de sortie de l'onduleur avec celles du réseau afin d'éviter la naissance d'un courant de circulation entre les deux systèmes [23].

### **III.3 Stratégie de commande :**

La commande utilise des contrôleurs PI standards pour réguler les courants à la sortie de l'onduleur dans une boucle interne et le bus continu (Tension aux bornes du condensateur  $C_z$  du réseau d'impédance) dans une boucle externe. Une Synchronisation doit être effectuée entre les tensions de sortie de l'onduleur et celles du réseau [20].

#### **III.3.1 Synchronisation avec le réseau :**

Afin de pouvoir connecter normalement un onduleur au réseau électrique, la tension de sortie de l'onduleur doit avoir la même fréquence que celle du réseau pour les trois phases. Ceci peut se faire en déterminant l'angle de la phase de la tension à partir d'une mesure directe du réseau [21].

Cependant, les tensions au point du raccordement de l'onduleur au réseau peuvent comporter des distorsions qui peuvent subsister dans le courant de sortie de l'onduleur, il est donc nécessaire que le système de synchronisation puisse gérer ces distorsions [21].

Il existe plusieurs méthodes envisageables, cependant deux d'entre elles sont les plus fréquemment utilisées, une première méthode consiste à filtrer la tension mesurée au point de raccordement avec le réseau, l'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle génère un déphasage qui est d'autant plus important que la fréquence de coupure du filtre est basse, la deuxième méthode est basée sur la détection du passage par zéro de la tension, chose qui permet donc d'en déduire la période et de reconstruire un signal sinusoïdal unitaire. Cette technique est plus performante que la précédente, cependant, elle n'est pas optimale lors d'un saut de phase par exemple [24].

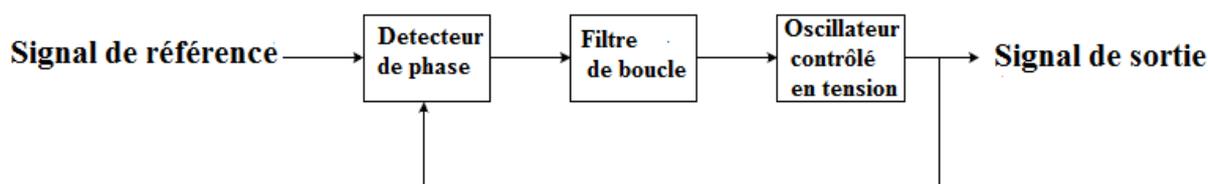
La méthode choisie pour notre application est à base de PLL (Phase Locked Loop). Cette technique basée sur la régulation produit un signal de sortie qui synchronise en phase et en

fréquence avec le signal de l'entrée triphasé, et ceci en utilisant une boucle de réglage [25]. Le processus de synchronisation s'effectue en temps réel, ce qui amène donc la boucle à fonctionner constamment et en temps réel [21].

#### a- Structure d'une PLL :

Un circuit PLL est généralement constitué de trois éléments : Un détecteur de phase, Un filtre de boucle et un oscillateur.

La structure générale de PLL est illustrée sur la figure III-2 ci-dessous :



**Figure III-2 :** Structure générale d'une PLL.

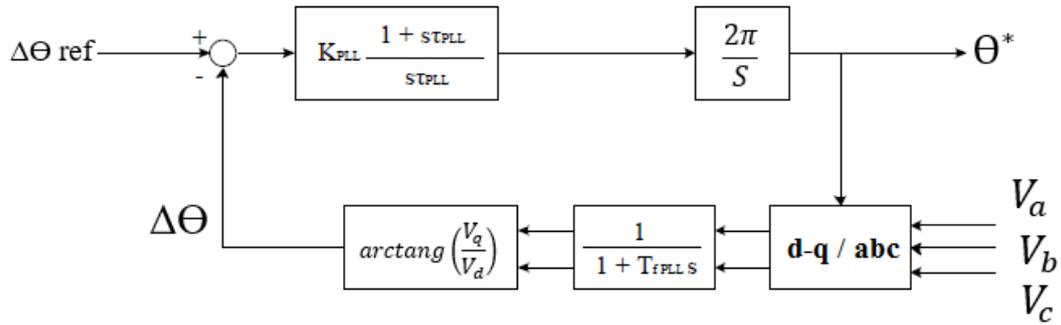
Le détecteur de phase est mis en œuvre en transformant les tensions triphasées du point de raccordement au réseau dans le système biphasé d-q. La différence de phase entre le signal d'entrée et le signal de sortie peut être extraite en appliquant une fonction arc tangente. Ceci fournit donc la différence de phase exacte. Cette différence peut être trouvée indirectement en supposant qu'elle est nulle lorsque  $V_q = 0$ .

Le filtre de boucle est un régulateur, généralement un régulateur PI dont la fonction est d'annuler l'erreur de phase. Il est possible aussi d'utiliser des régulateurs d'ordre supérieur pour augmenter la dynamique du système et ses capacités de filtrage, cependant, cela augmente la complexité du système. Ainsi, l'utilisation d'un régulateur PI nous donne un système de second ordre, ce qui nous confère la possibilité de régler la bande passante de la PLL, ainsi que le facteur d'amortissement en utilisant la théorie des systèmes linéaires.

L'oscillateur contrôlé en tension est situé après le filtre de boucle dont la sortie est une fréquence, généralement, il s'agit d'un simple intégrateur qui nous donne la phase à la sortie.

#### b- Principe de base d'une PLL :

Le principe de la commande PLL est l'orientation de la tension mesurée à partir du point de jonction avec le réseau suivant l'axe direct d, ceci revient donc à annuler la composante en quadrature de cette tension, en d'autres termes, annuler l'angle entre l'axe direct du repère tournant et le vecteur spatial de la tension mesurée, ce qui entraîne par la suite l'annulation de la composante en quadrature, ce principe de fonctionnement est ainsi représenté sur la figure III-3 ci-dessous [22] :



**Figure III-3 :** Boucle de contrôle de la PLL.

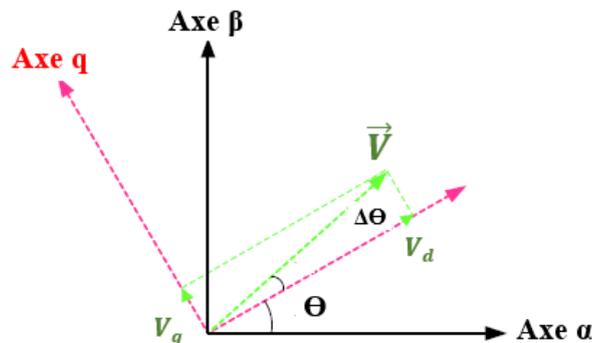
Puisque la valeur est faible, on peut donc effectuer l'approximation suivante :

$$\arctang\left(\frac{V_q}{V_d}\right) = \left(\frac{V_q}{V_d}\right) \quad (\text{III-1})$$

C'est-à-dire que le terme *arctang* se comporte linéairement, on en déduit que :

$$\frac{V_q}{V_d} = \Delta\Theta \quad (\text{III-2})$$

Ainsi, la PLL peut être considérée comme une fonction linéaire, et ceci à des fins de modélisation. Afin d'avoir le vecteur de tension mesurée aligné sur l'axe direct du repère tournant d-q, on pose  $\Delta\Theta_{ref} = 0$ . Si l'angle de la tension mesurée dans le repère fixe  $\alpha$ - $\beta$  est supérieure à l'angle de l'axe d, la vitesse angulaire du repère d-q doit être augmentée, la figure III-4 ci-dessous représente les différentes variables vectorielles.



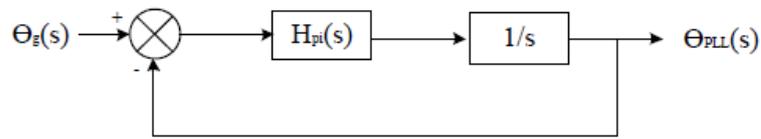
**Figure III-4 :** représentation du vecteur de tension mesurée  $\vec{V}$  dans le repère d-q.

**c- Dimensionnement du régulateur :**

Pour la commande dans le repère synchrone, où les grandeurs sont fixes, un régulateur de type PI constitue la solution idéale pour les onduleurs triphasés connectés au réseau. Dans la forme générale se définit comme suit :

$$H_{PI}(s) = K_p \cdot \frac{1 + T_i s}{T_i s} \quad (\text{III-3})$$

La boucle de régulation illustrant le modèle de la PLL est illustré dans la figure III-5 suivante :



**Figure III-5 : Modèle de la PLL.**

La fonction de transfert en boucle fermée avec l'angle du réseau en entrée et l'angle de la PLL en sortie est donnée par la formule suivante :

$$M(S) = \frac{K_P \cdot S + \frac{K_P}{T_i}}{S^2 + K_P \cdot S + \frac{K_P}{T_i}} = \frac{2\xi \omega_n \cdot S + \omega_n^2}{S^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot S + \omega_n^2} \quad (\text{III-4})$$

Par identification :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_P}{T_i}} \\ \xi = \frac{K_P}{2 \cdot \omega_n} = \frac{\sqrt{K_P \cdot T_i}}{2} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

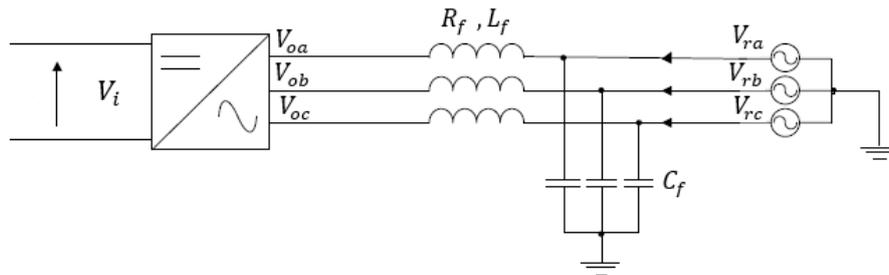
Les paramètres de boucle du second ordre doivent satisfaire :

$$\begin{cases} \omega_0 \geq 2\pi f_0 \\ \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Le choix d'une basse fréquence de coupure  $\omega_n$  assure un bon filtrage, cependant cela peut ralentir le système, une valeur élevée de  $\omega_n$  permet de trouver rapidement la phase et d'assurer le suivi.

### III.3.2 Régulation en courant :

Le but de cette régulation est d'imposer les valeurs de puissance active et réactive à injecter par l'onduleur au réseau [23]. Soit la figure III-6 suivante illustrant la connexion de l'onduleur Z-Source au réseau.



**Figure III-6 : Représentation de la connexion Onduleur Z-Source – Réseau.**

En négligeant les courants passant dans les condensateurs du filtre triphasé LC [26] :

$$V_{r,k} = R_f i_k + L_f \frac{di_k}{dt} + V_{o,k} \quad k = a, b, c \quad (\text{III-7})$$

Avec :

$V_{o,k}$  : Tension à la sortie de l'onduleur.

$V_{r,k}$  : Tension à la sortie du réseau.

$i_k$  : Courant de la ligne.

$R_f, L_f$  : Valeur de l'impédance de la partie inductive du filtre.

On peut exprimer le système sous forme matricielle [26] :

$$\begin{pmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_f + L_f \cdot S & 0 & 0 \\ 0 & R_f + L_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_{oa} \\ V_{ob} \\ V_{oc} \end{pmatrix} \quad (\text{III-8})$$

On utilise la transformation de Park pour passer au repère d-q :

$$P(\Theta) \cdot \begin{pmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{pmatrix} \cdot P(\Theta) \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & L_f & 0 \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \left( P(\Theta) \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \right) + P(\Theta) \cdot \begin{pmatrix} V_{oa} \\ V_{ob} \\ V_{oc} \end{pmatrix} \quad (\text{III-9})$$

Où  $P(\Theta)$  représente la matrice de Park,  $\Theta$  étant l'angle de rotation du repère tournant d-q.

En utilisant les propriétés matricielles classiques, on obtient le système matriciel suivant [26] :

$$\begin{pmatrix} V_{dr} \\ V_{dq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{d0} \\ V_{q0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_f & -L_f \cdot \omega \\ L_f \cdot \omega & R_f \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (\text{III-10})$$

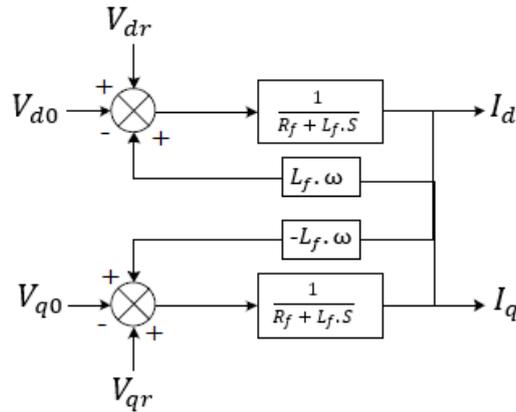
$$\begin{pmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{d0} \\ V_{q0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R_f + L_f \cdot S & -L_f \cdot \omega \\ L_f \cdot \omega & R_f + L_f \cdot S \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (\text{III-11})$$

On a donc le système suivant :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_f \cdot i_d + L_f \frac{di_d}{dt} - L_f \cdot \omega \cdot i_q + V_{d0} \\ V_{qr} = R_f \cdot i_q + L_f \frac{di_q}{dt} + L_f \cdot \omega \cdot i_d + V_{q0} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

$\omega$  étant la pulsation de rotation du repère d-q.

En utilisant ces équations, on obtient le schéma synoptique suivant :



**Figure III-7** : Schéma synoptique du modèle de connexion au réseau électrique-(courants).

Où les termes  $L_f \cdot \omega \cdot i_{dq}$  représentent les termes de couplage entre les axes d et q, ce qui rend la régulation très complexe. Ainsi, on procède à une méthode de compensation par découplage par compensation qui consiste à ajouter une précommande à la boucle de régulation interne [27].

Ainsi, le contrôle des courants suivant l'axe d-q nous permet de contrôler les puissances actives et réactive :

$$\begin{cases} P_{ref} = \frac{3}{2} \cdot (V_{rd} \cdot i_{dref} + V_{rq} \cdot i_{qref}) \\ Q_{ref} = \frac{3}{2} \cdot (V_{rq} \cdot i_{dref} - V_{rd} \cdot i_{qref}) \end{cases} \quad (III-13)$$

Puisqu'on utilise la stratégie PLL, on annule la composante en quadrature de la tension du réseau ( $V_{rq} = 0$ ), le système devient ainsi :

$$\begin{cases} P_{ref} = \frac{3}{2} \cdot (V_{rd} \cdot i_{dref}) \\ Q_{ref} = -\frac{3}{2} \cdot (V_{rq} \cdot i_{dref}) \end{cases} \quad (III-14)$$

Tel que  $Q_{ref}$  représente la puissance réactive de référence requise par la charge et qui doit être injectée dans le jeu de barre à la sortie de l'onduleur, elle nous permet d'avoir la référence du courant réactif à injecter dans le réseau  $i_{qref}$ . Cependant, la référence du courant actif  $i_{dref}$  est fournie par la boucle de régulation du bus continu  $V_{Cz}$ .

On peut déduire à partir du système d'équations (III-14) précédent que le courant  $i_{dref}$  représente l'image directe de la puissance active  $P_{ref}$  injectée dans le réseau, tandis que le courant  $i_{qref}$  est une image directe de la puissance réactive  $Q_{ref}$ .

En ce qui concerne la boucle de régulation des courants  $i_{dref}$  et  $i_{qref}$ , on a besoin de deux régulateurs, un pour le courant de ligne sur l'axe d et un autre pour le courant sur l'axe q, ces deux régulateurs fonctionnent pour le même modèle, ils sont donc identiques, on a donc besoin de calculer que les paramètres d'un seul régulateur.



On a:  $I_{eo 2} = 2. I_{Lz}$  (III-17)

Avec  $I_{eo 2}$  étant le courant moyen de sortie du réseau d'impédance Z-Source durant la période de court-circuit, et  $I_{Lz}$  est la valeur moyenne du courant passant dans l'inductance  $Lz$  du réseau d'impédance.

A partir des équations III-16 et III-17, on obtient :

$$I_{eo} = (1 - d). I_{eo 1} + d. I_{eo 2} \tag{III-18}$$

On remplace  $I_{eo 1}$  et  $I_{eo 2}$  dans la relation V-18 par leurs expressions respectives dans III-16 et III-17, et on obtient :

$$I_{eo} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot I_d}{V_i(1-d)} \cdot (1 - d) + d. 2. I_{Lz} \tag{III-19}$$

$$I_{eo} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot I_d}{V_i} + d. 2. I_{Lz} \tag{III-20}$$

Selon le modèle Moyen de l'onduleur Z-Source, on a :

$$I_{Cz} = I_{Lz} - I_{eo} \tag{III-21}$$

$$I_{Cz} = (1 - d). I_{Lz} - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot I_d}{V_i} \tag{III-22}$$

$$\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot I_d}{V_i} = -I_{Cz} + (1 - 2. d). I_{Lz} \tag{III-23}$$

Afin de calculer la valeur de référence de tension à imposer au bus continu, il est indispensable d'obéir à la relation suivante :

$$V_{Cz} = \frac{V_i + V_{dc}}{2} \tag{III-24}$$

La figure III-9 ci-dessous illustre la boucle de commande de la tension qui peut être modélisée comme suit :

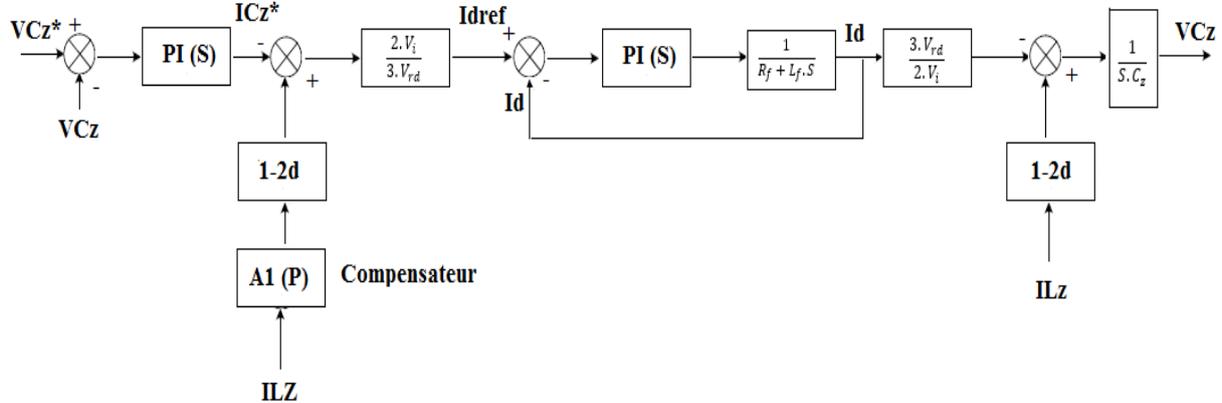


Figure III-9 : Schéma illustrant la boucle de régulation de la tension  $V_{Cz}$ .

La commande générale du système photovoltaïque est représentée dans la figure III-10 suivante :

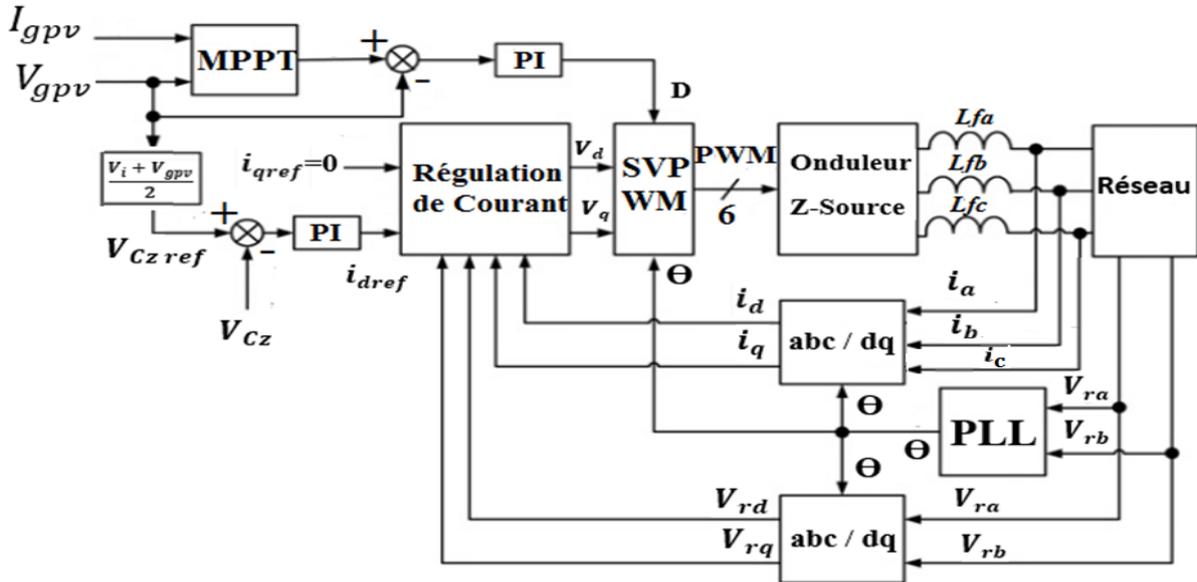


Figure III-10 : Schéma illustrant le contrôle global du système connecté au réseau.

### III.4 Résultats de simulation :

Afin de valider le modèle élaboré dans le chapitre présent, on procède à la simulation du système en utilisant les mêmes valeurs des grandeurs pour le réseau d'impédance et pour le filtre que celles utilisées dans les simulations précédentes. La sortie de l'onduleur Z-Source sera connecté à un réseau de distribution via un transformateur MT-BT. Les tensions fournies par le réseau au point de raccordement sont égales à 220 V efficace.

#### a- Synchronisation avec le réseau :

Afin d'effectuer la synchronisation avec le réseau, on utilise la stratégie PLL dont le schéma de contrôle est illustré sur la figure III-3 en prenant  $\Delta\theta_{ref} = 0$  et  $f_{ref} = 50$  Hz. Les résultats obtenus par simulation sont illustrés sur la figure III-11 ci-dessous.

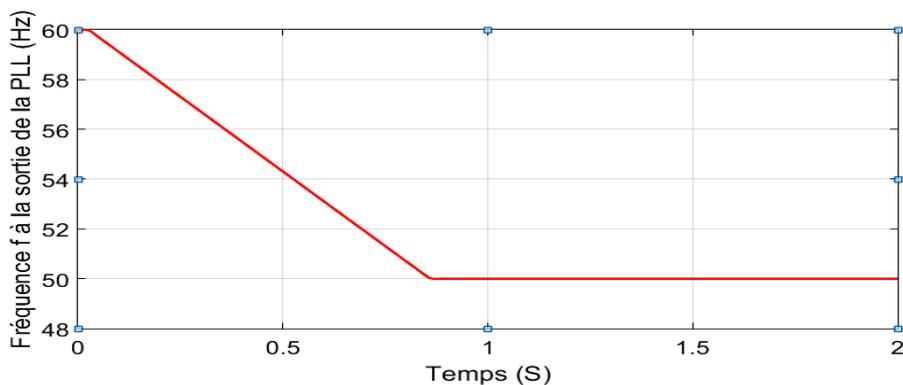
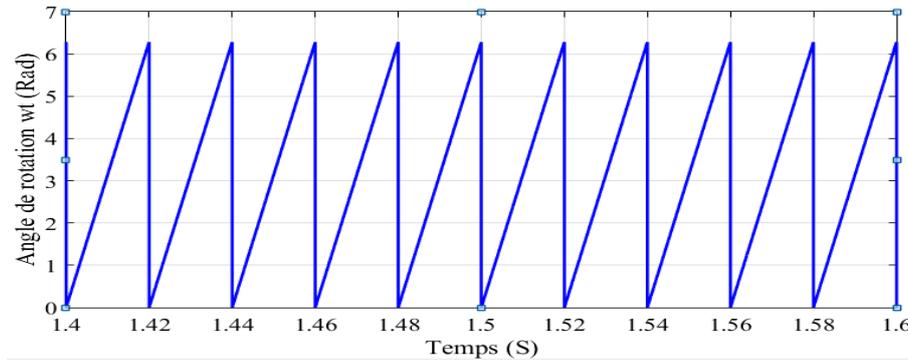


Figure III-11 : Fréquence  $f$  fournie par la stratégie PLL ( $f_{ref} = 50$  Hz).

On peut observer sur la figure III-11 le temps de réponse relatif à la stratégie PLL, qui est égale à 0.85s. On remarque que les sorties du bloc PLL convergent vers les valeurs de fréquence du réseau, ainsi que l'angle de rotation du vecteur spatiale  $V_s$  des tensions du réseau, utilisé par la suite dans les transformations abc-dq.

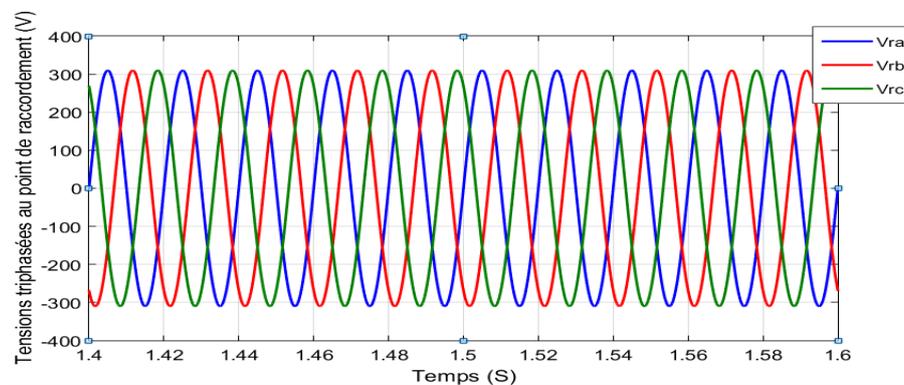
Dans la pratique, la fréquence du réseau n'est pas exactement égale à 50Hz, on admet une marge de variation de  $\pm 2\text{Hz}$  (entre 48 et 52 Hz).



**Figure III-12 :** Angle de rotation  $\omega t$  fournie par la stratégie PLL ( $f_{ref} = 50 \text{ Hz}$ ).

Ces résultats montrent la robustesse de notre PLL dans la poursuite de l'angle de phase. Puisque malgré le changement de la fréquence, les tensions sont synchronisées.

La figure III-13 présentée ci-dessous illustre l'allure des tensions triphasées au point de raccordement de l'onduleur Z-Source au réseau :

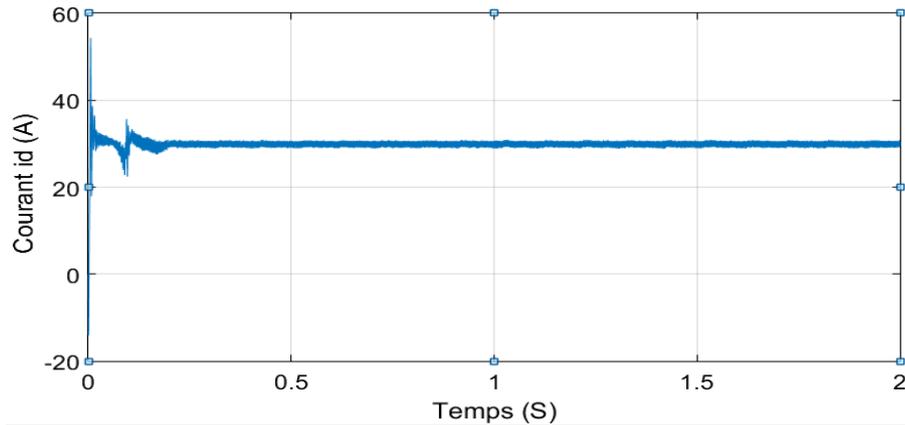


**Figure III-13 :** Schéma illustrant les Tensions triphasées au point de raccordement de l'onduleur Z-Source au réseau.

#### b- Régulation des courants :

Le courant de référence d'axe direct est donné par le régulateur de la boucle externe, on voit bien que le courant  $i_d$  suit la valeur de référence ce qui prouve l'efficacité et la robustesse du régulateur PI utilisé.

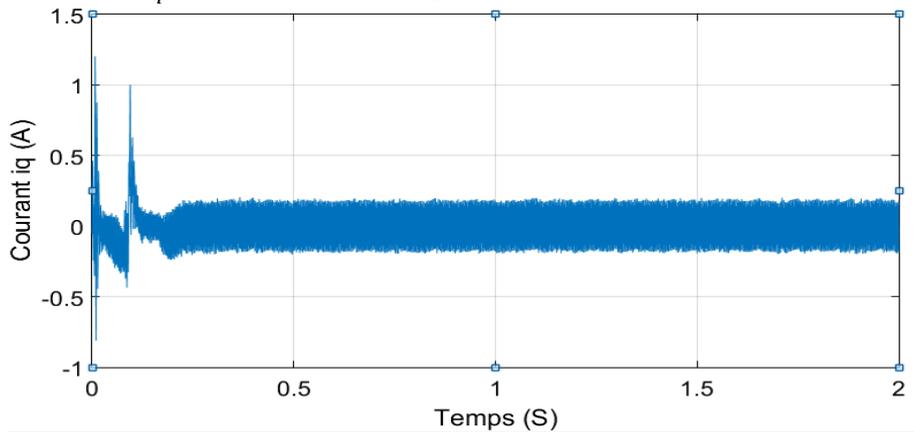
L'allure du courant  $i_d$  est illustré sur la figure III-14 ci-dessous.



**Figure III-14** : Allure du courant direct  $i_d$  à la sortie de l'onduleur.

Nous avons imposé un courant de référence pour l'axe en quadrature égal à zéro afin d'avoir un facteur de puissance unitaire au réseau. On voit que ce courant suit la valeur de référence ce qui prouve, encore une fois, l'efficacité du régulateur PI utilisé.

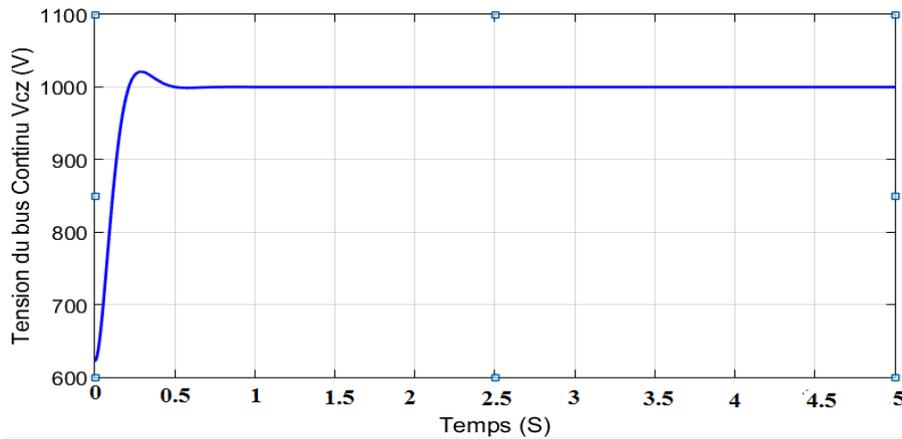
L'allure du courant  $i_q$  est illustrée sur la figure III-14 ci-dessous.



**Figure III-15** : Allure du courant direct  $i_q$  à la sortie de l'onduleur.

### c- Régulation du bus continu $V_{Cz}$ :

La tension de référence du bus continu a été fixée à 1000 V, on voit bien l'efficacité du régulateur PI, utilisé dans la boucle externe, dans l'annulation de l'erreur puisque la tension de sortie est égale à la tension de référence.



**Figure III-16 :** Allure de la tension du bus continu  $V_{cz}$  (V).

### **III.4 Conclusion :**

Un système de commande complet de la chaine photovoltaïque connectée a été présenté et modélisé. Les caractéristiques dynamiques du filtre de sortie et du réseau d'impédance Z-Source ont été étudiées, ainsi qu'une nouvelle stratégie de commande à deux boucles de régulation en cascade a été proposée. Un feedback précis sur la tension du bus continu a été proposée en utilisant la stratégie SVM modifiée. La commande appliquée au système est assurée par :

- La synchronisation des tensions de sorties de l'onduleur avec celles du réseau. Cette action a pour objectif de reconstituer une information sur la composante directe de la tension fondamentale.
- La régulation des courants de sortie de l'onduleur aux valeurs de référence, dans le but de contrôler les puissances actives et réactives injectées suivant les besoins de la charge.
- La régulation de la tension du bus continu suivant une valeur de référence adéquate afin de pouvoir fournir une tension de crête d'amplitude suffisante à l'entrée de l'onduleur, pour ne pas subir des distorsions sur la tension de sortie, et pouvoir en même temps contrôler la tension à la sortie du générateur photovoltaïque pour garantir un fonctionnement optimal.

# Conclusion Générale :

## **IV- Conclusion générale :**

Avec la transition énergétique, les énergies renouvelables occupent maintenant une place stratégique au sein de la perspective énergétique internationale. Le développement de l'énergie solaire photovoltaïque connaît une croissance fulgurante. Inépuisable, universelle, flexible, elle se développe partout dans le monde à un rythme exponentiel depuis plus de vingt ans à l'échelle mondiale. L'énergie solaire photovoltaïque a évolué d'un simple marché de niche vers une source de production d'électricité à une échelle industrielle. Elle connaît donc une mutation très profonde associée à l'intérêt croissant pour cette source d'énergie propre. Une industrie majeure est entrain donc de se constituer comme le montrent l'analyse de la situation et des évolutions.

Par conséquent, et de façon très intéressante, les possibilités d'innovation dans ce domaine sont désormais très grandes portées par le bouillonnement des recherches sur l'amélioration des technologies des convertisseurs statiques.

Ce travail non exhaustif offre quelques perspectives comme continuité présentées ci-dessous :

- Intégration de la structure étudiée dans le domaine de la traction électrique, avec utilisation des méthodes de commande non linéaires.
- La minimisation des capteurs utilisés pour le contrôle de l'onduleur.
- Au niveau du stockage, la technologie Lithium-Ion est la plus prometteuse en raison d'une meilleure tenue de cyclage, ainsi que de meilleurs rendements annoncés en charge et en décharge. Cette piste est intéressante à explorer pour les systèmes autonomes.
- Pour la production photovoltaïque en mode connecté au réseau, la rentabilité de cette dernière sera atteinte de façon optimale lors de l'association d'un système de stockage approprié et une gestion adéquate de puissance assurant la constance de la puissance fournie.

*Bibliographie :*

## **Bibliographie :**

- [01] FANG.ZHENG. PENG “Z-Source Inverter”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 39, NO. 2, MARCH/APRIL 2003.
- [02] J. Anderson et F.Z. Peng, “Four Quasi-Z-Source Inverters,” in Proc. IEEE PESC’08, 2008, pp. 2743-2749.
- [03] [W. Qian](#), F.Z. Peng, [Honnyong Cha](#), “Trans-Z-Source Inverters,” [IEEE Transactions on Power Electronics](#) ( Volume: 26, Issue: 12, Dec. 2011), pp. 3453 – 3463.
- [04] M.T. ACHOUR “Etude et Commande d’un Onduleur Triphasé à Structure Z-source : Application Aux Systèmes Multi-Sources”, Thèse de Magistère 2016, Ecole Militaire Polytechnique.
- [05] V. S. NEVE “A literature Survey on z-source inverter”, VSRD International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Vol. 2 No. 11 November 2012.
- [06] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST, “Alimentations à découpage – Convertisseur à résonance”, édition Masson, p. 249-257, 1994.
- [07] S. LACROIX “Modélisation et commande d’une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries”, thèse de doctorat Université Paris-sud 2013.
- [08] G.SEN “Voltage and current programmed modes in control of the z-source converter” Master of Science, University of Akron 2008.
- [09] M. A. ISMEIL “Modeling and Controller Design of Non Ideal Z-Source Converter”, International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ’12) Santiago de Compostela (Spain), 2012.
- [10] G. SEGUIER, R. BAUSIERE et F. LABRIQUE, “Les convertisseurs de l’électronique de puissance \_ La conversion continu-alternatif”, 2eme édition, Edition Dunod, 1995.
- [11] M.S. BAKAR, N.A. RAHIM, K.H. GHAZALI, et A.H.M. HANAFI, “Z-Source inverter pulse Width modulation – A Survey”, FKEE, Universiti Malaysia Pahang. UMPEDAC, University Malaya.
- [12] M. SHEN, “Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 3, Mai/Juin 2006.
- [13] FANG.Z. PENG, MIAOSENCHEN, ZHAOMING QIAN, “Maximum Boost Control of Z-Source Inverter”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 4, Juillet 2005.

- [14] DJAAFER LALILI, Thèse de doctorat, “MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multi-niveaux, Application à la Conduite de la Machine Asynchrone”, ENP 2009.
- [15] A. M. Trzynadlowski, “The field orientation principle in control of induction motors”, Kluwer Academic Publishers, 1994, ISBN: 0-7923-9420-8.
- [16] R.PAREKH, “VF Control of 3-Phase Induction Mo Using Space Vector Modulation”, 2005 Microchip Technology Inc.
- [17] A.BATTISTON, “Modélisation, commande, et mise en œuvre des onduleurs à source impédente”, thèse de doctorat Université Lorraine. France 2014.
- [18] C.ROFF, “Space Vector Pulse-Width-Modulation For use with Inverters”, Application Note, Department of Computer and Electrical Engineering Michigan State University East Lansing, 2005.
- [19] M. BOBROWSKA-RAFAL, K. RAFAL, M. JASINSKI, M.P. KAZMIERKOWSKI, “Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters », Bulletin of the polish academy of sciences Vol, 59, No 4, Warsaw, 2011.
- [20] N. Hamrouni, A. Chérif, “Modeling and control of a grid connected photovoltaic system”, Revue des Energies Renouvelables, Vol. 10, N°3, Tunis, 2007.
- [21] Jim Ögren, “PLL design for inverter grid connection”, UPPSALA Universitet, 2011.
- [22] Tarjei Midtsund, “Control of Power Electronic Converters in Distributed Power Generation Systems”, Master Of Science in Energy and Environment, Norwegian University of Science and Technology, 2010.
- [23] A. NABIH, YEHEA ISMAIL, A. MAHGOUB, O. MAHGOUB “Control of Space-Vector Modulated Solar Grid-Tied Quasi-Z-source Inverter”, Center of Nanoelectronics and Devices (CND), American University in Cairo (AUC)/Zewail City (ZC), Cairo, Egypt.
- [24] Yann PANKOW, “Étude de l’intégration de la production décentralisée dans un réseau Basse Tension. Application au générateur photovoltaïque”, Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure d’Arts et Métiers, 2004.
- [25] Svein Erik Evju, “Fundamentals of Grid Connected Photo-Voltaic Power Electronic Converter Design”, Master Of Science In Energy and Environment, Norwegian University of Science and Technology, 2007.
- [26] Yu Tang, Jukui Wei, Shaojun Xie, “Grid-tied photovoltaic system with series Z-source Inverter”, Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Nanjing 210016, People’s Republic of China.

- [27] Farid BOUCHAFAA, “Étude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC, Application à la conduite d’une MSAP”, Thèse de Doctorat, ENP, 2006.
- [28] SENGODAN THANGAPRAKASH , AMMASAI KRISHNAN, « A new switching scheme for Z-Source inverter to minimize ripple in the Z-Source elements », International journal of automation and computing , 9(2), April 2012, 200-210.