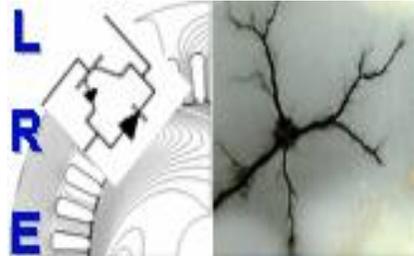


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

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

Intitulé

**Étude, conception et commande d'un onduleur triphasé à
structure Z-source :
Application aux systèmes photovoltaïques multi-sources.**

Présenté par

Younes RIACHE et Mohamed Lamine MESSAOUD

Sous la direction de **Pr. E.M.BERKOUK** et **Pr. M.O.MAHMOUDI**
Soutenu publiquement le 14 juin 2017

Membres du Jury :

Président :

T.ZEBBADJI, Docteur à l'ENP

Rapporteurs :

E.M.BERKOUK, Professeur à l'ENP

M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP

Examineur :

A. Benachour, Doctorant à l'ENP

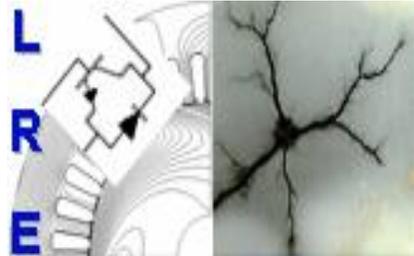
ENP 2017

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

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

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

Intitulé

**Étude, conception et commande d'un onduleur triphasé à
structure Z-source :
Application aux systèmes photovoltaïques multi-sources.**

Présenté par

Younes RIACHE et Mohamed Lamine MESSAOUD

Sous la direction de **Pr. E.M.BERKOUK** et **Pr. M.O.MAHMOUDI**
Soutenu publiquement le 14 juin 2017

Membres du Jury :

Président :

T.ZEBBADJI, Docteur à l'ENP

Rapporteurs :

E.M.BERKOUK, Professeur à l'ENP

M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP

Examineur :

A. Benachour, Doctorant à l'ENP

ENP 2017

ملخص

يهدف هذا المشروع إلى تحسين مردودية المحولات الثابتة، حيث يعتمد على دراسة المموج ثلاثي الأطوار من نوع منوب ذو مصدر ممانع (Z-source) الذي يؤمن أيضا وظيفة رفع مستوى التوتر الكهربائي، تمّ القيام بمقارنة تجريبية لمختلف إستراتيجيات التحكم. إستراتيجية "تعديل الشعاع الفضائي (SVM) مع إدماج 6 حالات استقصار" أعطت أفضل النتائج فاستعملت فيما بعد. تمّ القيام بدراسات حول النمذجة، التحكم و الإدماج ضمن نظام طاقتي متعدد المصادر، المتألف من نظام التخزين (بطاريات) و مولد كهروضوئي. تمّ أيضا إستخدام خوارزمية تتبع نقطة الطاقة العظمى (MPPT) لتحقيق المردود الأمثل للمولد الكهروضوئي. تمّ أخيرا الوصل بالشبكة بواسطة تقنية المزامنة (PLL). إن عمليات المحاكاة سمحت بالتحقق من صحة أداء وقوة التحكم. يمكن لهذا النموذج أن يعوض محولات الجهد المستمرة و المموجات الكلاسيكية.

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

Abstract

This project aims to improve the reliability of the static converters. The study concerned the three-phase Z-source inverter (ZSI) which assures at the same time, the function of a boost converter and a single floor inverter. A comparative study was established by experimenting various strategies of control. The modified SVM with six short-circuits supplies the best results among others. This technique ensures not only the control of the impedance network and the bridge reverser, but it was also used to command the whole structure. Studies were realized on the modeling, the control and the integration of this converter in the multi-source systems, which are composed of a storage system (Batteries) and photovoltaic generator (GPV). The MPPT technique is used to get an optimal functioning of the GPV. A connection to the network is made by PLL synchronization technique. The simulations allowed to confirm the control loops and the response of the systems in terms of performance and robustness. This structure can replace perfectly the systems which integrating an association of a converter DC-DC and a classic inverter.

Key words: Z-source inverter, boost converter, modified SVM, short-circuit, impedance network, photovoltaic generator, MPPT technique, PLL synchronization.

Résumé

Ce projet vise à améliorer la fiabilité des convertisseurs statiques. L'étude a porté sur le cas de l'onduleur triphasé à structure Z-source (ZSI) qui assure à la fois la fonction d'un hacheur survolteur et d'un onduleur dans un seul étage. Une étude comparative a été établie par l'expérimentation de différentes stratégies de commande. La stratégie « SVM modifiée à six court-circuits » fournit les meilleurs résultats. Cette technique, assurant le contrôle simultané du réseau d'impédance et du pont inverseur, a été utilisée par la suite. Des études ont été réalisées sur la modélisation, le contrôle et l'intégration de ce convertisseur dans un système multi-source, composé d'un système de stockage à base des batteries et un générateur photovoltaïque (GPV). La technique MPPT est utilisée pour avoir un fonctionnement optimal en puissance du GPV. Une connexion au réseau est faite à l'aide de la synchronisation PLL. Les simulations ont permis de valider les commandes en matière de performance et robustesse. Cette structure peut remplacer parfaitement les systèmes intégrant une association d'un convertisseur DC-DC avec un onduleur classique.

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.

*À ma chère Maman sans qui je n'aurais pas été là
aujourd'hui,*

*À mes parents, dont l'amour est l'essence de ma réussite,
À la mémoire de mes grands-parents, qui avaient tant voulu
être présents ce-jour,*

À ma sœur que j'adore,

*À mes frères pour leurs encouragements permanents, et leur
soutien moral,*

À ma famille,

À mes amis,

*Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués,
et le fruit de votre soutien infailible.*

Younes

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 gratitudee à nos promoteurs **Pr. EM. BERKOUK** et **Pr. Mohand Oualhadj MAHMOUDI** pour avoir proposé ce sujet, leurs précieux conseils et son aide tout au long de notre travail.*

*Nous tenons également à remercier **Dr. Tahar ZEBBADJI**, enseignant à l'École Nationale Polytechnique, de nous avoir fait l'honneur de présider ce jury.*

*Nous remercions très chaleureusement **Monsieur BENACHOUR**, 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>	19
 Chapitre I : Description et Modélisation d'un onduleur Z-Source.	
<u>I.1. Introduction</u>	22
<u>I.2 Convertisseur Z-Source</u>	24
<u>I.3 Onduleur à structure Z-Source :</u>	24
<u>I.3.1 Topologie d'un onduleur Z-Source</u>	24
<u>I.3.2 Configurations d'un onduleur triphasé de tension à structure Z-Source</u>	25
<u>I.3.3 Analyse du fonctionnement d'un onduleur triphasé Z-Source</u>	26
<u>I.3.3.1 Etats Actifs</u>	27
<u>I.3.3.2 Etat de Court-Circuit (Shoot-Through State)</u>	28
<u>I.3.4 Calcul du Facteur d'élévation β</u>	29
<u>I.4 Modélisation d'un onduleur triphasé à structure Z-Source</u>	31
<u>I.4.1 Modélisation de la partie DC-DC</u>	32
<u>I.4.1.1 Modèle de connaissance (instantané) – Niveau 1</u>	32
<u>I.4.1.2 Modèle Moyen – Niveau 2</u>	33
<u>I.4.1.3 Modèle Petits Signaux – Niveau 3</u>	34
<u>I.4.2 Modélisation de l'association Onduleur triphasé – Filtre passif</u>	38
<u>I.4.3 Modèle de connaissance de la partie DC-AC de l'onduleur Z-Source</u>	39
<u>I.5 Dimensionnement des éléments passifs d'un onduleur Z-Source</u>	40
<u>I.5.1 Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance</u>	40
<u>I.5.1.1 Dimensionnement de l'inductance L_z</u>	40
<u>I.5.1.2 Dimensionnement du condensateur C_z</u>	41
<u>I.5.1.3 Application numérique</u>	42
<u>I.5.2 Dimensionnement des éléments passifs du filtre de sortie</u>	42
<u>I.6 Conclusion</u>	44
 Chapitre II : Stratégie de commande et de contrôle de l'onduleur Z-Source.	
<u>II. 1 Introduction</u>	46
<u>II. 2. Stratégies de commande à MLI sinusoïdale</u>	46
<u>II.2.1 Commande d'élévation simple (Simple Boost control) SBC</u>	46
<u>II.2.2 Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Control) MBC</u>	50
<u>II.2.3 Commande d'élévation maximale Constante (Maximum Constant Boost Control)</u>	50

MCBC	55
II-3 Stratégie de Commande à MLI Vectorielle (SVPWM)	60
II.3.1 -Principe de la stratégie	60
II.3.2- Etats de l'onduleur	61
II.3.3 Tensions de sortie d'un onduleur	62
II.3.4 Principe du vecteur spatiale (Space Vector)	63
II.3.5 Vecteurs de tension de référence	64
II.3.6 Période d'échantillonnage	66
II.3.7 Séquences des interrupteurs de l'onduleur suivant la stratégie	67
II.3.8 Résultats de simulation de la stratégie SVM	70
II.4 Stratégie SVM modifiée pour la commande d'un onduleur à structure Z-source	72
II-4.1 Stratégie SVM à quatre court-circuits	72
II-4.2 Stratégie SVM à six court-circuits	73
II-4.3 Calcul du facteur d'élévation β	74
II-4.4 Résultats et simulations	75
II-4.4.1 Résultats de simulation de la stratégie SVM 4 CC – Type 1	76
II-4.4.2 Résultats de simulation de la stratégie SVM 4 CC – Type 2	77
II-4.4.3 Résultats de simulation de la stratégie SVM 6 CC	79
II.5 Etude comparative des différentes stratégies de commande	81
II.6 Conclusion	82

Chapitre III : Commande de l'association de l'onduleur Z-Source avec un Filtre

Passif.

III.1 Introduction	84
III.2 Modèle de connaissance en vue de réguler la tension de sortie	84
III.3 Commande de l'onduleur Z-Source	86
III.3.1 Contrôle de la tension de crête V_i	86
III.3.2 Modèle du contrôle de la tension V_e	87
III.3.2.1 calcul des paramètres du correcteur $R_i(p)$ de la boucle du courant	89
III.3.2.2 calcul des paramètres du correcteur $R_v(p)$ de la boucle de tension	90
III.3.2.3 Synthèse des régulateurs des deux boucles	91
III.3.3 Commande des grandeurs de sortie de l'onduleur Z-Source	91
III.3.3.1 Modèle du contrôle des grandeurs de sortie	92
III.3.3.2 Les résultats de simulations de l'association (ZSI avec un Filtre LC)	93

III.3.3.2.1 Analyse spectrale entre les tensions d'avant et d'après filtrage	93
III.3.3.2.2 Analyse des résultats	96
III.3.3.2.3 Simulations avec une charge variable	96
III.3.3.2.4 Analyse des résultats	98
III.4 Conclusion	98

Chapitre IV: Insertion de l'Onduleur Z-Source Dans Un Système Multi-Source Isolé du Réseau.

IV.1 Introduction	100
IV.2 Présentation des topologies	100
IV.2.1 La première topologie utilisée	100
IV.2.2 La deuxième topologie utilisée	101
IV.3 Modélisation des sources utilisées	102
IV.3.1 Générateur photovoltaïque	102
IV.3.1.1 Définition	102
IV.3.1.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque	102
IV.3.1.3 Simulation d'un générateur photovoltaïque	105
IV.3.1.4 Détermination du point de fonctionnement optimal (MPP)	108
IV.3.1.5 Principe de fonctionnement de l'algorithme (P&O)	108
IV.3.2 Modélisation du système de stockage	110
IV.3.2.1 Le système des batteries	110
IV.3.2.2 Les paramètres électriques qui caractérisent la batterie [06]	110
IV.3.2.3 Modélisation des batteries	110
IV.4 Modélisation des convertisseurs DC-DC	111
IV.4.1 Modélisation du hacheur survolteur (Boost)	111
IV.4.2 Modélisation du hacheur réversible en courant	112
IV.5 Dimensionnement des éléments passifs	114
IV.5.1 L'ondulation du courant de l'inductance et le choix de l'inductance	115
IV.5.2 L'ondulation de la tension de sortie et le choix des condensateurs	115
IV.5.3 Application numérique	116
IV.6 Le contrôle de la première topologie : [02.15.25]	117
IV.6.1 Le contrôle du hacheur réversible en courant	118
IV.6.1.1 calcul des paramètres du correcteur $R'_i(p)$ de la boucle du courant	119
IV.6.1.2 calcul des paramètres du correcteur $R'_v(p)$ de la boucle de tension	120

IV.6.2	Le contrôle de l'onduleur Z-Source	122
IV.6.3	Les résultats de simulation	123
IV.6.4	Analyse des résultats obtenus (Figure IV-20)	127
IV.7	Le contrôle de la deuxième topologie: [27]	128
IV.7.1	Le contrôle du hacheur survolteur (Boost)	129
IV.7.1.1	calcul des paramètres du correcteur $R_i''(p)$ de la boucle du courant	130
IV.7.1.2	calcul des paramètres du correcteur $R_v''(p)$ de la boucle de tension	131
IV.7.2	Le contrôle du hacheur réversible en courant	132
IV.7.3	Les résultats de simulation de la deuxième topologie	133
IV.7.4	Analyse des résultats obtenus (Figure IV-26)	137
IV.8	Conclusion	137

CHAPITRE V: Système Photovoltaïque à Onduleur Z-Source en Mode Connecté au réseau.

V.1	Introduction	139
V.2	Configuration du système	139
V.3	Stratégie de commande	140
V.3.1	Synchronisation avec le réseau	140
V.3.2	Régulation en courant	143
V.3.3	Régulation de la tension du bus continu V_{Cz}	146
V.4	Résultats de simulation	148
V.5	Conclusion	151
	Conclusion Finale	153
	Bibliographie	155

Liste des figures :

Figure I-1 : Structure d'un convertisseur de tension traditionnel.....	22
Figure I-2 : Structure d'un convertisseur de courant traditionnel.....	23
Figure I-3 : Structure générale d'un convertisseur Z-Source.....	24
Figure I-4 : Structure d'un onduleur de tension à structure Z-Source.....	25
Figure I-5 : Circuit équivalent d'un onduleur triphasé à structure Z-source (Partie DC).....	27
Figure I-6 : Circuit équivalent de l'état actif d'un onduleur Z-Source.....	27
Figure I-7 : Circuit équivalent de l'état Shoot-Through de l'onduleur Z-Source.....	28
Figure I-8 : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC.....	29
Figure I-9 :Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans l'état de shoot-through.....	30
Figure I-10 : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans l'état de non Shoot-Through.....	30
Figure I-11 : Circuit équivalent du modèle Pseudo-Moyen.....	34
Figure I-12 : Circuit équivalent aux sources de tension (Modèle Petits-signaux)-Z-Source....	37
Figure I-13 :Circuit équivalent aux sources de courant (Modèle Petits-signaux)-Z-Source...	37
Figure I-14 : Structure d'un onduleur triphasé Z-Source associée à un filtre triphasé passif LC, et une charge connectée en étoile.....	39
Figure II-1 : Signaux de référence de la stratégie SBC.....	46
Figure II-2 : Caractéristique du gain G en fonction de r.....	48
Figure II-3 : Caractéristique du facteur d'élévation β en fonction du gain total G.....	48
Figure II-4 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allure des tensions V_i, V_{Cz} , et V_e	49
Figure II-5 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allure du courant I_{Lz}	49
Figure II-6 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allure du courant I_{Lz} (Zoom).....	49
Figure II-7 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allures des tensions de sorties simples v_{AN} et v_{Cf}	49
Figure II-8 : Signaux de référence de la stratégie MBC.....	51
Figure II-9 : Variation du gain total G en fonction du rapport des amplitudes r.....	53
Figure II-10 : Variation du facteur d'élévation β en fonction du gain total G.....	53
Figure II-11 : Résultats de simulation de la stratégie MBC-Allure des tensions v_{Cz}, v_i, v_e	53
Figure II-12 : Résultats de simulation de la stratégie MBC- Allure du courant I_{Lz}	54
Figure II-13 : Résultats de simulation de la stratégie MBC- Allure du courant I_{Lz} (Zoom)....	54
Figure II-14 : Résultats de simulation de la stratégie MBC-Allure des tensions V_{AN} et v_{Cf} ...	54
Figure II-15 : Signaux de référence de la stratégie MCBC.....	56
Figure II-16 : Caractéristique de variation du gain G en fonction du rapport des amplitudes r.....	57
Figure II-17 : Caractéristique de variation du facteur d'élévation β en fonction du gain total G.....	57
Figure II-18 : Résultats de simulation de la stratégie MCBC-Allures des tensions V_i, v_{Cz} , et V_e	58

Figure II-19 : Résultats de simulation de la stratégie MCBC-Allure du courant I_{Lz}	59
Figure II-20 : Résultats de simulation de la stratégie MCBC-Allure du courant I_{Lz} (Zoom)....	59
Figure II-21 : Résultats de simulation de la stratégie MCBC-Allure des tensions de sortie v_{AN} et v_{cf}	59
Figure II-22 : Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	61
Figure II-23 : les huit états (configurations) d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	61
Figure II-24 : Structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	62
Figure II-25 : Diagramme représentant les positions vectorielles de l'onduleur à deux niveaux, relatives à la stratégie SVM.....	64
Figure II-26 : Diagramme représentant les amplitudes des vecteurs de tensions de sorties discrets et de $v_{sref(max)}$	66
Figure II-27 : Diagramme illustrant les états X, Y, Z, pour chacun des six secteurs de la SVM.....	67
Figure II-28 : Formes des fonctions logiques F_{ij} des interrupteurs pour les six secteurs et durant une période d'échantillonnage T_s	69
Figure II-29 : Résultats de simulation de la stratégie SVM-Allure des tensions v_{AN}, v_{cf}	71
Figure II-30 : Résultats de simulation de la stratégie SVM-Spectre de la tension v_{AN} obtenue par FFT.....	71
Figure II-31 : Résultats de simulation de la stratégie SVM-Spectre élargi de la tension v_{AN} obtenu par FFT.....	71
Figure II-32 : Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur.....	72
Figure II-33 : Séquence de la stratégie SVM à quatre court-circuits.....	73
Figure II-34: Séquence de la stratégie SVM à six court-circuits.....	74
Figure II-34: Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1) -Allure des tensions v_i, v_{Cz}, v_e	76
Figure II-35 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1) -Allure du courant I_{Lz}	76
Figure II-36 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1) -Allure du courant I_{Lz} (Zoom)	76
Figure II-37 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1) -Allure des tensions V_{AN} et V_{cf}	77
Figure II-38 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2) -Allure des tensions v_i, v_{Cz}, v_e	78
Figure II-39 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2) -Allure du courant I_{Lz}	78
Figure II-40 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2) -Allure du courant I_{Lz} (Zoom)	78
Figure II-41 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2) -Allure des tensions V_{AN} et V_{cf}	79
Figure II-42 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits -Allure des tensions v_i, v_{Cz}, v_e	79
Figure II-43 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits	

-Allure du courant I_{Lz}	79
Figure II-44 :Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits	
-Allure du courant I_{Lz} (Zoom).....	80
Figure II-45 :Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits -Allure des tensions V_{AN} et V_{cf}	80
Figure III- 1 : Modèle de connaissance du filtre en vue de contrôler la tension de sortie.....	85
Figure III- 2: Modèle de connaissance dans le repère d-q en vue de contrôler la tension v_{cfd}	85
Figure III- 3: Modèle de connaissance dans le repère d-q en vue de contrôler la tension v_{cfq}	86
Figure III- 4 : Les deux méthodes du contrôle de la tension.....	87
Figure III- 4 : Le circuit électrique de l'onduleur Z-Source.....	88
Figure III- 5 : Schéma bloc de l'onduleur Z-Source, en vue de commander la tension V_{Cz} ...	88
Figure III- 6: Schéma bloc inverse de la régulation de l'onduleur Z-Source, en vue de commander la tension V_{Cz}	88
Figure III- 7: Schéma synoptique du contrôle des grandeurs de sortie.....	92
Figure III- 8: Modèle inverse du contrôle de la tension de sortie filtrée V_s suivant l'axe direct et l'axe quadratique.....	92
Figure III- 9 : Allure de la tension avant filtrage d'une seule phase.....	94
Figure III- 10 : Spectre de la tension avant filtrage d'une seule phase.....	94
Figure III- 11 : Zoom sur le spectre de la tension avant filtrage d'une seule phase.....	94
Figure III- 12 : Allure de la tension après filtrage d'une seule phase.....	95
Figure III- 13 : Spectre de la tension après filtrage d'une seule phase.....	95
Figure III- 14 : Zoom sur le spectre de la tension avant filtrage d'une seule phase.....	95
Figure III- 15 : Allure des tensions simples filtrées V_s	96
Figure III- 16 : Allure des courants de charge I_{ch}	96
Figure III- 17 : Allure des tensions simples v_{s1ref} et v_{s1}	97
Figure III- 18: Allures des tensions v_{Czref} et v_{Cz}	97
Figure III- 19 : Allure du courant I_{Lz}	97
Figure III- 20 : Allure du courant I_{Lz} (Zoom).....	97
Figure III- 21 : Les commandes des gâchettes générées par la stratégie SVM 6 C-C.....	97
Figure IV- 1 : Schéma explicatif du sens de l'écoulement de puissance dans les deux topologies.....	100
Figure IV- 2 : Schéma synoptique de la première topologie.....	101
Figure IV- 3 : Schéma synoptique de la deuxième topologie.....	102
Figure IV- 4 : Le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	103
Figure IV- 5 : Circuit équivalent d'un générateur photovoltaïque.....	105
Figure IV-6 : Les quatre caractéristiques I_{pv}/V_{pv} et P_{pv}/V_{pv} du module SW250-poly	

lorsque la température/l'irradiation est constatée.....	107
Figure IV- 7 :Schéma illustratif du principe de fonctionnement de l'algorithme P&O.....	109
Figure IV- 8 : Organigramme de l'algorithme P&O.....	109
Figure IV- 9 : La variation de la tension durant la charge et la décharge.....	110
Figure IV- 10: Modèle électrique d'une batterie.....	111
Figure IV- 11: Le circuit du hacheur survolteur de tension.....	112
Figure IV- 12: le circuit du hacheur réversible en courant.....	112
Figure IV- 13 : Les deux configurations possibles pour le hacheur réversible en courant....	113
Figure IV- 14 : Les formes d'ondes des tensions et courants d'un convertisseur élévateur en mode de conduction continue.....	114
Figure IV- 15: Schéma synoptique de la première topologie avec les boucles de contrôle des convertisseurs DC-DC.....	118
Figure IV- 16: Schéma bloc du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_{Cz}	119
Figure IV- 17: Schéma bloc inverse de la régulation du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_{Cz}	119
Figure IV- 18: Principe de contrôle de l'optimisation du rendement énergétique du GPV...	122
Figure IV- 19: Schéma bloc de contrôle en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV.....	123
Figure IV- 20 : Les résultats de simulation de la première topologie.....	127
Figure IV- 21: Schéma synoptique de la deuxième topologie avec les boucles de contrôle des convertisseurs DC-DC.....	128
Figure IV- 22: Schéma bloc du hacheur survolteur en utilisant le modèle moyen, en vue de commander V_{PV}	129
Figure IV- 23: Schéma bloc inverse de la régulation du hacheur survolteur, en vue de commander V_{PV}	130
Figure IV- 24: Schéma bloc du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_e	133
Figure IV- 25: Schéma bloc inverse de la régulation du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_e	133
Figure IV- 26 : Les résultats de simulation de la deuxième topologie.....	136
Figure V-1 : Diagramme général d'un système PV connecté au réseau.....	139
Figure V-2 : Structure générale d'une PLL.....	141
Figure V-3 : Boucle de contrôle de la PLL.....	142
Figure V-4 : représentation du vecteur de tension mesurée \vec{V} dans le repère d-q.....	142
Figure V-5 : Modèle de la PLL.....	143
Figure V-6 : Représentation de la connexion Onduleur Z-Source – Réseau.....	143
Figure V-7 : Schéma synoptique du modèle de connexion au réseau électrique-(courants)..	145
Figure V-8 : Schéma illustrant les boucles de régulation des courants sur les axes d-q.....	146
Figure V-9 : Schéma illustrant la boucle de régulation de la tension V_{Cz}	147
Figure V-10 : Schéma illustrant le contrôle global du système connecté au réseau.....	148
Figure V-11 :Fréquence f fournie par la stratégie PLL ($f_{ref} = 50 \text{ Hz}$).....	148

Figure V-12 : Angle de rotation ωt fournie par la stratégie PLL ($f_{ref} = 50 \text{ Hz}$).....	149
Figure V-13 : Schéma illustrant les Tensions triphasées au point de raccordement de l'onduleur Z-Source au réseau (V).....	149
Figure V-14 : Allure du courant direct i_d à la sortie de l'onduleur.....	150
Figure V-15 : Allure du courant direct i_q à la sortie de l'onduleur.....	150
Figure V-16 : Allure de la tension du bus continu V_{cz} (V).....	151

Liste des tableaux :

Tableau I-1 : Configurations possibles d'un onduleur Z-Source.....	26
Tableau II-1 : Durées de fermeture des interrupteurs pendant une période d'échantillonnage et dans chacun des six secteurs.....	70
Tableau II-2 : Tableau récapitulatif des relations analytiques des paramètres de chaque stratégie.....	81
Tableau IV-1: Caractéristique électrique du module PV SW250 poly.....	106

Liste des Abréviations

Acronyme	Signification
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 ² , 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

Symbole	Unité	Signification
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
β		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 ²]	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
ω	[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
θ_{ref}	[rd]	l'angle de la tension mesurée dans le repère fixe α - β

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 km² du pays reçoivent un ensoleillement d'ordre de 2.500 KWh/m²/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.

Le rendement des panneaux photovoltaïques dépend fortement des conditions climatiques (Température et éclairage) alors que les onduleurs classiques fonctionnent uniquement lorsque le niveau de tension DC sera supérieur au niveau de la tension AC [01]. Donc, 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 aussi les différents niveaux de modélisation.

Dans le second chapitre, nous étudions les différentes techniques de commande de ZSI, et puis en fait une étude comparative qui nous donne la meilleure technique possible. Cette technique sera ensuite utilisée afin de contrôler l'association de notre onduleur avec un filtre

passif LC dans le chapitre III et pour commander des systèmes multi-sources isolés du réseau, composés d'un générateur photovoltaïque et un système de stockage dans le chapitre VI. En plus, les différents résultats de simulations du fonctionnement et les boucles de régulations vont être exposés.

Le chapitre V 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 :
Description et Modélisation
d'un Onduleur Z-Source.

I.1. Introduction :

Il existe deux types de convertisseurs Statiques. Convertisseur à source de tension (Voltage Source Converter) et convertisseur à source de courant (Current Source Converter).

Dans le cas des convertisseurs AC/DC ou DC/AC, on distingue deux types de convertisseurs, les onduleurs et les redresseurs. Dans notre cas d'étude, nous nous intéresserons aux onduleurs. L'onduleur de tension est le plus couramment utilisé, cependant, il possède certaines limitations théoriques et conceptuelles qui doivent être prises en compte [01] :

- L'amplitude de la sortie alternative coté AC est limitée et ne peut pas excéder la valeur de la tension continue coté DC, donc la tension continue doit être supérieur à la tension alternative que nous voulons obtenir en sortie, et de ce fait là, l'onduleur à structure de tension est considéré comme un onduleur Buck. Dans le cas où la tension de source continue est limitée, et un survoltage de la tension alternative de sortie est nécessaire, on aura obligatoirement besoin d'un convertisseur DC-DC afin d'obtenir la tension AC désirée. Le convertisseur DC-DC additionnel augmente le cout du système et amoindrit l'efficacité.
- Les interrupteurs supérieurs et inférieurs d'un même bras de l'onduleur ne peuvent pas être actionné en même temps, sinon, un court-circuit aura lieu et détruira ainsi le dispositif fournissant la tension DC. Donc l'existence d'un temps mort entre l'allumage de l'interrupteur supérieur et inférieur est plus que nécessaire pour éviter ce risque, cependant cela va affecter le fonctionnement de l'onduleur et causer des distorsions de la forme sinusoïdale pour la tension de sortie.
- La nécessité d'un filtrage de la tension à la sortie de l'onduleur (selon le type de la charge) en comparaison avec l'onduleur à source de courant qui cause d'avantage de pertes en puissance et présente une complexité à la commande.

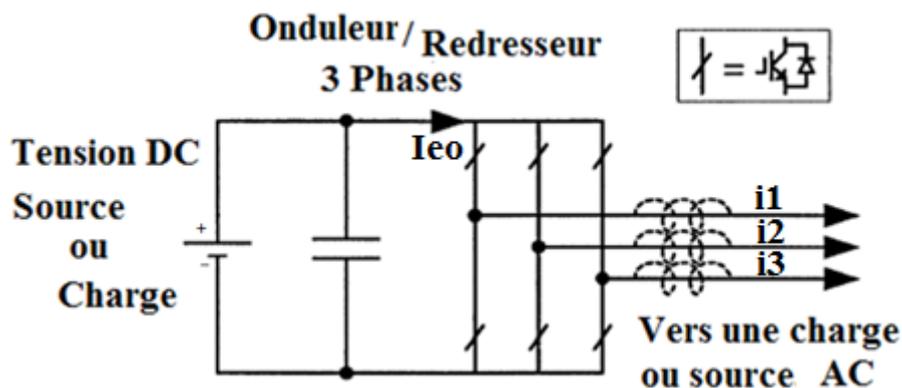


Figure I-1 : Structure d'un convertisseur de tension traditionnel.

Par contre, l'onduleur à source de courant possède les barrières et les limitations conceptuelles et théoriques suivantes [01] :

- La tension de sortie alternative doit être supérieure à la tension d'entrée continue. De ce fait, l'onduleur à source de courant constitue un convertisseur DC-AC Boost. Dans les applications où on a besoin d'une large plage pour la tension de sortie alternative, un convertisseur DC-DC Buck-Boost est nécessaire. Un étage de conversion supplémentaire augmenterait le coût du système et amoindrirait son efficacité [01].
- Afin de garantir qu'il n'y ait pas d'ouverture de circuit qui causerait la destruction des composants de l'onduleur, au moins l'un des interrupteurs inférieur ou supérieur d'un même bras doit rester allumé pour garantir la circulation du courant, l'existence d'un temps d'allumage commun des deux interrupteurs du même bras est donc nécessaire pour garantir une commutation sans risque. Ce temps de chevauchement peut ainsi causer des distorsions au niveau de la forme sinusoïdale de la tension de sortie [01].

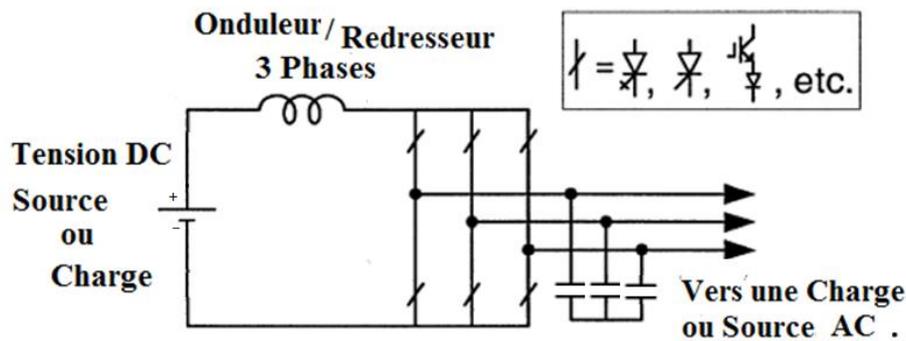


Figure I-2 : Structure d'un convertisseur de courant traditionnel.

D'autant plus, les deux types des convertisseurs possèdent aussi des limitations communes. Les convertisseurs V-source et I-source présentent les problèmes suivants [01] :

- Ils sont soit Buck soit Boost respectivement, ils ne peuvent pas fonctionner en Buck-Boost en même temps. Leur marge de tension obtenue en sortie est limitée à être inférieure (supérieure) à la tension d'entrée continue.
- Les deux circuits ne sont pas interchangeables. Dans d'autres mots, le circuit du convertisseur V-source ne peut être utilisé pour le convertisseur I-source, ni Vice - Versa.
- En ce qui concerne leur fiabilité, les deux convertisseurs sont sensibles aux interférences électromagnétiques.

Le convertisseur Z-source a été inventé en 2003 par Z. PENG afin de palier à tous ces types de problèmes traditionnels. Il s'agit d'un convertisseur de puissance à impédance-source (Impédance-Fed). La structure proposée emploie un unique réseau d'impédance pour coupler le circuit du convertisseur principal à la source de puissance, charge, ou autre convertisseur (redresseur par exemple), afin de fournir des configurations ne pouvant pas être observées dans les convertisseurs V-source (ou I-source traditionnel), ou une capacité (ou une inductance) est utilisée, respectivement. Le convertisseur Z-source dépasse les barrières théoriques et les limitations conceptuelles des convertisseurs V-source et I-source mentionnées ci-haut. Le convertisseur Z-Source offre un nouveau concept de conversion de puissance [01] [04].

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} connectés 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].

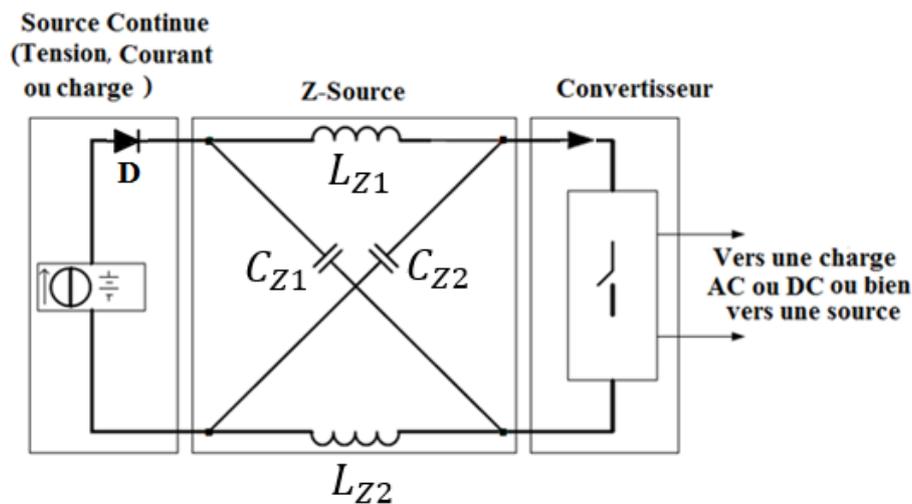


Figure I-3: Structure générale d'un convertisseur Z-Source.

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].

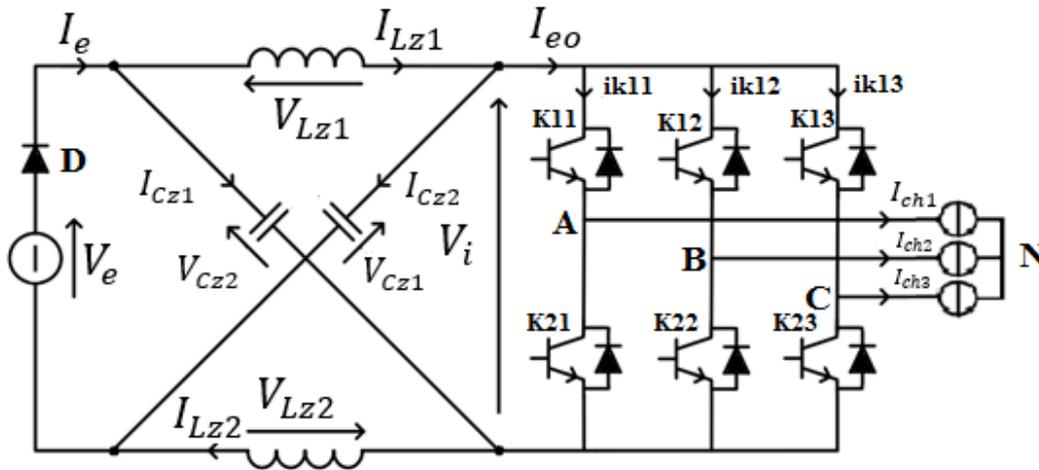


Figure I-4 : Topologie d'un onduleur de tension à structure Z-Source.

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.

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.3.2 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.

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 (Élévateur 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.

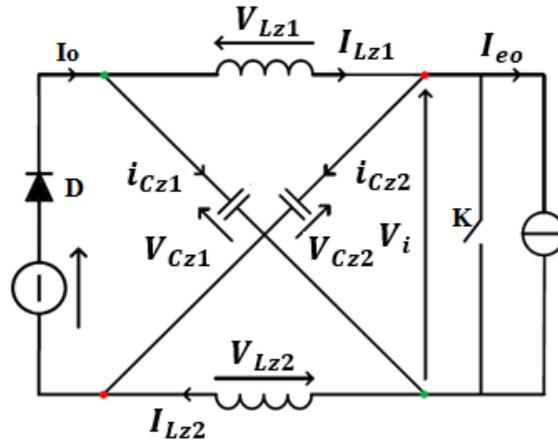


Figure I-5 : Circuit équivalent d'un onduleur triphasé à structure Z-source (Partie DC).

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).

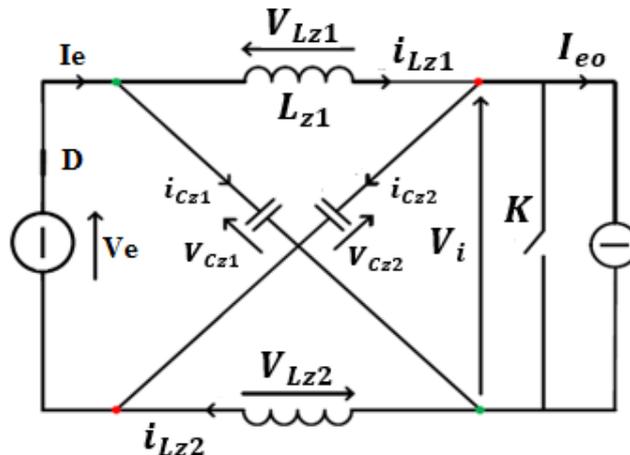


Figure I-6 : Circuit équivalent de l'état actif d'un onduleur Z-Source.

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.

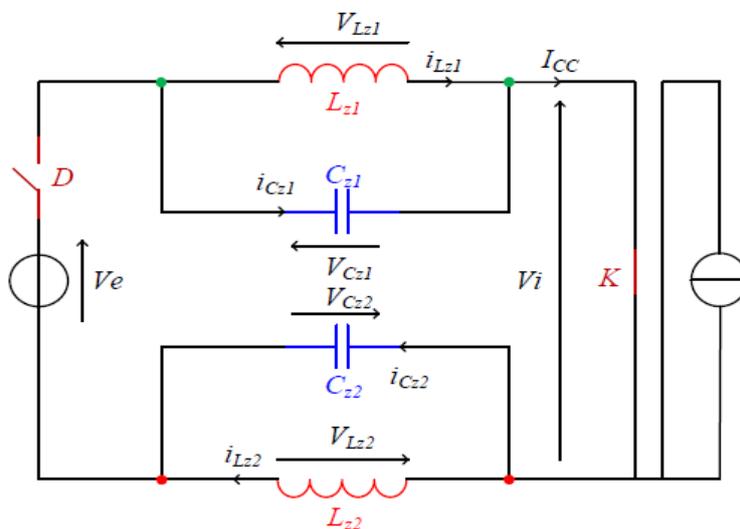


Figure I-7 : Circuit équivalent de l'état Shoot-Through de l'onduleur Z-Source.

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 β :

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 β [01].

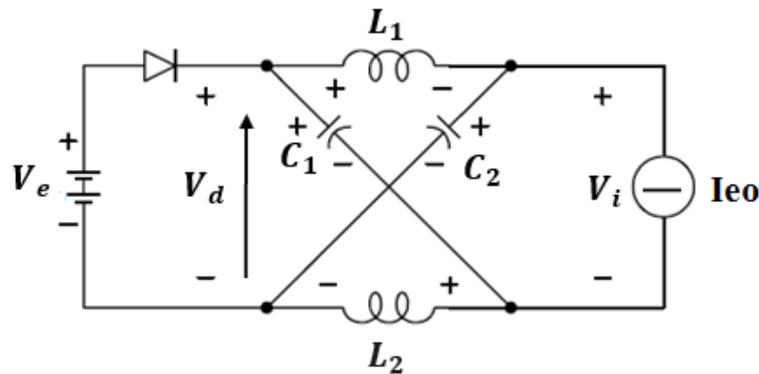


Figure I-8 : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC.

Le facteur β 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] :

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

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

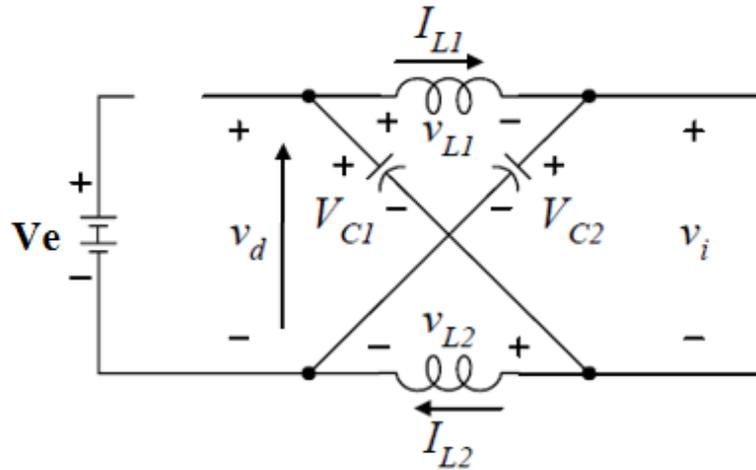


Figure I-9 : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans l'état de shoot-through.

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 ».

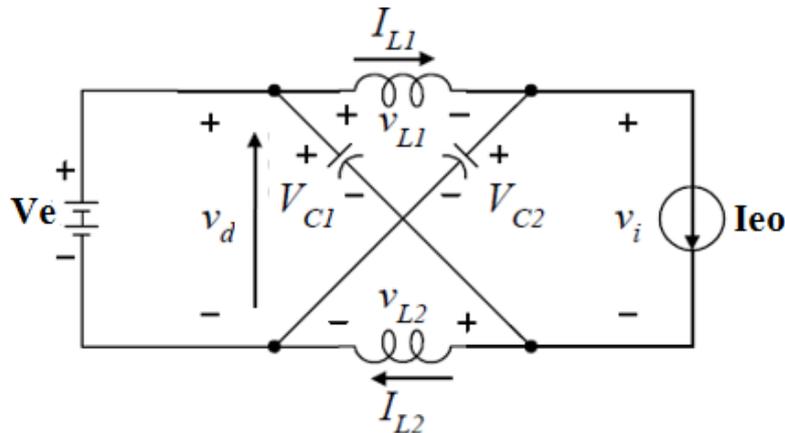


Figure I-10 : Circuit équivalent de l'onduleur Z-Source vu par la source DC dans les états actifs.

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] :

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

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

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

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

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

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

Ce facteur β 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 :

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

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 trois modèles différents de par leurs domaines de validités ainsi que leurs degrés de réflexion de la réalité physique. Ces modèles vont 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 système possède différentes configurations durant une période de découpage, ces configurations se répètent de façon périodique. Ils existent différents types de modélisation à différentes échelles de temps et à différentes échelles de variation de la grandeur, celles qui prennent en compte la composante continue et celles qui s'intéressent aux variations, il est donc nécessaire de choisir judicieusement le modèle qui correspond le plus à son application, son cahier des charges.

Nous traitons ci-dessous trois types de modélisation relatives à la partie DC-DC de l'onduleur triphasé à structure Z-Source, similaire dans son fonctionnement à un hacheur de tension continu, avant de traiter par la suite la modélisation de l'onduleur triphasé conventionnel associé au filtre triphasé passif de type LC.

I.4.1 Modélisation de la partie DC-DC :

Cette modélisation est établie en exploitant le circuit équivalent de l'onduleur Z-source schématisé la figure, ainsi que les différents états de la partie DC-DC de l'onduleur, cependant, on néglige les chutes de tension et ainsi les pertes au niveau des interrupteurs de l'onduleur (IGBT et Diode).

I.4.1.1 Modèle de connaissance (instantané) – Niveau 1 :

Dans cette modélisation nous allons représenter le système de façon instantanée (en temps réel), à l'échelle de temporelle de la fréquence de découpage, c'est-à-dire exprimer les valeurs instantanées des variables d'états du système. Nous utiliserons le paramètre F_K qui représente la fonction de connexion de l'interrupteur fictif K à la sortie du système, ce paramètre booléen peut prendre les deux valeurs : « 0 » quand l'interrupteur est ouvert et « 1 » quand l'interrupteur est fermé. L'interrupteur K représente les trois bras de l'onduleur [4].

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{Lz1}(t) = (1 - F_K) \cdot (V_e - V_{Cz2}(t)) + F_K \cdot V_{Cz1}(t) \\ V_{Lz2}(t) = (1 - F_K) \cdot (V_e - V_{Cz1}(t)) + F_K \cdot V_{Cz2}(t) \\ I_{Cz1}(t) = (1 - F_K) \cdot (I_{Lz2}(t) - I_{eo}(t)) + F_K \cdot (-I_{Lz1}(t)) \\ I_{Cz2}(t) = (1 - F_K) \cdot (I_{Lz1}(t) - I_{eo}(t)) + F_K \cdot (-I_{Lz2}(t)) \end{array} \right\} \text{et } F_K \in \{0,1\} \quad (\text{I-17})$$

En utilisant un réseau d'impédance équilibrée symétrique, on obtient [4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{Lz}(t) = V_{Cz}(t) + (1 - F_K) \cdot (V_e - 2 \cdot V_{Cz}(t)) \\ I_{Cz}(t) = I_{Lz}(t) - (1 - F_K) \cdot I_{eo}(t) \end{array} \right\} \quad (\text{I-18})$$

À partir de ces deux équations, nous allons établir le modèle d'états sous la forme matricielle, en prenant comme vecteur d'état constitué des deux composantes suivantes $i_{Lz}(t)$ et $v_{Cz}(t)$ [4].

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 \\ 0 & C_Z \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - F_K & 0 \\ 0 & 1 - F_K \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_e - v_{Cz}(t) \\ I_{eo}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Cz}(t) \\ i_{Lz}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{Lz} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

Cette modélisation inclut à la fois des grandeurs électriques qui constituent des paramètres continus, ainsi qu'un paramètre discontinu (la fonction de conversion). Ce modèle hybride de l'onduleur constitue donc un modèle non linéaire.

Ce modèle fonctionne obligatoirement à un pas de simulation liée à la fréquence de découpage. La durée d'un pas de simulation de ce modèle doit être relativement très inférieure à la période de découpage, afin que le modèle fonctionne correctement.

Compte tenu de ce modèle, les variables d'état du système varient tout au long d'une période de découpage, et ceci même durant le régime permanent, il est donc difficile d'élaborer une commande efficace pour un système dont les dynamiques sont très rapides.

Afin d'élaborer donc des lois de commande efficace, on a besoin d'un modèle avec des temps de simulation plus rapide, ainsi que des variables d'état qui prennent des valeurs plus ou moins fixes durant le régime permanent, chose que nous allons détailler dans la partie suivante.

I.4.1.2 Modèle Moyen – Niveau 2 :

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].

$$\left\{ \begin{array}{l} L_Z \cdot \overline{i_{Lz}(t)} = \overline{V_e(t)} - \overline{v_{Cz}(t)} + 2 \cdot \overline{F_K \cdot v_{Cz}(t)} - \overline{F_K \cdot v_e(t)} - r_{Lz} \cdot \overline{i_{Lz}(t)} \\ C_Z \cdot \frac{d}{dt} \overline{v_{Cz}(t)} = \overline{F_K \cdot I_{eo}(t)} + \overline{i_L(t)} - \overline{I_{eo}(t)} \end{array} \right\} \quad (I-20)$$

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 $d(t)$.

$$d(t) = F_{Kg} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t-T}^t F_K \cdot dt \quad (I-21)$$

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].

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} L_Z \cdot \frac{d}{dt} I_{Lz}(t) = V_e - V_{Cz}(t) + d(t) \cdot (2 \cdot V_{Cz}(t) - V_e) - r_{Lz} \cdot I_{Lz}(t) \\ C_Z \frac{d}{dt} V_{Cz}(t) = d(t) \cdot I_{eo}(t) + I_{Lz}(t) - I_{eo}(t) \end{array} \right\} \quad (\text{I-23})$$

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

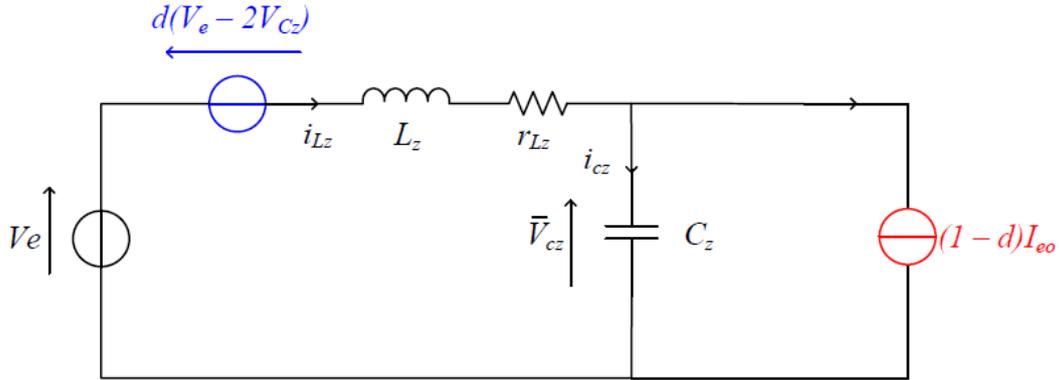


Figure I-11 : Circuit équivalent du modèle Pseudo-Moyen.

On peut écrire ces équations de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_Z \cdot \frac{d}{dt} \cdot I_{Lz}(t) = V_{Cz}(t) + (1 - d(t)) \cdot (V_e - 2 \cdot V_{Cz}(t)) - r_{Lz} \cdot I_{Lz}(t) \\ C_Z \cdot \frac{d}{dt} V_{Cz}(t) = I_{Lz}(t) - (1 - d(t)) \cdot I_{eo}(t) \end{array} \right\} \quad (\text{I-24})$$

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.4.1.3 Modèle Petits Signaux – Niveau 3 :

Le modèle petits-signaux est une analyse approximative du comportement du circuit de puissance contenant des éléments non-linéaires (interrupteurs), avec des équations linéaires. Il est applicable autour d'un point de fonctionnement, quand les variations des courants et des tensions ont considérablement une très petite amplitude par rapport aux composantes continues de ces tensions et courants [04].

Cette modélisation nous procure une représentation linéaire du système. Il est nécessaire que les valeurs moyennes soient établies ainsi que l'ondulation due à la commutation ignorée.

Nous noterons les variables ainsi : \bar{x} qui représente la variable globale d'une grandeur, est égale à : $\bar{x} = X + \hat{x}$, ou X représente la valeur de la composante DC continue du régime permanent, tandis que \hat{x} représente une petite variation autour du point de fonctionnement DC

(elle constitue donc la composante AC des grandeurs). Le modèle de petits signaux sert donc à mettre en évidence le fonctionnement statique, d'étudier le comportement dynamique, et en déduire enfin les fonctions de transfert dynamiques des variables principales [04].

La valeur moyenne temporelle d'un signal $x(t)$ sur un intervalle T est définie :

$$\langle x(t) \rangle = \overline{x(t)}_T = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(t) \cdot dt \quad (\text{I-25})$$

Durant l'état de court-circuit, le modèle est exprimé ainsi :

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 \\ 0 & C_Z \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_{Lz} & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

Durant l'état de non-shoot-through, quand l'interrupteur K est ouvert, le modèle du système s'exprime sous cette forme :

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 \\ 0 & C_Z \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_{Lz} & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_e(t) \\ -i_{eo}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

En considérant la charge comme purement résistive, on pose R_{ch} égale à la résistance équivalente à la charge triphasée [04] :

$$\text{On a alors : } i_{eo}(t) = \frac{v_i(t)}{R_{ch}} = \frac{2 \cdot v_{Cz}(t) - v_e(t)}{R_{ch}}$$

On peut donc écrire le système ainsi :

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 \\ 0 & C_Z \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_{Lz} & -1 \\ 1 & \frac{-2}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lz}(t) \\ v_{Cz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot v_e(t) \quad (\text{I-28})$$

Etant donné une certaine fréquence de commutation, on note le complémentaire du rapport cyclique par :

$$d\dot{(t)} = 1 - d(t). \quad (\text{I-29})$$

En utilisant la méthode de la valeur moyenne temporelle sur les deux états précédents de l'onduleur, on obtient donc [04]:

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 \\ 0 & C_Z \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \overline{i_{Lz}(t)} \\ \overline{v_{Cz}(t)} \end{bmatrix} = \left\{ \overline{d(t)} \begin{bmatrix} -r_{Lz} & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} + \overline{d\dot{(t)}} \begin{bmatrix} -r_{Lz} & -1 \\ 1 & \frac{-2}{R_{ch}} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \overline{i_{Lz}(t)} \\ \overline{v_{Cz}(t)} \end{bmatrix} + \overline{d\dot{(t)}} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{R_{ch}} \end{bmatrix} \overline{v_e(t)} \quad (\text{I-30})$$

Ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 \\ 0 & C_Z \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \overline{i_{Lz}(t)} \\ \overline{v_{Cz}(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r & \overline{d\dot{(t)}} - \overline{d(t)} \\ \overline{d\dot{(t)}} - \overline{d(t)} & \frac{-2 \cdot \overline{d\dot{(t)}}}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_{Lz}(t)} \\ \overline{v_{Cz}(t)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{d\dot{(t)}} \\ \overline{d\dot{(t)}} / R_{ch} \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

On procède à l'application de la méthode des signaux sur les valeurs moyennes des grandeurs constituant le modèle précédent [04] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{i_{Lz}(t)} = I_{Lz} + \widehat{i_{Lz}}(t) \\ \overline{v_{Cz}(t)} = V_{Cz} + \widehat{v_{Cz}}(t) \\ \overline{v_e(t)} = V_e + \widehat{v_e}(t) \end{array} \right\}; \text{Et } \left\{ \begin{array}{l} \bar{d}(t) = d_0 + \hat{d}(t) \\ \bar{\dot{d}}(t) = \dot{d}_0 + \hat{\dot{d}}(t) = \dot{d} - \hat{\dot{d}}(t) \end{array} \right\} \quad (\text{I-32})$$

On a:

$$\frac{\bar{dx}}{dt} = \frac{dX}{dt} + \frac{d\hat{x}}{dt} = \frac{d\hat{x}}{dt} \quad (\text{I-33})$$

On suppose que la composante AC est beaucoup plus petite que la composante DC. Pour cette raison les suivantes équations sont considérées comme une linéarisation des valeurs moyennes des signaux [07].

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\overline{i_{Lz}(t)}}{\overline{v_{Cz}(t)}} \right] = \frac{d}{dt} \left[\frac{I_{Lz} + \widehat{i_{Lz}}(t)}{V_{Cz} + \widehat{v_{Cz}}(t)} \right] = \frac{d}{dt} \frac{\widehat{i_{Lz}}(t)}{\widehat{v_{Cz}}(t)} \quad (\text{I-34})$$

Les dérivées des composantes DC étant nulles, on obtient donc [04] :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_z & 0 \\ 0 & C_z \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widehat{i_{Lz}}(t) \\ \widehat{v_{Cz}}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r & d_0 - \dot{d}_0 \\ \dot{d}_0 - d_0 & -2 \cdot \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ V_{Cz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r & d_0 - \dot{d}_0 \\ \dot{d}_0 - d_0 & -2 \cdot \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i_{Lz}}(t) \\ \widehat{v_{Cz}}(t) \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ -2\hat{d}(t) & 2 \frac{\hat{\dot{d}}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ V_{Cz} \end{bmatrix} &+ \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ -2\hat{d}(t) & 2 \frac{\hat{\dot{d}}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i_{Lz}}(t) \\ \widehat{v_{Cz}}(t) \end{bmatrix} + V_e \cdot \begin{bmatrix} \dot{d}_0 \\ \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} - V_e \cdot \begin{bmatrix} \hat{\dot{d}}(t) \\ \frac{\hat{\dot{d}}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \widehat{v_e}(t) \cdot \begin{bmatrix} \dot{d}_0 \\ \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} - \\ \widehat{v_e}(t) \cdot \begin{bmatrix} \hat{\dot{d}}(t) \\ \frac{\hat{\dot{d}}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} & \quad (\text{I-35}) \end{aligned}$$

Puisque on a supposé que les termes AC sont négligeables par rapport aux termes DC des grandeurs électriques constituant le modèle du système, il est d'autant plus évident que les termes AC de deuxièmes degrés sont négligeables, alors, nous pouvons écrire le modèle de l'onduleur comme ce qui suit [08] :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_z & 0 \\ 0 & C_z \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widehat{i_{Lz}}(t) \\ \widehat{v_{Cz}}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r & d_0 - \dot{d}_0 \\ \dot{d}_0 - d_0 & -2 \cdot \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ V_{Cz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r & d_0 - \dot{d}_0 \\ \dot{d}_0 - d_0 & -2 \cdot \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i_{Lz}}(t) \\ \widehat{v_{Cz}}(t) \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ -2\hat{d}(t) & 2 \frac{\hat{\dot{d}}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Lz} \\ V_{Cz} \end{bmatrix} &+ V_e \cdot \begin{bmatrix} \dot{d}_0 \\ \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} - V_e \cdot \begin{bmatrix} \hat{\dot{d}}(t) \\ \frac{\hat{\dot{d}}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \widehat{v_e}(t) \cdot \begin{bmatrix} \dot{d}_0 \\ \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{I-36})$$

La dérivée des termes DC à droite est nulle, par conséquent les termes purement DC à droite doivent être nulles [04] :

$$\begin{bmatrix} L_Z & 0 \\ 0 & C_Z \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{LZ}(t) \\ \widehat{v}_{CZ}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r & d_0 - \dot{d}_0 \\ \dot{d}_0 - d_0 & -2 \cdot \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i}_{LZ}(t) \\ \widehat{v}_{CZ}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2\dot{d}(t) \\ -2\dot{d}(t) & 2 \frac{\dot{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{LZ} \\ V_{CZ} \end{bmatrix} - V_e \cdot \begin{bmatrix} \dot{d}(t) \\ \frac{\dot{d}(t)}{R_{ch}} \end{bmatrix} + \widehat{v}_e(t) \cdot \begin{bmatrix} \dot{d}_0 \\ \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \end{bmatrix} \quad (I-37)$$

En appliquant la transformée de Laplace sur le système, on obtient les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} (L_Z p + r_{LZ}) \cdot \widehat{i}_{LZ}(p) = (d_0 - \dot{d}_0) \cdot \widehat{v}_{CZ}(p) + d_0 \cdot \widehat{v}_e(p) + (2V_{CZ} - V_e) \cdot \dot{d}(p) \\ C_Z \cdot p \cdot \widehat{v}_{CZ}(p) = (\dot{d}_0 - d_0) \cdot \widehat{i}_{LZ}(p) - \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} \cdot \widehat{v}_{CZ}(p) + \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} \cdot \widehat{v}_e(p) + (-2 \cdot I_{LZ} + \frac{2V_{CZ}}{R_{ch}} - \frac{V_e}{R_{ch}}) \dot{d}(p) \end{array} \right\} \quad (I-38)$$

On peut représenter les deux équations ci-dessous par les deux circuits équivalents suivants [08], [09] :

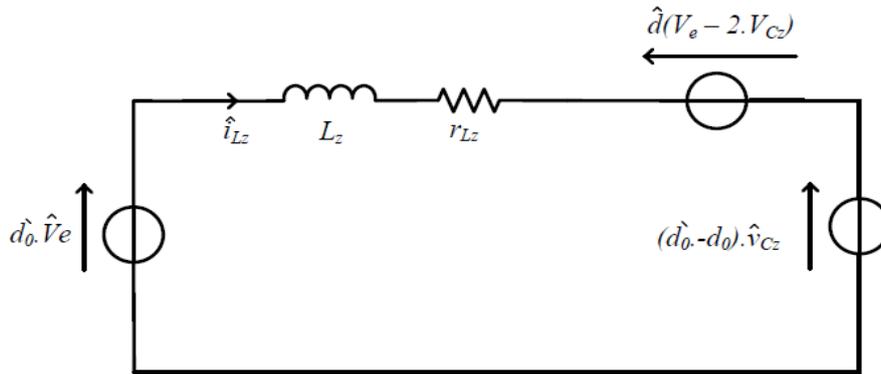


Figure I-12 : Circuit équivalent aux sources de tension (Modèle Petits-sinaux) - Z-Source.

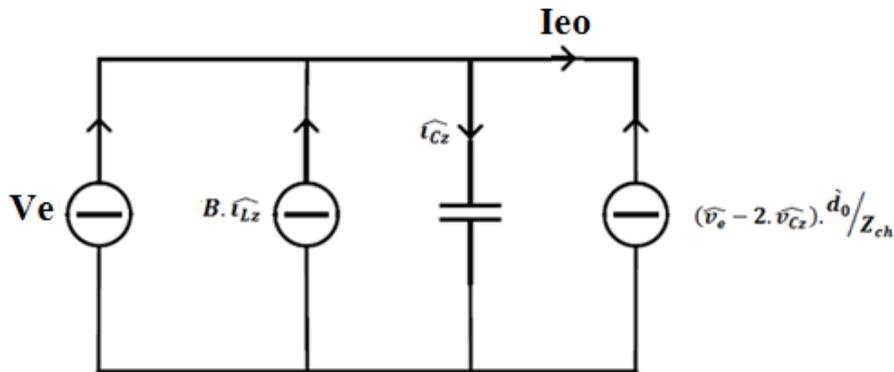


Figure I-13 : Circuit équivalent aux sources de courant (Modèle Petits-sinaux) - Z-Source.

En substituant la première équation dans la deuxième, nous déduisons l'expression de la formule de v_{CZ} dans ce qui suit [08], [09] :

$$\widehat{v}_{Cz}(p) = \left[\frac{\frac{L_Z \dot{d}_0}{R_{ch}} p + \dot{d}_0 (\dot{d}_0 - d_0) + \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} r_{Lz}}{L_Z C_Z p^2 + \left(r_{Lz} C_Z + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} L_Z \right) p + (d_0 - \dot{d}_0)^2 + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} r_{Lz}} \right] \cdot \widehat{v}_e(p) + \left[\frac{\left(-2I_{Lz} + \frac{2V_{Cz}}{R_{ch}} - \frac{V_e}{R_{ch}} \right) L_Z p + (\dot{d}_0 - d_0) (2V_{Cz} - V_e) + \left(-2I_{Lz} + \frac{2V_{Cz}}{R_{ch}} - \frac{V_e}{R_{ch}} \right) r_{Lz}}{L_Z C_Z p^2 + \left(r_{Lz} C_Z + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} L_Z \right) p + (d_0 - \dot{d}_0)^2 + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} r_{Lz}} \right] \cdot \widehat{d}(p) \quad (I-39)$$

En considérant le principe de la superposition, et en supposant que les changements de la tension d'entrée sont négligeables, on peut établir la fonction de transfert suivante :

$$G(p)_{vd} = \frac{\widehat{v}_{Cz}(p)}{\widehat{d}(p)} \Big|_{\widehat{v}_e(p)=0} = \frac{\left(-2I_{Lz} + \frac{2V_{Cz}}{R_{ch}} - \frac{V_e}{R_{ch}} \right) L_Z p + (\dot{d}_0 - d_0) (2V_{Cz} - V_e) + \left(-2I_{Lz} + \frac{2V_{Cz}}{R_{ch}} - \frac{V_e}{R_{ch}} \right) r_{Lz}}{L_Z C_Z p^2 + \left(r_{Lz} C_Z + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} L_Z \right) p + (d_0 - \dot{d}_0)^2 + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} r_{Lz}} \quad (I-40)$$

Cette fonction peut être simplifiée ainsi :

$$G(p)_{vd} = \frac{(-2R_{ch}I_{Lz} + 2V_{Cz} - V_e)L_Z p + R_{ch}(1 - d_0)(2V_{Cz} - V_e) + (-2R_{ch}I_{Lz} + 2V_{Cz} - V_e)r_{Lz}}{R_{ch}L_Z C_Z p^2 + (r_{Lz}R_{ch}C_Z + 2\dot{d}_0 L_Z)p + R_{ch}(1 - 2d_0)^2 + 2\dot{d}_0 r_{Lz}} \quad (I-41)$$

Par analogie, on peut obtenir la fonction de transfert suivante :

$$G(p)_{ve} = \frac{\widehat{v}_{Cz}(p)}{\widehat{v}_e(p)} \Big|_{\widehat{d}(p)=0} = \frac{\frac{L_Z \dot{d}_0}{R_{ch}} p + \dot{d}_0 (\dot{d}_0 - d_0) + \frac{\dot{d}_0}{R_{ch}} r_{Lz}}{L_Z C_Z p^2 + \left(r_{Lz} C_Z + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} L_Z \right) p + (d_0 - \dot{d}_0)^2 + \frac{2\dot{d}_0}{R_{ch}} r_{Lz}} \quad (I-42)$$

$$G(p)_{ve} = \frac{\widehat{v}_{Cz}(p)}{\widehat{v}_e(p)} \Big|_{\widehat{d}(p)=0} = \frac{L_Z \dot{d}_0 p + R_{ch} \dot{d}_0 (1 - 2d_0) + \dot{d}_0 r_{Lz}}{R_{ch} L_Z C_Z p^2 + (r_{Lz} R_{ch} C_Z + 2\dot{d}_0 L_Z)p + R_{ch}(1 - 2d_0)^2 + 2\dot{d}_0 r_{Lz}} \quad (I-42)$$

$$\widehat{v}_{Lz}(p) = \left[\frac{(\dot{d}_0 - d_0)G(p)_{ve} + \dot{d}_0}{L_Z p + r_{Lz}} \right] \widehat{v}_e(p) + \left[\frac{(\dot{d}_0 - d_0)G(p)_{vd} + (2V_{Cz} - V_e)}{L_Z p + r_{Lz}} \right] \widehat{d}(p) \quad (I-43)$$

$$G(p)_{id} = \frac{\widehat{v}_{Lz}(p)}{\widehat{d}(p)} \Big|_{\widehat{v}_e(p)=0} = \frac{(\dot{d}_0 - d_0)G(p)_{vd} + (2V_{Cz} - V_e)}{L_Z p + r_{Lz}} \quad (I-44)$$

En remplaçant le terme $G(p)_{vd}$ par sa formule dans l'expression de $G(p)_{id}$, on obtient :

$$G(p)_{id} = \frac{(2V_{Cz} - V_e)R_{ch}C_Z p + 2(2V_{Cz} - V_e)}{R_{ch}L_Z C_Z p^2 + (2\dot{d}_0 L_Z + r_{Lz}C_Z R_{ch})p + 2r_{Lz}\dot{d}_0 + R_{ch}(d_0 - \dot{d}_0)^2} \quad (I-45)$$

I.4.2 Modélisation de l'association Onduleur triphasé – Filtre passif:

La modélisation précédente analyse le comportement de l'onduleur Z-Source en tant que convertisseur DC-DC, cependant on aura besoin d'une autre modélisation qui traite le comportement de l'onduleur en tant qu'onduleur conventionnel associé à un filtre passif.

Cette modélisation nous permettra de simuler le système et aussi d'établir les lois de commande nécessaire pour la commande des tensions triphasées aux bornes de la charge, située après le filtre triphasé LC. Ceci permettra de maintenir les tensions à la sortie de l'onduleur fixes quel que soit la charge, le courant de la charge, la puissance demandée. La tension de sortie après filtre doit être d'amplitude stable suivant le cahier de charge.

La figure suivante illustre la structure d'un onduleur triphasé Z-Source associée à un filtre triphasé passif LC, et une charge connectée en étoile.

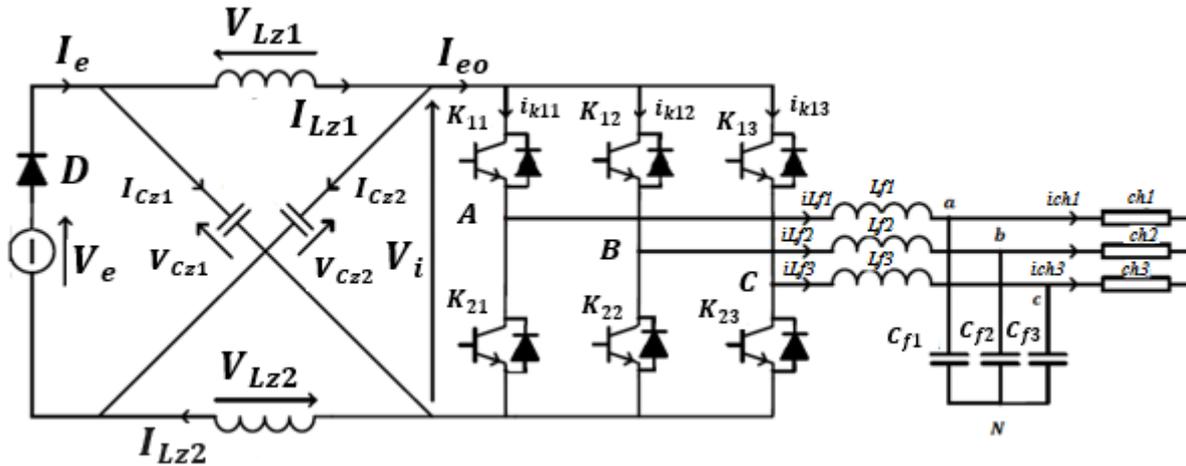


Figure I-14 : Structure d'un onduleur triphasé Z-Source associée à un filtre triphasé passif LC, et une charge connectée en étoile.

I.4.3 Modèle de connaissance de la partie DC-AC de l'onduleur Z-Source :

Le modèle de connaissance de l'onduleur sert à reproduire le fonctionnement de la partie DC-AC de l'onduleur, on l'utilise pour approximer le fonctionnement réel de l'onduleur à une échelle de temps liée à la fréquence de découpage, on doit donc utiliser un pas de simulation inférieure à une période de découpage afin d'observer le comportement de l'onduleur convenablement.

On utilise l'approximation du convertisseur matriciel, la modélisation consistera donc à écrire les grandeurs modulées en fonction des grandeurs commutées.

En considérant F_{ij} , la fonction de connexion pour chacun des 6 interrupteurs de l'onduleur [10] :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{ij} = 1 \text{ si } K_{ij} \text{ est passant} \\ F_{ij} = 0 \text{ si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{array} \right. ; \quad (\text{I-46})$$

Les tensions sont exprimées sous la forme matricielle suivante [08] :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_i \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{bmatrix} \quad (\text{I-47})$$

On en déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{AC} \\ V_{BC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{13} \\ F_{12} - F_{13} \end{bmatrix} \cdot V_i \quad (\text{I-48})$$

En appliquant la loi des nœuds, on obtient la formule du courant I_{eo} [10] :

$$I_{eo} = [F_{11} - F_{13} \quad F_{11} - F_{12}] \cdot \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-49})$$

A partir des relations précédentes, on élabore le modèle de connaissance de l'onduleur triphasé [04] [10] :

$$\begin{bmatrix} V_{AC} \\ V_{BC} \\ I_{eo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{13} & 0 & 0 \\ F_{12} - F_{13} & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} - F_{13} & F_{11} - F_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_i \\ i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-50})$$

Le modèle présenté sous forme de produit de la matrice de conversion et un vecteur des grandeurs commutées, on obtient ainsi le vecteur des grandeurs modulées. Le modèle ci-haut est considéré comme un modèle hybride puisqu'il est constitué de vecteurs comprenant grandeurs continues et une matrice de conversion comprenant des valeurs discontinues « fonction de connexion des interrupteurs ».

I.5 Dimensionnement des éléments passifs d'un onduleur Z-Source :

Le dimensionnement des éléments passifs d'un onduleur Z-Source est une opération délicate et primordiale, comme l'est toute opération de dimensionnement pour la conception des différents convertisseurs. Il est donc plus que nécessaire de faire un dimensionnement adéquat pour les éléments du réseau d'impédance, ainsi que ceux du filtre passif [04].

I.5.1 Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance :

I.5.1.1 Dimensionnement de l'inductance L_z :

Le rôle de l'inductance est le lissage du courant, ainsi qu'elle constitue aussi un élément de stockage de l'énergie électrique, cet élément présente une ondulation Δi_{Lz} lors du fonctionnement périodique de l'onduleur Z-Source, cette ondulation est définie comme étant la différence entre la valeur maximale et minimale du courant [04].

Durant l'état de court-circuit, la tension aux bornes de l'inductance est égale à la tension aux bornes de la capacité $v_{Cz} = v_{Lz}$, on obtient donc [04] :

$$\Delta i_{Lz} = i_{Lzmax} - i_{Lzmin} = \frac{v_{Cz} \cdot d \cdot T}{L_z} \quad (\text{I-51})$$

En s'appuyant sur les équations suivantes [04] :

$$\begin{cases} v_{Cz} = \frac{1-d}{1-2d} \cdot V_e \\ f_m = \frac{1}{T} \end{cases} \quad (\text{I-52})$$

f_m étant la fréquence de commutation des interrupteurs (IGBTs) de l'onduleur.

On en déduit alors [04]:

$$\Delta i_{Lz} = \frac{d \cdot (1-d)}{L_z \cdot f_m (1-2d)} V_e \quad (\text{I-53})$$

Et donc, le dimensionnement de l'inductance du réseau d'impédance doit obéir à l'inégalité exprimée dans la relation (I-54) suivante [04]:

$$L_z \geq \frac{d \cdot (1-d)}{\Delta i_{Lz \max} \cdot f_m (1-2d)} V_e \quad (\text{I-54})$$

La valeur de L_z doit être choisie en respectant un compromis par rapport à la valeur de Δi_{Lz} [04]:

- Si on choisit une valeur très petite pour l'ondulation Δi_{Lz} , cela conduira à une valeur excessive de l'inductance L_z .
- Si on choisit une valeur trop élevée de Δi_{Lz} , cela conduira à de grandes ondulations du courant i_{Lz} , et ainsi elle augmente la valeur maximale du courant i_{Lz} que les interrupteurs de l'onduleur et la diode doivent supporter, elle constitue aussi la valeur maximale que les interrupteurs doivent interrompre [04].

La fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur f_m doit être choisie de façon judicieuse. Plus cette fréquence est élevée, plus petit est le noyau de l'inductance du réseau, et plus élevées sont les pertes par commutation au niveau des interrupteurs, ce compromis doit donc être pris en compte [26].

I.5.1.2 Dimensionnement du condensateur C_z :

Pendant le fonctionnement périodique de l'onduleur Z-Source, le condensateur C_z du réseau d'impédance subit une ondulation périodique de tension Δv_{Cz} , qui est égale à la différence entre la valeur maximale $v_{Cz \max}$ et $v_{Cz \min}$. Ce condensateur a pour rôle d'absorber les ondulations de courant et aussi maintenir une tension constante à l'entrée du pont triphasé assez constante afin de produire des tensions sinusoïdales à la sortie de l'onduleur. Durant l'état de court-circuit, le condensateur C_z charge l'inductance L_z , ainsi le courant qui traverse le condensateur est égale à celui traversant l'inductance, d'où on peut déduire [04] :

$$i_{Cz} = i_{Lz} = C_z \frac{\Delta v_{Cz}}{\Delta t} \quad (\text{I-55})$$

On en déduit alors [04]:

$$C_z = \frac{i_{Lz} \cdot d}{\Delta v_{Cz} \cdot f_m} \quad (I-56)$$

Le courant i_{Lz} peut être estimé par la relation suivante [04]:

$$i_{Lz} = \frac{P}{V_e} \quad (I-57)$$

P étant la puissance fournie par la source et traversant le réseau d'impédance.

On remplace i_{Lz} par sa formule dans l'équation I-56, ainsi on peut dimensionner le condensateur C_z en respectant la condition comprise dans la relation suivante [04]:

$$C_z \geq \frac{P \cdot d}{V_e \cdot f_m \cdot \Delta v_{Cz}} \quad (I-58)$$

I.5.1.3 Application numérique :

Notre onduleur Z-Source est caractérisé par les grandeurs numériques suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_e \approx 350 \text{ V} \\ P = 5 \text{ KW} \\ f_m = 10 \text{ KHz} \end{array} \left| \begin{array}{l} d_{max} = 0.45 \\ \Delta i_{Lz} / i_{Lz} = 10\% \\ \Delta v_{Cz} / v_{Cz} = 3\% \sim 5\% \end{array} \right. \right\}$$

Tel que « P » représente la puissance de l'onduleur, « V_e » c'est la tension continue d'entrée, « d_{max} » est le rapport cyclique maximal de l'état de court-circuit et « f_m » la fréquence de commutation, ainsi que les pourcentages des valeurs tolérées des ondulations du courant et de tension sont donnés.

On trouve : $L_z = 10 \text{ mH}$ et $C_z = 0.28 \text{ mF}$

I.5.2 Dimensionnement des éléments passifs du filtre de sortie :

Le filtre triphasé est un élément primordial pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieur au niveau de la tension de sortie de l'onduleur, c'est pour cela, qu'il doit être dimensionné d'une façon adéquate, pouvant définir un amortissement adéquat, ainsi que la fréquence de coupure désirée. Les éléments passifs du filtre LC illustré sur la figure I-14 peuvent être calculés en admettant les hypothèses suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Cf k}(t) = i_{Lfh k}(t) = C_f \frac{dv_{Cf k}(t)}{dt} \\ i_{Ch k}(t) = i_{Lf k}(t) \end{array} \right. , k = A, B, C \quad (I-59)$$

En appliquant la loi des mailles sur la figure I-14, on trouve :

$$v_{Cf A}(t) = v_{AN}(t) - v_{Lf A}(t) = v_{AN}(t) - r_{Lf} \cdot i_{Lf A}(t) - L_f \frac{di_{Lf A}(t)}{dt} \quad (I-60)$$

Ainsi la fonction de transfert du filtre peut être calculée en négligeant le courant de la charge, on obtient alors :

$$v_{CfA}(t) = v_{AN}(t) - r_{Lf} \cdot i_{LfA}(t) - L_f \cdot \frac{di_{LfA}(t)}{dt} \quad (\text{I-61})$$

En remplaçant $i_{LfA}(t)$ par son expression donnée dans la relation (I-59), on retrouve :

$$v_{CfA}(t) = v_{AN}(t) - r_{Lf} \cdot C_f \cdot \frac{dv_{CfA}(t)}{dt} - L_f \cdot C_f \frac{d^2v_{CfA}(t)}{dt^2} \quad (\text{I-62})$$

En appliquant la transformation de Laplace, on obtient la fonction de transfert du filtre dans le domaine fréquentiel:

$$G_f(p) = \frac{v_{CfA}(p)}{v_{AN}(p)} = \frac{1}{1 + r_{Lf} \cdot C_f \cdot p + L_f \cdot C_f \cdot p^2} \quad (\text{I-63})$$

En comparant cette fonction de transfert à la fonction de transfert normalisée du deuxième degré défini dans la relation (I-64) :

$$G(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot p + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot p^2} \quad (\text{I-64})$$

Nous en déduisons la pulsation de coupure du filtre LC passe-bas :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (\text{I-65})$$

Et donc, la fréquence de coupure est définie par la relation suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (\text{I-66})$$

Et c'est à partir de l'expression du gain du filtre définie dans la relation (I-67) suivante, qu'on peut déterminer les paramètres du couple $\{L_f, C_f\}$, en imposant une certaine atténuation à la pulsation de coupure désirée :

$$(f_p)_{db} = -20 \cdot \log \sqrt{(1 - L_f C_f \omega^2)^2 + (r_f C_f \omega)^2} \quad (\text{I-67})$$

En choisissant L et C tel que la fréquence de coupure soit égale à la fréquence centrale du premier paquet d'harmoniques, entre autres, la fréquence de coupure étant égale à 5 fois la fréquence du fondamental ($f_0 = 5f$), on atténuera ces harmoniques de $-26db$ quelle que soit la valeur du coefficient d'amortissement ξ .

En s'appuyant sur les relations précédentes, nous pouvons déduire les valeurs numériques des éléments passifs du filtre LC, cela dépendra de la fréquence du signal fondamental, ainsi que l'on doit imposer un des paramètres en premier.

Dans notre cas d'exemple, la fréquence du fondamental f est égale à 50 Hz , nous imposerons la valeur de la capacité du condensateur C_f à $30 \mu\text{F}$:

$$\begin{cases} f = 50 \text{ Hz} \\ C_f = 30 \mu\text{F} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L_f = 12 \text{ mH} \\ r_f = 3 \Omega \end{cases}$$

I.6 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.

Nous avons aussi établi plusieurs modèles de différents niveaux de l'onduleur Z-source, un modèle instantané permettant de simuler le fonctionnement de l'onduleur en temps réel, un modèle pseudo-moyen permettant d'obtenir les fonctions de transfert moyennes du système, et un modèle « petits-signaux » permettant d'établir les fonctions de transfert du convertisseur de puissance autour d'un point de fonctionnement.

Enfin, nous avons expliqué le principe du dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance ainsi que du filtre passif triphasé LC associé l'onduleur Z-Source suivant le cahier de charge par rapport à la fréquence désirée et aux tolérances d'ondulations permises.

Chapitre II :
Stratégie de Commande de
l'Onduleur Z-Source.

II. 1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons exposer au départ les différentes stratégies relevant de l'état de l'art de la commande des onduleurs triphasés à structure Z-Source. Nous expliquerons les différentes techniques inspirées de la Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI). Par la suite, nous allons exposer une nouvelle stratégie de commande SVM (Space Vector Pulse Width Modulation), une technique de modulation vectorielle, ainsi nous allons procéder à une étude comparative de ces différentes méthodes en se basant sur les résultats des simulations.

II. 2. Stratégies de commande à MLI sinusoïdale :

II.2.1 Commande d'élévation simple (Simple Boost control) SBC :

A- Principe de la commande :

Cette technique fût la première stratégie proposée par Z. PENG pour la commande de l'onduleur Z-Source. Simple stratégie s'articulant sur le principe du transfert partiel de l'état zéro vers l'état de court-circuit. Cette technique est basée sur le principe de la MLI sinusoïdale classique. Ce type de stratégie consiste à utilisation deux lignes droites comme signaux de référence supplémentaires, une ligne inférieure négative et une ligne supérieure positive passant respectivement par le minimum et le maximum des signaux de référence sinusoïdaux, et ceci afin de définir les durées de court-circuit (Shoot-through) [04] [06] [11], comme illustré sur la figure II-1 suivante :

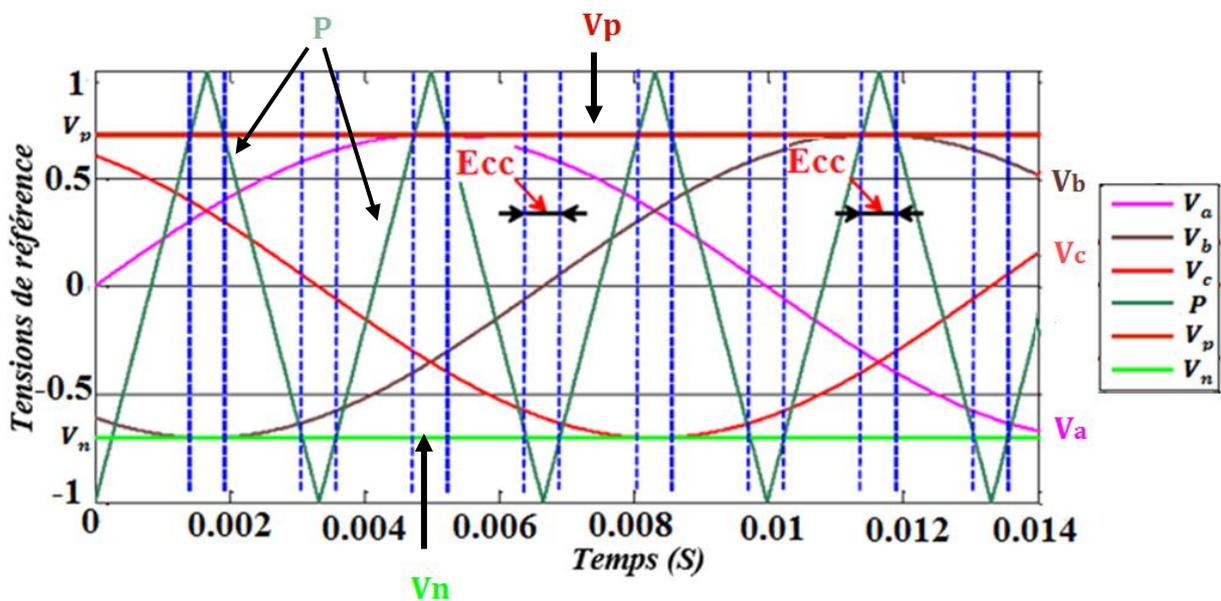


Figure II-1 : Signaux de référence de la stratégie SBC.

L'état de court-circuit se produit lorsque la porteuse est supérieure ou inférieure respectivement aux deux lignes droites positive V_p et négative V_n .

B- Facteur d'élévation β :

En se basant sur la figure II-1, on déduit que le rapport cyclique du Shoot-through est relatif au rapport des amplitudes de la porteuse et des modulantes sinusoïdales r : $r = \frac{V_m}{V_i} > \frac{1}{2}$

$$d = 1 - r \quad (\text{II-1})$$

Les équations des deux droites de la porteuse symétrique sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_1 = \frac{4}{T}t - 1 \\ d_2 = 1 - \frac{4}{T}(t - \frac{T}{2}) \end{array} \right\} \quad (\text{II-2})$$

L'instant t_1 représente l'intersection entre la ligne droite négative ($V_n = -r$) et la ligne d_1 tel qu'on a:

$$\frac{4}{T}.t_1 - 1 = -r = \frac{4}{T}.\frac{T_0}{4} - 1 \quad (\text{II-3})$$

On peut ainsi déduire la relation suivante :

$$\frac{T_0}{T} = d = 1 - r \quad (\text{II-4})$$

En remplaçant le rapport cyclique d par son expression dans la formule reliant la tension d'entrée et de sortie de la partie DC-DC Z-Source, on obtient les formules du facteur d'élévation de l'onduleur ainsi que le gain total de l'onduleur en fonction du rapport des amplitudes r :

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = \frac{1}{2r-1} \\ G = \frac{r}{2r-1} \\ \beta = 2G - 1 \end{array} \right\} \quad (\text{II-5})$$

Les figures suivantes II-2 et II-3 illustre les caractéristiques de variation du gain totale G , en fonction du rapport des amplitudes ainsi que celle du facteur d'élévation β en fonction du gain totale G .

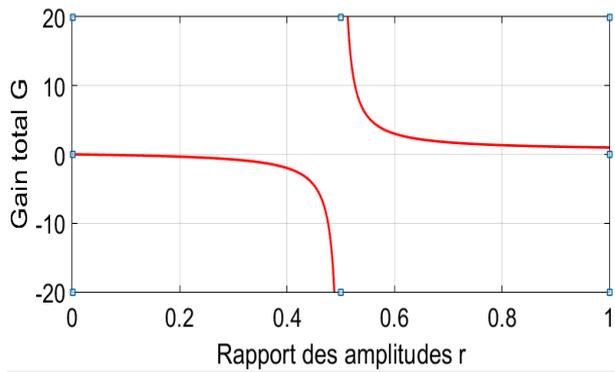


Figure II-2 : Caractéristique du gain G en fonction de r .

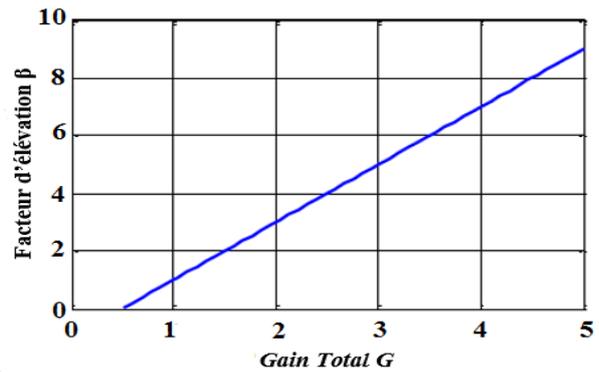


Figure II-3 : Caractéristique du facteur d'élevation β en fonction du gain total G .

En analysant ces deux graphes, on constate que le maximum du gain total G_{est} obtenu pour les valeurs réduites du rapport des amplitudes r , ce qui induit des valeurs élevées du coefficient d'élevation β , et donc des tensions d'entrée V_{itrs} très importantes que les interrupteurs doivent bloquer durant les états actifs du fonctionnement de l'onduleur, ce qui constitue donc une contrainte technique, qui doit être prise en considération lors du dimensionnement de l'onduleur. Il est indispensable donc de prendre en compte la tension maximale qui doit être bloquée par les interrupteurs.

C- Résultats de Simulation :

Afin d'approuver les résultats théoriques sur la stratégie SBC, nous avons procédé à la simulation du fonctionnement du dispositif d'un onduleur triphasé à structure Z-Source commandé par cette stratégie. La simulation a été effectuée sur l'interface Simulink du logiciel MATLAB.

Les simulations ont été effectuées en utilisant les paramètres suivants :

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

A partir des valeurs utilisées et des relations précédentes, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} d = 0.3 \\ B = 2.5 \\ G = 1.75 \text{ et} \\ V_p = 0.7 \\ V_n = 0.7 \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} V_i = 750 \text{ V} \\ V_{Cz} = 525 \text{ V} \\ V_{max} = 262.5 \text{ V} \end{array} \right.$$

Les simulations donnent les résultats suivants :

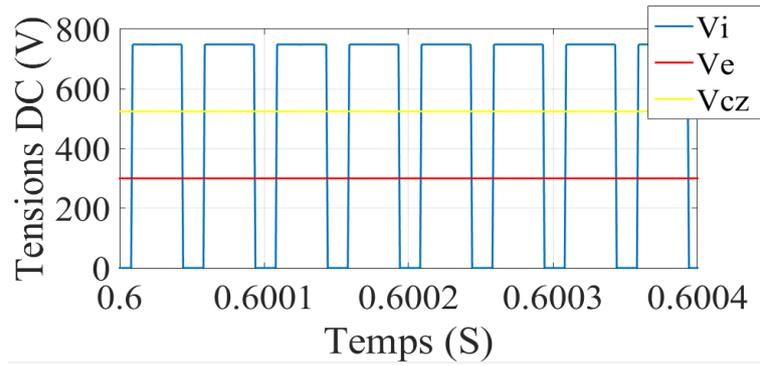


Figure II-4 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allure des tensions V_i, V_{Cz} , et V_e .

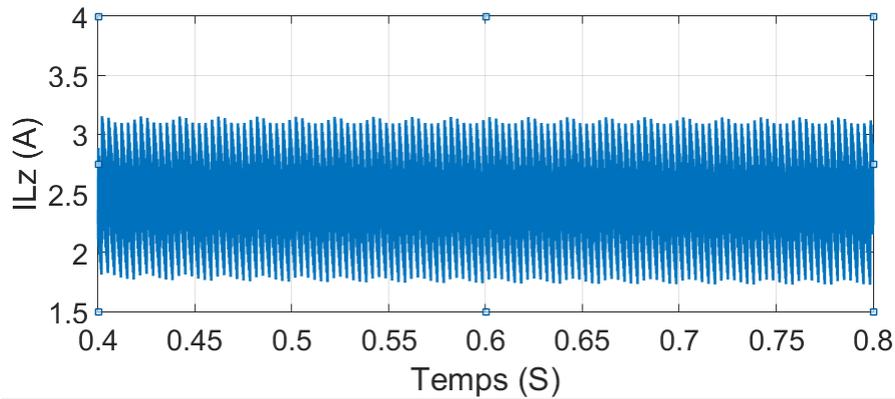


Figure II-5 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allure du courant I_{Lz} .

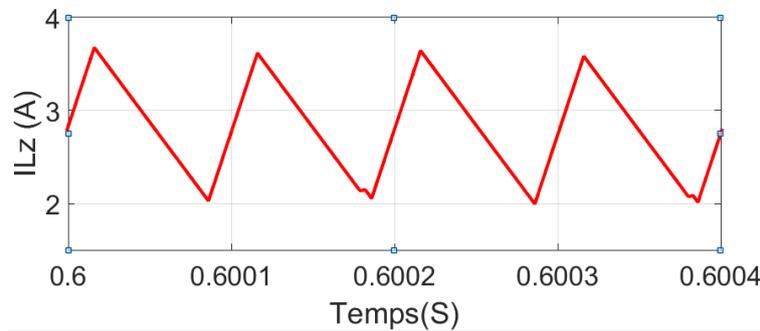


Figure II-6 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allure du courant I_{Lz} (Zoom).

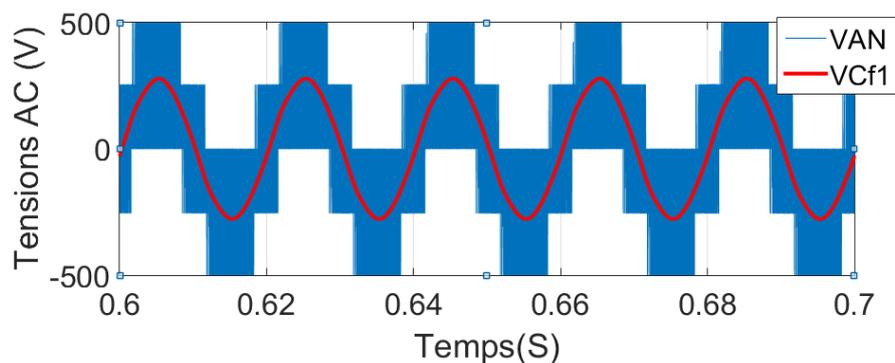


Figure II-7 : Résultats de simulation de la stratégie SBC-Allures des tensions de sorties simples v_{AN} et v_{Cf} .

A partir de la figure II-4, On remarque que la durée de l'état de court-circuit est segmentée en trois périodes sur une période totale de commutation ($d.T/4, d.T/2, d.T/4$), et ceci à cause de l'utilisation d'une porteuse triangulaire symétrique. La tension V_i et le courant i_{Lz} , ont une même période (égale à 5.10^{-5} s), ce qui équivaut à une fréquence égale à $20 kHz_z$, cette fréquence représente la fréquence de commutation de la partie DC-DC de l'onduleur Z-Source, et égale aussi au double de la fréquence de la porteuse ($f_s = 10 kHz$).

Les valeurs des grandeurs obtenues durant les simulations sont :

$$\begin{cases} \hat{v}_i = 752.4 V \\ V_{Cz} = 535 V \end{cases} \begin{cases} B = 2.508 \\ d = 0.2889 \end{cases} \begin{cases} i_{Lzmin} = 2 A \\ i_{Lzmax} = 3.8 A \end{cases} \begin{cases} V_{ANmax} = 511.5 V \\ v_{Cfmax} = 266.4 V \end{cases}$$

On constate à partir des résultats de simulation que la valeur de sortie simple v_{Cfmax} obtenue par la simulation est presque similaire à la valeur calculée, cependant cette valeur est faible par rapport à la valeur de \hat{v}_i commutée par les interrupteurs de l'onduleur.

On constate aussi que les valeurs des grandeurs mesurées expérimentalement se rapprochent des valeurs obtenus en exploitant les relations théoriques, cependant il existe de petites différences entre ces valeurs, ces faibles différences sont dues principalement aux pertes joules au niveau de l'inductance L_z . On remarque aussi que les ondulations du courant I_{Lz} sont tolérables, aussi, les ondulations de la tension du condensateur v_{Cz} sont très faibles, ce qui confirme donc les avantages majeurs de cette stratégie.

II.2.2 Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Control) MBC :

A- Principe de la stratégie :

Comme mentionné ci-haut, la commande Simple Boost control augmente la tension doit être bloqué par les interrupteurs durant les états actifs (Voltage Stress), il est donc intéressant et important de pouvoir diminuer aux bornes des interrupteurs lorsqu'ils sont dans l'état bloquant tout en ayant le même gain total pour l'onduleur. La stratégie Maximum Boost Control est une alternative qui peut remédier à ce problème. Cette méthode est basée sur le transfert total de l'état zéro à l'état de court-circuit, on vise ainsi à obtenir des gains importants en utilisant des valeurs acceptables du rapport des amplitudes r [04] [11] [12] [13].

Cette stratégie est similaire à la SBC, cependant la comparaison de la porteuse ne se fait pas par rapport aux deux droites minimale et maximale comme dans la SBC, mais plutôt par rapport au maximum et au minimum des trois tensions de référence sinusoïdales, c'est-à-dire qu'on a insertion d'un état de court-circuit si la porteuse est supérieure ou inférieure respectivement au maximum ou au minimum de ces trois tensions de référence [13] comme illustré dans la figure II-8 ci-dessous :

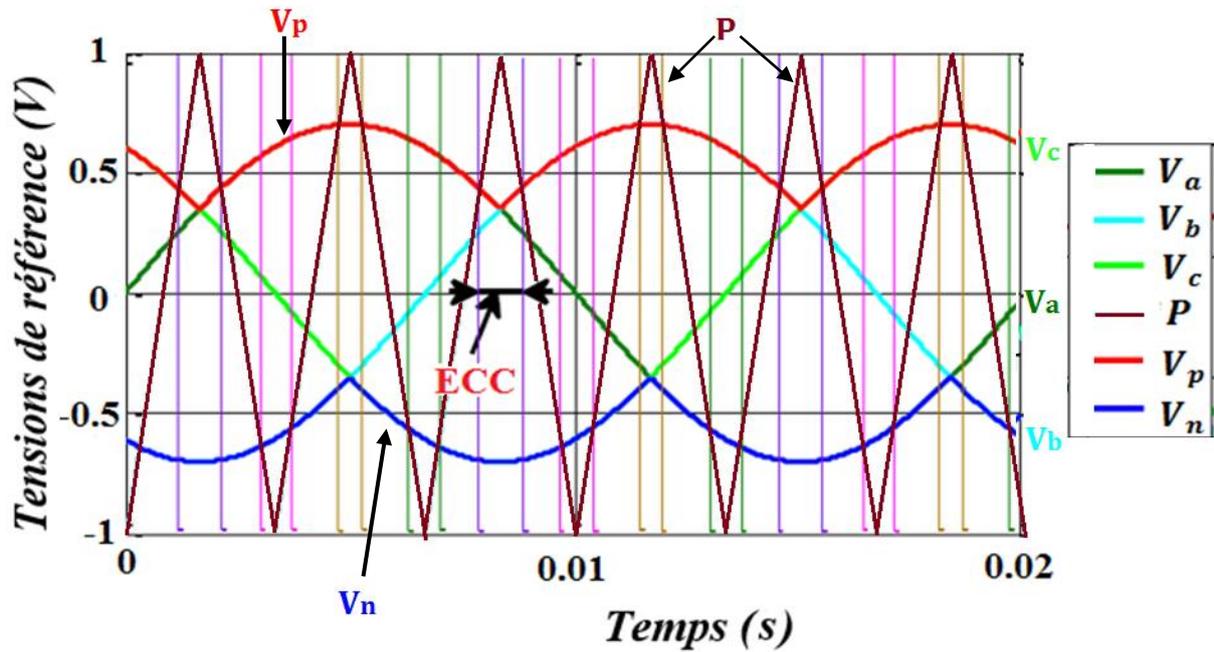


Figure II-8 : Signaux de référence de la stratégie MBC.

B- Calcul du facteur d'élevation β :

Comme on peut constater à partir de la figure II-8, la stratégie MBC maintient tous les états actifs de l'onduleur inchangés et transforme tous les états Zéro en états de court-circuit, ainsi un maximum de d et β est obtenu pour n'importe quel indice de modulation sans causer la distorsion du signal à la sortie de l'onduleur. [13]

Comme on peut constater à partir de la figure II-8, le circuit est en état de court-circuit quand la porteuse triangulaire est supérieure au maximum des tensions de référence (V_a, V_b, V_c), ou inférieure au minimum de ces trois tensions de références. [13]

Afin de calculer le gain en tension, on est intéressé par le calcul de la moyenne temporelle du rapport cyclique du court-circuit, le rapport cyclique d varie, mais est périodique, c'est-à-dire que sa forme se répète chaque $(\pi/3)$. [13]

On assume que la fréquence découpage (fréquence de la porteuse) est très supérieure par rapport à la fréquence de modulation (fréquence des trois modulant sinusoïdales), et on utilisera donc la période $[\pi/6, \pi/2]$, durant laquelle $V_a > V_b > V_c$, on obtient donc 4 intervalles de court-circuit pendant chaque période T , le premier et dernier intervalle sont déterminés par l'intersection de la porteuse avec la tension de référence V_a , par contre les deux autres intervalles sont déterminés par l'intersection avec V_b . [13]

A partir de la figure II-8, on conclut que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} \cdot (1 - V_a) \\ \frac{T_2}{T} = \frac{1}{2} \cdot (1 + V_b) \end{array} \right\} \quad (\text{II-6})$$

En remplaçant les tensions de référence V_a et V_b par leurs expressions, les durées T_1 et T_2 sont donnés donc par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{T_1(\theta)}{T} = \frac{1}{2} \cdot (1 - r \cdot \sin \theta) \\ \frac{T_2(\theta)}{T} = (1 + r \cdot \sin(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3})) \end{array} \right\} \quad (\text{II-7})$$

On obtient donc :

$$\frac{T_0(\theta)}{T} = d(\theta) = \frac{2 - (r \cdot \sin \theta - r \cdot \sin(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}))}{2} \quad (\text{II-9})$$

$$d(\theta) = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \quad (\text{II-10})$$

Le rapport cyclique de la stratégie de cette stratégie est toujours supérieur à celui de la stratégie SBC, cependant il reste variable dans chaque période de commutation[04] [13].

La valeur moyenne du rapport cyclique de court-circuit peut être obtenu en intégrant sur l'intervalle $[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}]$, c'est-à-dire une période de $\frac{\pi}{3}$.

$$\frac{\bar{T}_0}{T} = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2 - (r \cdot \sin \theta - r \cdot \sin(\theta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}))}{2} d\theta \quad (\text{II-11})$$

$$\frac{\bar{T}_0}{T} = \bar{d} = \frac{2\pi - 3\sqrt{3} \cdot r}{2\pi} \quad (\text{II-12})$$

Le facteur d'élévation de la partie DC-DC du Z-Source β est obtenu ainsi :

$$\beta = \frac{1}{1 - 2 \cdot \frac{\bar{T}_0}{T}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot r - \pi} \quad (\text{II-13})$$

On obtient le gain total de l'onduleur : $G = r \cdot \beta = \frac{\pi \cdot r}{3\sqrt{3} \cdot r - \pi}$ (II-14)

On obtient ainsi :

$$\beta = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot r - \pi}, \quad G = \frac{\pi \cdot r}{3\sqrt{3} \cdot r - \pi}, \quad \beta = \frac{3\sqrt{3} \cdot G - \pi}{\pi \cdot G} \quad (\text{II-15})$$

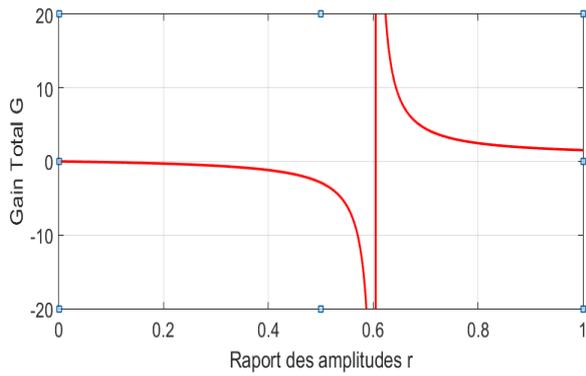


Figure II-9 : Variation du gain total G en fonction du rapport des amplitudes r.

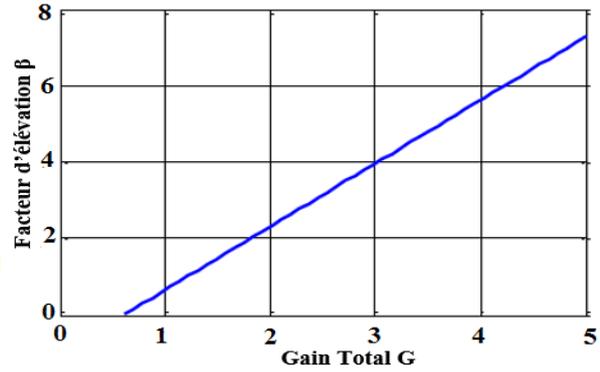


Figure II-10: Variation du facteur d'élévation β en fonction du gain total G.

Les deux figures (II-9 et II-10) illustrent respectivement la variation du gain total de l'onduleur en fonction du rapport des amplitudes r , et la variation du facteur d'élévation β en fonction du gain total de l'onduleur G , le facteur β représente une image de la tension appliquée aux interrupteurs dans le cas où ils sont bloqués. On confirme que le maximum de G est obtenu pour des valeurs de r importantes, ce qui signifie par conséquent des valeurs de β qui ne sont pas très élevées, ce qui signifie que des tension V_i d'un ordre acceptables sont appliquées aux interrupteurs bloqués pendant les états actifs de l'onduleur. Ceci représente un atout majeur pour cette stratégie, cependant les ondulations de courant qui traversent les deux inductances du réseau deviennent importantes.

C- Résultats et simulation :

Dans le but de valider cette stratégie, on procède à la simulation en utilisant les mêmes valeurs utilisées dans la simulation de la stratégie précédente.

En exploitant les relations analytiques II-15 calculées pour la stratégie MBC, on trouve les résultats analytiques suivants :

$$\begin{cases} d = 0.42 \\ B = 6.3 \\ G = 4.14 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_i = 1890 V \\ V_{Cz} = 1096 V \\ V_{max} = 621 V \end{cases}$$

Les simulations donnent donc les résultats suivants :

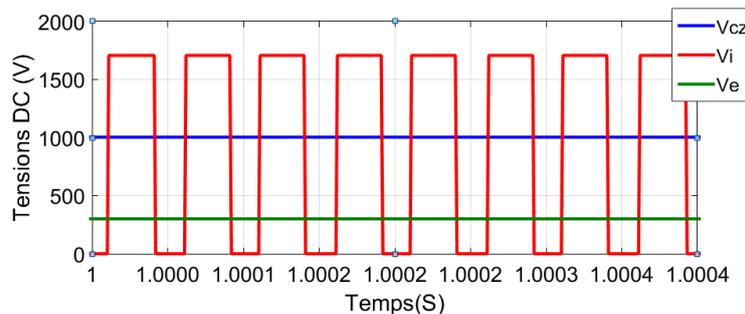


Figure II-11 : Résultats de simulation de la stratégie MBC-Allure des tensions v_{Cz}, v_i, v_e .

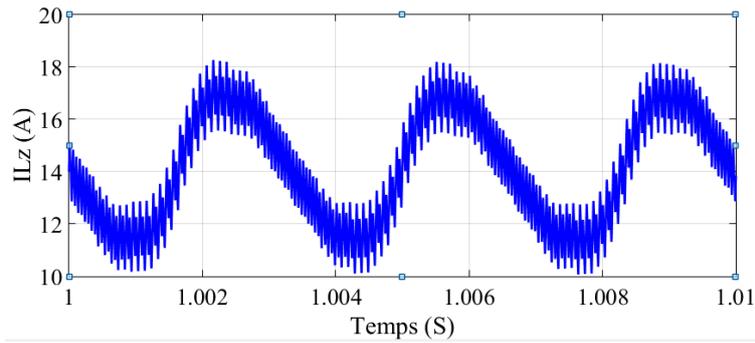


Figure II-12 : Résultats de simulation de la stratégie MBC- Allure du courant I_{Lz} .

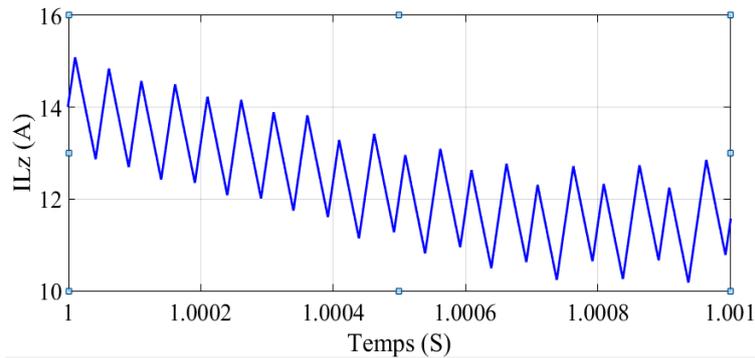


Figure II-13 : Résultats de simulation de la stratégie MBC- Allure du courant I_{Lz} (Zoom).

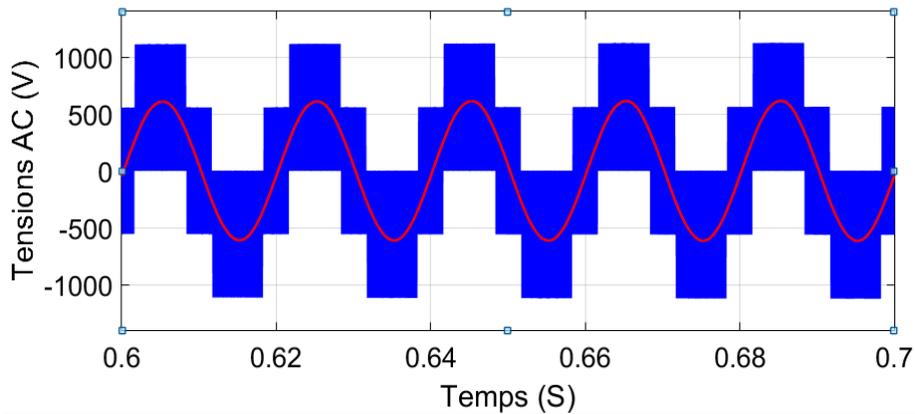


Figure II-14 : Résultats de simulation de la stratégie MBC-Allure des tensions V_{AN} et v_{Cf} .

On constate à partir des figures II-11 et II-12 que la durée de court-circuit n'est pas constante d'une période à une autre, c'est-à-dire que le rapport cyclique n'est pas constant, ce qui induit des ondulations variables du courant de l'inductance I_{Lz} , ces ondulations sont périodiques d'une période de $\pi/3$.

Les valeurs des grandeurs obtenues par simulation sont :

$$\begin{cases} \hat{v}_l = 1710 \text{ V} \\ V_{Cz} = 1005 \text{ V} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 5.7 \\ d = 0.412 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_{Lzmin} = 9.8 \text{ A} \\ I_{Lzmax} = 18.1 \text{ A} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{ANmax} = 1140 \text{ V} \\ v_{Cfmax} = 624.8 \text{ V} \end{cases}$$

Les tensions \hat{v}_l et V_{Cz} sont plus importantes par rapport à ceux obtenues dans la stratégie SBC précédente pour les mêmes valeurs des grandeurs utilisées dans la simulation et pour le même taux de modulation, cependant ces valeurs sont différentes de celles obtenues par calcul analytique, ceci est due aux pertes joules dans l'inductance L_Z du réseau d'impédance, à cause du fort courant I_{Lz} la traversant, ce qui engendre donc des chutes de tensions importantes au niveau de ces inductances, ce qui influe aussi donc sur les valeurs des grandeurs de sortie.

D'autre part, on constate des ondulations sur le courant de l'inductance i_{Lz} , cependant, la valeur de ces ondulations dépend de la fréquence de modulation, c'est-à-dire, une faible fréquence de modulation peut conduire à des ondulations importantes, plus la fréquence f_p est élevée, plus les ondulations sont faibles.

On remarque aussi que la tension de sortie v_{cfmax} obtenue par simulation de la stratégie MBC est très supérieure à celle obtenue en simulant la stratégie SBC, et ceci pour le même montage (Mêmes valeurs des grandeurs utilisées), ce qui confirme que cette stratégie à un facteur d'élévation β plus important, cependant cette technique génère des ondulations importantes du courant i_{Lz} à cause du rapport cyclique d , qui est périodique mais pas constant.

II.2.3 Commande d'élévation maximale Constante (Maximum Constant Boost Control) MCBC :

Dans le but de réduire le volume et le coût du réseau Z-Source, on doit éliminer les ondulations basses fréquence du courant en utilisant un rapport cyclique de court-circuit (Shoot-through) constant. En même temps, un gain supérieur est désiré pour n'importe quel rapport de modulation r , et ceci afin de réduire la tension au niveau des interrupteurs bloqués (Voltage Stress). Cette méthode est utilisée donc pour pallier donc aux contraintes des deux méthodes précédentes fournit le maximum de gain en tension tout en gardant le rapport cyclique du court-circuit constant. [13]

A- Principe de la stratégie :

Le but de cette méthode est d'obtenir le maximum du facteur de survoltage (Boost) β pour un certain taux de modulation r , tout en maintenant un rapport cyclique d constant. [12]

Similairement à la méthode SBC, cette méthode est basée sur le transfert partiel de l'état zéro à l'état de court-circuit. L'injection d'harmonique d'ordre trois (03) est communément utilisée afin d'augmenter le taux de modulation au niveau des onduleurs triphasés. La figure II-15 ci-dessous illustre les signaux de références de la stratégie MCBC, il y a cinq courbes de modulation dans cette méthode, les trois signaux sinusoïdaux de référence (V_a, V_b, V_c) auxquels on a injecté l'harmonique numéro trois du fondamental, ce qui donne naissance à de nouveaux signaux de référence (Enveloppes périodiques), ainsi que deux autres signaux supplémentaires V_p et V_n , représentés par deux droites passantes respectivement par le maximum et le minimum des signaux de référence. Quand la porteuse triangulaire est supérieure à l'enveloppe supérieure de court-circuit V_p ou inférieure à l'enveloppe inférieure

de court-circuit, l'onduleur est mis en état de court-circuit. En somme, sous le contrôle de stratégie, l'onduleur commute de la même manière qu'une stratégie SBC. [12] [13]

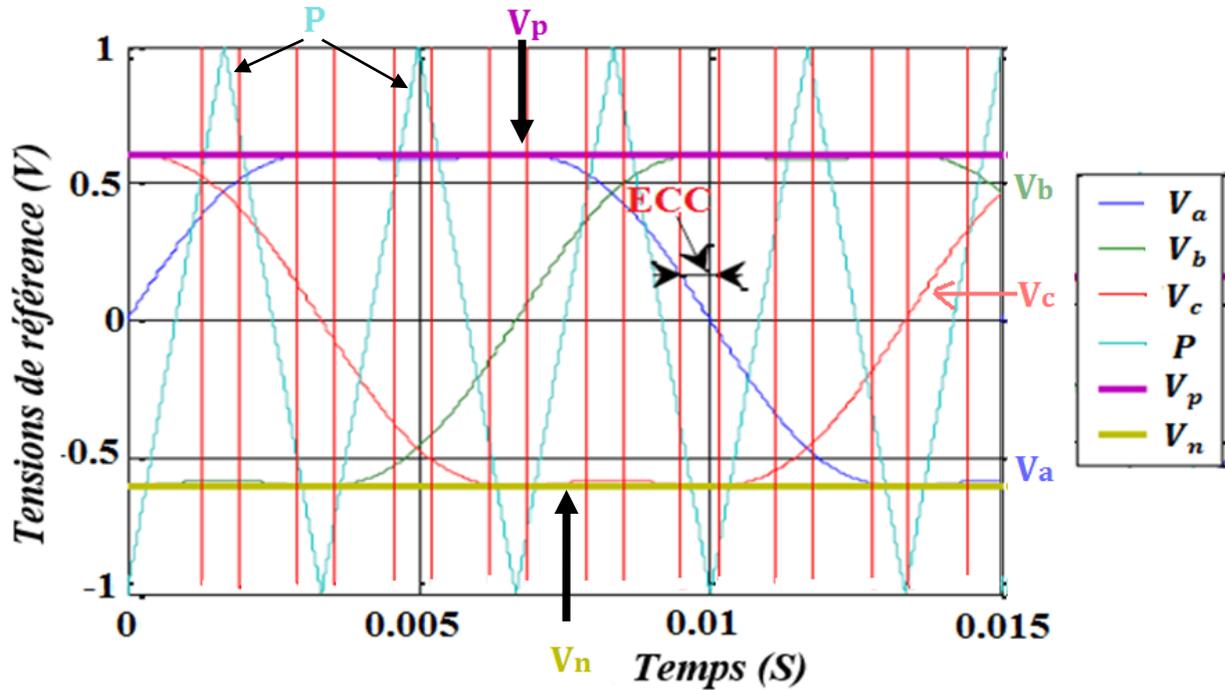


Figure II-15 : Signaux de référence de la stratégie MCBC.

B- Calcul de Facteur d'élévation :

Suivant cette méthode, le facteur d'élévation dépend de l'amplitude de l'harmonique à injecter au fondamental des tensions de référence, par exemple pour une certaine tension V_a , de pulsation ω , l'expression général de son harmonique d'ordre trois est donnée par la formule suivante :

$$h_3(t) = a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (\text{II-16})$$

$$\text{En prenant : } a = \frac{1}{6} \cdot r \quad (\text{II-17})$$

L'expression du nouveau signal de référence V_a devient :

$$\hat{V}_a(t) = V_a(t) + h_3(t) = r \cdot \sin(\omega \cdot t) + \frac{r}{6} \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (\text{II-18})$$

En étudiant les variations de cette tension, on conclut que l'amplitude maximale de $\hat{V}_a(t)$ est égale à $\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r$, on déduit donc que les équations des deux droites horizontales V_p et V_n sont :

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Le calcul du facteur d'élevation β peut être calculé de la même manière que dans la stratégie SBC, on en conclut :

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \quad (\text{II-20})$$

En remplaçant d par son expression dans la relation précédente, on obtient les expressions du facteur d'élevation β et du gain total de l'onduleur G en fonction du rapport des amplitudes r :

$$\begin{cases} \beta = \frac{1}{\sqrt{3}r-1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3}r-1} \\ \beta = G - 1 \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Les figures II-16 et II-17 ci-dessous illustrent respectivement l'allure de variation du gain total G de l'onduleur en fonction du rapport des amplitudes r , l'allure de variation du facteur d'élevation du réseau d'impédance en fonction du gain total de l'onduleur.

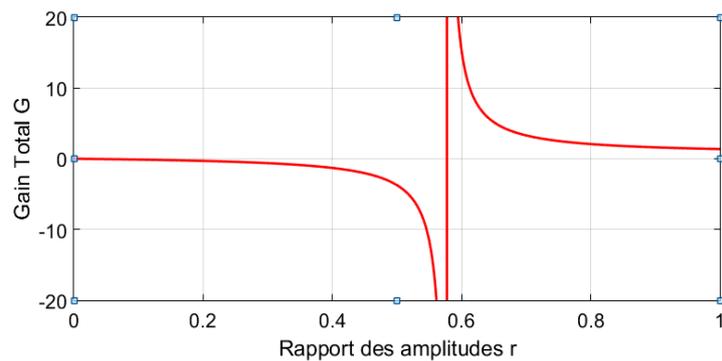


Figure II-16 : Caractéristique de variation du gain G en fonction du rapport des amplitudes r .

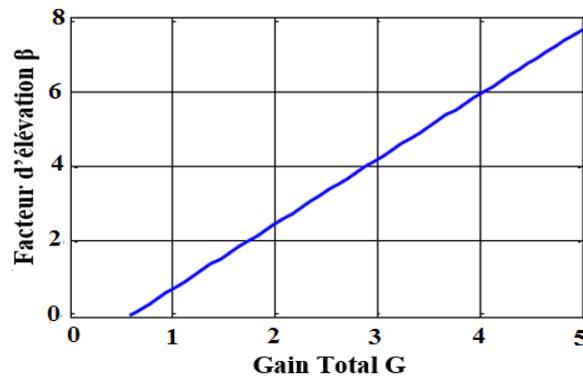


Figure II-17 : Caractéristique de variation du facteur d'élevation β en fonction du gain total G .

On remarque à partir de la courbe de variation de la courbe de variation du gain total de l'onduleur en fonction de r dans la figure II-17 que ce gain tend vers l'infini lorsque le rapport des amplitudes tend vers la valeur $\frac{\sqrt{3}}{3}$, ceci induit alors une diminution de la zone de fonctionnement par rapport à la stratégie **MBC**.

La caractéristique de variation du facteur d'élévation β (image de la tension appliquée aux interrupteurs dans les états de blocage), en fonction du gain total de l'onduleur, montre que ce facteur est légèrement supérieur à celui de la stratégie **MBC**, cependant il est plus faible que celui constaté lors de l'utilisation de la stratégie **SBC**, et ceci pour les mêmes valeurs du gain total, on en conclut donc que les interrupteurs subissent une tension plus faible lors de l'état de blocage.

C- Résultats de simulation :

Afin de valider cette stratégie, on procède à la simulation en utilisant les mêmes valeurs des grandeurs que pour les simulations précédentes, cependant on modifie la valeur du condensateur du filtre C_f afin de filtrer les harmoniques d'ordre 3 présente dans la tension de sortie v_{AN} , puisqu'elles sont injectées dans les tensions modulantes de la stratégie **MCBC**, et donc on fixe : $C_f = 500 \mu F$.

En exploitant les expressions analytiques II-21 relatives à cette stratégie **MCBC**, on obtient les résultats analytiques suivants :

$$\begin{cases} d = 0.39 \\ B = 4.70t \\ G = 3.29 \end{cases} \begin{cases} V_i = 1363.63 V \\ V_{Cz} = 831.81 V \\ v_{ANmax} = 988.53 V \end{cases}$$

Les simulations de cette stratégie donnent les résultats illustrés dans les figures suivantes :

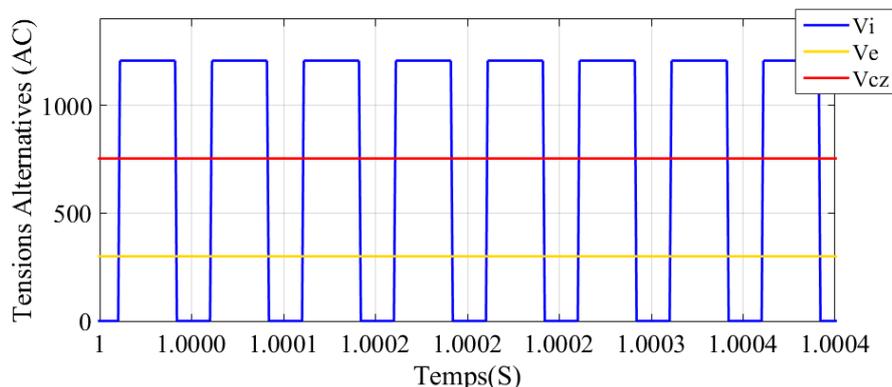


Figure II-18 : Résultats de simulation de la stratégie **MCBC**-Allures des tensions V_i, v_{Cz} , et V_e .

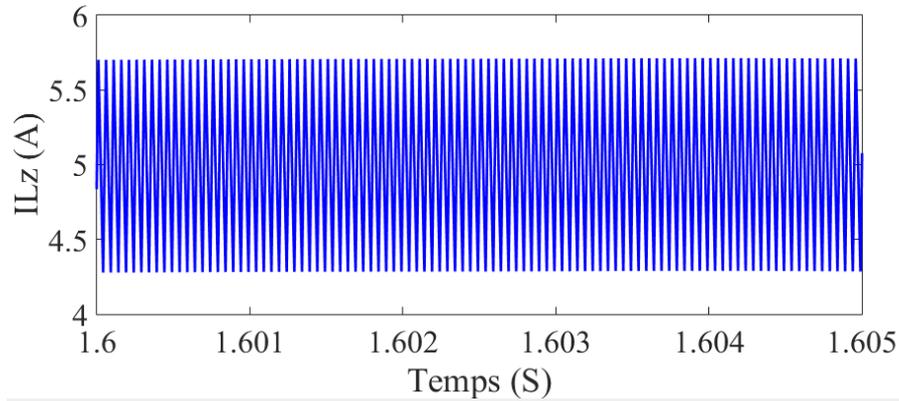


Figure II-19 : Résultats de simulation de la stratégie MCBC-Allure du courant I_{Lz} .

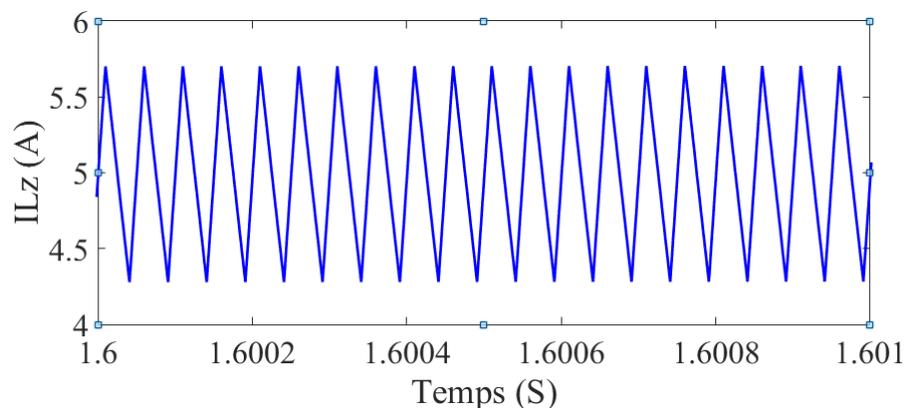


Figure II-20 : Résultats de simulation de la stratégie MCBC-Allure du courant I_{Lz} (Zoom).

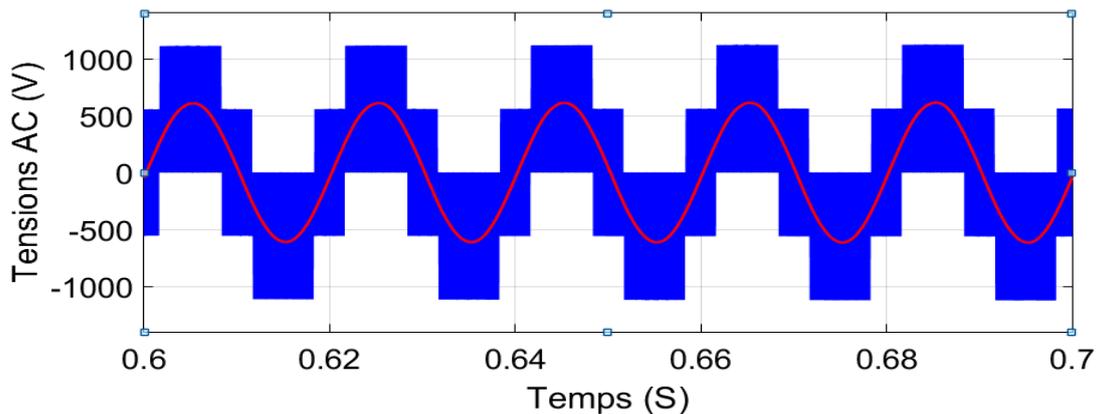


Figure II-21 : Résultats de simulation de la stratégie MCBC-Allure des tensions de sortie v_{AN} et v_{cf} .

On remarque sur la figure II-18 que la tension v_i , ceci représente l'état de court-circuit. On remarque aussi que la tension v_i et le courant i_{Lz} sur la figure II-19 ont la même période, et donc une même fréquence qui est égale à 20 kHz , qui est égale au double de la fréquence de la porteuse f_p , puisqu'elle est bipolaire et symétrique.

Les valeurs des différentes et courants obtenus par simulation sont :

$$\begin{cases} \hat{v}_i = 1209 V \\ V_{Cz} = 754 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 4.03 \\ d = 0.376 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_{Lzmin} = 4.27 A \\ I_{Lzmax} = 5.71 A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v_{ANmax} = 1000V \\ v_{Cfmax} = 510V \end{cases} \Rightarrow G = 3.12$$

On remarque que les tensions V_i et V_{Cz} sont élevées, cependant elles sont différentes des valeurs obtenues par calcul analytiques, ceci est dû aux chutes de tension aux niveaux des inductances du réseau d'impédance L_z , à cause du courant élevée qui les traverse. On remarque aussi que les ondulations du courant i_{Lz} sont tolérables, les ondulations de la tension v_{Cz} sont négligeables, d'autre part, on constate que la tension v_{Cfmax} obtenue est supérieur que celle obtenue pour la stratégie SBC, ce qui confirme que cette stratégie a un gain élevée, cependant elle est inférieure à celle obtenue en appliquant la stratégie MBC, il est aussi important de remarquer que le rapport entre gain total et le facteur d'élévation G/β est supérieur à celui de la stratégie SBC, ce qui réduit donc la tension bloquée au niveau des interrupteurs, on en conclut donc que cette stratégie joint entre les vertus des deux stratégies précédentes.

II-3 Stratégie de Commande à MLI Vectorielle (SVPWM) :

II.3.1 -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 impulsionnels 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'onduleur 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'onduleur, les six vecteurs actifs divise le plan en six secteurs, (60° 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) [04] [14].

II.3.2- Etats de l'onduleur :

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-22 ci-dessous :

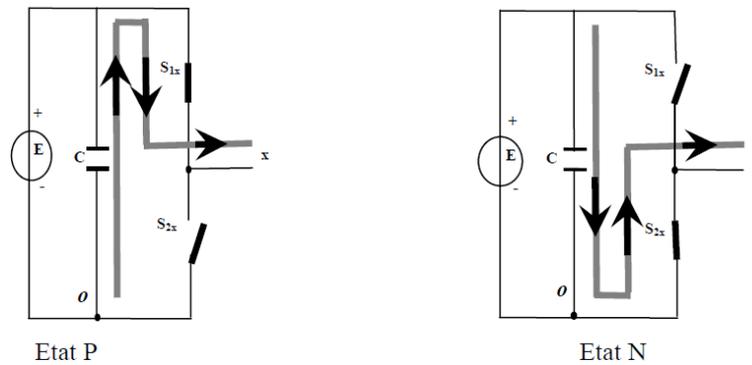


Figure II-22 : Etats de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.

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-23 suivante :

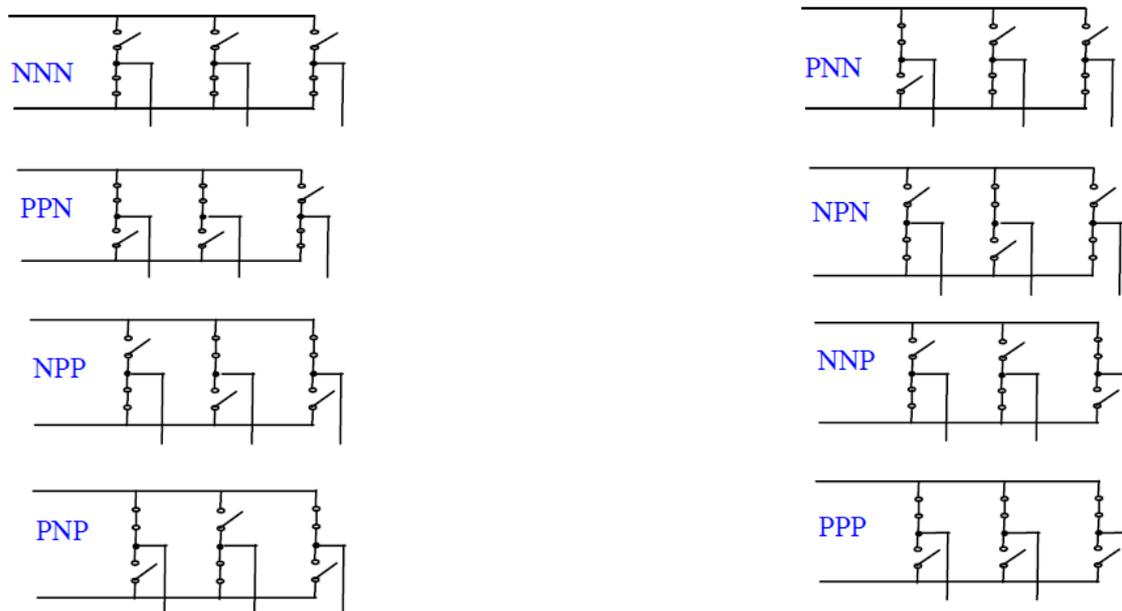


Figure II-23 : les huit états (configurations) d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

II.3.3 Tensions de sortie d'un onduleur :

En utilisant le schéma de la figure II-24, qui illustre la structure d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux :

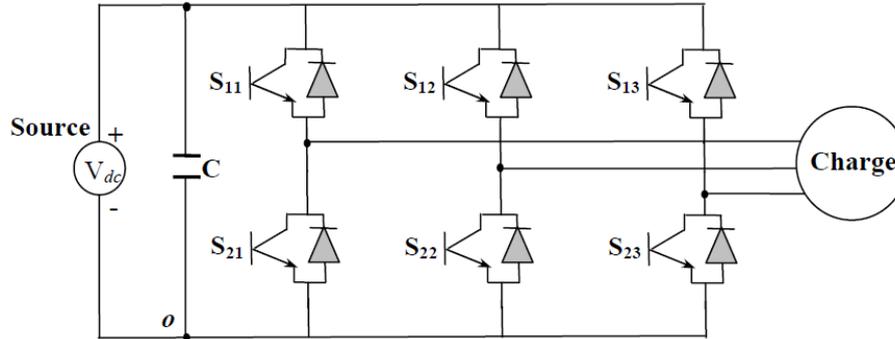


Figure II-24 : Structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

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

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II-22})$$

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

Les tensions composées entre phases sont données par :

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

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

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II-24})$$

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

$$\begin{pmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + 2F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (\text{II-25})$$

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.3.4 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 :

$$\begin{aligned} v_s &= v_{10} \cdot e^{j0} + v_{20} \cdot e^{-j.2\frac{\pi}{3}} + v_{30} \cdot e^{j.2\frac{\pi}{3}} \\ v_s &= v_{1N} \cdot e^{j0} + v_{N0} \cdot e^{j0} + v_{2N} \cdot e^{-j.2\frac{\pi}{3}} + v_{N0} \cdot e^{-j.2\frac{\pi}{3}} + v_{3N} \cdot e^{j.2\frac{\pi}{3}} + v_{N0} \cdot e^{j.2\frac{\pi}{3}} \\ v_{N0} \cdot e^{j0} + v_{N0} \cdot e^{-j.2\frac{\pi}{3}} + v_{N0} \cdot e^{j.2\frac{\pi}{3}} &= 0 \end{aligned}$$

D'où on a :

$$v_s = v_{1N} \cdot e^{j0} + v_{2N} \cdot e^{-j.2\frac{\pi}{3}} + v_{3N} \cdot e^{j.2\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II-26})$$

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 :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{pmatrix} X \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} \quad (\text{II-27})$$

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

$$v_s = v_d + jv_q \quad (\text{II-28})$$

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-25 :

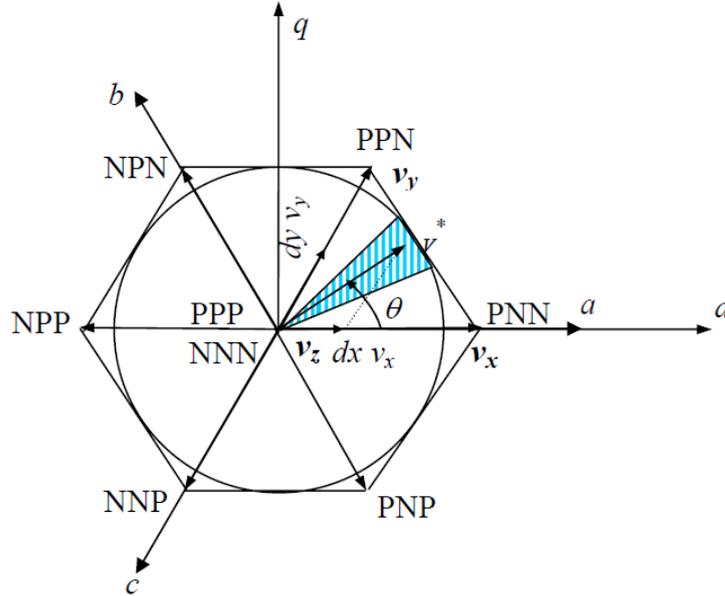


Figure II-25 : Diagramme représentant les positions vectorielles de l'onduleur à deux niveaux, relatives à la stratégie SVM.

II.3.5 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} :

$$v_{sref} = v_{1ref} \cdot e^{j0} + v_{2ref} \cdot e^{-j \cdot 2 \frac{\pi}{3}} + v_{3ref} \cdot e^{j \cdot 2 \frac{\pi}{3}} \quad (\text{II-29})$$

$$v_{sref} = v_{dref} + j \cdot v_{qref} \quad (\text{II-30})$$

$$v_{sref} = m \cdot V_{max} \cdot e^{j\theta} \quad (\text{II-31})$$

Avec :

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

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

θ : 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-25, dans laquelle on a représenté une position arbitraire θ du vecteur v_{sref} , et à partir de cette angle θ , on déduit le secteur contenant le vecteur v_{sref} de la manière suivante :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi/3 \\ 3 & \text{si } 2 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4 \cdot \pi/3 \\ 5 & \text{si } 4 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 5 \cdot \pi/3 \\ 6 & \text{si } 5 \cdot \pi/3 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

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] :

$$\bar{v}_s = v_{s \text{ ref}} = m \cdot V_{max} \cdot e^{i\alpha} = d_x \cdot v_x + d_y \cdot v_y + d_z \cdot v_z \quad (\text{II-33})$$

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

$$d_x = \frac{T_x}{T_s}, d_y = \frac{T_y}{T_s}, d_z = \frac{T_z}{T_s} \quad (\text{II-34})$$

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 .

$$\text{Tel que } \begin{cases} d_x + d_y + d_z = 1 \\ T_x + T_y + T_z = T_s \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

Comme illustré sur la figure II-25, 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-25.

En se référant aux formules II-29 et II-30. 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:

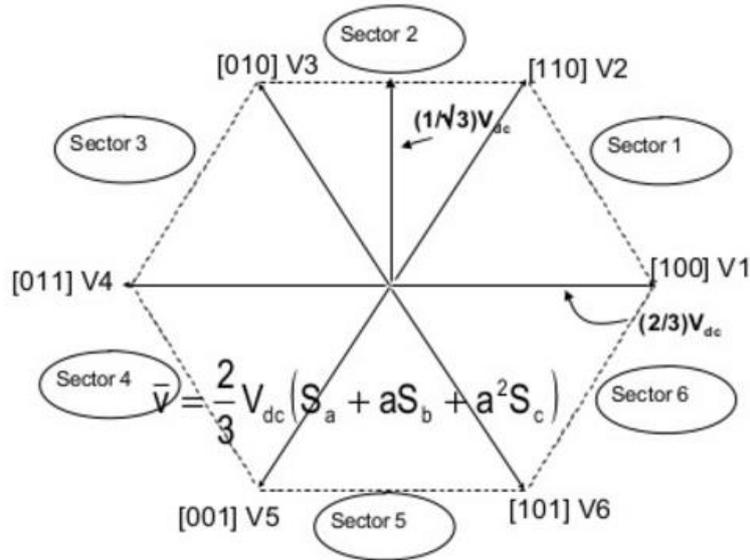


Figure II-26 : Diagramme représentant les amplitudes des vecteurs de tensions de sorties discrets et de $v_{s\ ref\ (max)}$.

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.3.6 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 $\left(\frac{T_s}{T}\right) \cdot 2\pi$ sur le diagramme vectoriel, il est appelé intervalle d'échantillonnage et représenté par la portion hachurée sur le diagramme de la figure II-25.

La fréquence d'échantillonnage $\left(\frac{1}{T_s}\right) = f_s$ doit être beaucoup plus élevée par rapport à la fréquence de la tension et du courant de sortie de l'onduleur $f = \left(\frac{1}{T}\right)$. 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.3.7 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_{sref} , représentent des séquences d'états de l'onduleur. Ces vecteurs dépendent de la position du vecteur de tension v_{sref} dans le plan d-q, c'est-à-dire le secteur dans lequel est contenu le vecteur v_{sref} . Si on prend comme référence le cas illustré dans la figure II-13, on a le vecteur v_{sref} qui est contenu dans le secteur 1 (S=1, selon l'équation II-33), 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-27 indique chacun des états X, Y, Z pour chacun des six secteurs de la stratégie SVM.

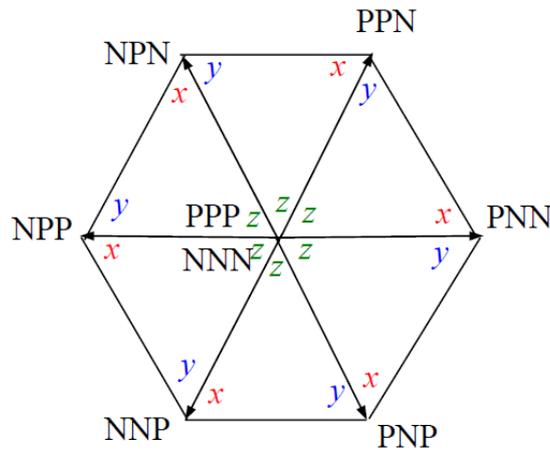


Figure II-27 : Diagramme illustrant les états X, Y, Z, pour chacun des six secteurs de la SVM.

Afin de déduire les rapports d_x, d_y, d_z , on décompose l'équation II-34 (projection sur les axes d-q), après simplifications, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot \cos \alpha = d_x + \frac{1}{2} \cdot d_y \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot \sin \alpha = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot d_y \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

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

$$\begin{cases} d_x = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ d_y = m \cdot \sin \alpha \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

Les équations II-37 peuvent s'appliquer à n'importe quel secteur, les résultats restent similaires.

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 ($v_{sref1}, v_{sref2}, v_{sref3}$), 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] :

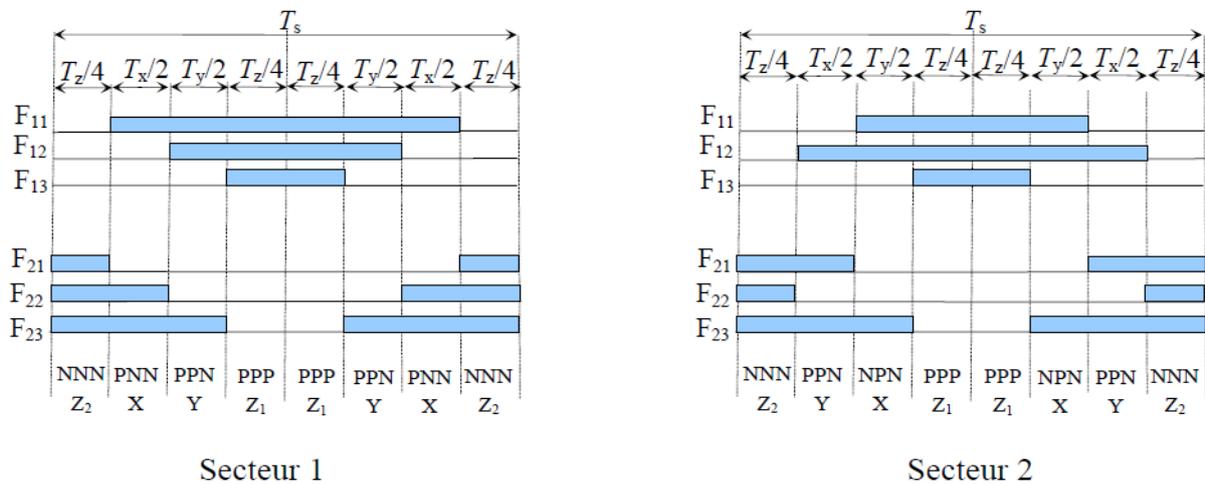
$$\begin{cases} [Z_1 - X - Y - Z_2 | Z_2 - Y - X - Z_1] & \text{Pour } S = 1 \text{ ou } 3 \text{ ou } 5 \\ [Z_1 - Y - X - Z_2 | Z_2 - X - Y - Z_1] & \text{Pour } S = 2 \text{ ou } 4 \text{ ou } 6 \end{cases} \quad \text{(II-38)}$$

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-27 illustre les formes des fonctions logiques des interrupteurs dans les six secteurs et durant une période complète d'échantillonnage T_s .



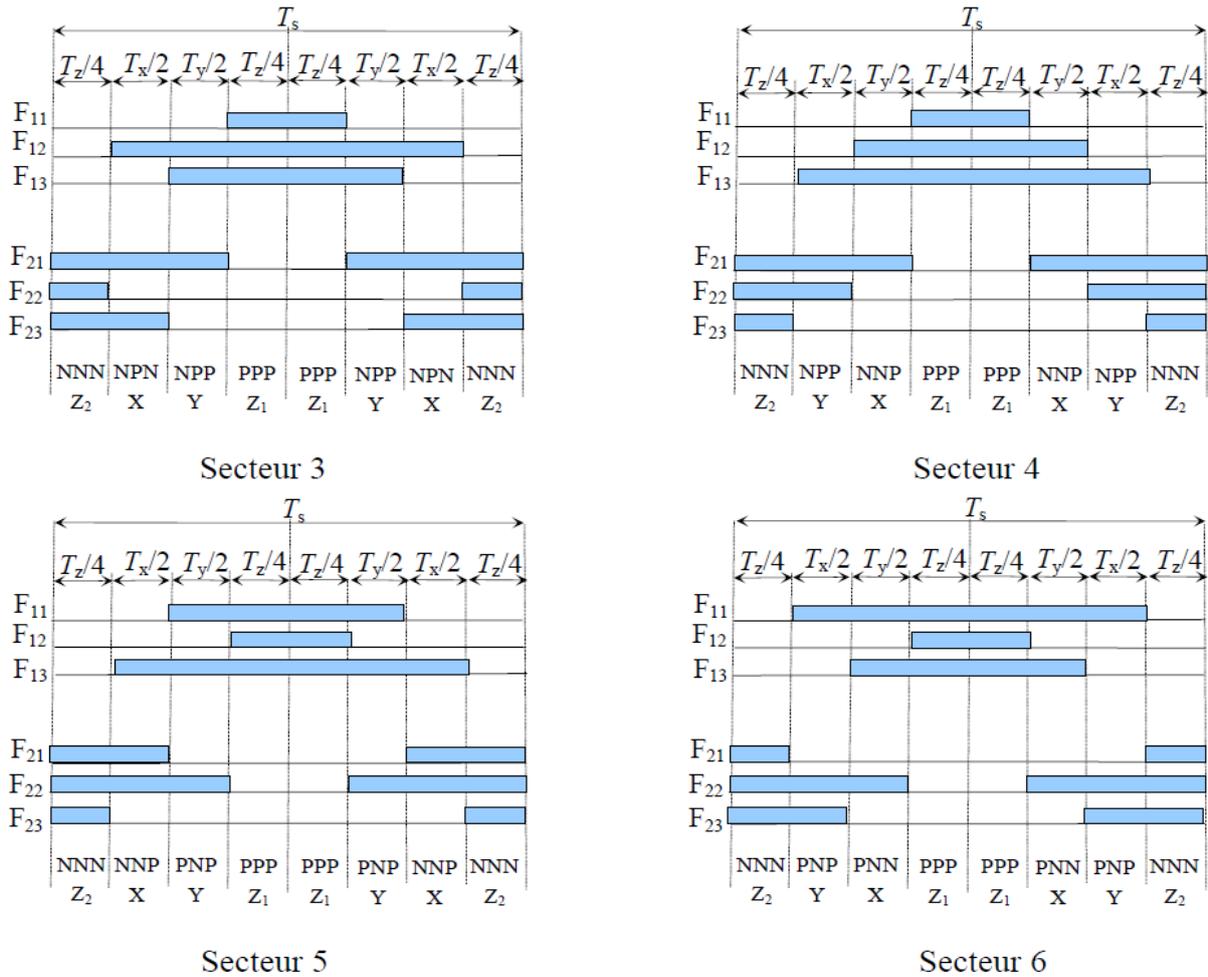


Figure II-28: Formes des fonctions logiques F_{ij} des interrupteurs pour les six secteurs et durant une période d'échantillonnage T_s .

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 Θ illustrée dans la figure II-25, 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-28, ainsi que leurs durées d'application pendant une période d'échantillonnage T_s à partir de la formule II-34.2, 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-28.

La profondeur de modulation est définie dans la formule suivante :

$$m = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{max}}{V_i} \quad (II-39)$$

II-3.8 Résultats de simulation de la stratégie SVM.

Afin de valider cette stratégie, on simule le fonctionnement d'un onduleur triphasé ordinaire dont les interrupteurs sont commandés par une stratégie SVM, en utilisant les valeurs suivantes pour les grandeurs physiques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_e = 381.5 \text{ V} \\ V_{cf} = 220 \text{ V} \\ f_p = 10 \text{ kHz} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} L_z = 10 \text{ mH} \\ r_{Lz} = 1 \Omega \\ C_z = 4.7 \text{ mF} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} L_f = 10 \text{ mH} \\ r_{Lf} = 3 \Omega \\ C_f = 60 \mu\text{F} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} R_{ch1} = 200 \Omega \\ R_{ch2} = 200 \Omega \\ R_{ch3} = 200 \Omega \end{array} \right.$$

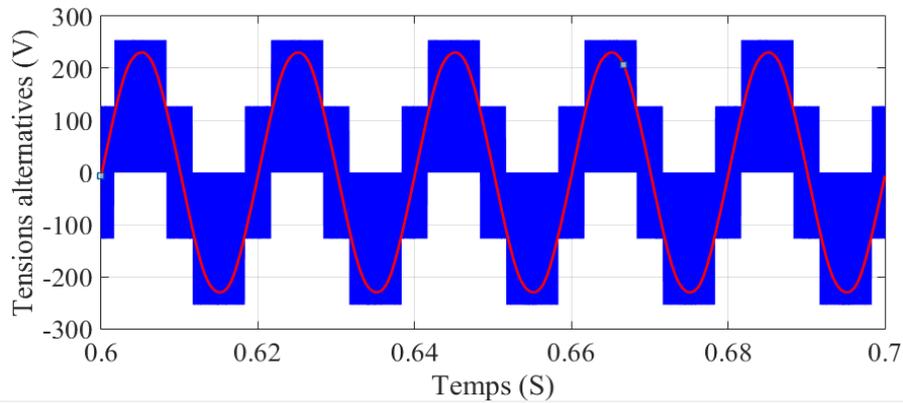


Figure II-29 : Résultats de simulation de la stratégie SVM-Allure des tensions v_{AN}, v_{CF} .

On remarque à partir de la figure II-29 que la forme de l'onde de sortie de l'onduleur obtenue après filtrage v_{CF} est bonne, puisque la tension de sortie v_{An} contient des harmoniques d'ordre inférieures (1...20) qui sont très négligeable par rapport à celle du fondamental du signal, comme on remarque sur la figure II-30.

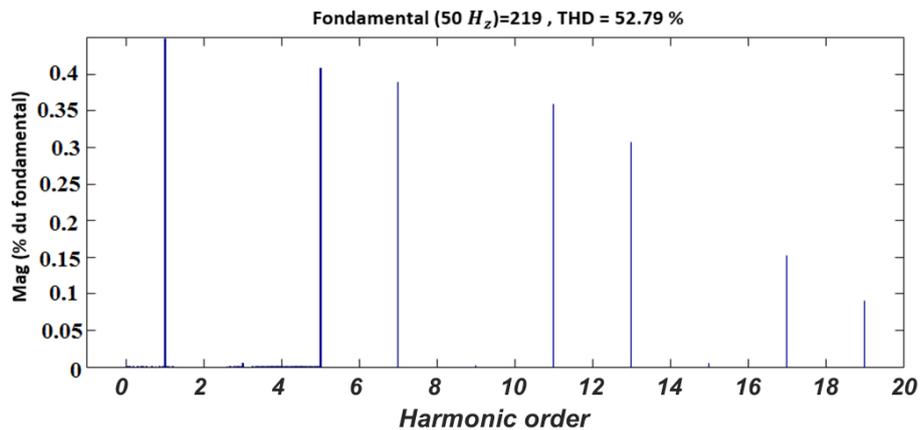


Figure II-30 : Résultats de simulation de la stratégie SVM-Spectre de la tension v_{AN} obtenue par FFT.

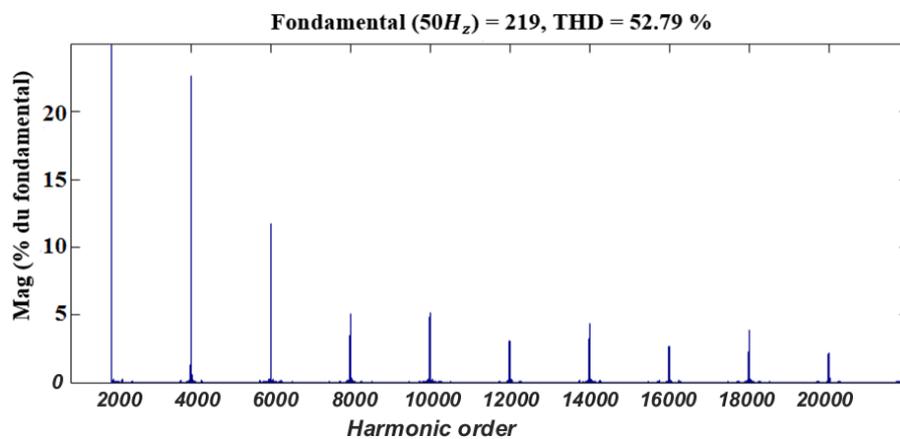


Figure II-31 : Résultats de simulation de la stratégie SVM-Spectre élargi de la tension v_{AN} obtenue par FFT.

Cependant, on peut remarquer sur la figure II-31 que la tension de sortie v_{AN} , contient des harmoniques d'ordre très supérieur d'amplitudes importantes, ces harmoniques sont groupées en familles, la distance entre la première famille et le fondamental et entre chaque deux familles est égale à $f_s \times m_f$, tel que f_s est la fréquence du fondamental, et m_f l'indice de modulation de la technique SVM.

II.4 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-32. 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].

		$T_s/2$			$T_s/2$			
		$T_z/4$	$T_x/2$	$T_y/2$	$T_z/2$	$T_y/2$	$T_x/2$	$T_z/4$
		V0	V1	V2	V7	V2	V1	V0
S ₁₁ S ₁₂ S ₁₃		000	100	110	111	110	110	000
S ₂₁ S ₂₂ S ₂₃		111	011	001	000	001	001	111
		Z ₁	X	Y	Z ₂	Y	X	Z ₂

Figure II-32 : Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur.

II-4.1 Stratégie SVM à quatre court-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 θ considéré (par exemple, le secteur S₁ dans la figure II-25). 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 Z₁ 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 K₁₁, tension v_a), cette augmentation se fera au dépend de la durée associé à l'état zéro Z₁, cette durée de court-circuit se situe donc entre la période d'application de l'état Z₁ 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 Z₂, 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 K₂₃, tension v_c), ainsi cette augmentation se fera aussi au dépend de la durée associée à l'état zéro Z₂, cette durée se situe entre la période d'application de l'état Y et l'état Z₂, elle constitue un point de passage entre ces deux états.

On obtient donc deux (02) périodes de court-circuit insérées dans l'état nulle Z₁, et deux (02) périodes de court-circuit insérées dans l'état nulle Z₂, 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-33 suivante [17] :

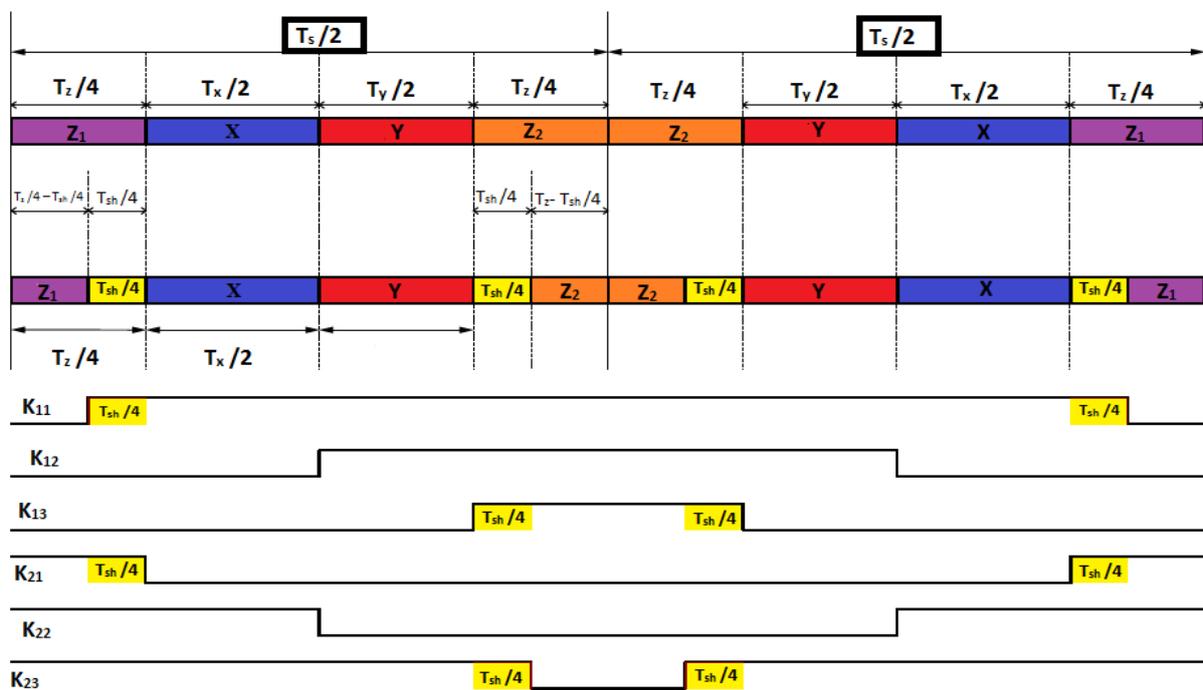


Figure II-33 : Séquence de la stratégie SVM à quatre courts-circuits.

II-4.2 Stratégie SVM à six court-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 court-circuits :

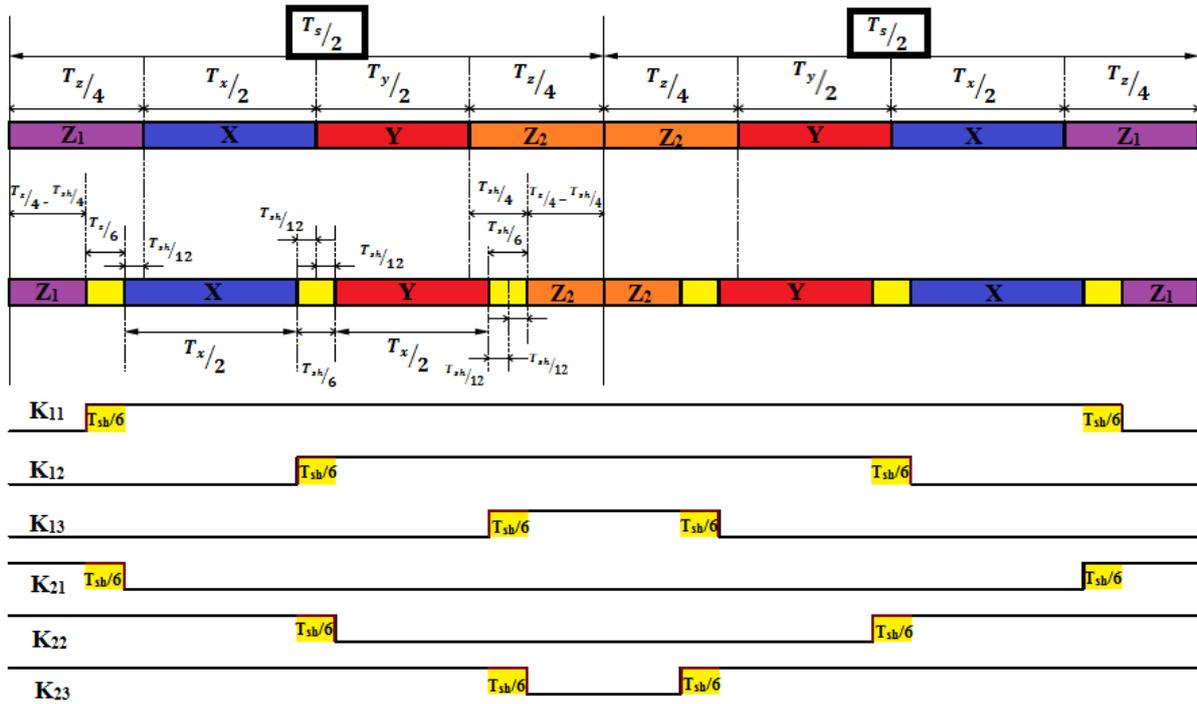


Figure II-34 : Séquence de la stratégie SVM à six court-circuits.

La relation entre le taux de modulation de la stratégie SVM modifiée r , le facteur d'élévation de la partie DC-DC β 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-40 suivantes [04] :

$$\begin{cases} \beta = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ \beta = \sqrt{3} \cdot G - 1 \end{cases}, r = \frac{V_{max}}{V_{i/2}} \quad (II-40)$$

II-4.3 Calcul du facteur d'élévation β :

Le facteur d'élévation β 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 :

$$\left(T_{z/4}\right) - \left(d \cdot T_s/4\right) \geq 0 \quad (II-41)$$

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

$$\left(T_{z/6}\right) - \left(d \cdot T_s/6\right) \geq 0 \quad (II-42)$$

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-43 suivante :

$$d \leq \left(T_z / T_s \right) \quad (\text{II-43})$$

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} :

$$d_{max} = 1 - m \quad (\text{II-44})$$

En remplaçant la profondeur de modulation m par son expression dans la relation II-39 dans la dernière expression II-44 :

$$d_{max} = 1 - m = 1 - \sqrt{3} \cdot \frac{V_{max}}{V_i} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \quad (\text{II-45})$$

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

$$r = \frac{V_{max}}{V_i/2} \quad (\text{II-46})$$

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 :

$$\begin{cases} \beta = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ G = \frac{r/2}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ \beta = 2 \cdot \sqrt{3} \cdot G - 1 \end{cases}, r = \frac{V_{max}}{V_i/2} \quad (\text{II-47})$$

II-4.4 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.

A partir des équations analytique de la relation II-46, on retrouve les valeurs suivantes pour le facteur d'élévation, le gain global, ainsi que les différentes tensions de sortie du système :

$$\begin{cases} d = 0.358 \\ \beta = 3.52 \\ G = 1.232 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_i = 1056 V \\ V_{Cz} = 678.16 V \\ V_{max} = 369.6 V \end{cases} \quad (\text{II-48})$$

On procède à la simulation de deux types de la stratégie SVM à quatre court-circuits, les deux stratégies diffèrent dans la séquence des états par rapport au lieu d'insertion des états de court-circuits. Les simulations ont abouti aux résultats suivants :

II-4.4.1 Résultats de simulation de la stratégie SVM 4 C-C, Type 1 (Séquence de la figure II-32) :

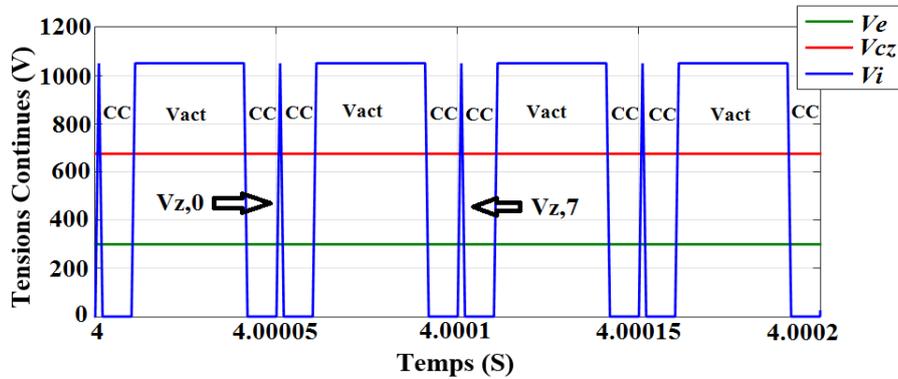


Figure II-34 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1) -Allure des tensions v_i, v_{Cz}, v_e .

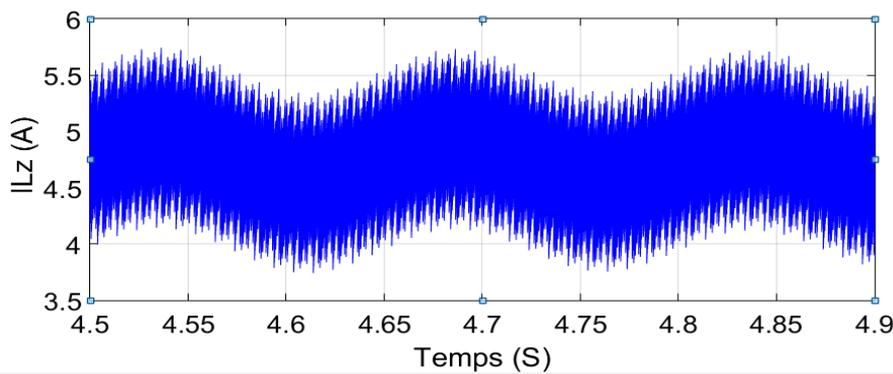


Figure II-35 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1)-Allure du courant I_{Lz} .

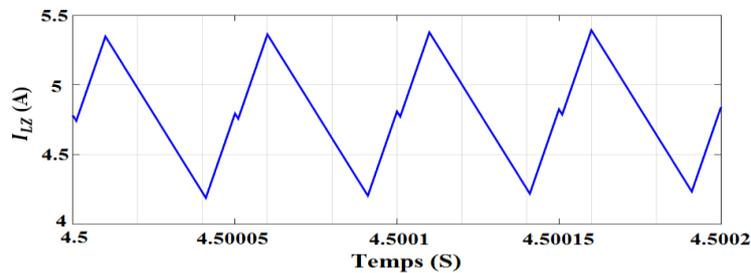


Figure II-36 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1)-Allure du courant I_{Lz} (Zoom)

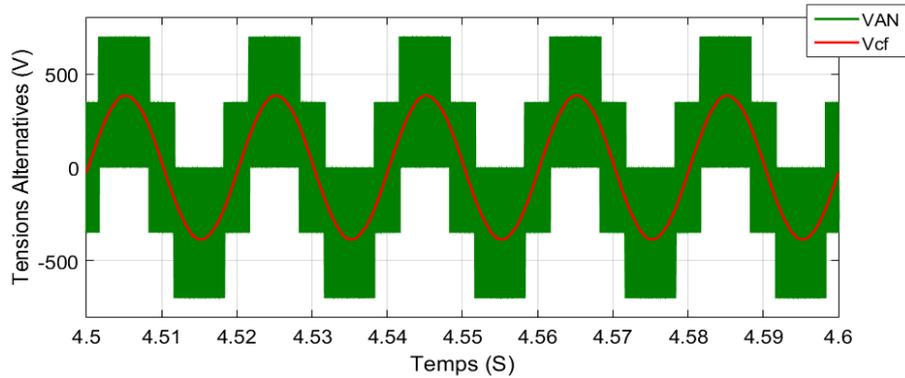


Figure II-37 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 1)-Allure des tensions V_{AN} et V_{cf} .

On constate à partir la figure II-34, l'allure de la tension v_i tout au long d'une période d'échantillonnage, on constate clairement que la séquence de court-circuits durant une période ($T_s = 10^{-4} s$) est symétrique, puisqu'il existe quatre états de court-circuits par période, équitablement segmentée à droite et à gauche des états actifs, nous constatons aussi sur la même figure la présence des états zéro avec une période très étroite au début, au milieu et à la fin de la période d'échantillonnage, ces états zéro sont séparées des états actifs par des périodes de court-circuits. L'allure de la tension v_i est une image réelle de la stratégie SVM à quatre court-circuits.

On remarque aussi à partir des figures II-35 et II-36 que les ondulations sur le courant de l'inductance du réseau I_{Lz} sont tolérables, elles sont plus faibles que celles remarquées en utilisant les stratégies MCBC et MBC.

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

$$\begin{cases} \hat{v}_i = 1053 V \\ v_{Cz} = 675 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \beta = 3.51 \\ d = 0.357 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_{Lz \min} = 3.76 A \\ I_{Lz \max} = 5.7 A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v_{AN \max} = 702 V \\ v_{cf \max} = 384.7 V \end{cases} \quad (\text{II-49})$$

On remarque à partir de ces résultats que les tensions de sorties $v_{AN \max}$ et $v_{cf \max}$ ainsi que les tensions v_i et v_{Cz} sont inférieures à celles obtenues par emploi des stratégies MCBC et MBC, ces valeur présentent aussi une légère différence par rapport aux valeurs calculées analytiquement, ceci est dû aux chutes de tension au niveau des inductances L_z du réseau d'impédance.

II-4.4.2 Résultats de simulation de la stratégie SVM 4 CC – Type 2 :

La stratégie SVM 4 c-c de type 2 est caractérisée par la séquence suivante :

$$|T_{sh} - T_z - T_{v \text{ act } 1} - T_{v \text{ act } 2} - T_z - T_{sh}| |T_{sh} - T_z - T_{v \text{ act } 2} - T_{v \text{ act } 1} - T_z - T_{sh}| \quad (\text{II-50})$$

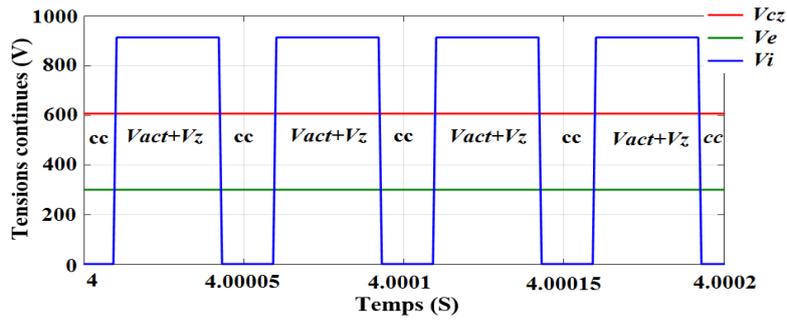


Figure II-38 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2) -Allure des tensions v_i, v_{Cz}, v_e .

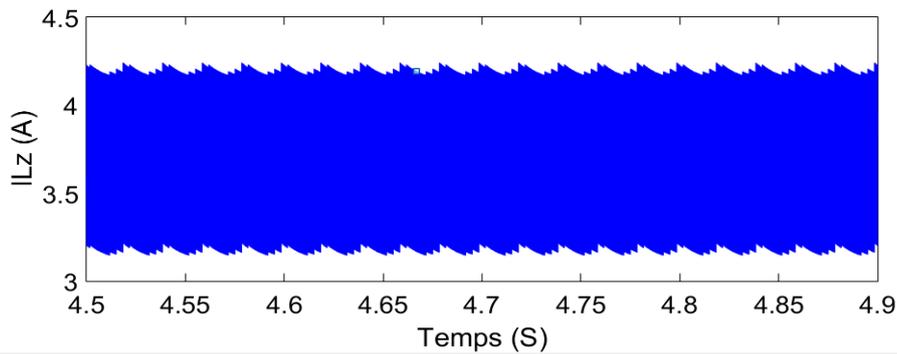


Figure II-39 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2)-Allure du courant I_{Lz} .

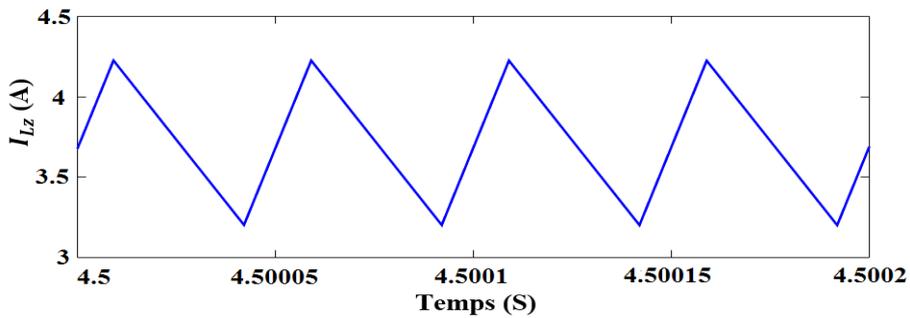


Figure II-40 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2)-Allure du courant I_{Lz} (Zoom)

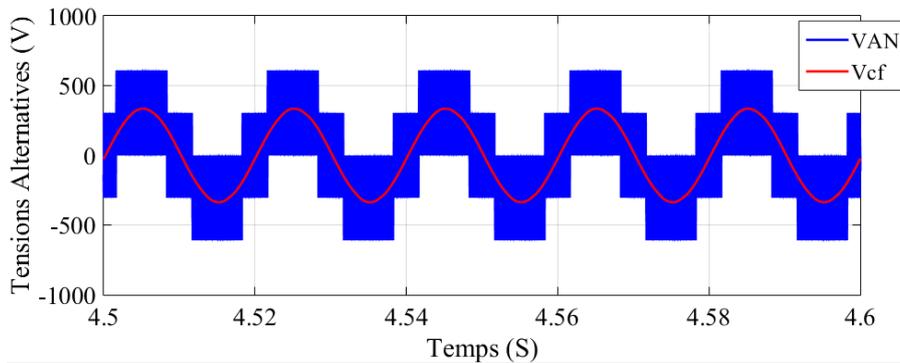


Figure II-41 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 4 court-circuits (Type 2) -Allure des tensions V_{AN} et V_{cf} .

On constate sur la figure II-38 l'allure de la tension v_i , qui est différente de celle illustrée dans la figure II-34, on voit donc bien la différence entre la stratégie SVM 4C-C de type 1 et celle de type 2, on remarque aussi clairement les séquences de court-circuits placés équitablement au début et à la fin de chaque demi-période de modulation et au milieu de ces périodes de court-circuits, se situe les périodes des vecteurs actifs, ainsi que les deux périodes des vecteurs zéro qui se situent au début et à la fin de cette période, comme illustré sur la relation II-50.

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

$$\begin{cases} \hat{v}_l = 915 V \\ v_{Cz} = 607 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \beta = 3.05 \\ d = 0.336 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_{Lz \min} = 3.15 A \\ I_{Lz \max} = 4.2 A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v_{AN \max} = 610 V \\ v_{cf \max} = 335 V \end{cases} \text{ (II -51)}$$

On remarque que les ondulations sur le courant I_{Lz} sont tolérables, cependant les valeurs des tensions de sorties $v_{AN \max}$ et $v_{Cf \max}$ sont inférieures à celles obtenues par simulation de la stratégie SVM 4C-C type 1.

II-4.4.3 Résultats de simulation de la stratégie SVM 6 CC :

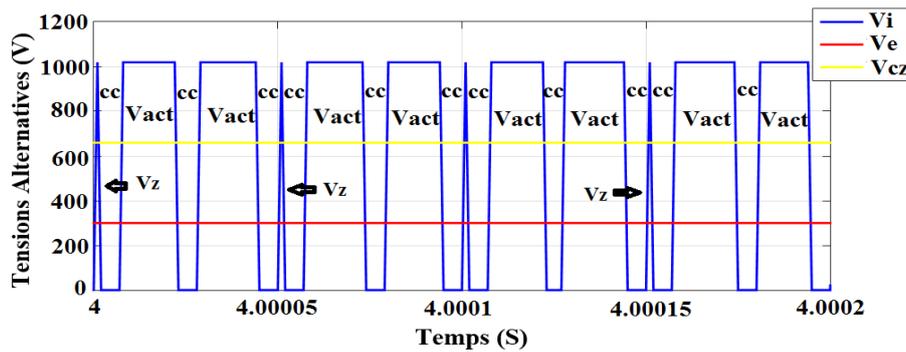


Figure II-42 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure des tensions v_i, v_{Cz}, v_e .

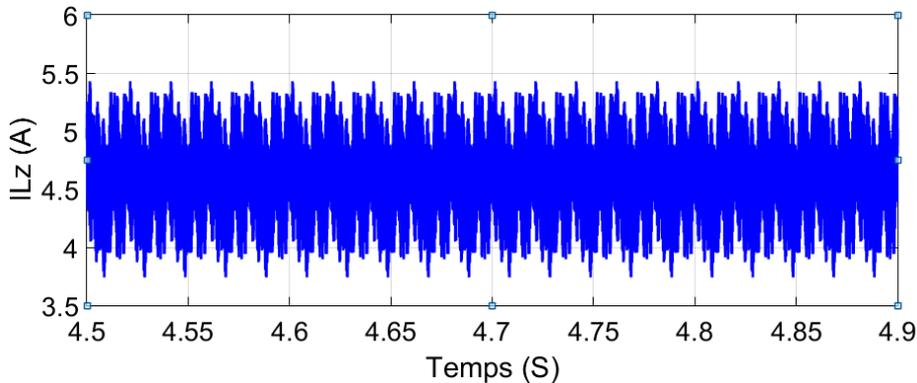


Figure II-43 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure du courant I_{Lz} .

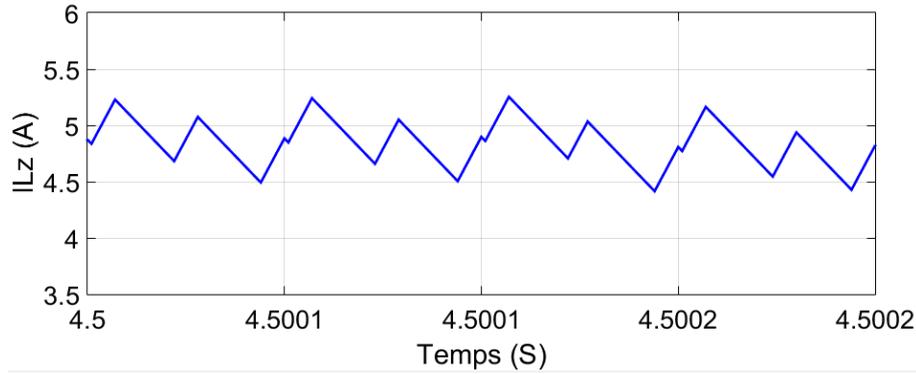


Figure II-44: Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure du courant I_{LZ} (Zoom).

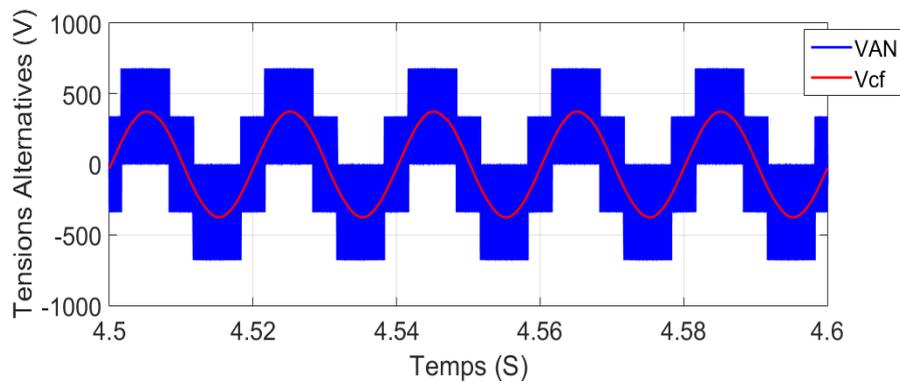


Figure II-45 : Résultats de simulation de la stratégie SVM à 6 court-circuits. Allure des tensions V_{AN} et V_{cf} .

A partir de la figure II-42, 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'états 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 :

$$\begin{cases} \hat{v}_l = 1091 V \\ v_{Cz} = 695 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \beta = 3.63 \\ d = 0.362 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} I_{Lz \min} = 2.8 A \\ I_{Lz \max} = 1.1 A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v_{AN \max} = 727.5 V \\ v_{cf \max} = 229 V \end{cases} \quad (\text{II -52})$$

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 supérieur à celle obtenue en utilisant les 2 stratégies SVM à quatre court-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.5 Etude comparative des différentes stratégies de commande :

Le tableau récapitulatif ci-dessous regroupe les relations du rapport cyclique de l'état de court-circuit, du facteur d'élévation β , du gain total de l'onduleur G , ainsi que la tension maximale v_i à l'entrée de du pont triphasé de l'onduleur en fonction du taux de modulation r , et ceci pour chacune des stratégies développées précédemment dans ce chapitre:

	SBC	MBC	MCBC	SVM
d	$1 - r$	$\frac{2\pi - 3\sqrt{3}r}{2\pi}$	$\frac{2 - \sqrt{3}r}{2}$	$1 - m = \frac{2 - \sqrt{3}r}{2}$
β	$\frac{1}{2r - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}r - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}r - 1}$	$\frac{1}{2m - 1} = \frac{1}{\sqrt{3}r - 1}$
G	$\frac{r}{2r - 1}$	$\frac{\pi \cdot r}{3\sqrt{3}r - \pi}$	$\frac{r}{\sqrt{3}r - 1}$	$\frac{m}{2m - 1} = \frac{r/2}{\sqrt{3}r - 1}$
$r(m)$	$\frac{G}{2G - 1}$	$\frac{\pi \cdot G}{3\sqrt{3}G - \pi}$	$\frac{G}{\sqrt{3} \cdot G - 1}$	$m = \frac{G}{2G - 1} = \frac{G}{\sqrt{3}G - 0.5}$
v_i	$(2G - 1)v_e$	$\frac{3\sqrt{3}G - \pi}{G} v_e$	$(\sqrt{3}G - 1)v_e$	$(2G - 1)v_e$

Tableau II-2 : Tableau récapitulatif des relations analytiques des paramètres de chaque stratégie.

Suite à l'étude analytique et simulations des différentes stratégies de commande de l'onduleur Z-Source, on aboutit aux conclusions et remarques suivantes :

- La stratégie MBC présente le gain total le plus élevé pour un certain facteur d'élévation, ce qui induit les tensions les plus faibles et les plus acceptables à commuter au niveau des interrupteurs de l'onduleur.
- Les stratégies inspirées de la MLI traditionnelle sont plus faciles à implémenter que les stratégies de modulation vectorielle, cette simplicité réside dans le non-besoin de calculer les périodes d'application des vecteurs de références des différentes configurations.
- Les stratégies MCBC et SBC présentent une segmentation équitable de la durée d'application du court-circuit, elles présentent donc un rapport cyclique constant tout au long d'une période, et donc elles présentent le moins d'ondulations par rapport au courant de l'inductance I_{Lz} .
- La stratégie MBC présente les ondulations du courant I_{Lz} les plus importantes, puisque le rapport cyclique de court-circuit n'est pas constant durant une période.

- Les stratégies basées sur la MLI contraignent tous les interrupteurs de l'onduleur à se fermer lors de l'état de court-circuit, ce qui augmente la fréquence de commutation des interrupteurs, et donc les pertes par commutation.
- Les stratégies SVM n'augmentent pas les pertes par commutation puisqu'il n'est pas nécessaire de fermer tous les interrupteurs lors de l'état de court-circuit.
- La stratégie SVM à six court-circuits présente le plus faible taux de distorsion au niveau de la tension de sortie filtrée v_{cf} .

II.6 Conclusion :

Durant ce chapitre, nous avons exposé le principe de fonctionnement de différentes stratégies pour la commande d'un onduleur triphasé à structure Z-Source, ainsi que leurs résultats de simulation, allant des stratégies inspirées de la modulation à largeur d'impulsion aux techniques de modulation vectorielle (SVM modifiées à quatre et à six court-circuits), il est à noter après l'analyse de ces différentes méthodes que chacune des méthodes présentent des avantages et des inconvénients, il est donc nécessaire de faire un choix judicieux par rapport à la détermination de la stratégie appropriée pour une application donnée.

L'étude comparative de ces stratégies de commande présentées, nous poussent à considérer des compromis, on en conclut que les stratégies SVM et MCBC sont les plus adéquates pour la commande de l'onduleur Z-Source.

Chapitre III :
Commande de l'Association de
l'Onduleur Z-Source avec
un Filtre Passif.

III.1 Introduction :

L'onduleur Z-source impose à sa sortie un système de tension sous forme de créneaux modulés avec les stratégies de commande présentées dans le chapitre précédent. Ces créneaux sont incompatibles avec les tensions sinusoïdales du réseau électrique. Donc, il est nécessaire d'ajouter un filtre passif pour rendre les grandeurs de sortie de l'onduleur Z-Source quasi-sinusoïdaux avec éliminations des harmoniques d'ordre supérieur [19].

Dans ce chapitre, nous avons présenté, tout d'abord, le modèle de connaissance du filtre passif LC, afin que nous puissions implémenter la régulation de la tension de sortie de notre système. Ensuite, nous avons illustré la technique de commande utilisée dans toutes les boucles de régulations.

III.2 Modèle de connaissance en vue de réguler la tension de sortie :

L'onduleur Z-source étudié doit être connecté à une charge ou incorporé à une chaîne d'alimentation, il est donc sensé fournir des tensions parfaitement sinusoïdales aux bornes d'une charge, ceci ne peut être ainsi accompli qu'en lui associant un filtre passif LC à sa sortie comme illustrer dans la figure I-14 du premier chapitre. On a donc besoin d'élaborer un modèle de connaissance afin de pouvoir contrôler en permanence les tensions de sortie en termes d'amplitude et de fréquence (Tensions de sortie triphasées équilibrées).

Ce modèle utilise les fonctions génératrices relatives aux interrupteurs de l'onduleur, ces fonctions sont données par la relation suivante :

$$F_{ijg} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t-T}^t F_{ij}(t) \cdot dt \quad (\text{III-1})$$

Ainsi, à partir de la figure I-14, on peut écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} L_{f1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{f2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{f1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{f2} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \\ v_{Cf1} \\ v_{Cf2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cf1} \\ v_{Cf2} \\ i_{Ch1} \\ i_{Ch2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{Lf1} & 0 \\ 0 & r_{Lf2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

$$\text{En ayant : } \begin{cases} L_{f1} = L_{f2} \\ r_{Lf1} = r_{Lf2} \\ C_{f1} = C_{f2} \end{cases}$$

En utilisant le modèle de connaissance matriciel défini dans le système d'équations III-2, et en lui appliquant la transformation de Laplace, on obtient un nouveau modèle de connaissance illustré dans le schéma bloc suivant de la figure III-1. Ce modèle est établi afin de pouvoir contrôler les tensions aux bornes de la charge.

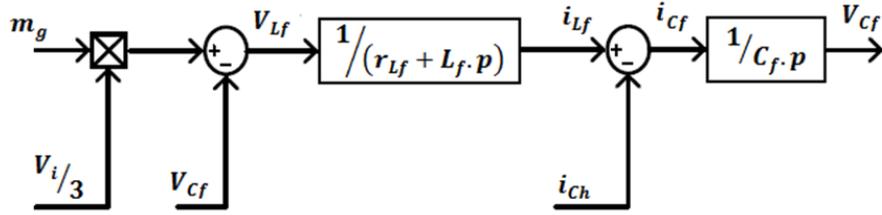


Figure III- 1 : Modèle de connaissance du filtre en vue de contrôler la tension de sortie.

Sachant que m_g est la matrice des fonctions génératrices des interrupteurs de l'onduleur, elle est définie ainsi :

$$m_g = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11g} \\ F_{21g} \\ F_{31g} \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

Les grandeurs à contrôler à partir de ce modèle, ainsi que les grandeurs incluses dans ce modèle sont alternatives, ce qui empêche les correcteurs de la chaîne de contrôle, de fonctionner convenablement. Afin de remédier à cette contrainte, il est nécessaire de transformer ces grandeurs en grandeurs continues, et ceci en utilisant la transformation de **R.H. Park**, on obtient alors le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \\ v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \\ i_{chd} \\ i_{chq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{Lf} & 0 \\ 0 & r_{Lf} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} -L_f \cdot i_{Lfq} \\ L_f \cdot i_{Lfd} \\ -C_f \cdot v_{sq} \\ C_f \cdot v_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

Ce système d'équations matriciel représente un nouveau modèle de connaissance de l'association onduleur-Filtre, mais dans le repère d-q. Ce nouveau modèle de connaissance est illustré sous forme de schéma bloc dans la figure III-2 suivante :

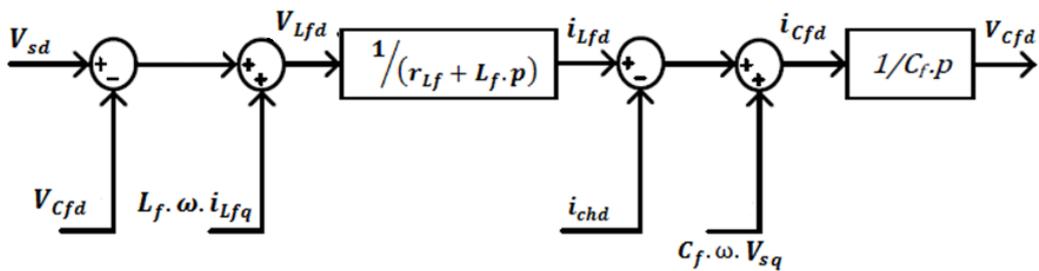


Figure III- 2: Modèle de connaissance dans le repère d-q en vue de contrôler la tension v_{Cfd} .

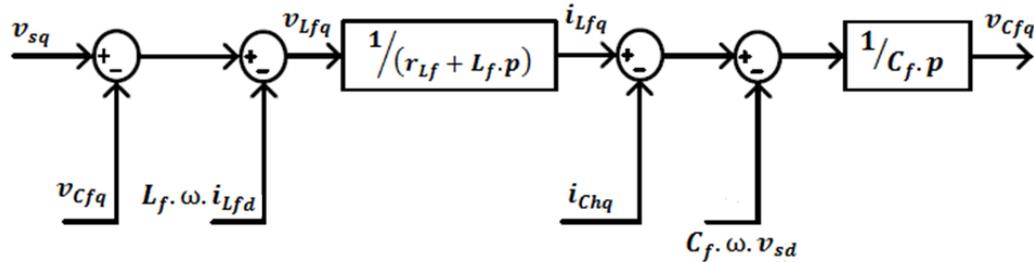


Figure III- 3: Modèle de connaissance dans le repère d-q en vue de contrôler la tension v_{Cfq} .

III.3 Commande de l'onduleur Z-Source :

Plusieurs études sont faites sur les différentes stratégies de commande pour contrôler l'onduleur Z-Source dans la littérature, comme par exemple : Commande par mode de glissement de l'onduleur Z-source [17], Le contrôle avec le régulateur PID du bus continue aux bornes de la capacité C_z [20], Direct/Indirecte contrôle de la tension crête de bus continu [21] [22] ...etc.

Nous avons utilisé une méthode de commande simple basée sur le modèle inverse du modèle de connaissance moyen, tel que nous utilisons deux boucles imbriquées, la boucle la plus rapide (généralement la boucle de courant) est d'abord étudiée. Chaque boucle contient un correcteur. Il y'a plusieurs critères mise en considération lorsqu'on choisit un correcteur. Les plus importants sont la stabilité et la dynamique du système commandé, après ils viennent la nature des grandeurs à commander et surtout la robustesse de ces régulateurs [04].

Nous avons choisit des régulateurs à action Proportionnelle-Intégral « PI » mise en série car c'est un bon régulateur pour les systèmes de deuxième ordre. Il élimine l'erreur statique du réglage mais il produit un retard de phase. Donc, on devrait choisir la valeur optimale des paramètres de ce correcteur pour satisfaire un compromis stabilité-rapidité.

L'expression générale d'un correcteur PI est donnée par la relation suivante :

$$R(p) = \frac{1+T_1 \cdot p}{T_2 \cdot p} = \frac{T_1}{T_2} + \frac{1}{T_2 \cdot p} = K_i + \frac{K_p}{p} \quad (\text{III-5})$$

Le réseau d'impédance qui caractérise l'onduleur Z-source, exige un contrôle supplémentaire de la tension v_i par l'exploitation de l'état zéro à l'entrée de cet onduleur. Par contre, le contrôle des grandeurs (tension et courant) de sortie qui sont mesurées à partir de la charge, est effectué par l'exploitation des états actifs.

III.3.1 Contrôle de la tension de crête V_i :

D'après les relations caractéristiques de l'onduleur Z-source suivantes :

$$v_i = \frac{V_{Cz}}{1-d} \quad (a) \quad \text{et} \quad v_i = \frac{V_e}{1-2 \cdot d} \quad (b) \quad (\text{III-6})$$

Deux méthodes similaires sont proposées pour commander les grandeurs de sortie, en utilisant deux entrées différentes. Chaque méthode contient deux boucles de réglage. Le schéma suivant illustre les deux méthodes de réglage distinguées par un « Switch » [04] :

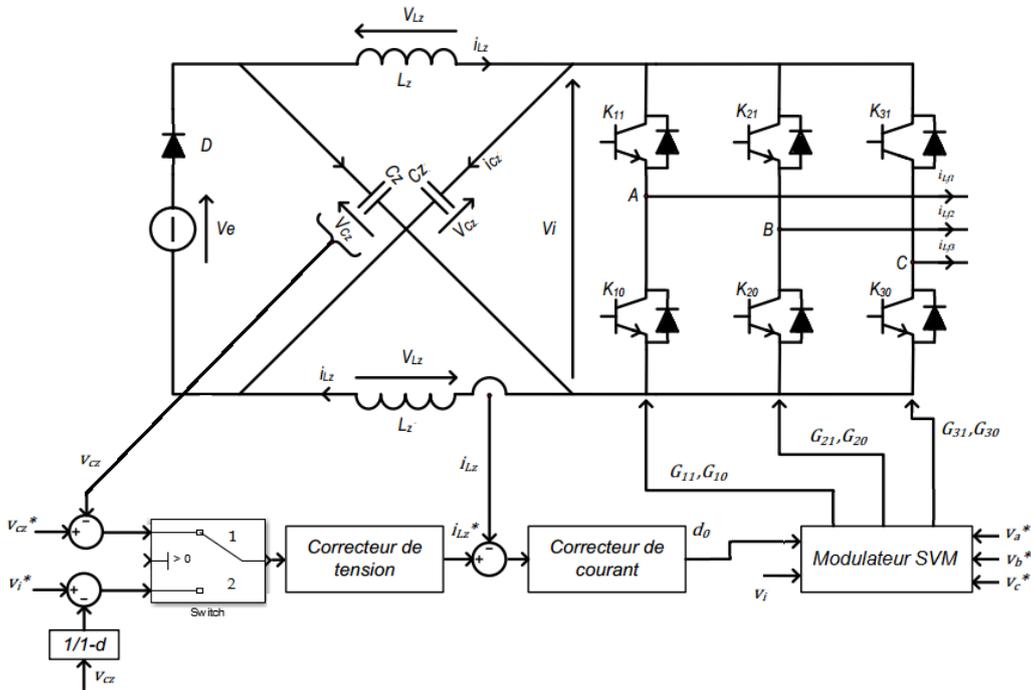


Figure III- 4 : Les deux méthodes du contrôle de la tension v_i .

En utilisant la modélisation de l'onduleur Z-Source basée sur le modèle moyenne, le contrôle de V_{Cz} et du courant i_{Lz} est réalisé par deux boucles imbriquées, la boucle la plus rapide est d'abord étudiée. Chacune d'entre elles contient un régulateur PI. Les fonctions $R_v(p)$ et $R_i(p)$ représentent le régulateur de la tension et le régulateur du courant respectivement.

Ce contrôle consiste à estimer le courant i_{Cz} absorbé par la capacité C_z , ainsi que la chute de tension aux bornes des inductances L_z et par l'asservissement respectif de la tension V_{Cz} et du courants i_{Lz} .

III.3.2 Modèle du contrôle de la tension V_e :

Pour que nous puissions maintenir la tension (V_{Cz}) absorbée par le condensateur C_z constante, nous devons estimer la valeur de référence de cette tension V_{Cz} par l'utilisation de la boucle inverse du modèle de connaissance moyen, et aussi nous devons contrôler le courant (i_{Lz}) traversant l'inductance L_z , pour éviter tout dépassement du courant nocif pour l'onduleur Z-Source.

Les équations du modèle de connaissance moyen de l'onduleur Z-Source :

$$\begin{cases} V_{Lz}(p) = (L_z \cdot p + r_{Lz}) \cdot I_{Lz}(p) = V_{Cz}(p) + (1 - d(p)) \cdot (V_e - 2 \cdot V_{Cz}(p)) \\ I_{Cz}(p) = C_z \cdot p \cdot V_{Cz}(p) = I_{Lz}(p) - (1 - d(p)) \cdot I_{eo}(p) \end{cases} \quad (III-7)$$

Nous pouvons élaborer la boucle de régulation de l'onduleur Z-Source, en appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit suivant:

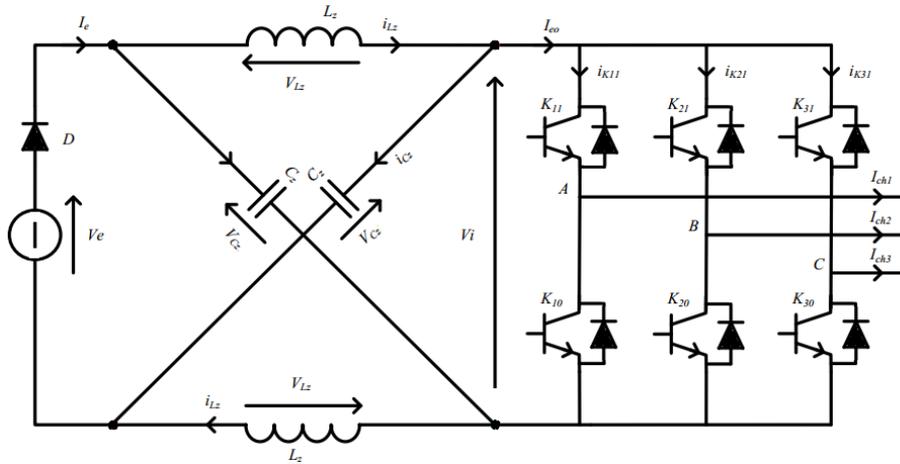


Figure III- 5 : Le circuit électrique de l'onduleur Z-Source.

Les deux figures suivantes représentent le schéma bloc du modèle moyen de l'onduleur Z-source et leur schéma inverse de régulation en vue de commander la tension V_{Cz} :

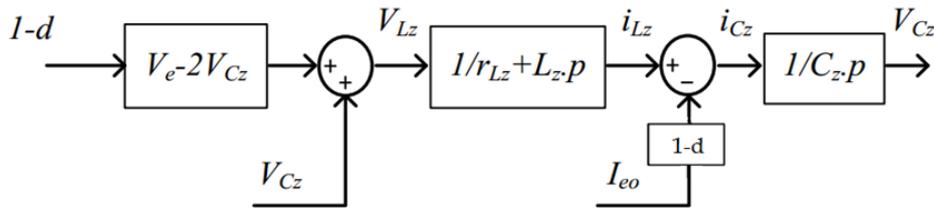


Figure III- 6 : Schéma bloc de l'onduleur Z-Source, en vue de commander la tension V_{Cz} .

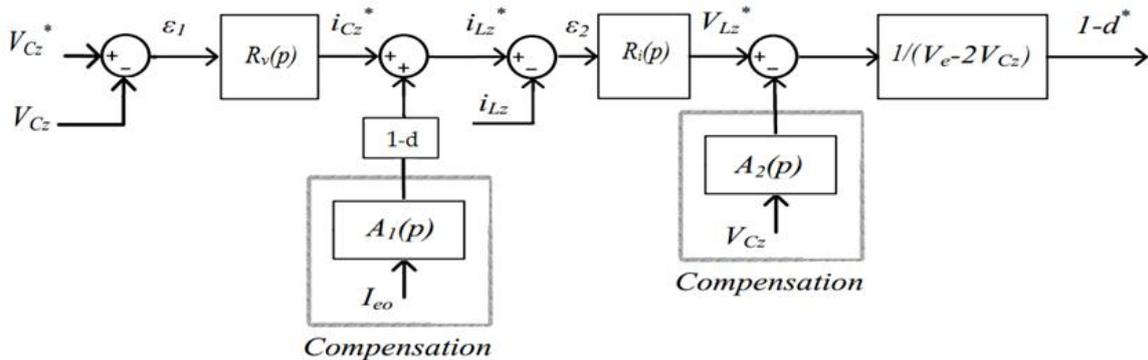


Figure III- 7: Schéma bloc inverse de la régulation de l'onduleur Z-Source, en vue de commander la tension V_{Cz} .

Dans notre travail, nous avons utilisé des compensateurs sous forme des polynômes ($A_i(p)$) afin de découplé les différentes variables et garder une seule grandeur dans le calcul des régulateurs. Dans la pratique, ces compensateurs représentent des filtres.

III.3.2.1 calcul des paramètres du correcteur $R_i(p)$ de la boucle du courant :

L'analyse de la figure III-7, nous donne les relations explicatives suivantes :

$$\begin{cases} \varepsilon_2(p) = i_{Lz}^*(p) - i_{Lz}(p) \\ V_{Lz}^*(p) = \varepsilon_2(p) \cdot R_i(p) \\ V_{Lz}^*(p) - A_2(p) \cdot V_{Cz}(p) = (1-d) \cdot (V_e - 2 \cdot V_{Cz}) \text{ Avec } 1-d = 1-d^* \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

D'après la figure III-6 du modèle du convertisseur, on peut écrire :

$$i_{Lz}(p) = \frac{V_{Lz}(p)}{r_{Lz} + L_z \cdot p} = \frac{(V_e - 2 \cdot V_{Cz}) \cdot (1-d) + V_{Cz}}{r_{Lz} + L_z \cdot p} = \frac{(V_e - 2 \cdot V_{Cz}) \cdot (1-d^*) + V_{Cz}}{r_{Lz} + L_z \cdot p} \quad (\text{III-9})$$

En remplaçant l'équation (III-8) dans (III-9), on trouve :

$$i_{Lz}(p) = \frac{V_{Lz}^*(p) - A_2(p) \cdot V_{Cz}(p) + V_{Cz}}{r_{Lz} + L_z \cdot p} \quad (\text{III-10})$$

On met : $A_2(p) = 1$, le terme V_{Cz} s'élimine et l'équation devient :

$$i_{Lz}(p) = \frac{V_{Lz}^*(p)}{r_{Lz} + L_z \cdot p} = \frac{\varepsilon_2(p) \cdot R_i(p)}{r_{Lz} + L_z \cdot p} \quad (\text{III-11})$$

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

$$FTBO_i = \frac{i_{Lz}(p)}{\varepsilon_2(p)} = \frac{R_i(p)}{r_{Lz} + L_z \cdot p} = \frac{1 + T_1 \cdot p}{(r_{Lz} + L_z \cdot p) \cdot T_2 \cdot p} = \frac{1 + T_1 \cdot p}{r_{Lz} \cdot [1 + (L_z / r_{Lz}) \cdot p] \cdot T_2 \cdot p} \quad (\text{III-12})$$

On prend : $T_1 = L_z / r_{Lz}$ pour compenser la constante de temps du système (L_z / r_{Lz}), ce qui donne :

$$FTBO_i = \frac{1}{r_{Lz} \cdot T_2 \cdot p} = \frac{1}{\tau_i \cdot p} \quad (\text{III-13})$$

Donc, les paramètres du correcteur de la première boucle du courant :

$$\begin{cases} K_{pi} = L_z / \tau_i \\ K_{ii} = r_{Lz} / \tau_i \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

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

$$FTBF_i = \frac{i_{Lz}(p)}{i_{Lz}^*(p)} = \frac{1}{1 + \tau_i \cdot p} \quad (\text{III-15})$$

III.3.2.2 calcul des paramètres du correcteur $R_v(p)$ de la boucle de tension :

D'après la figure III-7 de régulation, les relations explicatives de la tension sont :

$$\begin{cases} \varepsilon_1(p) = V_{CZ}^*(p) - V_{CZ}(p) \\ i_{CZ}^*(p) = \varepsilon_1(p) \cdot R_v(p) \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

$$i_{LZ}^*(p) = i_{CZ}^*(p) + A_1(p) \cdot (1-d) \cdot I_{e0} \quad (\text{III-17})$$

$$i_{LZ}(p) = FTBF_i \cdot i_{LZ}^*(p) \quad (\text{III-18})$$

D'après la figure III-6, on peut écrire :

$$V_{CZ}(p) = \frac{i_{CZ}(p)}{C_Z \cdot p} = \frac{i_{LZ} - (1-d)I_{e0}}{C_Z \cdot p} = \frac{FTBF_i \cdot i_{LZ}^*(p) - (1-d)I_{e0}}{C_Z \cdot p} \quad (\text{III-19})$$

En remplaçant l'équation (III-17) dans l'équation (III-19), on trouve :

$$V_{CZ}(p) = \frac{FTBF_i \cdot \{i_{CZ}^*(p) + A_1(p) \cdot (1-d) \cdot I_{e0}\} - (1-d)I_{e0}}{C_Z \cdot p}$$

$$V_{CZ}(p) = \frac{FTBF_i \cdot i_{CZ}^*(p) + FTBF_i \cdot A_1(p) \cdot (1-d) \cdot I_{e0} - (1-d)I_{e0}}{C_Z \cdot p} \quad (\text{III-20})$$

Pour éliminer la présence du terme courant ($(1-d)I_{e0}$) dans les paramètres du correcteur $R_v(p)$, on prend $A_1(p)$ comme suit; de tel sorte qu'il va éliminer la fonction de transfert en boucle fermé du courant.

$$A_1(p) = \frac{1 + \tau_i \cdot p}{(1 + \tau_i \cdot p)^n}$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} n \geq 2 \\ \tau_i \gg \tau \end{cases}$$

En respectant ces hypothèses, on trouve :

$$V_{CZ}(p) = \frac{FTBF_i \cdot i_{CZ}^*(p)}{C_Z \cdot p} = \frac{FTBF_i \cdot \varepsilon_1(p) \cdot R_v(p)}{C_Z \cdot p} = \frac{\varepsilon_1(p) \cdot R_v(p)}{C_Z \cdot p \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} \quad (\text{III-21})$$

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

$$FTBO_v = \frac{V_{CZ}(p)}{\varepsilon_1(p)} = \frac{R_v(p)}{C_Z \cdot p \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} \quad (\text{III-22})$$

Cette fonction de transfert de deuxième ordre contient un pôle nul, qui rend le système stable. Par conséquent, on prend un régulateur proportionnel (type P) pour la boucle de la tension :

$$R_v(p) = K_{vp} \tag{III-23}$$

$$\text{Alors : } FTBO_v = \frac{K_{vp}}{C_z \cdot p (1 + \tau_i \cdot p)} = \frac{K_{vp}}{C_z \cdot p + \tau_i \cdot C_z \cdot p^2} \tag{III-24}$$

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

$$FTBF_v = \frac{K_{vp}}{K_{vp} + C_z \cdot p + \tau_i \cdot C_z \cdot p^2} = \frac{1}{1 + (C_z/K_{vp}) \cdot p + (\tau_i \cdot C_z/K_{vp}) \cdot p^2} \tag{III-25}$$

Cette fonction est similaire à une fonction de deuxième ordre comme celle-ci :

$$FTBF_v = \frac{1}{1 + (2 \cdot \varepsilon / \omega_n) \cdot p + (1 / \omega_n^2) \cdot p^2} \tag{III-26}$$

Tel que :

- "ε" représente le coefficient d'amortissement.
- "ω_n" représente la pulsation de coupure.

Par comparaison :

$$\begin{cases} \frac{C_z}{K_{vp}} = 2 \cdot \varepsilon / \omega_n \\ \tau_i \cdot \frac{C_z}{K_{vp}} = 1 / \omega_n^2 \end{cases} \tag{III-27}$$

$$\text{On prend : } \varepsilon = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

$$\text{On trouve : } K_{vp} = \frac{C_z}{2 \cdot \tau_i} \tag{III-28}$$

III.3.2.3 Synthèse des régulateurs des deux boucles :

Nous avons utilisé des régulateurs à action Proportionnelle-Intégral « PI » mise en série. Pour déterminer les paramètres de ces régulateurs dans les deux boucles (boucle de tension et boucle du courant), nous avons calculé les fonctions de transfert et déterminé les constantes de temps des régulateurs par élimination de la constante de temps la plus lente.

III.3.3 Commande des grandeurs de sortie de l'onduleur Z-Source :

L'onduleur Z-Source est relié avec une charge en mode isolé, alimenté par une source de tension continue. Le contrôle des grandeurs de sortie consiste à garantir des tensions constantes aux bornes de la charge (Amplitude et fréquence) et équilibrées (Les trois phases sont déphasées par 2π/3).

En utilisant un filtre passif « LC » en sortie de l'onduleur Z-Source, la figure suivante illustre les deux boucles imbriquées utilisées pour contrôler les tensions et les courants traversant la charge.

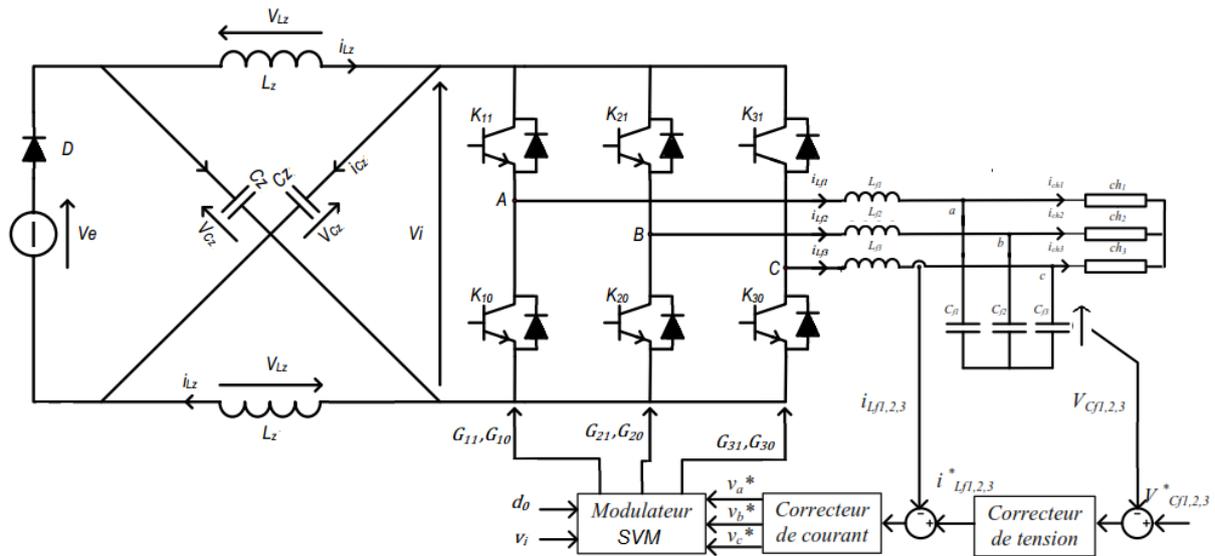


Figure III- 8: Schéma synoptique du contrôle des grandeurs de sortie.

III.3.3.1 Modèle du contrôle des grandeurs de sortie :

En appliquant la même méthode utilisée dans le modèle du contrôle de la tension crête et d'après les équations (III-4) du modèle de connaissance de l'association onduleur-filtre dans le repère « d-q ». Nous représentons les boucles inverses en vue de commander la tension de sortie V_s suivant les deux axes (l'axe directe et l'axe quadratique).

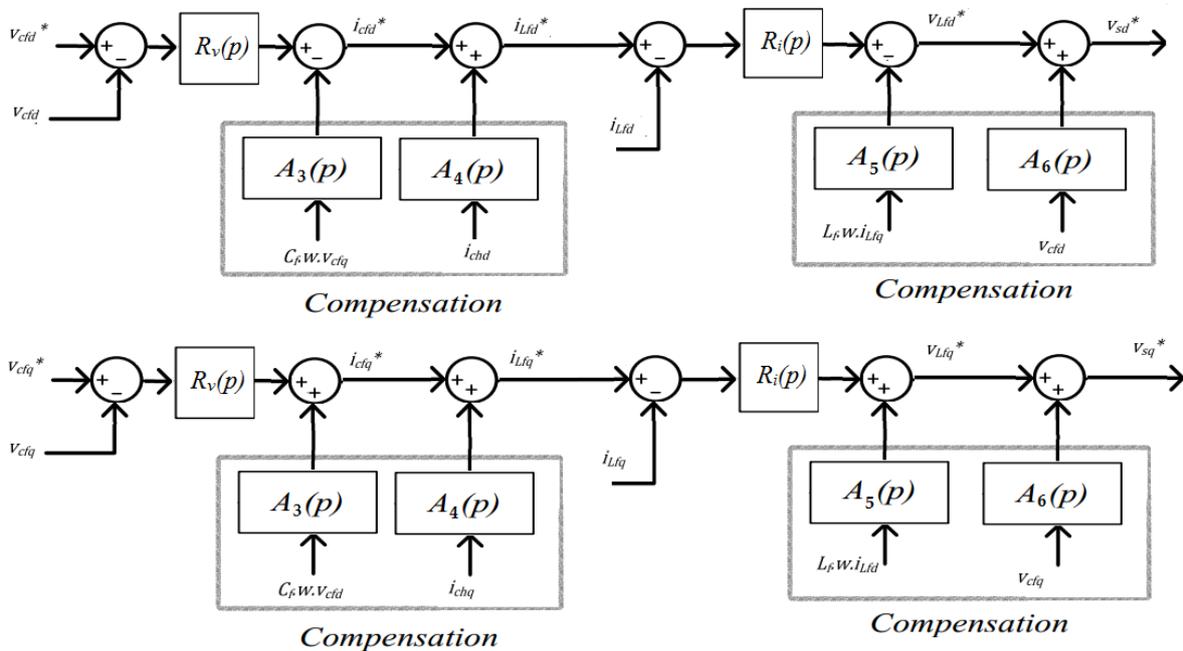


Figure III- 9: Modèle inverse du contrôle de la tension de sortie filtrée V_s suivant l'axe direct et l'axe quadratique.

III.3.3.2 Les résultats de simulations de l'association (ZSI avec un Filtre LC):

Afin de valider le modèle de régulation du filtre, on procède à la simulation du système, en utilisant le modèle de commande étudié dans le chapitre présent, en utilisant la stratégie de la commande SVM à six court-circuits. On va varier la charge pendant la simulation en deux instants différents (2.5s et 2.65s).

Durant cette simulation, les tensions alternatives simples filtrées V_s et la tension continue du condensateur du réseau d'impédance v_{Cz} sont régulées par cascade en utilisant des correcteurs de type PI.

Les valeurs des éléments passifs utilisés durant cette simulation sont :

$$\begin{cases} V_e = 300 \text{ V} \\ f_m = 5 \text{ kHz} \end{cases} \quad \begin{cases} L_Z = 10 \text{ mH} \\ r_{LZ} = 1 \Omega \\ C_Z = 4.7 \text{ mF} \end{cases} \quad \begin{cases} L_f = 10 \text{ mH} \\ r_{Lf} = 3 \Omega \\ C_f = 60 \mu\text{F} \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

En utilisant la stratégie SVM, il faut respecter une règle générale illustrée dans la relation ci-dessous :

$$\text{On a :} \quad d + m \leq 1 \quad (\text{III-30})$$

$$V_i = \frac{1}{1-2.d} \cdot V_e$$

$$\frac{V_e}{V_i} = 1 - 2.d \Rightarrow 2.d = 1 - \frac{V_e}{V_i}$$

$$d = \frac{1}{2} - \frac{V_e}{2.V_i} \quad (\text{III-31})$$

$$\text{Sachant que la profondeur de modulation :} \quad m = \frac{V_{ref\ max} \cdot \sqrt{3}}{V_i} \quad (\text{III-32})$$

$$\text{En remplaçant dans (III-30) :} \quad \frac{1}{2} - \frac{V_e}{2.V_i} + \frac{V_{ref\ max} \cdot \sqrt{3}}{V_i} \leq 1$$

$$\frac{V_i - V_e + 2.V_{ref\ max} \cdot \sqrt{3}}{2.V_i} \leq 1$$

$$\frac{V_i}{2} - \frac{-V_e + 2.V_{ref\ max} \cdot \sqrt{3}}{2} \leq V_i$$

$$\sqrt{3} \cdot V_{ref\ max} - \frac{V_e}{2} \leq \frac{V_i}{2} \quad (\text{III-33})$$

III.3.3.2.1 Analyse spectrale entre les tensions d'avant et d'après filtrage :

D'abord, nous commençons la simulation par une étude comparative entre les tensions d'avant et d'après l'utilisation du filtre LC avec une analyse spectrale, Voila ci-dessous les résultats obtenus :

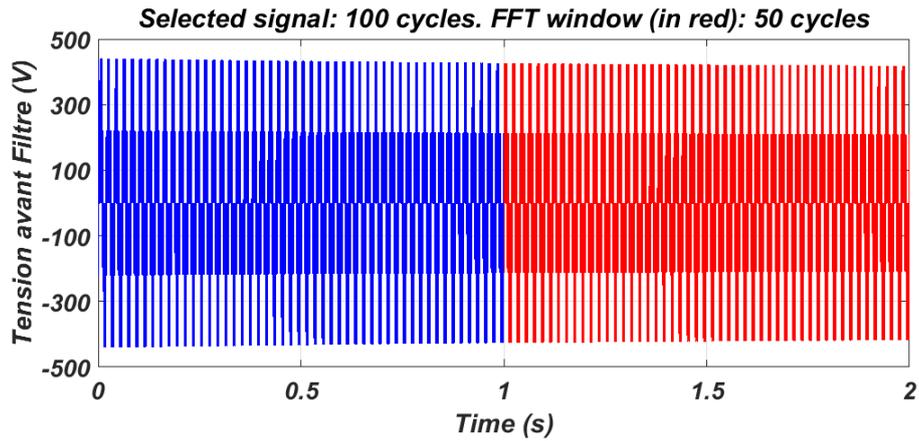


Figure III- 10 : Allure de la tension avant filtrage d'une seule phase.

En effectuant la transformation par FFT du signal de la tension de sortie non filtrée v_s , on obtient les figures des spectres suivantes :

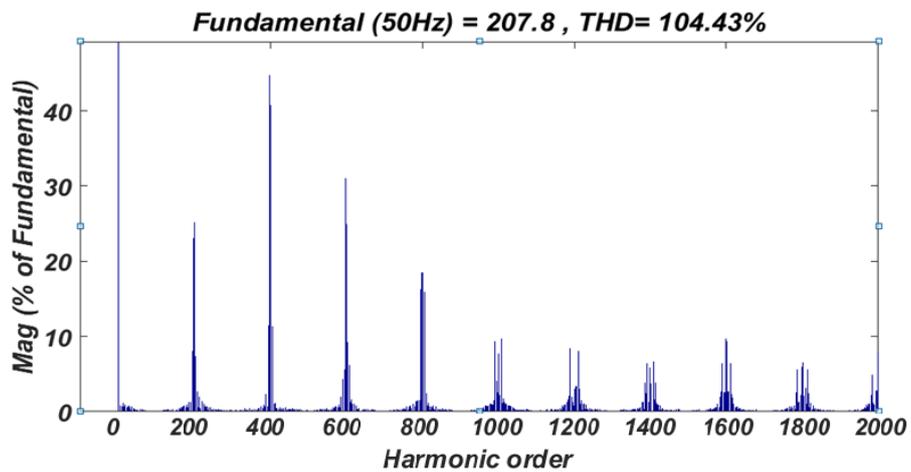


Figure III- 11 : Spectre élargi de la tension de sortie avant filtrage d'une seule phase.

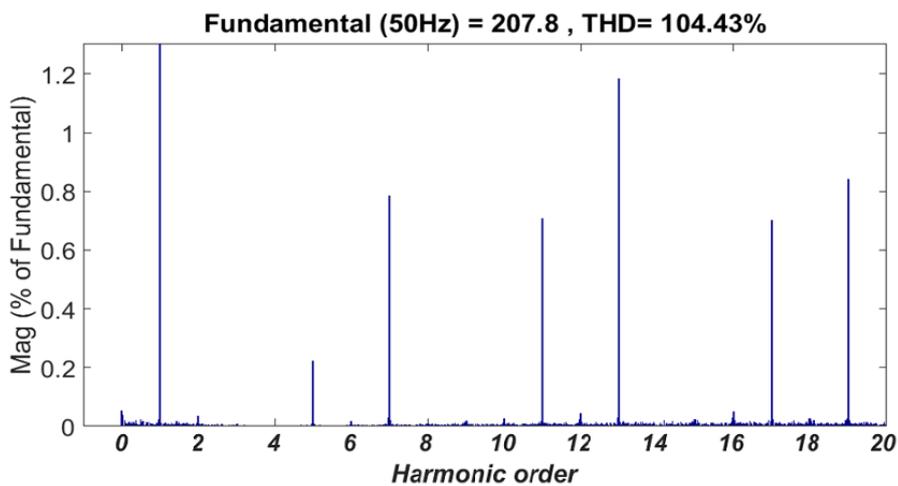


Figure III- 12 : Spectre de la tension de sortie avant filtrage d'une seule phase.

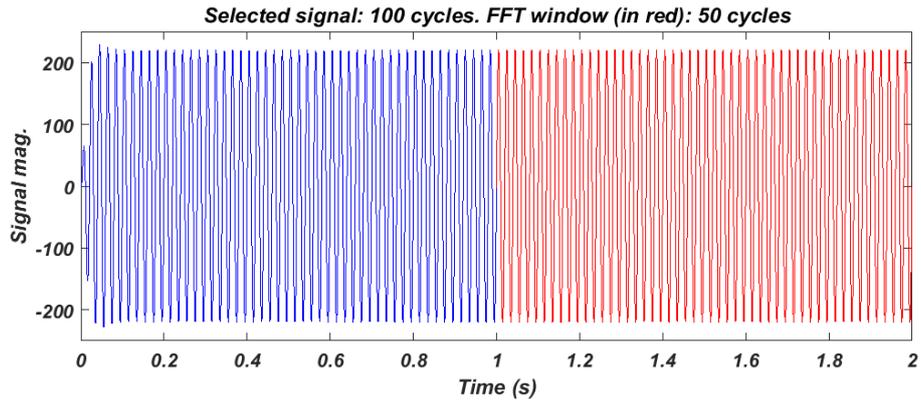


Figure III- 13 : Allure de la tension après filtrage d'une seule phase

La transformation par FFT du signal de la tension de sortie filtrée v_s nous donne :

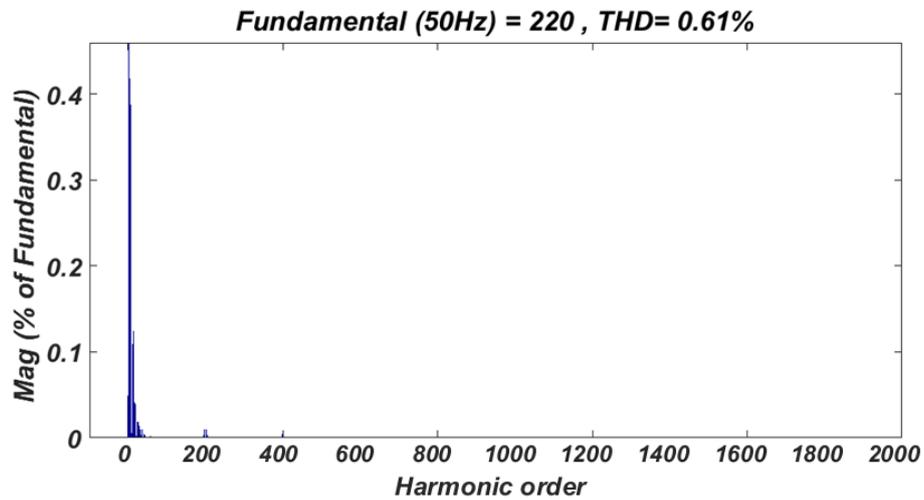


Figure III- 14 : Spectre élargi de la tension de sortie après filtrage d'une seule phase.

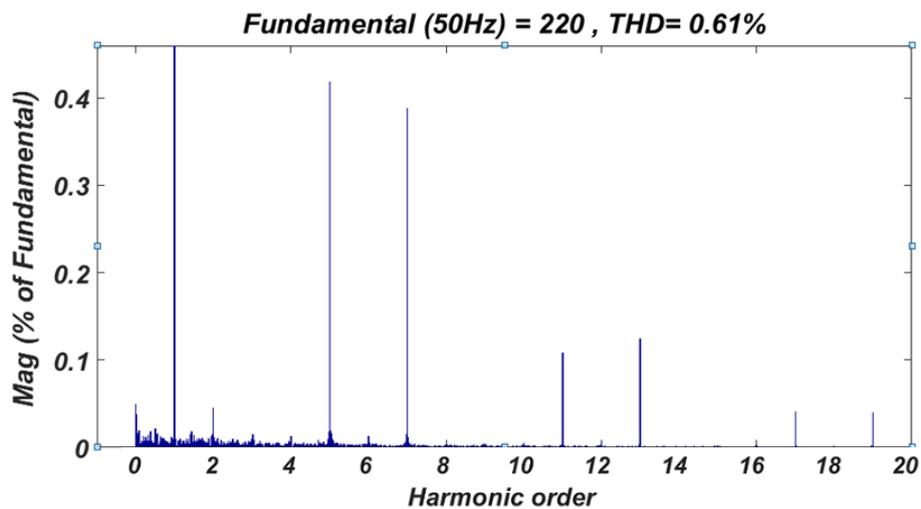


Figure III- 15 : Spectre de la tension de sortie avant filtrage d'une seule phase.

III.3.3.2 Analyse des résultats:

La comparaison entre le spectre de la tension avant filtre (Figure III- 11) avec celle d'après filtre (Figure III- 14) montre bien que le filtre LC joue le rôle d'un filtre passe-bas tel qu'il élimine toutes les harmoniques d'ordre supérieur à 13. Nous remarquons aussi que la commande SVM à 6 c-c a éloigné les harmoniques de telle sorte que les harmoniques d'ordre 7 et 13 deviendront supérieures à l'harmonique 3 (Figures III-16 et III-12). En effet, le taux de distorsion (calculé par rapport au fondamentale) se réduit de 104.43% au 0.61%, ce qui est énorme, cette valeur de THD (0.61%) est la plus faible possible lorsqu'on utilise la stratégie SVM et plus précisément celle à 6 C-C. Le fondamentale de la tension filtrée prend la valeur de la consigne (220V), par contre; avant le filtre LC, il n'a pas atteint la valeur (210V). Donc, on constate que le rôle de la commande du filtre est primordial pour avoir une bonne tension sinusoïdale équilibré en sortie.

III.3.3.2.3 Simulations avec une charge variable:

La simulation avec une charge variable dans les instants (2.5s et 2.6s) donne les résultats ci-dessous:

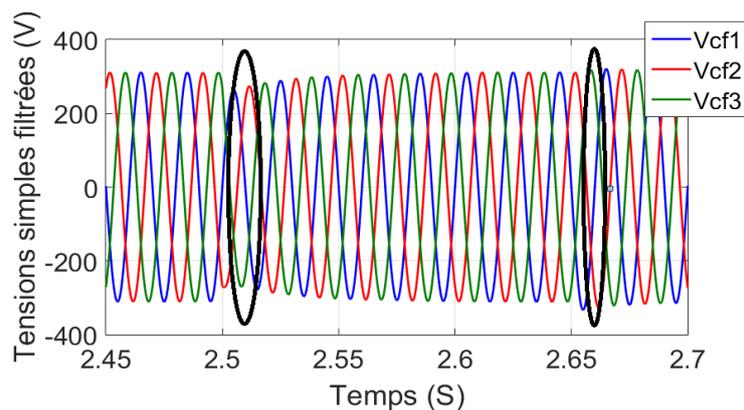


Figure III-16 : Allure des tensions simples filtrées V_s .

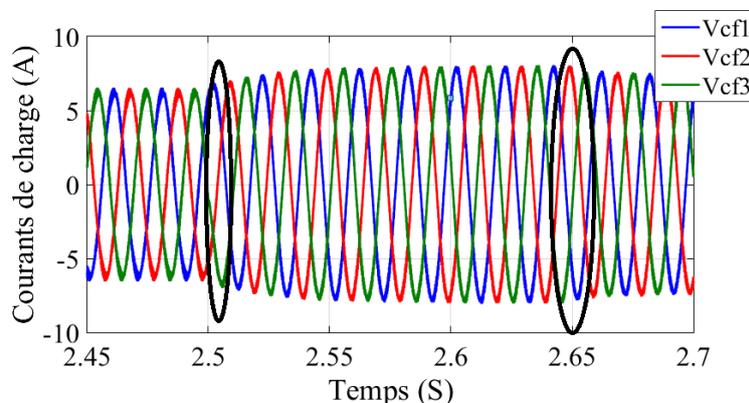


Figure III-17 : Allure des courants de charge I_{Ch} .

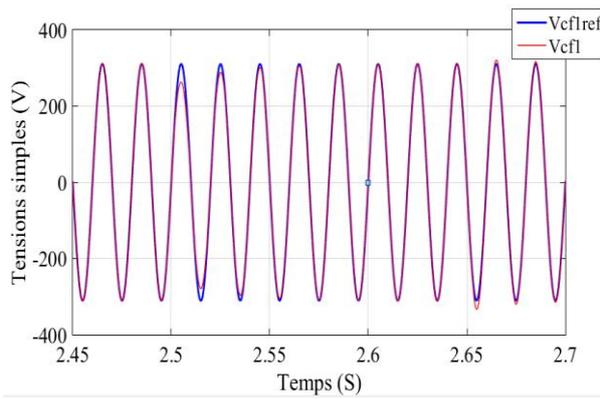


Figure III-18 : Allure des tensions simples

$$v_{s1\text{ref}} \text{ et } v_{s1}$$

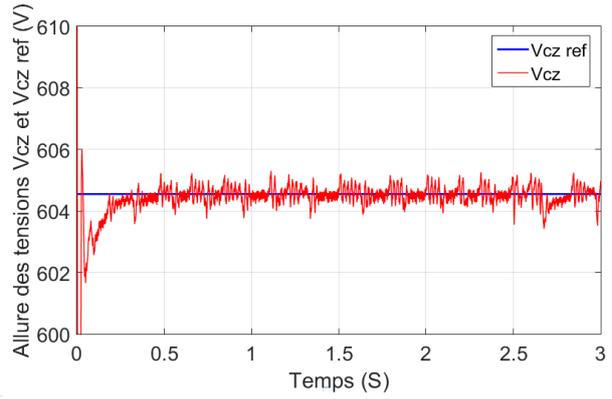


Figure III-19 : Allures des tensions

$$v_{Cz\text{ref}} \text{ et } v_{Cz}$$

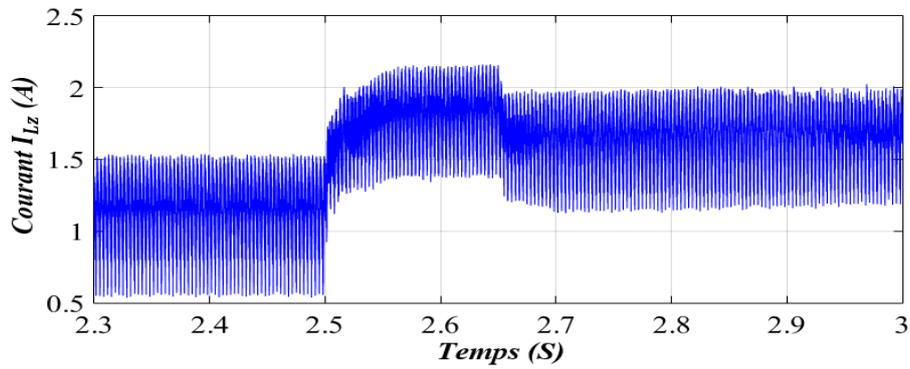


Figure III-20 : Allure du courant I_{Lz} .

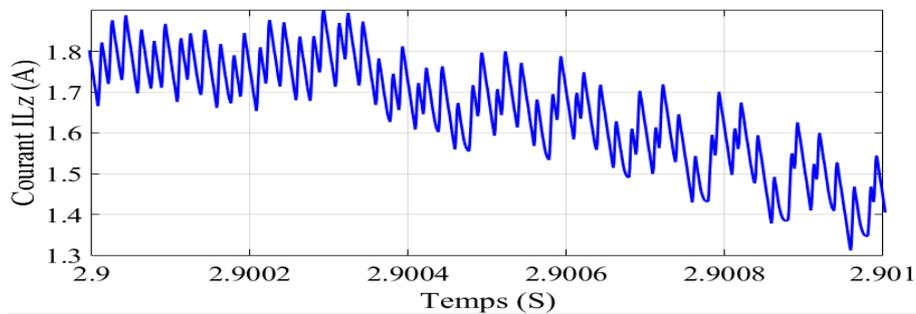


Figure III-21 : Allure du courant I_{Lz} (Zoom).

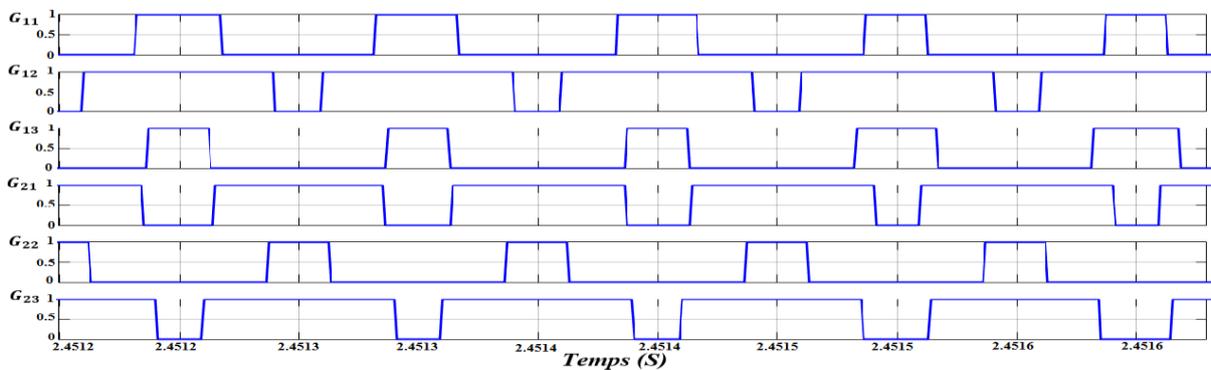


Figure III-22 : Les commandes des gâchettes générées par la stratégie SVM 6 C-C.

III.3.3.2.4 Analyse des résultats:

A partir des résultats de simulation, on constate que la tension aux bornes du condensateur du réseau d'impédance v_{Cz} (Figure III- 17) suit sa référence, ainsi que les tensions simples filtrées v_s aux bornes de la charge (Figure III- 18) qui restent constantes en suivant parfaitement leurs références malgré la variation du courant de charge i_{Ch} (Figure III- 19), ce qui confirme donc la validité des deux modèles de commande élaborés dans le chapitre présent, on remarque aussi que les deux contrôles présentent une très bonne dynamique (réponse très rapide), ceci est due à l'utilisation du principe de régulation par cascade, c'est-à-dire l'utilisation de deux boucles imbriquées de régulation dans la commande de chaque grandeur, ainsi que le calcul approfondi des paramètres des correcteurs utilisés.

D'autant plus, on constate que le courant I_{Lz} (Figure III- 20) change suivant la variation de la charge, ce courant présente un taux d'ondulation de 23% pour une fréquence de modulation de la SVM égale à 10 kHz.

On constate à partir des signaux de commande (Figure III- 21), la présence des états de court-circuit qui sont générés seulement pour assurer la commande de la tension du bus continu v_{Cz} , cependant les signaux de contrôle (hors état de court-circuit) résultent de la modulation vectorielle des tensions de références obtenues par le contrôle des tensions de sorties $v_{s1,2,3}$.

A partir des constats sur les résultats précédents, on déduit la faisabilité et la fiabilité des lois de commande élaborées dans le présent chapitre par une combinaison de contrôle de grandeurs continues et alternatives. Par ailleurs, la simulation du système en utilisant la SVM à 6 C-C comme stratégie de commande, ainsi que le faible THD qu'elle présente, même par rapport aux autres techniques de commande de l'onduleur Z-source, ne font que prouver la fiabilité et l'efficacité de cette méthode.

III.4 Conclusion :

Ce chapitre a été dédiée et consacrée à l'élaboration des modèles de commande et de contrôle de l'onduleur Z-Source, ainsi que la synthèse des lois de commande relatives à la combinaison du contrôle des grandeurs continues (v_{Cz}) et des grandeurs alternatives (Tensions de sortie filtrées v_s). Les résultats de simulation ont prouvé la pertinence de la régulation de tension du bus continu v_{Cz} ainsi que celles des tensions filtrées v_s pour assurer le bon fonctionnement de l'onduleur Z-Source. Les tensions de sortie obtenues après le filtrage sont bien meilleures que celles d'avant le filtrage.

Chapitre IV:
Insertion de l'Onduleur Z-Source
Dans un Système Multi-Source
Isolé du Réseau.

IV.1 Introduction:

Ce chapitre représente la mise en œuvre de l'onduleur Z-Source dans un système multi-source qu'est composé d'un système de stockage à base des batteries et d'un générateur photovoltaïque à base des panneaux photovoltaïque. Donc, nous avons présenté en premier lieu les topologies étudiées. Ensuite, nous avons fait la modélisation d'une cellule solaire, d'une batterie et des convertisseurs DC-DC qui relient les sources avec l'onduleur Z-Source. Enfin, on a présenté les résultats de la simulation des deux topologies utilisées pour des applications de l'énergie renouvelable photovoltaïque.

IV.2 Présentation des topologies:

En analysant la structure de l'onduleur Z-Source et d'après l'équation mathématique (III-5) qui caractérise le modèle de notre onduleur, nous constatons qu'il faut agir sur deux paramètres essentiels. Le premier paramètre est la tension (V_e) à l'entrée de cet onduleur et le deuxième paramètre est la tension (V_{Cz}) aux bornes du condensateur (C_z). Ces deux paramètres ont une influence directe sur la tension crête de sortie (V_i) de l'onduleur Z-Source et ils ont aussi un coefficient dépend du rapport cyclique entre eux. Donc, Deux topologies sont proposées pour faire l'application du contrôle de cet onduleur.

Dans les deux topologies proposées, le générateur photovoltaïque produit l'énergie électrique qu'est transféré vers la charge à travers l'onduleur Z-Source, le système de stockage est placé en parallèle tel que l'écoulement de puissance se fait dans les deux sens. La figure suivante explique le flux d'énergie électrique.

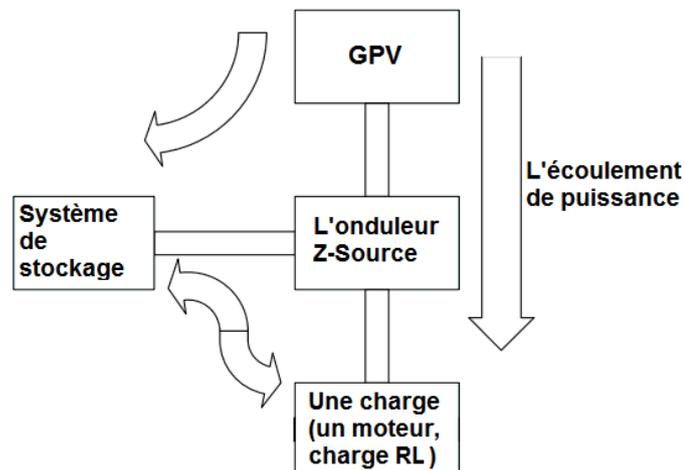


Figure IV- 1 : Schéma explicatif du sens de l'écoulement de puissance dans les deux topologies.

IV.2.1 La première topologie utilisée:

Cette topologie est composée d'un seul convertisseur bidirectionnel en courant reliant le système de stockage avec le condensateur intérieur de l'onduleur Z-source « C_z », ce

convertisseur joue le rôle d'un stabilisateur de tension aux bornes du condensateur « C_z » et il assure la stabilité par le contrôle du flux énergétique dans tout le système.

Le générateur photovoltaïque est relié, en parallèle avec un condensateur de connexion, aux bornes de l'entrée de l'onduleur Z-source pour rendre la tension d'entrée constante.

L'onduleur Z-source a un double rôle dans cette topologie, la première consiste à optimiser le rendement du GPV par la technique MPPT qui sert à suivre le point optimal en puissance, et la deuxième sert à remplacer le hacheur survolteur.

Cette topologie a été inspirée par une application automobile, tel que l'on a remplacé une pile à combustible par un GPV. La figure suivante illustre la topologie décrite dans ce texte [04], [31]:

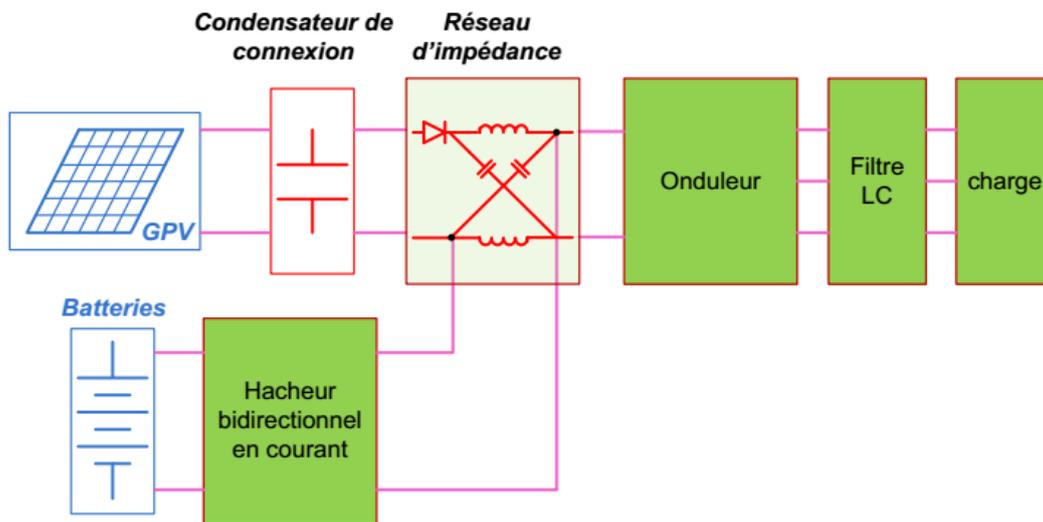


Figure IV- 2 : Schéma synoptique de la première topologie.

IV.2.2 La deuxième topologie utilisée :

Dans cette topologie de simple structure, nous avons utilisé trois convertisseurs, un hacheur bidirectionnel en courant installé avec le système de stockage, un hacheur survolteur connecté avec le générateur photovoltaïque et un onduleur Z-Source.

Le premier convertisseur est le même que celui de la première topologie et donc ils ont le même fonctionnement. Tandis que le deuxième convertisseur assure l'optimisation du rendement énergétique du GPV par l'implémentation de la technique MPPT qui est cette fois-ci indépendante de l'onduleur Z-source, ainsi que l'adaptation du niveau de tension de ce générateur.

L'onduleur Z-source assure l'élévation du niveau de tension du bus à courant continu, nécessaire à la génération des tensions alternatives, et aussi le transfert et la

modulation de l'énergie entre les deux bus. Cette topologie est illustrée dans la figure suivante [04]:

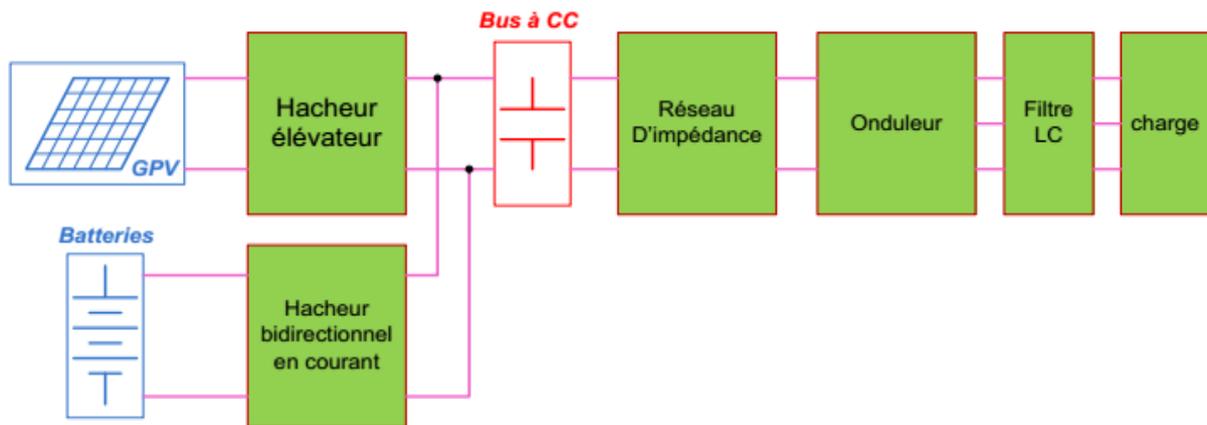


Figure IV- 3 : Schéma synoptique de la deuxième topologie.

IV.3 Modélisation des sources utilisées :

La modélisation sert à savoir le comportement des sources utilisées dans notre topologie, elle peut servir aussi à connaître les caractéristiques de la tension en fonction du courant et de la puissance en fonction du courant. Elle représente des modèles mathématiques utilisables dans la simulation qui donnent le même résultat de l'essai expérimental.

IV.3.1 Générateur photovoltaïque :

IV.3.1.1 Définition :

Un générateur photovoltaïque représente un ou plusieurs modules PV (panneaux PV) qu'ils sont composés de plusieurs cellules solaires. Il donne en sortie une tension continue.

IV.3.1.2 Modélisation d'une cellule photovoltaïque:

Une cellule photovoltaïque représente l'unité de base d'un système solaire est une jonction PN formé par un semi-conducteur qu'est utilisé pour absorber les irradiations solaires et puis les transformer directement en courant électrique.

Une cellule solaire ne produit qu'une très faible puissance électrique. Pour avoir une tension ou un courant suffisant pour les différentes applications, une mise en série ou en parallèle est nécessaire. Ce qui forme un panneau photovoltaïque.

Ce qui suit, nous avons modélisé mathématiquement une cellule photovoltaïque [23], qu'elle est assimilée au circuit électrique suivant [32]:

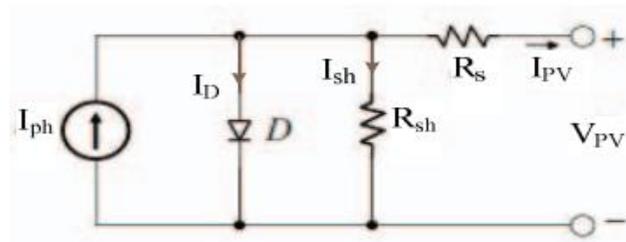


Figure IV- 4 : Le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.

Si nous appliquons les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure 1, on peut exprimer le courant d'une cellule "I_{PV}" par la relation suivante:

$$I_{PV} = N_p \cdot I_{ph} - I_D - I_{sh} \quad (\text{IV- 1})$$

Tel que:

- Le courant I_{ph} représente le courant photo-généré et il dépend de l'irradiation solaire.
- Le courant I_D représente le courant de la diode.
- Et le courant I_{sh} représente le courant traversant la résistance shunt R_{sh} .
- La constante N_p représente le nombre des cellules PV en parallèle.

Les expressions des courants qui composent I_{PV} sont introduites dans les équations ci-dessus.

L'expression de courant circulant dans la diode I_D est définie par la relation suivante:

$$I_D = N_p \cdot I_S \cdot \left[\exp \left(\frac{q(V_{pv} + R_s \cdot I_{pv})}{N_s \cdot A \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right] \quad (\text{IV- 2})$$

Où I_S : Représente le courant de saturation de la diode.

V_{pv} : La tension de sortie du panneau photovoltaïque.

K : C'est la constante de Boltzmann égal à $1.38064852 \times 10^{-23}$ J/k.

T : C'est la température de fonctionnement de la cellule en degré Kelvin.

N_s : représente le nombre des cellules en série.

q : est la charge d'un électron égal à $-1,602 \times 10^{-19}$ C.

R_s : La résistance série qui représente les diverses résistances de contacts et la résistance du semi-conducteur.

A : C'est le facteur d'idéalité de la jonction PN, il prend des valeurs entre [1 ; 2].

Le courant de saturation I_S dépend de la température, leur expression est donnée comme suit :

$$I_S = I_{S0} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \exp \left(\frac{q \cdot E_g}{N_s \cdot A \cdot K \cdot T} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right) \quad (\text{IV- 3})$$

Tel que :

I_{SO} : Le courant de saturation dans les conditions standards.

E_g : représente la largeur de bande du silicium.

T_r : La température de référence en Kelvin.

Pour trouver la valeur du courant de saturation qui caractérise le panneau, on doit utiliser les deux relations suivantes :

$$I_{SO} = \frac{I_{COO} - \frac{V_{COO}}{R_{sh}}}{\left(e^{\frac{q \cdot V_{COO}}{A \cdot k \cdot T}} - 1 \right)} \quad (IV-4.1)$$

$$V_{CO} = V_{COO} + K_v(T - T_o) \quad (IV-4.2)$$

Tel que: La tension V_{co} dans l'équation (IV-4.2), représente la tension de circuit ouvert et la tension V_{COO} est la tension de circuit ouvert dans les conditions standards.

La constante K_v représente un coefficient de température de la tension de court-circuit, on le trouve dans la fiche technique du panneau utilisé.

Les deux équations (IV-4.1 et IV-4.2) sont utilisées pour déduire une autre relation de I_S qui s'exprime comme suit :

$$I_S = \frac{I_{ph} - \frac{V_{co}}{R_{sh}}}{\left(e^{\frac{V_{co}}{V_{th}}} - 1 \right)} \quad (IV-4)$$

Pour ce qui concerne le courant photo-généré, ça valeur est influencé par la variation de l'éclaircissement et la température.

$$I_{ph} = I_{scr} + K_i(T - T_r) \frac{G}{G_r} \quad (IV-4)$$

Où le courant I_{scr} réfère au courant de court-circuit du panneau photovoltaïque dans les conditions standards (STC) de température 25°C et d'irradiation 1000W/m².

K_i : est un coefficient de température du courant de court-circuit, on le trouve aussi dans la fiche technique du panneau utilisé.

T_r et G_r représentent respectivement la température et l'irradiation de référence.

L'expression de courant I_{sh} circulant dans la résistance R_{sh} est définie par la relation suivante:

$$I_{sh} = \frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{R_{sh}} \quad (IV-5)$$

R_{sh} : représente la résistance shunt qui caractérise les pertes par recombinaison des porteurs de charge.

Afin de fournir suffisamment de puissance à partir des cellules photovoltaïques, des connexions en série de plusieurs cellules sont nécessaires pour augmenter la tension pour un même courant, tandis que la mise en parallèle accroît le courant en conservant la tension.

L'équation globale de modélisation d'une cellule est la suivante :

$$I_{PV} = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_s \left[\exp \left(\frac{q(V_{pv} + R_s \cdot I_{pv})}{N_s \cdot A \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right] - \frac{(N_p/N_s)V_{pv} + (N_s/N_p)R_s \cdot I_{pv}}{R_{sh}} \quad (\text{IV-6})$$

IV.3.1.3 Simulation d'un générateur photovoltaïque:

Pour présenter les caractéristiques d'un générateur PV en fonction de l'irradiation et la température, un circuit électrique complémentaire est obligatoire pour effectuer la simulation du modèle introduit dans la modélisation précédente. Voilà un exemple du circuit utilisé [04] :

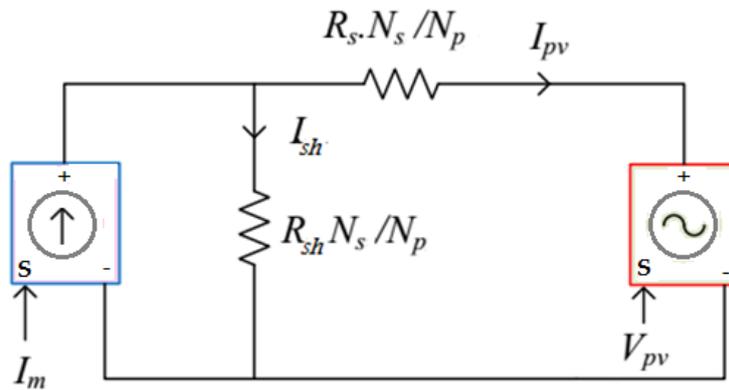


Figure IV- 5 : Circuit équivalent d'un générateur photovoltaïque.

Où I_m est la différence entre I_{ph} et I_D .

Ce type de panneaux est caractérisé par leurs cellules qui sont composées de plusieurs cristaux, leur couleur est bleu, mais elle n'est pas uniforme. L'avantage majeur c'est que cette catégorie du module PV a pour l'instant le meilleur rapport qualité/prix [29]. D'après la fiche technique du PV utilisé [24], on tire les informations suivantes importantes dans le dimensionnement des convertisseurs, système de stockage et GPV:

Comportement lors de conditions de test standard (STC)

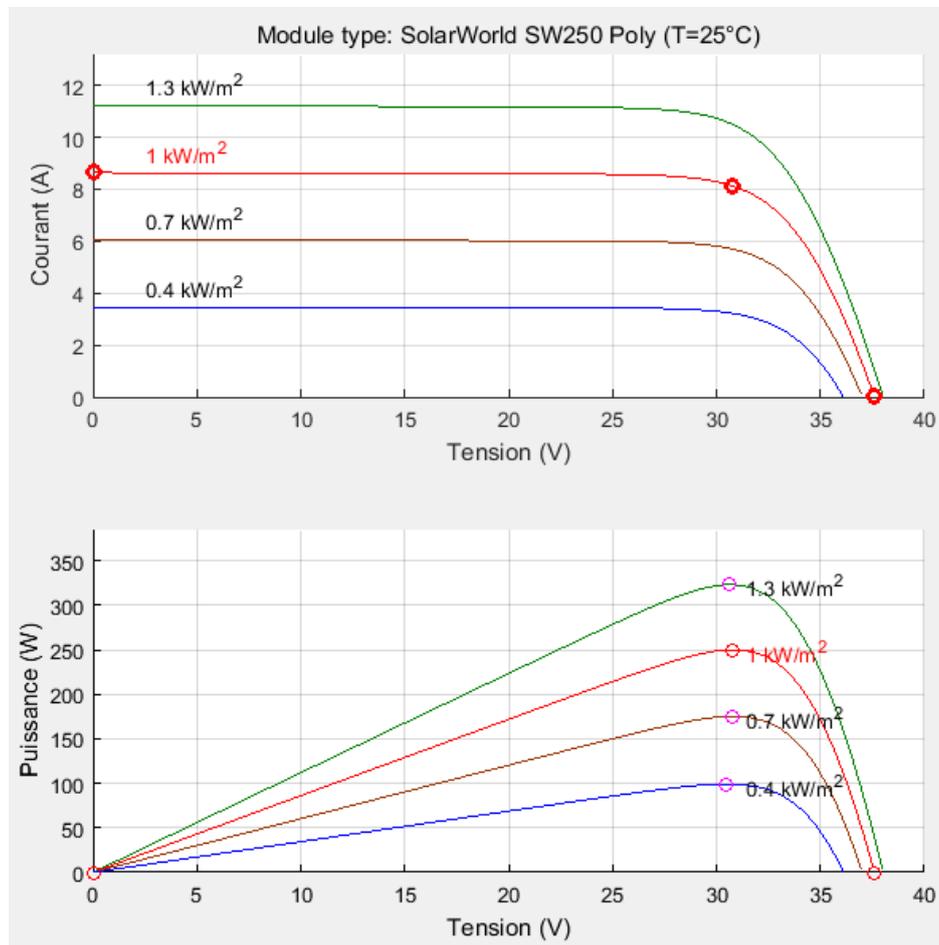
Caractéristiques électriques	Valeur	Unité
Puissance maximale (P_{max})	250 (+/-) 2%	[W]
Tension à vide (V_{coo})	37.6	[V]
Tension au point de P_{max} (V_{mpp})	30.5	[V]
Courant de court-circuit (I_{scr})	8.81	[A]
Courant au point de P_{max} (I_{mpp})	8.27	[A]

Coefficient de température du courant de court-circuit (k_i)	0.015	[% /K]
Coefficient de température de la tension de court-circuit (k_v)	-0.31	[% /K]

Tableau IV-1: Caractéristique électrique du module PV SW250 poly.

On fixe les deux constantes $N_p=1$ et $N_s=60$ car les cellules solaires dans un module PV sont placées en série afin de rendre la tension en sortie utilisable. Par la suite, ces modules sont associés en réseau série-parallel de façon à obtenir les tensions-courants désirés [25].

Les résultats de simulation du « PV SW250-poly » obtenus pour différentes valeurs de l'insolation et de température, sont illustrés dans les figures suivantes:



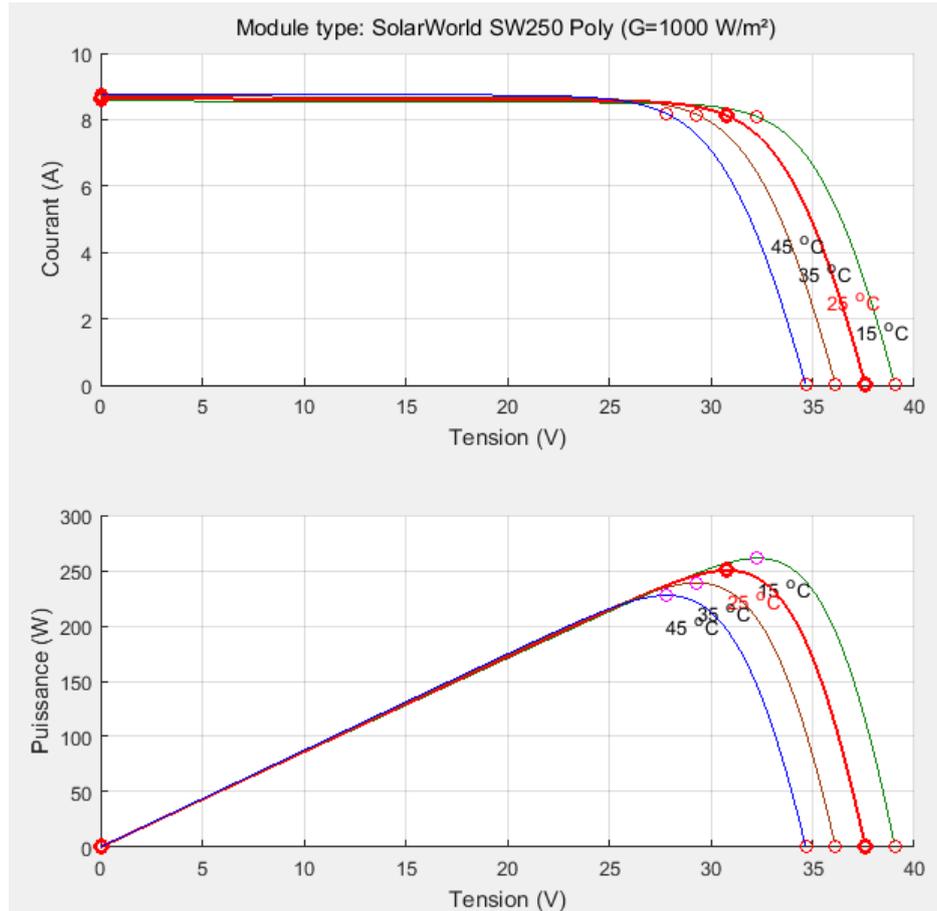


Figure IV- 6 : Les quatre caractéristiques I_{pv}/V_{pv} et P_{pv}/V_{pv} du module SW250-poly lorsque la température/l'irradiation est constante.

Dans le cas où la température serait constante, l'effet de la variation positive ou négative de l'irradiation se traduit par un déplacement de la caractéristique $I_{pv} = \text{fct}(V_{pv})$ vers le haut ou vers le bas respectivement. En plus, on remarque que l'accroissement du flux lumineux est linéaire avec le courant de court-circuit. D'autre part, Si on fixe l'éclairement et on varie la température. La tension fournie par le panneau PV augmente avec la diminution de la température et vice versa. Par conséquent, le courant optimal est très sensible à l'irradiation, donc, la puissance maximale aussi. Par contre, la tension optimale varie très peu avec le flux lumineux et diminue légèrement avec la température ce qui le cas aussi avec la puissance maximale.

Il est clair que si l'on analyse la fonction $P_{pv} = \text{fct}(V_{pv})$ du générateur PV, on distingue un seul point de fonctionnement où sa puissance est maximale « MPP ». Cette puissance délivrée dépend du niveau d'ensoleillement.

Nous constatons d'après les résultats obtenus que le PV peut fonctionner avec des niveaux élevés de radiation qui dépasse 1000 W/m² pour avoir plus d'énergie en sortie (ce qu'est possible, si l'on utilise un système de concentration des rayons solaires), mais l'inconvénient majeur est l'augmentation de la température des cellules photovoltaïques, ce

qui diminue le rendement d'un générateur photovoltaïque. Donc, il faut utiliser un système de refroidissement pour garder la température de référence voulue.

IV.3.1.4 Détermination du point de fonctionnement optimal (MPP):

Pour optimiser le rendement énergétique d'un GPV qui présente un point de fonctionnement optimal d'après leurs caractéristiques de la figure (IV-6) correspondant à un certain point de coordonnées « V_{MPP} » pour la tension et « I_{MPP} » pour le courant où la puissance est maximale. Ce point n'est jamais constant dans le temps, car il dépend du niveau d'ensoleillement et de la température des cellules mais pas de la charge. La méthode MPPT (Maximum Power Point Tracker) doit être utilisée pour localiser le point et suivre ces changements.

Cette méthode contient un algorithme pour poursuivre la variation de la tension ou du courant. Il y'a trois types d'algorithme [33] :

- Les algorithmes Directs : P&O [26], Hill Climbing (HC) [34], Incrémentation de la conductance [35].
- Les algorithmes Indirects : méthode de courant de court-circuit (SCC) [36], méthode de division de la tension du circuit ouvert (OCV) [37].
- Les algorithmes de l'intelligence artificielle : MPPT avec réseau de neurones (ANN) [32].

Dans notre étude, on utilise l'algorithme P&O (Perturber et Observer) car c'est le plus simple et facile à réaliser. On va implémenter cet algorithme sur la tension parce que l'on pourrait estimer la valeur du courant à partir de la valeur de tension mesurée par le capteur de tension [26].

IV.3.1.5 Principe de fonctionnement de l'algorithme (P&O):

Cette méthode fonctionne en perturbant le système et en observant le résultat sur la puissance de sortie. Sur la figure IV-7, on voit que si la tension de fonctionnement est perturbée dans une direction donnée et que la puissance augmente ($dP=dV >0$), alors il est évident que la perturbation a déplacé le point de fonctionnement vers le point optimal. En plus, l'algorithme P&O continuera à perturber la tension dans la même direction. Par contre, si la puissance diminue ($dP =dV < 0$), alors la perturbation a éloigné le point de fonctionnement du MPP. L'algorithme inversera la direction de la perturbation suivante. Cet algorithme est résumé sur les deux figures suivantes [04] [26].

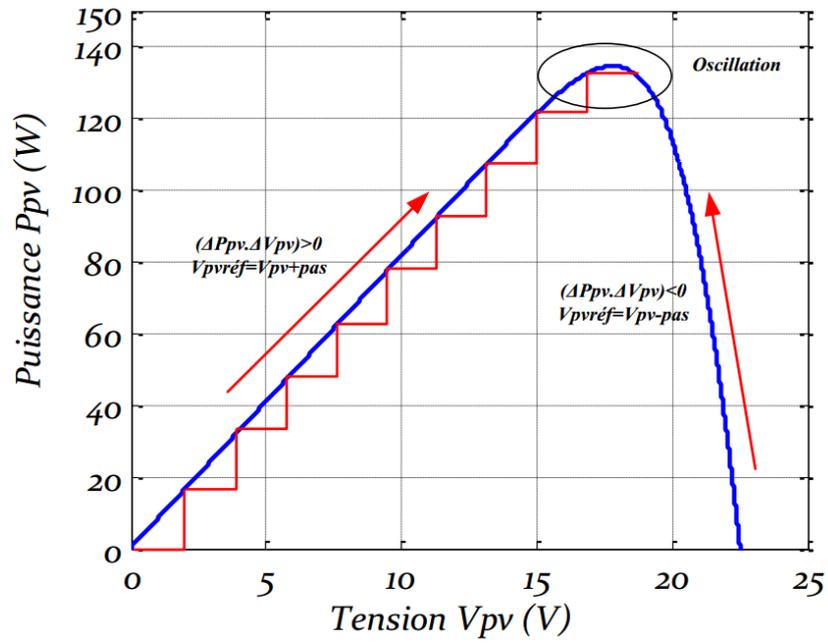


Figure IV- 7 :Schéma illustratif du principe de fonctionnement de l’algorithme P&O.

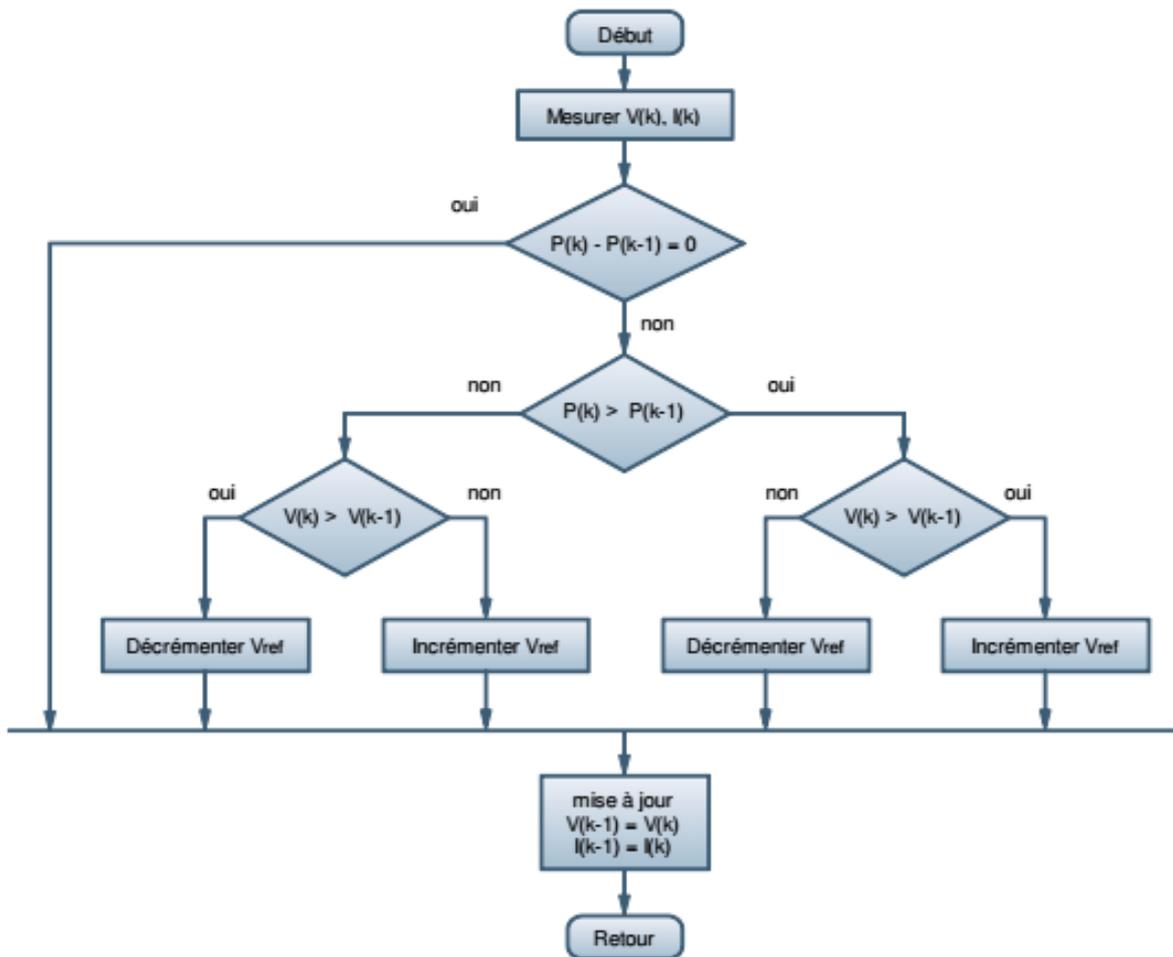


Figure IV- 8 : Organigramme de l’algorithme P&O.

IV.3.2 Modélisation du système de stockage:

IV.3.2.1 Le système des batteries:

Les batteries ont un rôle de garantir l'équilibre entre production et consommation, et lisser les variations de puissance. Elle est composée de plusieurs cellules électrochimiques qu'utilisent des réactions réversibles (des Oxydations et des Réductions) au niveau des électrodes pour garantir le stockage d'une faible énergie électrique. Les capacités des batteries (exprimée en wattheures [Wh]) dépendent du nombre des cellules par batterie et des éléments chimiques compris dans les cellules [27].

IV.3.2.2 Les paramètres électriques qui caractérisent la batterie [06]:

1/ La capacité nominale q_{\max} est le nombre maximal d'ampères-heures (Ah) qui peut être extrait de la batterie, dans des conditions de décharge prédéterminées.

2/ L'état de charge SOC (State of charge) est le rapport entre la capacité présente et la capacité nominale q_{\max} : $SOC = q/q_{\max}$ ($0 \leq SOC \leq 1$). Si $SOC=1$, la batterie est totalement chargée si $SOC = 0$, la batterie est totalement déchargée.

3/ Le régime de charge (ou décharge) est le paramètre qui reflète le rapport entre la capacité nominale d'une batterie et le courant auquel celle-ci est chargée (ou déchargée). Il est exprimé en heures.

4/ La durée de vie est le nombre de cycles « charge et décharge » que la batterie peut soutenir avant de perdre 20% de sa capacité nominale.

IV.3.2.3 Modélisation des batteries :

Il existe plusieurs modèles dans la littérature [27], une partie d'eux décrivant le modèle de capacité et l'autre décrivant le modèle de la tension. Il y'a plusieurs paramètres pour définir l'évolution dans le temps de la tension aux bornes de la batterie, sur toute la phase de charge. Le modèle réal de la tension d'une batterie électrochimique donne les courbes suivantes [27]:

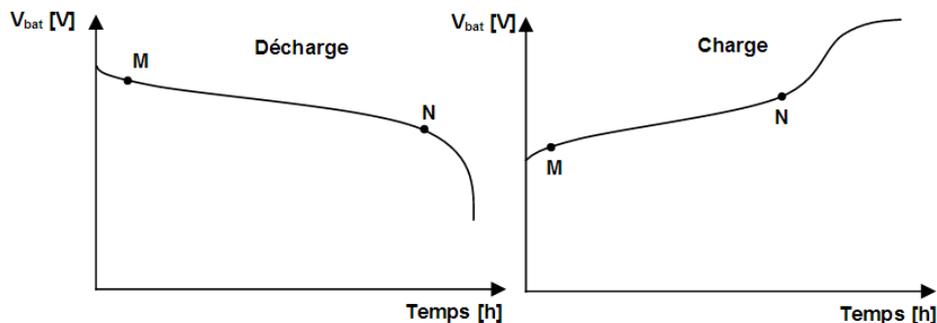


Figure IV- 9 : La variation de la tension durant la charge et la décharge.

D'après les courbes présentées dans la figure (IV-9), on voit bien que le comportement de la tension n'est pas linéaire sur toute la période de la charge ou de la décharge. Donc, on choisit un modèle simplifié qui représente la partie linéaire (entre les points M-N) pour faire la modélisation, parce que notre système sera fonctionné sur des intervalles de temps assez courts. Le circuit électrique équivalent du modèle simplifié est composé par un générateur (récepteur dans le cas du chargement), résistance et une capacité [27].

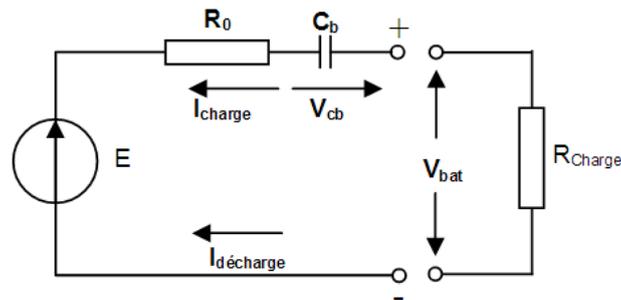


Figure IV- 10: Modèle électrique d'une batterie.

On appliquant la loi des mailles sur le circuit précédent, on trouve l'équation suivante:

$$V_{bat} = E - R_0 \cdot I_{bat} + V_{cb} \quad (IV-7)$$

Tel que : La résistance R_0 représente la résistance interne de la batterie, supposée constante. La source de tension idéale E en série avec la capacité C_b modélise la partie linéaire de la courbe (figure IV-9).

IV.4 Modélisation des convertisseurs DC-DC:

Les deux topologies exigent deux convertisseurs, le premier est un hacheur survolteur utilisé dans la topologie 2 et le deuxième est un hacheur bidirectionnel en courant utilisé dans les deux topologies.

IV.4.1 Modélisation du hacheur survolteur (Boost):

Ce convertisseur de type Boost fonctionne lorsque la tension de sortie V_s est supérieure à celle de l'entrée V_e . Pendant une durée $(D.T)$, l'interrupteur K se ferme et la diode D se bloque, ce qui permet d'emmagasiner l'énergie électrique dans l'inductance L . Ensuite, l'inductance se décharge dans la charge R à travers la diode D pendant un intervalle de temps de $(D.T)$ jusqu'à T . Ce cycle de fonctionnement se répète chaque période T . Voila ci-dessous la figure illustrative du schéma électrique [04] [06]:

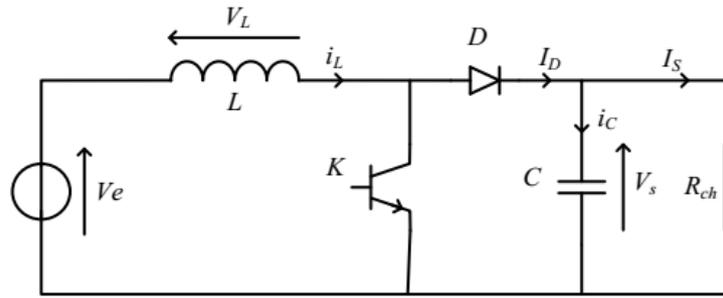


Figure IV- 11: Le circuit du hacheur survolteur de tension.

Les équations associées aux deux états précédents sont :

$$\begin{cases} v_L(t) = v_e(t) \\ i_c(t) = -i_s(t) \\ 0 \leq t \leq D.T \end{cases} \quad \begin{cases} v_L(t) = v_e(t) - v_s(t) \\ i_c(t) = i_L - i_s(t) \\ D.T \leq t \leq T \end{cases} \quad (IV-20)$$

Le modèle de connaissance est établi à partir des équations (IV-20), on définit ‘F’ la fonction qui représente l’état de l’interrupteur K:

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - F) & 0 \\ 0 & (1 - F) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_e(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \quad (IV-21)$$

Le modèle moyen de ce convertisseur en suivant les règles du modèle moyen définis précédemment :

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - D) & 0 \\ 0 & (1 - D) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_e(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \quad (IV-22)$$

IV.4.2 Modélisation du hacheur réversible en courant:

Dans le cas où on aurait un GPV en entrée, le transfert d’énergie s’effectue dans un seul sens vers le bus à courant continu, donc un hacheur survolteur « Boost » unidirectionnel est recommandée. Par contre, dans le cas de la batterie en entrée. Il faudrait utiliser un hacheur réversible en courant pour que la batterie puisse fonctionner dans l’état de la charge et de la décharge, ce qui garantit le transfert de l’énergie dans les deux sens [04] [06].

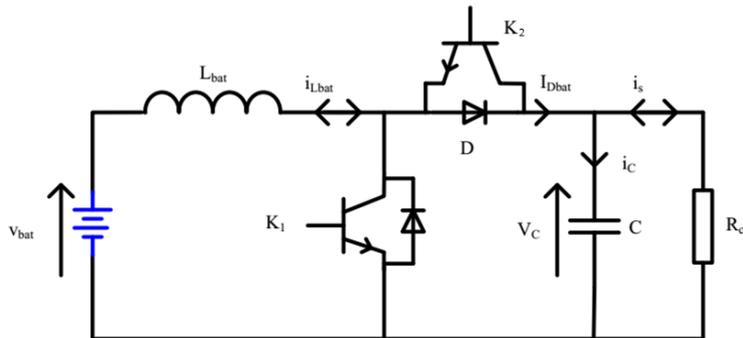


Figure IV- 12: le circuit du hacheur réversible en courant.

Les interrupteurs K_{10} et K_{11} forment des cellules de commutations telles que la direction du courant I_{bat} nous donne deux configurations possibles, présentées dans la figure suivante:

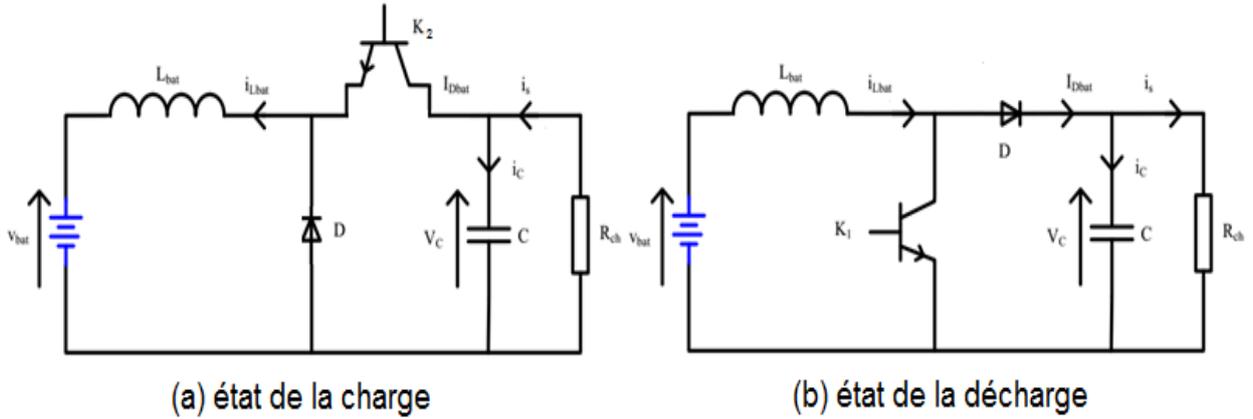


Figure IV- 13 : Les deux configurations possibles pour le hacheur réversible en courant.

Les équations associées à la configuration (a) :

$$\begin{cases} v_L(t) = -v_{bat}(t) + v_c(t) \\ i_c(t) = -i_L + i_s(t) \\ 0 \leq t \leq \alpha_{K2} \cdot T \end{cases} \quad \begin{cases} v_L(t) = -v_{bat}(t) \\ i_c(t) = i_s(t) \\ \alpha_{K2} \cdot T \leq t \leq T \end{cases} \quad (IV-23)$$

Les équations associées à la configuration (b) :

$$\begin{cases} v_L(t) = v_{bat}(t) \\ i_c(t) = -i_s(t) \\ 0 \leq t \leq \alpha_{K1} \cdot T \end{cases} \quad \begin{cases} v_L(t) = v_{bat}(t) - v_c(t) \\ i_c(t) = i_L - i_s(t) \\ \alpha_{K1} \cdot T \leq t \leq T \end{cases} \quad (IV-24)$$

Nous définirons d'après les équations (IV-24) le modèle de connaissance du convertisseur dans la première configuration (avec $v_{bat}(t) = v_e(t)$) :

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - F_1) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{bat}(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \quad (IV-25)$$

Le modèle de connaissance du convertisseur dans la deuxième configuration est le suivant, en utilisant les équations (IV-23):

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_2 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -v_{bat}(t) \\ i_s(t) \end{bmatrix} \quad (IV-26)$$

Puisque les deux interrupteurs sont complémentaires, ce qui donne : $F_2 = 1 - F_1$ et si on remplace ce résultat dans l'équation (IV-26), on trouve l'équation (IV-25) avec un changement de signe du courant d'entrée (i_s) et de la tension d'entrée (V_{bat}). Alors, on pourrait modéliser le convertisseur par la première configuration qui représente aussi les équations d'un hacheur élévateur.

IV.5 Dimensionnement des éléments passifs :

Pour pouvoir dimensionner un convertisseur statique (Figure IV-12), nous admettons que le convertisseur fonctionne dans le mode de conduction statique continue, la capacité de filtrage de la tension de bus continu est suffisamment grande et tous les semi-conducteurs sont parfaits (sans perte), afin que nous considérons la tension constante aux bornes de l'entrée du Z-source (bus continue « V_e ») au cours de la période. Les expressions mathématiques permettant de dimensionner les inductances de lissage du courant et les capacités de filtrage de la tension, elles sont obtenues à partir des équations du modèle moyen (IV-22) dans le MCC. La figure suivante représente les formes d'onde du courant et de la tension de la première configuration [26] :

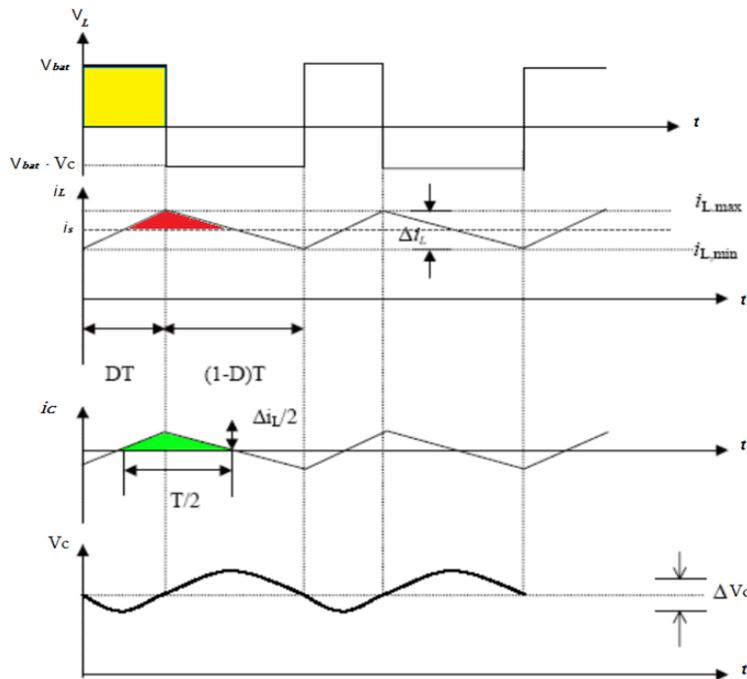


Figure IV- 14 : Les formes d'ondes des tensions et courants d'un convertisseur élévateur en mode de conduction continue.

D'après la figure (IV-14), nous tirons les expressions des ondulations du courant traversant l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur.

$$\Delta i_L(t) = \int_{i_L(t_1)}^{i_L(t_2)} di_L = \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_L}{L} dt$$

$$\begin{cases} K \text{ conduit} \\ \Delta i_L(t) = \frac{V_e \cdot DT}{L} \end{cases} \quad \begin{cases} K \text{ bloqué} \\ \Delta i_L(t) = -\frac{(V_e - V_s)(T - DT)}{L} \end{cases} \quad (\text{IV-27})$$

Etant donné que le convertisseur est en régime permanent, donc le courant de début de cycle (t_i) et de fin cycle (t_i+T) est le même c.à.d.:

$$\Delta i_{L,on}(t) + \Delta i_{L,off}(t) = 0 \quad \Longrightarrow \quad V_s = \frac{V_e}{1-D} \quad (IV-28)$$

D'après les hypothèses définies précédemment, la puissance moyenne de sortie égale à la puissance moyenne d'entrée:

$$V_e \cdot I_e = V_s \cdot I_s \quad \Longrightarrow \quad I_s = (1-D) I_e \quad (IV-29)$$

En admettant que les ondulations relatives admissibles de tension et de courant sont:

$$\begin{cases} \frac{\Delta i_L}{i_L} \leq 10\% \\ \frac{\Delta v}{v} \leq 3\% \end{cases} \quad (IV-30)$$

IV.5.1 L'ondulation du courant de l'inductance et le choix de l'inductance:

L'ondulation Δi_L est la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du courant, ce qui donne :

$$\Delta i_L = \frac{D \cdot V_e (1-D)}{L \cdot f_m} \quad (IV-31)$$

Tel que : f_m représente la fréquence de commutation $f_m = 1/T$ [Hz].

On admettant que l'ondulation est maximale pour $D=1/2$, on écrit pour une ondulation maximum désirée:

$$L \geq \frac{V_e}{4 \cdot \Delta i_{L,max} \cdot f_m} \quad (IV-32)$$

La valeur maximale admissible pour Δi_L résulte des critères suivants [26]:

- Une valeur trop faible de Δi_L conduit à une valeur excessive de l'inductance L.
- Une valeur trop élevée de Δi_L augmente la valeur maximale de courant que l'IGBT K1 doit supporter.
- Une valeur trop élevée de Δi_L augmente aussi la largeur de la zone correspondant à la conduction discontinue.

IV.5.2 L'ondulation de la tension de sortie et le choix des condensateurs:

Dans la topologie 2 (Figure IV-3), on utilise deux condensateurs (C_1 et C), le C_1 est relié en parallèle avec le GPV pour maintenir constante la tension V_{pv} et C est relié à l'entrée du convertisseur Z-source.

Pour chaque demi-période, le condensateur se charge ou se décharge une quantité ΔQ (l'aire de triangle en vert, figure IV-13) qui conduit à une variation de la tension à ses bornes :

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q_s}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f_m} = \frac{D \cdot V_e (1-D)}{8 \cdot C \cdot f_m^2 \cdot L} \quad (\text{IV-33})$$

Pour $D=1/2$:

$$\Delta V_C = \frac{V_e}{32 \cdot C \cdot f_m^2 \cdot L} \quad (\text{IV-34})$$

Ce qui donne l'expression de la valeur du condensateur :

$$C \geq \frac{V_e}{32 \cdot \Delta V_{C,max} \cdot L \cdot f_m^2} = \frac{i_{L,max}}{8 \cdot \Delta V_{C,max} \cdot f_m} \quad (\text{IV-35})$$

D'autre part, le dimensionnement du condensateur C_1 se fait par l'utilisation des états actifs du hacheur survolteur de tension. En supposant que le courant généré par le GPV est constant. Autrement dit, l'ondulation de courant d'entrée est nulle, l'expression de la variation de la tension du PV est donnée comme suit [26]:

$$\Delta v_{pv} = v_{pv}(T) - v_{pv}(DT) = \frac{1}{C_1} \int_{DT}^T I_{PV} dt$$

$$\Delta v_{pv} = \frac{I_{PV}}{C_1} (1-D) \cdot T = \frac{1-D}{C_1 \cdot f_m} I_{PV} \quad (\text{IV-36})$$

L'ondulation est maximale pour $D=0$. Ce qui donne l'expression suivante:

$$C_1 \geq \frac{I_{PV}}{\Delta v_{pv,max} \cdot f_m} \quad (\text{IV-37})$$

Remarque :

La fréquence de commutation est déterminée, en prenant en considération les avantages suivants [26]:

- Plus la fréquence de commutation est grande, plus la densité de puissance sera plus élevée et moins les tailles des composants réactifs utilisés seront grandes.
- Si le temps de commutation est grand, le retard de la sortie par rapport à l'entrée devient faible.

IV.5.3 Application numérique:

Dans nos systèmes multi-sources, les valeurs des éléments passifs variant non seulement du type de connexion des sources (GPV et Batteries) et des convertisseurs, mais aussi des valeurs des grandeurs utilisées en entrées.

Nous voulons aboutir une puissance d'ordre de 5kW produite par le GPV. Par conséquent, nous devons utiliser 20 panneaux photovoltaïques. La tension (V_{Cz}) dans la première topologie est fixée à 622 V, tandis que la tension (V_e) dans la deuxième topologie

est fixée à 400V. La fréquence de commutation des hacheurs est fixée à 5 kHz en utilisant la stratégie SVM à 6 court-circuits pour commander l'onduleur Z-Source.

Pour les deux topologies, en admettant une ondulation au maximum de 2V de la tension générée par le GPV. D'autre part, la valeur des inductances choisies doit être au moins 20% supérieure en pratique que la valeur calculée en théorie [26]. Pour la première topologie, on trouve :

$$\begin{cases} C_1 = 2 \text{ mF} \\ L = 10 \text{ mH} \end{cases} \quad (\text{IV-38})$$

Pour la deuxième topologie qui contient deux convertisseurs connectés dans un bus commun avec un condensateur « C », on trouve :

$$\begin{cases} C_1 = 2 \text{ mF} \\ C = 0.25 \text{ mF} \\ L = L_{bat} = 10 \text{ mH} \end{cases} \quad (\text{IV-39})$$

IV.6 Le contrôle de la première topologie : [18],[28],[30]

D'abord, la régulation de l'association filtre LC avec l'onduleur Z-source est déjà faite précédemment dans le chapitre III. Maintenant, nous allons introduire la commande de la première topologie qui sert à contrôler (rendre constante) la tension V_{cz} aux bornes de la capacité C_z . En suivant le même principe de l'inversion du modèle moyen et en appliquant deux boucles de régulation imbriquées du courant et de la tension utilisés dans la commande dans le chapitre précédent. Le schéma suivant (Figure IV-) illustre la première topologie avec les boucles de régulation [04].

La caractéristique principale du contrôle de cette topologie est résidu dans la définition du point optimal en puissance qu'est assuré par la commande de l'état shoot-through de l'onduleur Z-source. En effet, la boucle de régulation contient l'algorithme MPPT et les deux régulateurs de la tension et du courant. Cette boucle nous donne la durée de l'état shoot-through qu'est une constante du temps injecté, par la suite, dans l'algorithme de la technique de commande « SVM ».

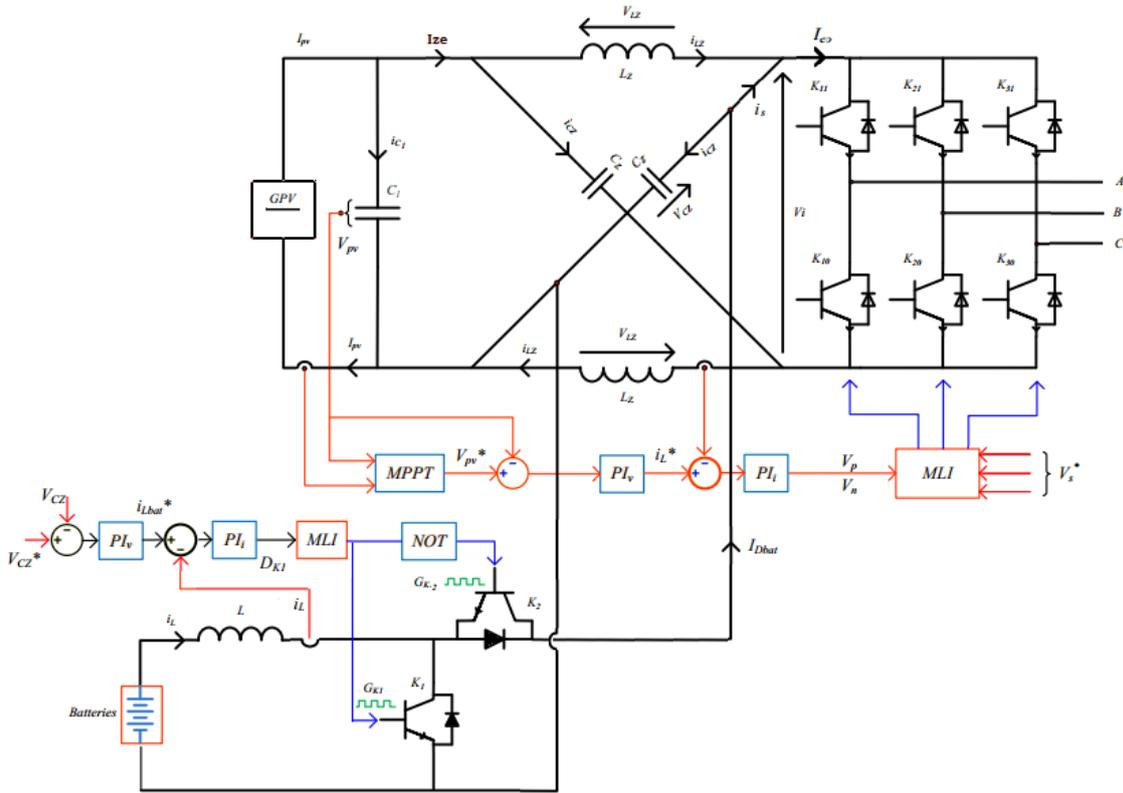


Figure IV- 15: Schéma synoptique de la première topologie avec les boucles de contrôle des convertisseurs DC-DC.

IV.6.1 Le contrôle du hacheur réversible en courant:

Pour maintenir la tension de sortie du hacheur réversible en courant (V_{Cz}) constante, on doit estimer la valeur de référence de cette tension V_{Cz}^* par l'utilisation de la boucle inverse du modèle moyen, et aussi on doit contrôler (i_L) pour éviter tout dépassement du courant nocif pour notre circuit. Par conséquent, si le générateur photovoltaïque produit une énergie supérieure à celle consommé par la charge, le système de stockage reçoit de l'énergie. Sinon, dans le cas où la charge consomme plus que le GPV pourrait produire, les batteries fournissent le reste de l'énergie de telle sorte qu'il y aura un équilibre dans le système global.

Les équations du modèle moyen du hacheur réversible en courant de la première topologie :

$$\begin{cases} v_L = -(1 - F_1) V_{Cz} + V_{bat} \\ i_{Cz} = (1 - F_1) i_L - i_s \end{cases} \tag{IV-40}$$

En appliquant les lois de Kirchhoff dans le circuit de la première topologie (Figure IV-15) et d'après les équations caractéristiques du hacheur réversible en courant (IV-40), nous constatons les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_s = I_{eo} - i_{Lz} \\ I_{Dbat} = (1 - F_1) i_L \\ i_{Cz} = I_{Dbat} - I_{eo} + i_{Lz} \end{cases} \quad (IV-41)$$

Les deux figures suivantes représentent le schéma bloc du hacheur réversible en courant et leur schéma inverse de régulation, en vue de commander la tension V_{Cz} , en utilisant le modèle moyen:

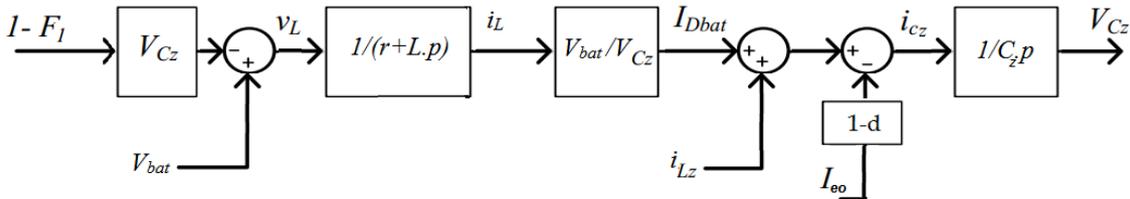


Figure IV- 16: Schéma bloc du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_{Cz} .

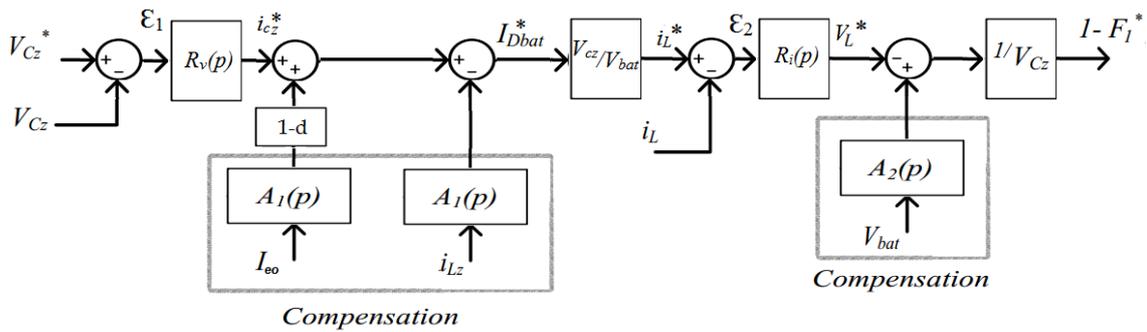


Figure IV- 17: Schéma bloc inverse de la régulation du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_{Cz} .

Dans notre travail, nous avons utilisé deux correcteurs, le premier de type PI pour réguler la boucle du courant et le deuxième de type P pour réguler la boucle de tension.

IV.6.1.1 calcul des paramètres du correcteur $R_i'(p)$ de la boucle du courant :

D’après la figure (IV-15) de régulation, les relations explicatives du courant sont :

$$\begin{cases} \varepsilon_2(p) = i_L^*(p) - i_L(p) \\ V_L^*(p) = \varepsilon_2(p).R_i(p) \\ -V_L^*(p) + A_2(p).V_{bat}(p) = (1 - F_1^*).V_{Cz} \\ \text{Avec } 1 - F_1^* = 1 - F_1 \end{cases} \quad (IV-42)$$

D’après la figure (IV-14) du modèle du convertisseur, on peut écrire:

$$i_L(p) = \frac{V_L(p)}{r+L.p} = \frac{V_{bat} - (1-F_1).V_{Cz}}{r+L.p} = \frac{V_{bat} - (1-F_1^*).V_{Cz}}{r+L.p} \quad (IV-43)$$

En remplaçant l'équation (IV-42) dans (IV-43), on trouve :

$$i_L(p) = \frac{V_{bat} - [-V_L^*(p) + A_2(p) \cdot V_{bat}(p)]}{r + L \cdot p} = \frac{V_L^*(p)}{r + L \cdot p} \quad (IV-44)$$

Si on met : $A_2(p) = 1$, l'équation devient :

$$i_L(p) = \frac{V_L^*(p)}{r + L \cdot p} = \frac{\varepsilon_2(p) \cdot R_i(p)}{r + L \cdot p} \quad (IV-45)$$

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

$$FTBO_i = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_2(p)} = \frac{R_i(p)}{r + L \cdot p} = \frac{1 + T_1 \cdot p}{(r + L \cdot p) \cdot T_2 \cdot p} = \frac{1 + T_1 \cdot p}{r \cdot [1 + (L/r) \cdot p] \cdot T_2 \cdot p} \quad (IV-46)$$

On prend : $T_1 = L/r$ pour compenser la constante de temps du système (L/r), ce qui donne :

$$FTBO_i = \frac{1}{r \cdot T_2 \cdot p} = \frac{1}{\tau_i \cdot p} \quad (IV-47)$$

Donc, les paramètres du correcteur de la première boucle du courant :

$$\begin{cases} K'_{pi} = L/\tau_i \\ K'_{ii} = r/\tau_i \end{cases} \quad (IV-48)$$

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

$$FTBF_i = \frac{i_L(p)}{i_L^*(p)} = \frac{1}{1 + \tau_i \cdot p} \quad (IV-49)$$

IV.6.1.2 calcul des paramètres du correcteur $R'_v(p)$ de la boucle de tension :

D'après la figure (IV-15) de régulation, on tire les relations explicatives de la boucle de tension suivantes :

$$\begin{cases} \varepsilon_1(p) = V_{Cz}^*(p) - V_{Cz}(p) \\ i_{cz}^*(p) = \varepsilon_1(p) \cdot R_v(p) \\ i_L^*(p) = \frac{V_{Cz}}{V_{bat}} \cdot [i_{cz}^*(p) + A_1(p) \cdot ((1-d) \cdot I_{eo} - i_{Lz})] \\ i_L(p) = FTBF_i \cdot i_L^*(p) \end{cases} \quad (IV-50)$$

D'après la figure (IV-14) du modèle du convertisseur, on peut écrire:

$$V_{Cz}(p) = \frac{i_{Cz}(p)}{C_z \cdot p} = \frac{i_{Lz} - (1-d) I_{eo} + I_{Dbat}}{C_z \cdot p} = \frac{i_{Lz} - (1-d) I_{eo} + \frac{V_{bat}}{V_{Cz}} \cdot i_L}{C_z \cdot p}$$

$$V_{CZ}(p) = \frac{i_{LZ} - (1-d) I_{eo} + \frac{V_{bat}}{V_{CZ}} \cdot FTBF_i \cdot i_L^*}{C_Z \cdot p} \quad (IV-51)$$

En remplaçant l'équation (IV-50) dans l'équation (IV-51), on trouve :

$$V_{CZ}(p) = \frac{i_{LZ} - I_{eo} + \frac{V_{bat}}{V_{CZ}} \cdot FTBF_i \cdot \left\{ \frac{V_{CZ}}{V_{bat}} \cdot [i_{CZ}^*(p) + A_1(p) \cdot ((1-d) I_{eo} - i_{LZ})] \right\}}{C_Z \cdot p}$$

$$V_{CZ}(p) = \frac{FTBF_i \cdot i_{CZ}^*(p) - [(1-d) I_{eo} - i_{LZ}] + FTBF_i \cdot A_1(p) \cdot [(1-d) I_{eo} - i_{LZ}]}{C_Z \cdot p} \quad (IV-52)$$

Pour éliminer la présence du terme courant $((1-d) I_{eo} - i_{LZ})$ dans les paramètres du correcteur R_v , on prend $A_1(p)$ comme suit; de tel sorte qu'il va éliminer la fonction de transfert en boucle fermé du courant.

$$A_1(p) = \frac{1 + \tau_i \cdot p}{(1 + \tau_i \cdot p)^n} \quad \text{Tel que :} \quad \begin{cases} n \geq 2 \\ \tau_i \gg \tau \end{cases}$$

En respectant ces hypothèses, on trouve :

$$V_{CZ}(p) = \frac{FTBF_i \cdot i_{CZ}^*(p)}{C_Z \cdot p} = \frac{FTBF_i \cdot \varepsilon_1(p) \cdot R_v(p)}{C_Z \cdot p} = \frac{\varepsilon_1(p) \cdot R_v(p)}{C_Z \cdot p \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} \quad (IV-53)$$

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

$$FTBO_v = \frac{V_{CZ}(p)}{\varepsilon_1(p)} = \frac{R_v(p)}{C_Z \cdot p \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} \quad (IV-54)$$

Cette fonction de transfert de deuxième ordre contient un pôle nul, qui rend le système stable. Par conséquent, on prend un régulateur proportionnel (type P) pour la boucle de la tension:

$$R_v(p) = K_{vp} \quad (IV-55)$$

Alors :

$$FTBO_v = \frac{K_{vp}}{C_Z \cdot p (1 + \tau_i \cdot p)} = \frac{K_{vp}}{C_Z \cdot p + \tau_i \cdot C_Z \cdot p^2} \quad (IV-56)$$

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

$$FTBF_v = \frac{K_{vp}}{K_{vp} + C_Z \cdot p + \tau_i \cdot C_Z \cdot p^2} = \frac{1}{1 + (C_Z / K_{vp}) \cdot p + (\tau_i \cdot C_Z / K_{vp}) \cdot p^2} \quad (IV-57)$$

Cette fonction est similaire à une fonction de deuxième ordre (III-26). Par comparaison avec la relation (IV-57):

$$\begin{cases} \frac{C_z}{K_{vp}} = 2 \cdot \varepsilon / \omega_n \\ \tau_i \cdot \frac{C_z}{K_{vp}} = 1 / \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{IV-58})$$

On prend : $\varepsilon = \frac{\sqrt{2}}{2}$

On trouve : $K_{vp} = \frac{C_z}{2 \cdot \tau_i}$ (IV-59)

IV.6.2 Le contrôle de l'onduleur Z-Source:

La commande de l'onduleur Z-Source garantit non seulement l'optimisation du rendement énergétique du GPV par la technique MPPT, mais elle rend aussi les tensions alternatives de sortie constantes (amplitude et fréquence fixe), indépendamment de la variation de la charge connectée en sortie. En effet, la variation de charge dépend directement de la durée des états de shoot-through (état zéro). Donc, si cette durée est inférieure à la durée de l'état shoot-through généré par l'algorithme de la technique MPPT, on doit rajuster la tension de sortie V_i de l'onduleur à partir de la valeur de la tension V_{Cz} .

L'échange énergétique entre la chaîne en série qui contient l'onduleur Z-Source, et le système de stockage se fait à l'intermédiaire du condensateur C_z . Donc, afin de stabiliser notre système, il faut que la tension V_{Cz} s'adapte au changement de la tension V_i par le hacheur réversible en courant. Les deux figures suivantes montrent le principe du contrôle et la boucle de la commande utilisée [04].

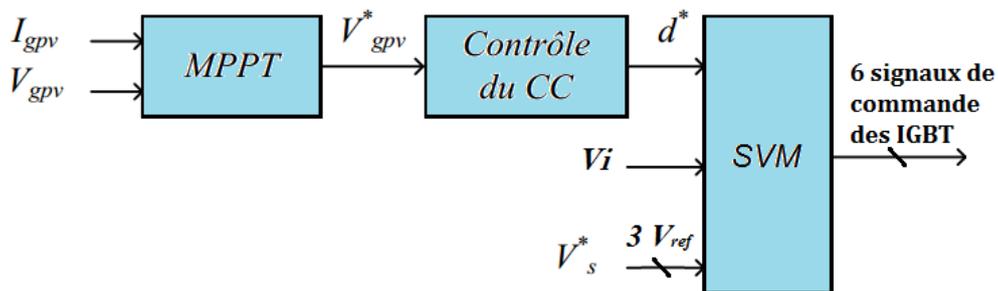


Figure IV- 18: Principe de contrôle de l'optimisation du rendement énergétique du GPV.

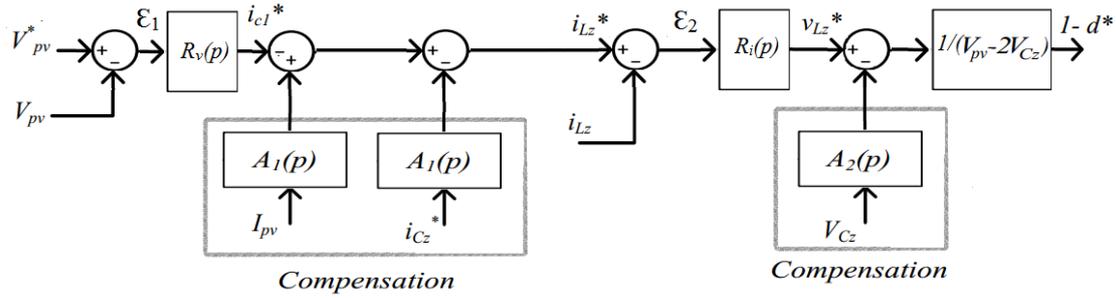


Figure IV-19: Schéma bloc de contrôle en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV.

Les équations justifiant la boucle de commande, sont exprimé comme suit :

En utilisant la transformée de Laplace

$$\begin{cases} V_{pv} = -C_1 \frac{di_{c1}}{dt} \\ i_{c1} = -\frac{1}{p \cdot C_1} (V_{pv}^* - V_{pv}) \end{cases} \quad (IV-60)$$

$$\begin{cases} I_{ze} = I_{pv} - i_{c1} \\ I_{ze} = i_{c2} + i_{Lz} \end{cases} \quad (IV-61)$$

$$V_{Lz} = V_{Cz} + (1 - d) \cdot (V_e - 2V_{Cz}) \quad (IV-62)$$

Le courant de référence i_{Cz}^* utilisé dans cette commande, est estimé par la commande de la tension V_{Cz} dans le modèle inverse du hacheur réversible en courant. La tension de référence V_{pv}^* est obtenue par l'algorithme « P&O » du MPPT, le résultat des deux boucles de régulation donne le rapport cyclique de référence d^* de l'état du court-circuit.

IV.6.3 Les résultats de simulation:

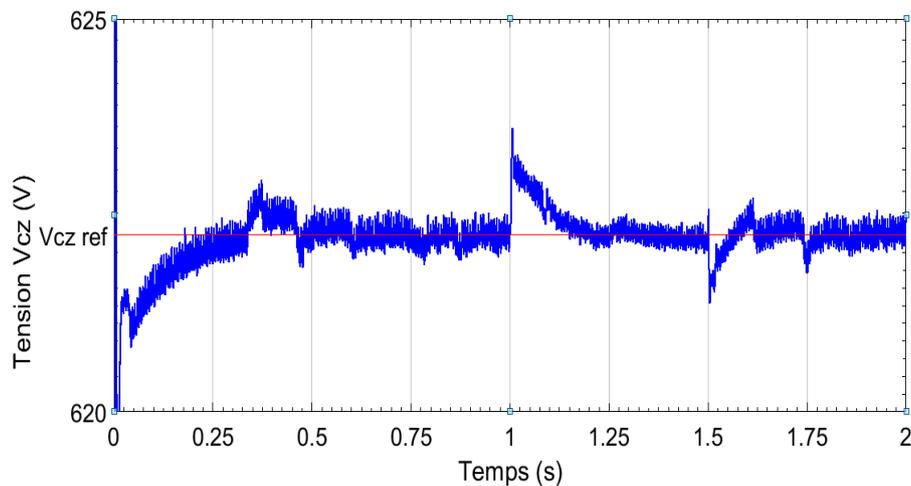
Pour confirmer l'ensemble des régulations illustrées dans le présent chapitre, des simulations ont été effectuées avec le logiciel SIMULINK, en variant l'irradiation et la charge sans changer la température, car leur influence sur la puissance est très réduite.

Pour ce qui concerne le générateur photovoltaïque dans cette topologie, il est composé de 20 panneaux photovoltaïques qu'ils sont installés en deux groupes parallèlement, chaque groupe contient 10 modules raccordés en série. La puissance maximale générée dans les conditions standard ($T=25^\circ\text{C}$ et $G=1000 \text{ W/m}^2$) est de 5 kW (Tension $V_{gpv}=308 \text{ V}$ et Courant $I_{gpv}=16.24 \text{ A}$). En pratique, le GPV exige une surface de 35 m^2 . En revanche, le système de stockage est disponible dans la bibliothèque de MATLAB (Capacité de 5 kWh et tension nominale totale de 300 V). Pratiquement, il est composé de plusieurs batteries de 12V.

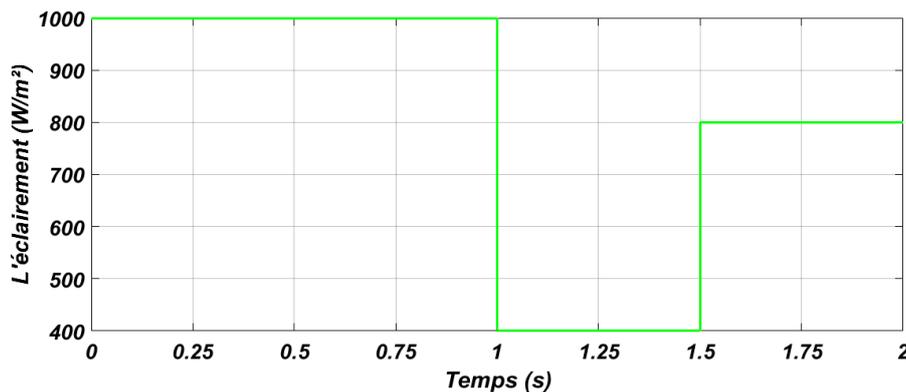
L'onduleur Z-Source est commandé par la stratégie SVM à six court-circuits, alors que le hacheur réversible en courant est commandé par une MLI symétrique unipolaire. La fréquence de commutation utilisée pour le hacheur est fixée à 5 kHz, tandis que celle de la stratégie SVM est fixée à 10 kHz.

Il est à noter que dans les deux topologies, les condensateurs doivent avoir une charge initiale afin de réduire le temps du régime transitoire. En plus, le temps de mesure de la technique MPPT doit être supérieur au temps minimal de la réponse du système avec les régulateurs. Si on ne respecte pas ces conditions, le système peut rentrer dans l'instabilité ou il va donner des faux résultats pendant des petits intervalles de temps. Dans notre cas, nous avons travaillé avec une petite période de simulation à cause des contraintes de matériels. Nous avons aussi réussi à équilibrer le système avec un temps de réponse très petit (réponse très rapide).

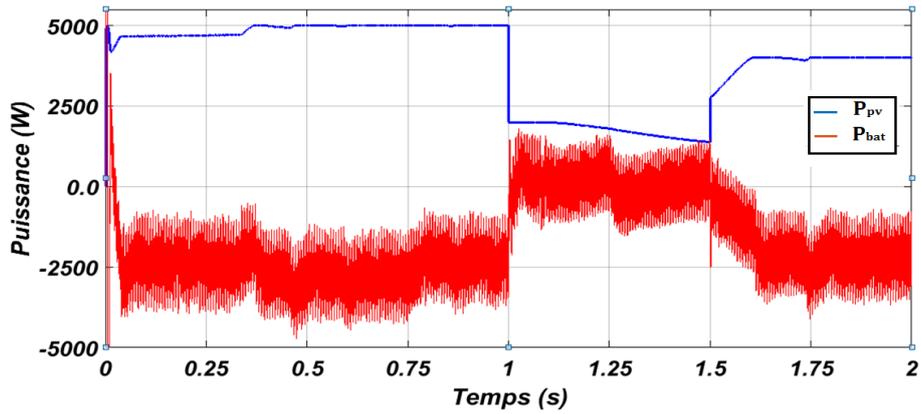
Pour tester le bon fonctionnement de la première topologie, nous avons inclus pendant la simulation des variations de l'éclairement aux instants (0.5s, 1s et 1.5s) et de la charge aux instants (0.75s et 1.25s). Les résultats de la première topologie sont :



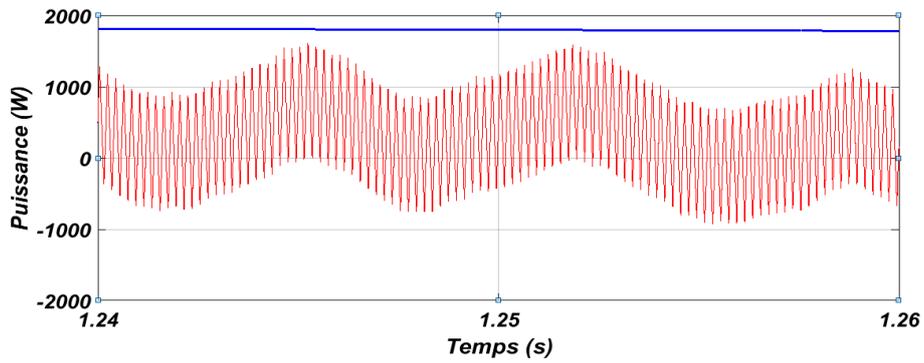
(A)- Caractéristique de la tension V_{cz} .



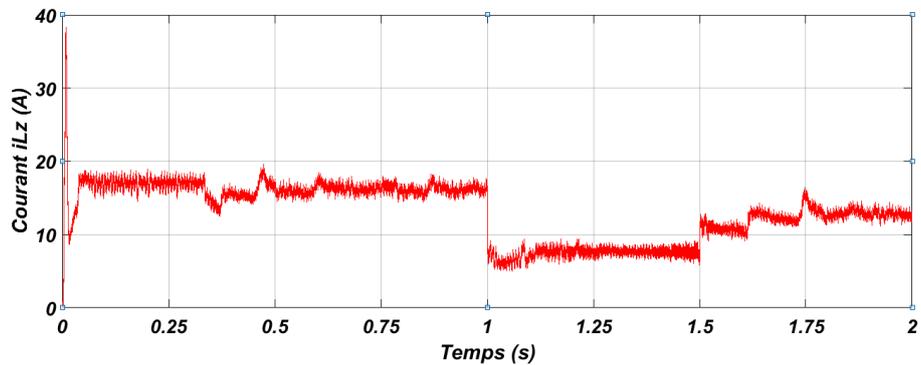
(B)- Caractéristique de l'éclairement G .



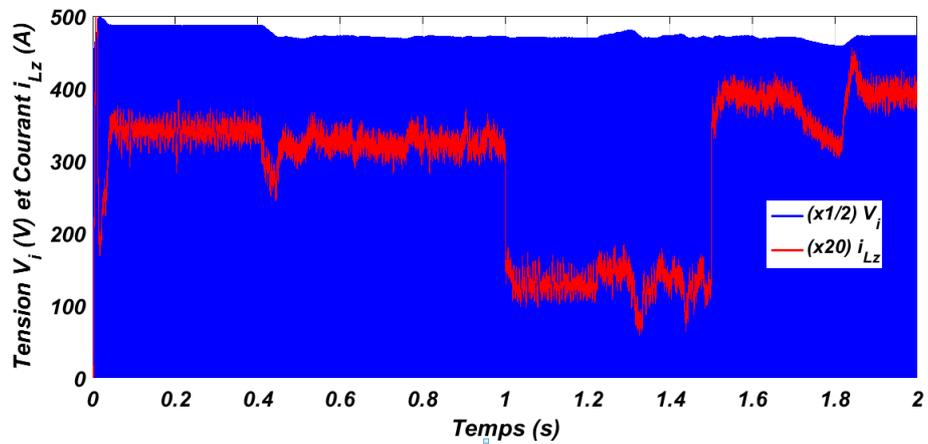
(C)- Caractéristiques des puissances P_{gpv} et P_{bat} .



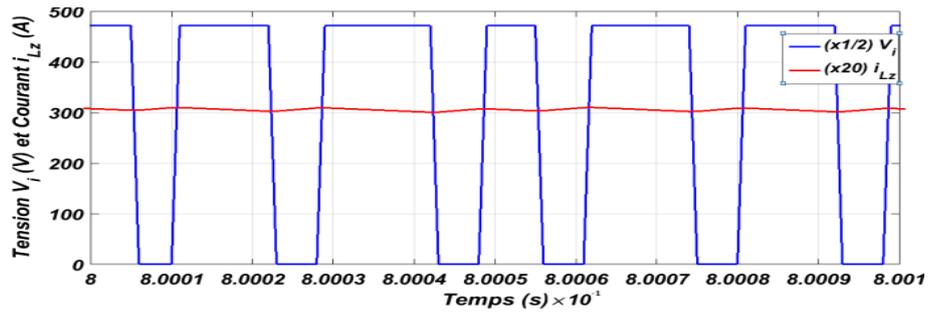
(D)-Un Zoom sur les caractéristiques des puissances P_{gpv} et P_{bat} .



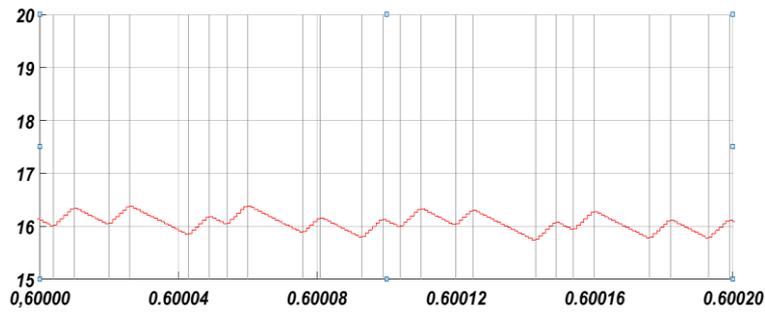
(E)- Caractéristique du courant i_{Lz} (A).



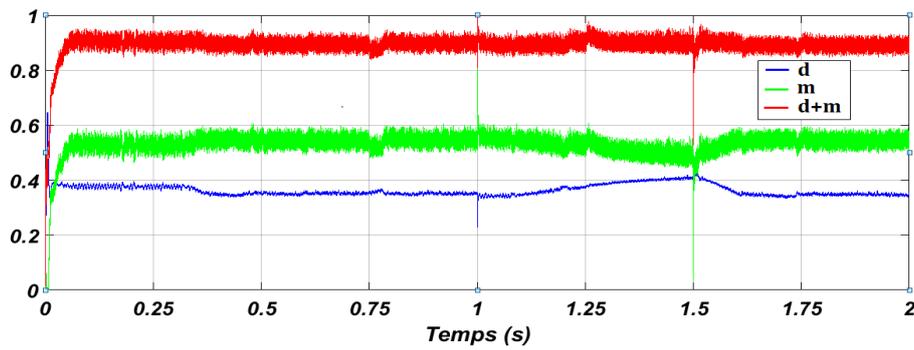
(F)- Caractéristiques de la tension V_i (V) avec le courant i_{Lz} (A).



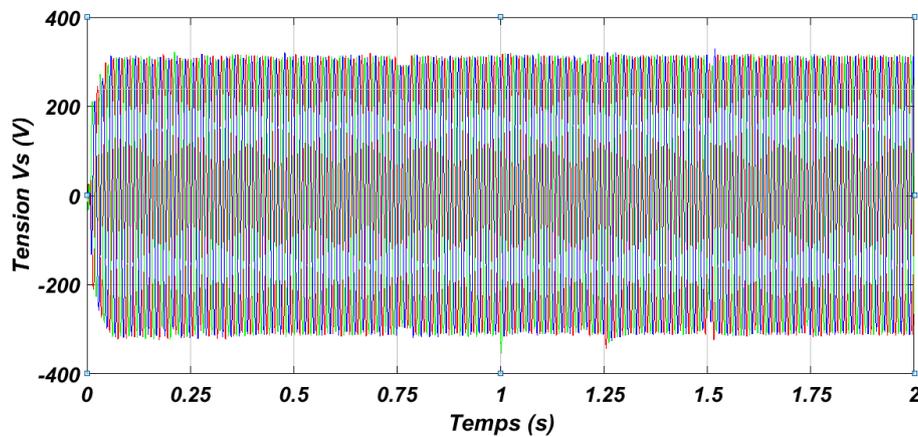
(G-a)-Duplication des caractéristiques de la tension V_i (V) avec le courant i_{Lz} (A) pendant une période de la SVM (10^{-4} s).



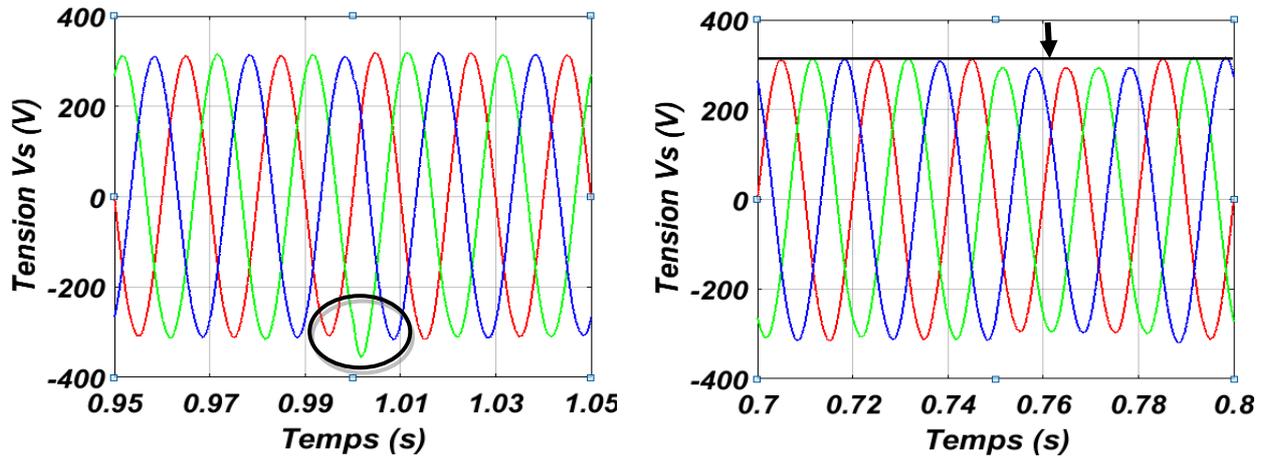
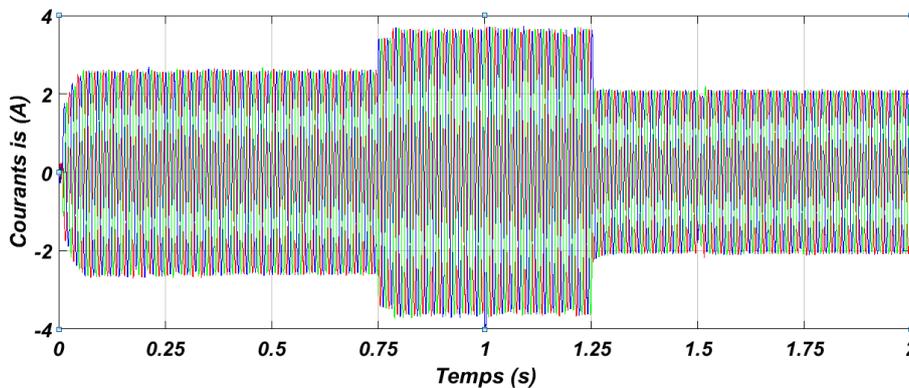
(G-b)- Zoom sur les caractéristiques de la tension V_i (V) avec le courant i_{Lz} (A).



(H)- Caractéristiques du rapport cyclique 'd' et la profondeur 'm'.



(I)- Caractéristiques des trois tensions triphasées après filtre V_s .

(J)-Un Zoom sur les caractéristiques de la tension V_s (V).(K)- Caractéristique des trois courants triphasés après filtre i_s (A).**Figure IV- 20:** Les résultats de simulation de la première topologie.

IV.6.4 Analyse des résultats obtenus (Figure IV-20) :

D'après l'allure (A), nous remarquons que la tension « V_{cz} » tend vers la valeur de référence imposée avec une bonne dynamique, elle est affectée par le changement de la charge et de l'éclairage. Pour ce qui concerne les puissances (**Allure C**), il est clair que la puissance du générateur photovoltaïque suit la variation de l'éclairage, ceci se fait par l'algorithme de la MPPT qui donne une tension de référence « V_{gpv} », cette grandeur rentre dans deux boucles imbriquées pour donner le rapport cyclique de l'onduleur Z-Source. En d'autres termes, la suivi du MPP est assurée par l'exploitation de l'état de shoot-through.

La puissance du système de stockage présente un dépassement au début à cause de la grande demande du système pour charger les condensateurs et les inductances, puis elle joue le rôle d'un complémentaire en énergie pour équilibrer le système en puissance et stabiliser la tension « V_{cz} ». Elle prend la forme présentée dans l'allure (D), due aux ondulations de courant « i_{Lbat} » causées par la fréquence de hachage (50 kHz).

La caractéristique (E) montre que le courant « i_{Lz} » dépend principalement de l'éclairement. La représentation de l'allure de ce courant dans (F) avec la tension « V_i » qui est sous forme des créneaux dans (G), confirme la présence de 6 états de shoot-through où on voit l'augmentation du courant « i_{Lz} », tandis qu'il diminue pendant la durée des états actifs.

L'allure (H) respecte les relations illustrées dans le deuxième chapitre tel que on voit bien que le rapport cyclique « d » de l'onduleur Z-Source est inférieure de la profondeur « m » calculée par la technique SVM. Il n'a pas aussi dépassé 1/2. La somme de « d » et « m » est bien inférieure à 1.

Les tensions de sortie « V_s » dans (I) suivent leurs références triphasées équilibrées de 220V comme valeur efficace. Elles sont affectées par la variation de la charge qui produit une petite chute de tension (G-droite), et par un effet instantané sur une phase lorsque l'éclairement change (G-gauche). D'autre part, les caractéristiques (K) des courants de sortie « i_s » suivent parfaitement les tensions de sortie « V_s » avec un coefficient 'R' (Résistance) car la charge est résistive. Donc, ils dépendent de la charge et non pas du niveau d'irradiation qu'est amorti par le système de stockage et l'onduleur.

IV.7 Le contrôle de la deuxième topologie: [27]

La figure suivante présente un schéma explicatif du principe de contrôle des convertisseurs DC-DC constituant la deuxième topologie :

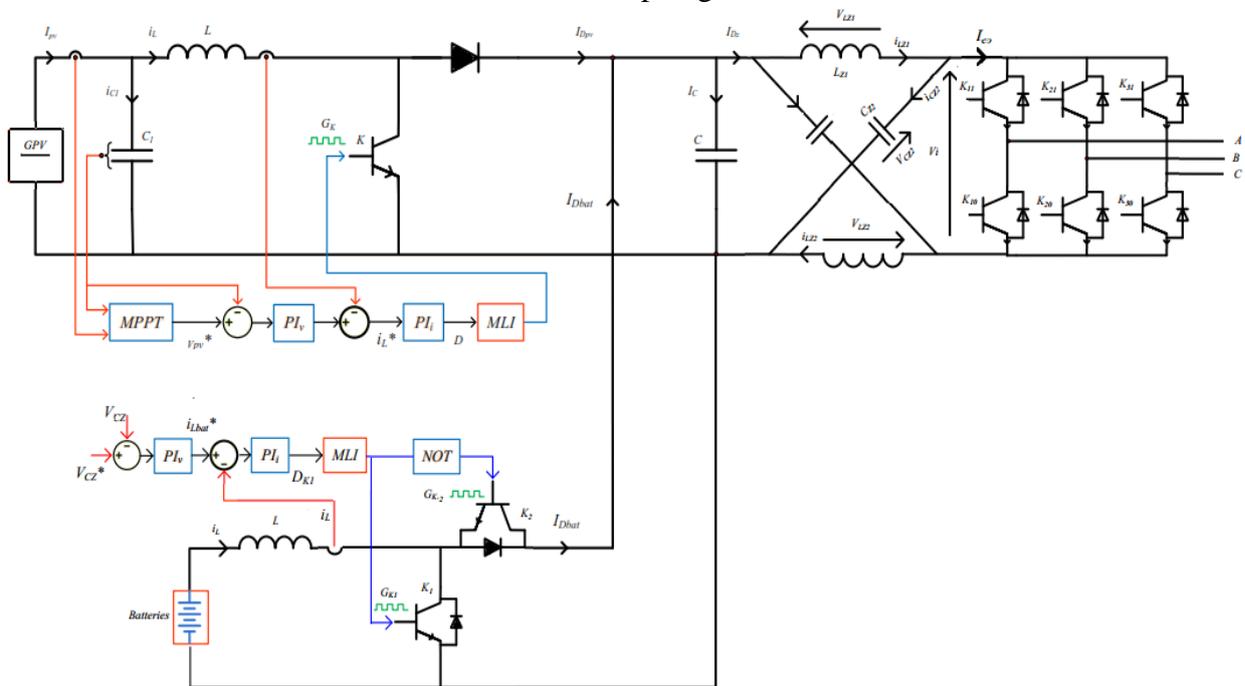


Figure IV- 21: Schéma synoptique de la deuxième topologie avec les boucles de contrôle des convertisseurs DC-DC.

Le contrôle de la tension V_e à l'entrée de l'onduleur Z-Source et la régulation des tensions de sortie aux bornes de la charge, sont similaire à celle illustré dans le chapitre

précédent, il faut juste prendre en considération le niveau de la tension V_e du bus continue qu'il doit être approprié à la tension de sortie désirée. Les équations suivantes expliquent la différence de notation entre l'entrée de l'onduleur Z-Source dans cette topologie et avec celle du chapitre précédent:

$$\begin{cases} I_c = i'_c + i''_c \\ I_{DZ} = I_{DPV} + I_{Dbat} - I_c \end{cases} \quad (IV-63)$$

Tel que : i'_c et i''_c sont les courants entrant au condensateur C, par le hacheur survolteur et le hacheur réversible en courant respectivement.

Il nous reste à déterminer les régulateurs des deux convertisseurs DC-DC. En suivant les mêmes principes utilisés dans la première topologie.

IV.7.1 Le contrôle du hacheur survolteur (Boost):

Dans cette topologie, on ajoute un condensateur C_1 en parallèle avec le GPV pour rendre la source de courant I_{pv} du GPV en source de tension V_{pv} . Puis, on relie le bus continue de l'entrée de l'onduleur Z-Source avec le GPV par un hacheur survolteur qu'assure l'adaptation de la tension entre les deux cotés. En plus, ce convertisseur garantie la suivie du point de fonctionnement à une puissance maximale, en utilisant l'algorithme de MPPT.

En appliquant les lois de Kirchhoff dans le circuit de la deuxième topologie et d'après les équations du modèle moyen du hacheur survolteur, nous constatons les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_L = -(1 - \alpha) V_e + V_{PV} \\ i_{c1} = I_{pv} - i_L \end{cases} \quad (IV-64)$$

On suit la même méthode utilisé dans le contrôle de la première topologie. Notre but est d'estimer le courant i_{c1} par l'asservissement de la tension V_{pv} , et la chute de tension V_L aux bornes de l'inductance L par l'asservissement du courant i_L . Les deux figures suivantes représentent le schéma bloc du hacheur survolteur en vue de réguler la tension V_{PV} après avoir appliqué la technique MPPT, en utilisant le modèle moyen:

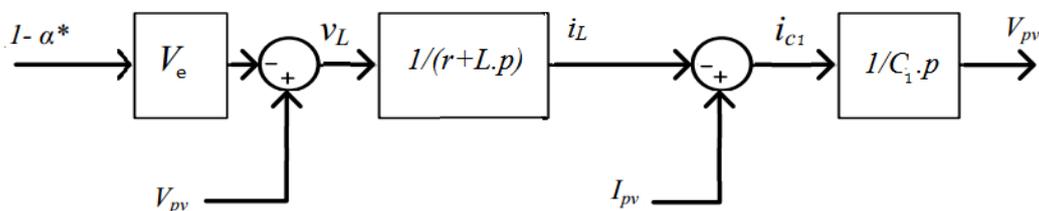


Figure IV- 22: Schéma bloc du hacheur survolteur en utilisant le modèle moyen, en vue de commander V_{PV} .

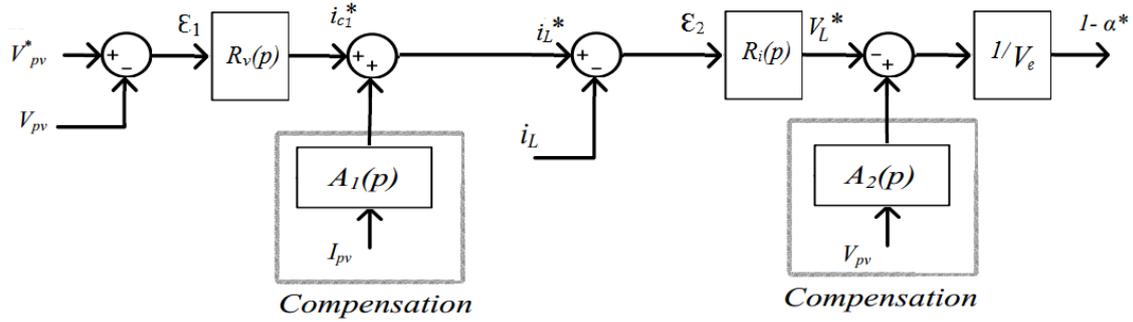


Figure IV- 23: Schéma bloc inverse de la régulation du hacheur survolteur, en vue de commander V_{pv} .

IV.7.1.1 calcul des paramètres du correcteur $R_i'(p)$ de la boucle du courant:

D'après la figure (IV-23), les relations explicatives de la boucle du courant sont :

$$\begin{cases} \varepsilon_2(p) = i_L^*(p) - i_L(p) \\ V_L^*(p) = \varepsilon_2(p) \cdot R_i(p) \\ -V_L^*(p) + A_2(p) \cdot V_{pv}(p) = (1 - \alpha^*) \cdot V_e \quad \text{Avec: } 1 - \alpha^* = 1 - \alpha \end{cases} \quad (\text{IV-65})$$

D'après la figure (IV-22) du modèle du convertisseur, on peut écrire:

$$i_L(p) = \frac{V_L(p)}{r+L.p} = \frac{V_{pv} - (1-\alpha) \cdot V_e}{r+L.p} = \frac{V_{pv} - (1-\alpha^*) \cdot V_e}{r+L.p} \quad (\text{IV-66})$$

En remplaçant l'équation (IV-65) dans (IV-66), on trouve :

$$i_L(p) = \frac{V_{pv} - [-V_L^*(p) + A_2(p) \cdot V_{pv}(p)]}{r+L.p} = \frac{V_L^*(p)}{r+L.p} \quad (\text{IV-67})$$

Si on met : $A_2(p) = 1$, l'équation devient :

$$i_L(p) = \frac{V_L^*(p)}{r+L.p} = \frac{\varepsilon_2(p) \cdot R_i(p)}{r+L.p} \quad (\text{IV-68})$$

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

$$FTBO_i = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_2(p)} = \frac{R_i(p)}{r+L.p} = \frac{1+T_1.p}{(r+L.p) \cdot T_2.p} = \frac{1+T_1.p}{r \cdot [1+(L/r).p] \cdot T_2.p} \quad (\text{IV-69})$$

On prend : $T_1 = L/r$ pour compenser la constante de temps du système (L/r), ce qui donne :

$$FTBO_i = \frac{1}{r \cdot T_2.p} = \frac{1}{\tau_i.p} \quad (\text{IV-70})$$

Donc, les paramètres du correcteur de la première boucle du courant :

$$\begin{cases} K_{pi}'' = L/\tau_i \\ K_{ii}'' = r/\tau_i \end{cases} \quad (\text{IV-71})$$

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

$$FTBF_i = \frac{i_L(p)}{i_L^*(p)} = \frac{1}{1+\tau_i \cdot p} \quad (\text{IV-72})$$

IV.7.1.2 calcul des paramètres du correcteur $R_v''(p)$ de la boucle de tension :

D'après la figure (IV-23), les relations explicatives de la boucle de tension sont :

$$\begin{cases} \varepsilon_1(p) = V_{pv}^*(p) - V_{pv}(p) \\ i_{c1}^*(p) = \varepsilon_1(p) \cdot R_v(p) \\ i_L^*(p) = i_{c1}^*(p) + A_1(p) \cdot I_{pv}(p) \\ i_L(p) = FTBF_i \cdot i_L^*(p) \end{cases} \quad (\text{IV-73})$$

D'après la figure (IV-22) du modèle du hacheur survolteur, on peut écrire:

$$\begin{aligned} V_{pv}(p) &= \frac{i_{c1}(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{I_{pv}(p) - i_L(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{I_{pv}(p) - FTBF_i \cdot i_L^*(p)}{C_1 \cdot p} \\ V_{pv}(p) &= \frac{I_{pv}(p) - FTBF_i \{ i_{c1}^*(p) + A_1(p) \cdot I_{pv}(p) \}}{C_1 \cdot p} \end{aligned} \quad (\text{IV-74})$$

Pour éliminer la présence du terme du courant (I_{pv}) dans les paramètres du correcteur $R_v''(p)$, on fixe $A_1(p)$ de tel sorte qu'il va éliminer la fonction de transfert en boucle fermé du courant.

$$A_1(p) = \frac{1+\tau_i \cdot p}{(1+\tau_i \cdot p)^n} \quad \text{Tel que: } \begin{cases} n \geq 2 \\ \tau_i \gg \tau \end{cases}$$

En respectant ces hypothèses, on trouve :

$$V_{pv}(p) = \frac{-FTBF_i \cdot i_{c1}^*(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{-FTBF_i \cdot \varepsilon_1(p) \cdot R_v''(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{-\varepsilon_1(p) \cdot R_v''(p)}{C_1 \cdot p \cdot (1+\tau_i \cdot p)} \quad (\text{IV-75})$$

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

$$FTBO_v = \frac{V_{pv}(p)}{\varepsilon_1(p)} = \frac{-R_v''(p)}{C_1 \cdot p \cdot (1+\tau_i \cdot p)} \quad (\text{IV-76})$$

Cette fonction de transfert de deuxième ordre contient un pôle nul, qui rend le système stable. Par conséquent, on prend un régulateur proportionnel (type P) pour la boucle de la tension:

$$R_v''(p) = -K_{vp}'' \quad (\text{IV-77})$$

Alors :

$$FTBO_v = \frac{K_{vp}''}{C_1 \cdot p (1 + \tau_i \cdot p)} = \frac{K_{vp}''}{C_1 \cdot p + \tau_i \cdot C_1 \cdot p^2} \quad (\text{IV-78})$$

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

$$FTBF_v = \frac{K_{vp}''}{K_{vp}'' + C_1 \cdot p + \tau_i \cdot C_1 \cdot p^2} = \frac{1}{1 + (C_1/K_{vp}'') \cdot p + (\tau_i \cdot C_1/K_{vp}'') \cdot p^2} \quad (\text{IV-79})$$

Cette fonction est similaire à une fonction de deuxième ordre (III-26). Par comparaison, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{C_1}{K_{vp}''} = 2 \cdot \varepsilon / \omega_n \\ \tau_i \cdot \frac{C_1}{K_{vp}''} = 1 / \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{IV-80})$$

$$\text{On prend : } \varepsilon = \frac{\sqrt{2}}{2}, \text{ On trouve : } K_{vp}'' = \frac{C_1}{2 \cdot \tau_i} \quad (\text{IV-81})$$

IV.7.2 Le contrôle du hacheur réversible en courant:

Cette partie de la commande est très importante car elle présente le point d'équilibre entre le système de production qu'est le GPV, et le système de consommation qu'est la charge. Le hacheur réversible en courant doit contrôler la tension « V_e » à l'entrée de l'onduleur Z-Source, par le transfert énergétique dans les deux sens et cela dépend du bilan énergétique du système global. En effet, quand la puissance délivrée par le GPV, est insuffisante pour alimenter la charge, la tension « V_e » devient inférieure à sa valeur de référence. A cet effet, les batteries doivent fournir la différence entre les puissances (mode décharge). Dans le cas où la puissance du GPV est supérieure à celle de la charge, la tension « V_e » devient supérieure à sa valeur de référence, et par conséquent les batteries sont sollicitées pour absorber l'excès énergétique (mode charge).

Les équations du modèle moyen du hacheur réversible en courant de la deuxième topologie:

$$\begin{cases} V_{Lbat} = -(1 - F_1) V_e + V_{bat} \\ i_c'' = (1 - F_1) i_{Lbat} - (I_{Dbat} - i_c'') \end{cases} \quad (\text{IV-82})$$

En appliquant les lois de Kirchhoff dans le circuit de la deuxième topologie et d'après les équations précédentes, nous constatons les relations suivantes:

$$\begin{cases} I_{Dbat} = I_c + I_{Dz} - I_{Dpv} \\ I_{Dbat} = (1 - F_1) i_{Lbat} \\ (1 - F_1) = V_{bat} / V_e \end{cases} \quad (IV-83)$$

Le contrôle de la tension d'entrée de l'onduleur V_e et du courant i_{Lbat} , est réalisé par deux boucles imbriquées, illustrées dans les deux figures suivantes:

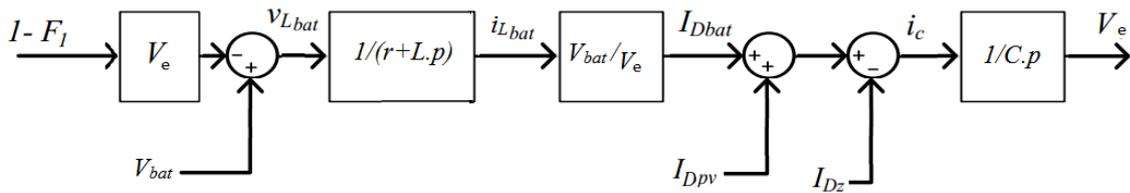


Figure IV-24: Schéma bloc du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_e .

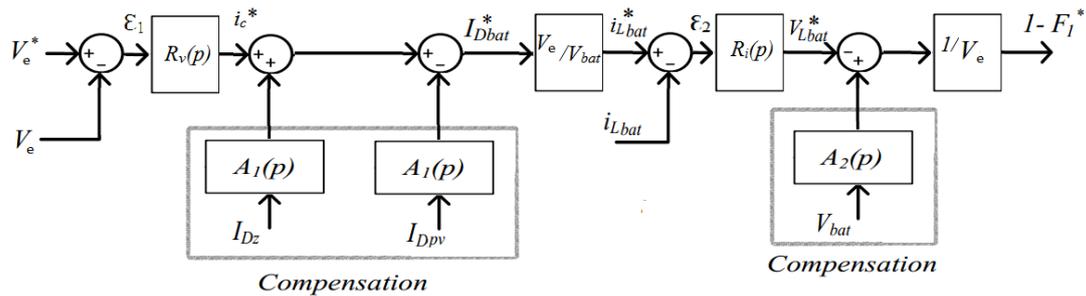


Figure IV-25: Schéma bloc inverse de la régulation du hacheur réversible en courant, en vue de commander la tension V_e .

Le calcul des régulateurs de la tension et du courant sont pareils au calcul qui est déjà fait dans la première topologie. Passant maintenant à la simulation de cette topologie.

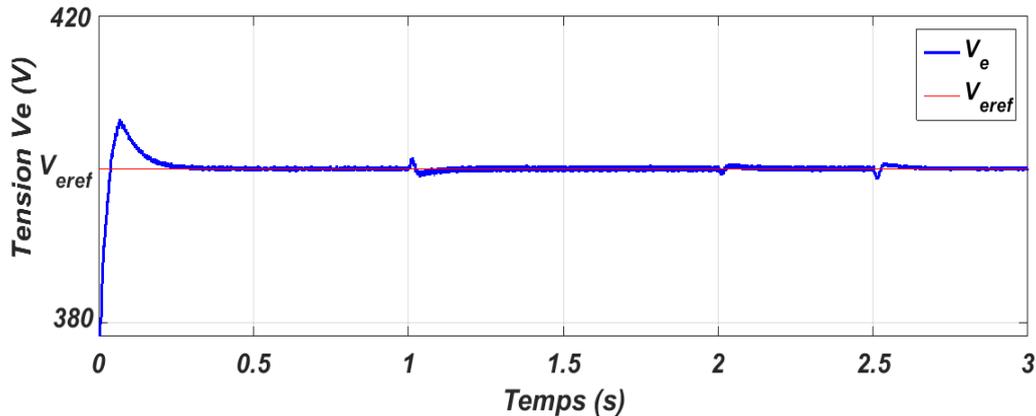
IV.7.3 Les résultats de simulation de la deuxième topologie:

Dans cette topologie, le générateur photovoltaïque est composé de 21 panneaux photovoltaïques qu'ils sont installés en trois groupes parallèlement, chaque groupe contient 7 modules raccordés en série. La puissance maximale générée dans les conditions standard est de 5,25 kW (Tension $V_{gpv}=215,6$ V et Courant $I_{gpv}=24.36$ A). La tension de commande du bus continue « V_{ref} » doit être bien supérieure à « V_{gpv} » pour que le hacheur survolteur fonctionne. En revanche, le système de stockage est le même de la première topologie.

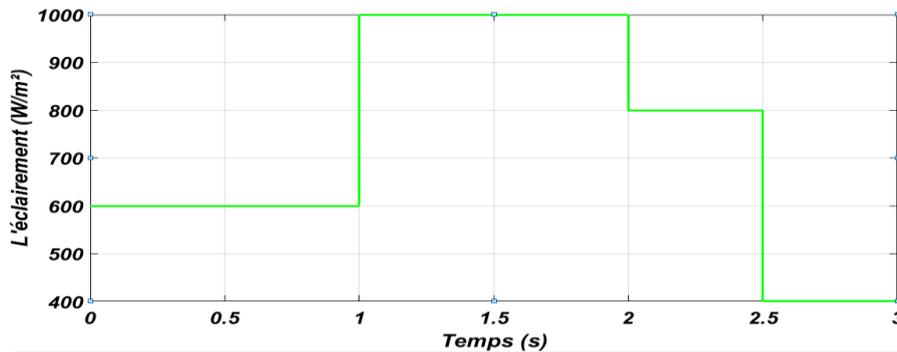
L'onduleur Z-Source est commandé par la stratégie SVM à six court-circuits, alors que le hacheur réversible en courant et le hacheur survolteur sont commandés par une MLI

symétrique unipolaire. La fréquence de commutation utilisée pour les deux hacheurs, est fixée à 5 kHz, tandis que celle de la stratégie SVM est fixée à 10 kHz.

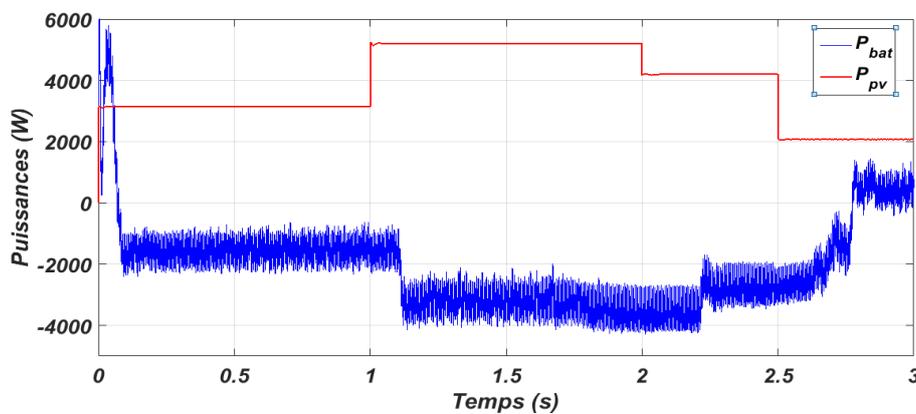
Pour tester le bon fonctionnement de la deuxième topologie, nous avons inclus pendant la simulation des variations de l'éclairement aux instants (1s, 2s et 2.5s) et de la charge résistive (150, 300 et 75 Ω pendant les intervalles [0 :1.5s], [1,5 :2.25s] et [2.25 :3s] respectivement). Le rapport cyclique de l'onduleur Z-Source est fixé à 0.275. Les résultats de la simulation de la deuxième topologie sont :



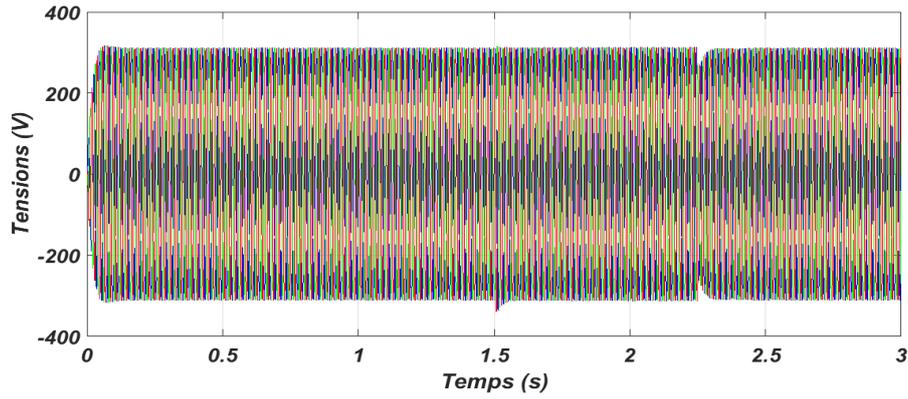
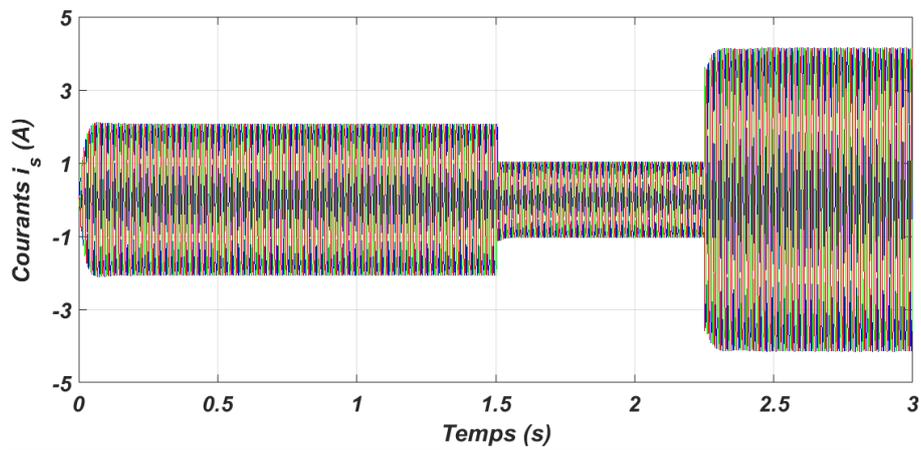
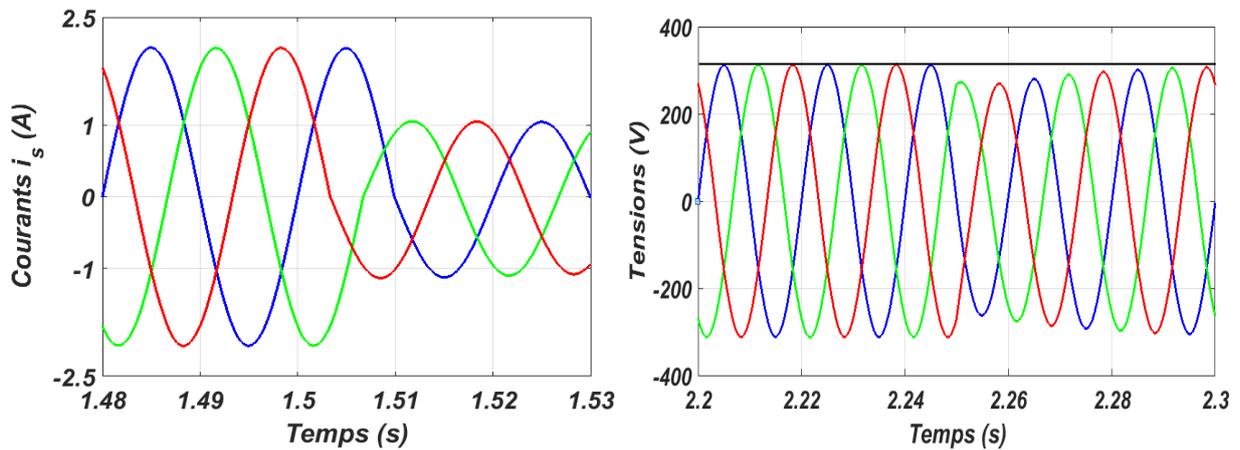
(A)- Caractéristique de la tension d'entrée V_e de l'onduleur Z-Source ($V_{eref} = 400$ V).

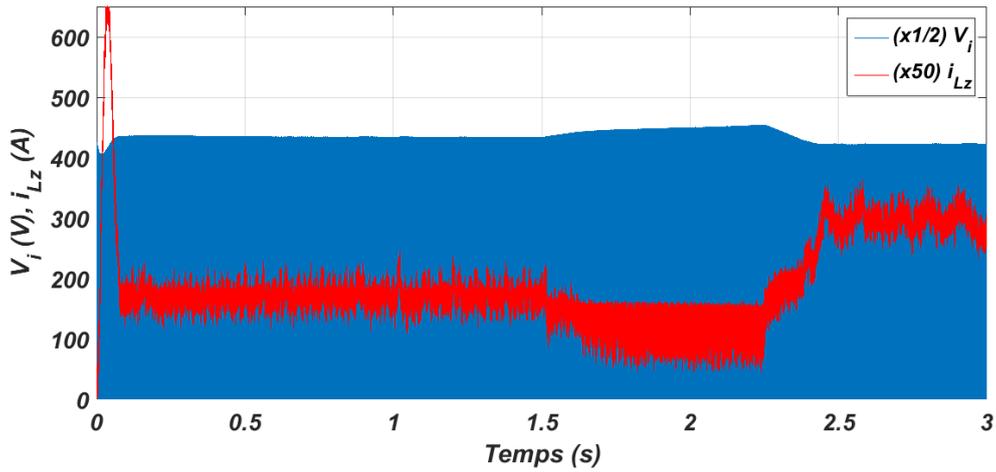


(B)- Caractéristique de l'éclairement G .

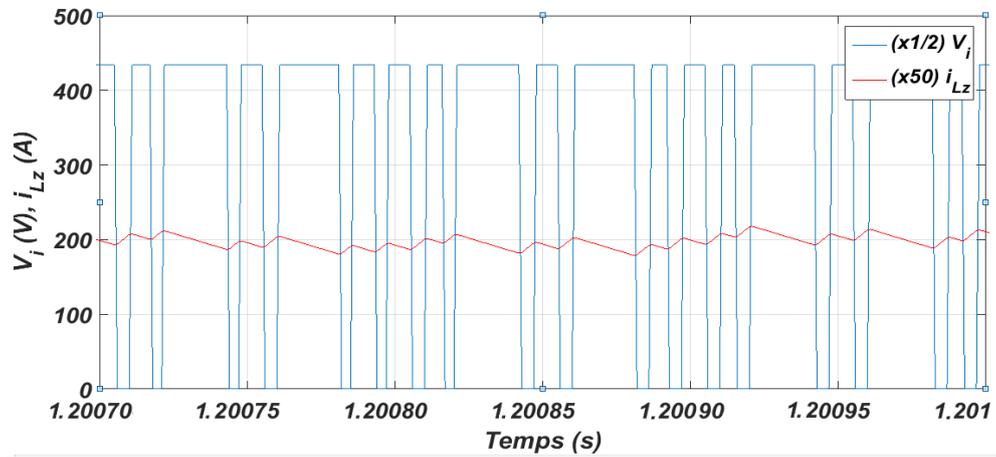


(C)- Caractéristiques des puissances P_{gpv} et P_{bat} .

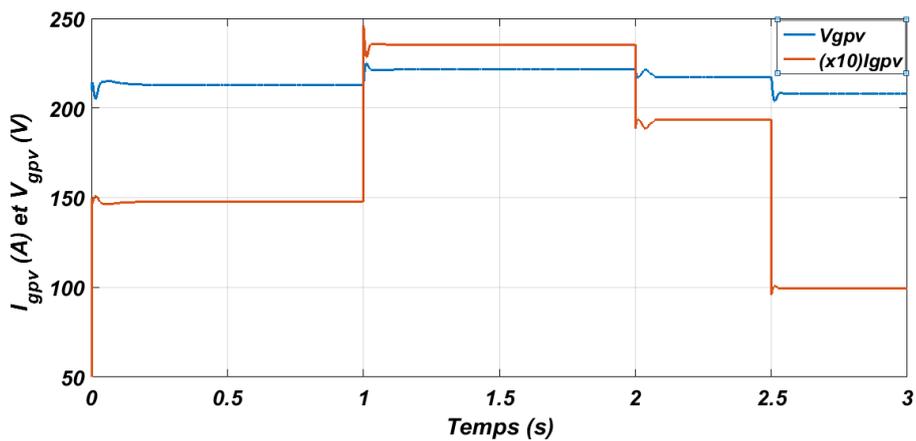
(D)- Caractéristiques des trois tensions triphasées après filtre V_s (V).(E)- Caractéristiques des trois courants triphasés après filtre i_s (A).(F)-Un Zoom sur les caractéristiques triphasées de la tension V_s (V) et du courant i_s (A).



(G)- Caractéristique de la tension V_i (V) et du courant i_{Lz} (A).



(H)-Un zoom sur les caractéristiques de la tension V_i (V) et du courant i_{Lz} (A).



(I)- Caractéristique de la tension V_{gpv} (V) et du courant i_{gpv} (A) générés par le GPV.

Figure IV- 26 : Les résultats de simulation de la deuxième topologie.

IV.7.4 Analyse des résultats obtenus (Figure IV-26) :

D'après l'allure (A), nous remarquons que la tension « V_e » tend vers la valeur de référence imposée avec une dynamique remarquable, elle est affectée par le changement de la charge et de l'éclairement. Pour ce qui concerne les puissances (Allure C), il est clair que la puissance du générateur photovoltaïque suit la variation de l'éclairement (Allure B), ceci se fait par l'algorithme de la MPPT, en donnant un rapport cyclique au hacheur survolteur.

Le système de stockage joue le rôle d'un complémentaire en énergie pour équilibrer le système en puissance et stabiliser la tension « V_e » de l'entrée du Z-Source. Nous remarquons que leur réponse est retardée de quelque instant, le temps de réponse du système photovoltaïque avec MPPT. En plus, cette puissance présente un dépassement au début à cause de la grande demande du système pour charger les éléments passifs. Lorsque l'éclairement chute à la valeur de 400 W/m^2 , les batteries commencent à fournir de l'énergie pour assurer l'équilibre du système, ce qui prouve le double fonctionnement du hacheur réversible en courant.

Les tensions de sortie « V_s » dans (D) suivent leurs références triphasées équilibrées. Elles sont affectées par la variation de la charge qui produit une chute de tension d'une petite durée (F-droite), D'autre part, les caractéristiques (E) des courants de sortie « i_s » dépendent aussi de la charge et non pas du niveau d'irradiation qu'est amorti par le système de stockage et l'onduleur.

La caractéristique (G) montre que le courant « i_{Lz} » dépend principalement du changement de la charge. La représentation de l'allure de ce courant avec la tension « V_i » qui est sous forme des créneaux dans (H), confirme la présence de l'état shout-through où on voit l'augmentation du courant « i_{Lz} », alors qu'il abaisse pendant la durée des états actifs.

L'allure (I) montre que le niveau d'irradiation influe fortement sur le courant et peu sur la tension du PV, la MPPT de P&O stabilise aux valeurs voulues car le pas est égal à 0.1 V .

IV.8 Conclusion :

Nous avons réussi à implémenter et commander l'onduleur Z-Source dans deux topologies différentes qu'elles représentent un système multi-sources constitué d'un générateur photovoltaïque et un système de stockage à base de batteries. La stratégie SVM à 6 court-circuits a été très bien fonctionnée dans la commande de l'onduleur Z-Source, les tensions après filtre sont sinusoïdales équilibrées avec une valeur efficace de 220 V , ce qui prouve le bon fonctionnement des chaînes de commandes.

Le modèle de connaissance des convertisseurs et les régulateurs sont nécessaires pour la commande et le control de différentes grandeurs dans les deux topologies. Le choix des régulateurs est important pour avoir des bonnes dynamiques. Nous avons constaté aussi que la charge n'a aucune influence sur les tensions de sorties. L'onduleur Z-Source peut remplacer les onduleurs classiques dans les systèmes multi-sources. Ces deux topologies peuvent être appliquées dans l'éclairage public dans les territoires isolés.

Chapitre V:
Commande de l'Onduleur
Z-Source dans une Chaîne
Photovoltaïque en Mode
Connecté au Réseau.

V.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 utilisé 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 respectées telle que la stabilité du système et la qualité de l'énergie [39], ainsi l'intégration de différentes technologies qui conduit à une diversité croissante du réseau et engendre donc des normes plus restrictives [38].

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 [39].

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 [39].

V.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 :

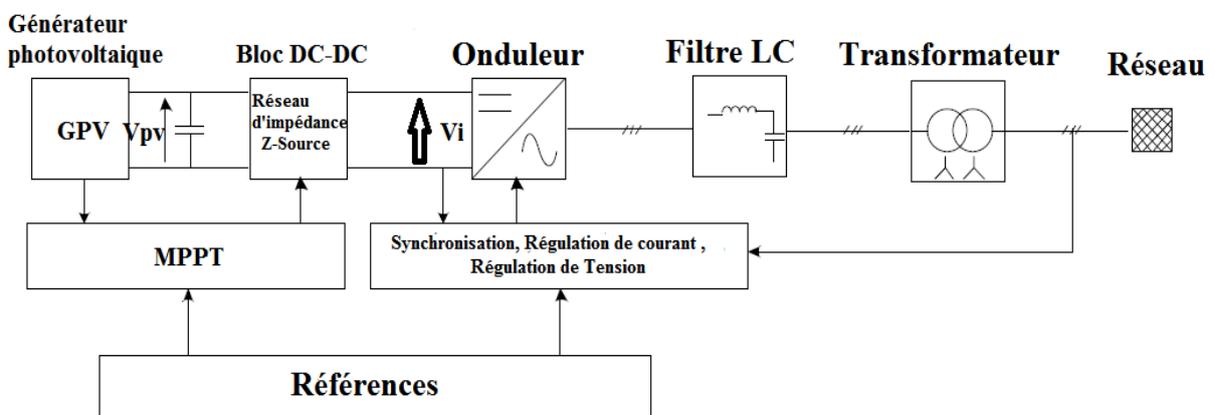


Figure V-1 : Diagramme général d'un système PV connecté au réseau.

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 [41]. 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 [42].

V.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 [39].

V.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 [40].

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 [40].

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 [43].

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 [44]. Le processus de synchronisation s'effectue en temps réel, ce qui amène donc la boucle à fonctionner constamment et en temps réel [40].

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 V-2 ci-dessous :

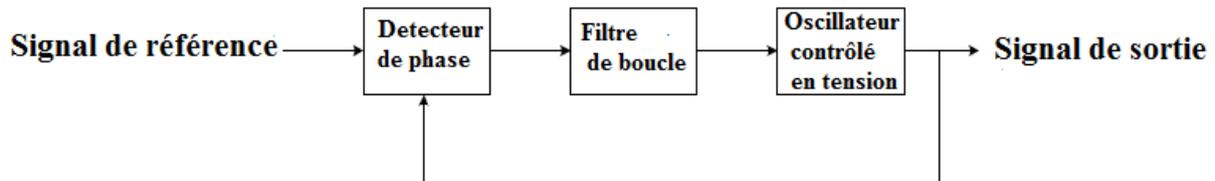


Figure V-2 : Structure générale d'une PLL.

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 V-3 ci-dessous [41] :

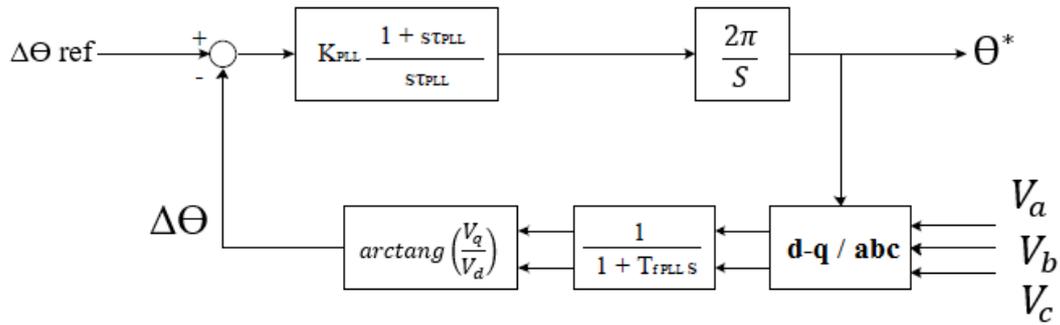


Figure V-3 : Boucle de contrôle de la PLL.

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

$$\arctang\left(\frac{V_q}{V_d}\right) \approx \left(\frac{V_q}{V_d}\right) \tag{V-1}$$

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

$$\frac{V_q}{V_d} = \Delta\Theta \tag{V-2}$$

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 α - β est supérieure à l'angle de l'axe d, la vitesse angulaire du repère d-q doit être augmentée, la figure V-4 ci-dessous représente les différentes variables vectorielles.

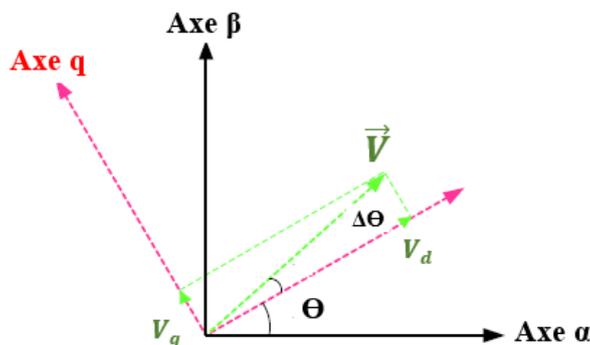


Figure V-4 : représentation du vecteur de tension mesurée \vec{V} dans le repère d-q.

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 :

$$H_{PI}(s) = K_P \cdot \frac{1 + T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \tag{V-3}$$

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

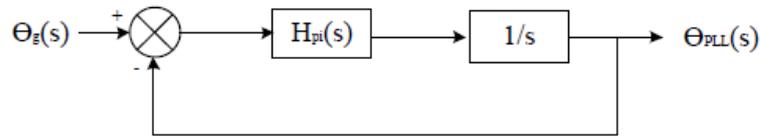


Figure V-5 : Modèle de la PLL.

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 :

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

Par identification :

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

Les paramètres de boucle du second ordre doivent satisfaire :

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

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

V.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 [42]. Soit la figure V-6 suivante illustrant la connexion de l'onduleur Z-Source au réseau.

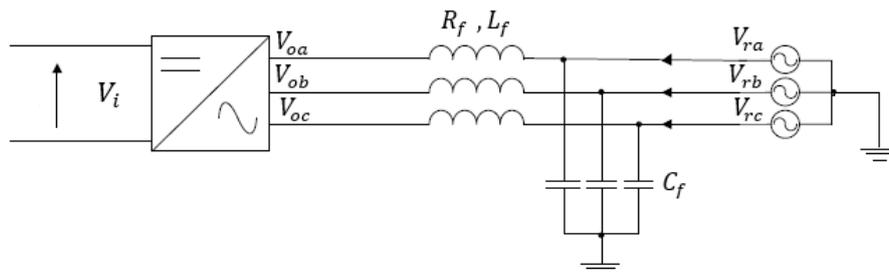


Figure V-6 : Représentation de la connexion Onduleur Z-Source – Réseau.

En négligeant les courants passant dans les condensateurs du filtre triphasé LC [45]:

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

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 [45] :

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

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

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

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

En utilisant les propriétés matricielles classiques, on obtient le système matriciel suivant [45]:

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

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

On a donc le système suivant :

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

ω étant la pulsation de rotation du repère d-q.

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

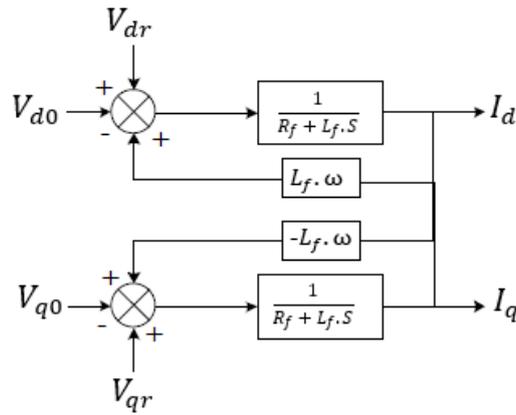


Figure V-7 : Schéma synoptique du modèle de connexion au réseau électrique-(courants).

Ou 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 [46].

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

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

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

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

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 (V-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.

Le modèle de régulation du courant est illustré dans la figure suivante :

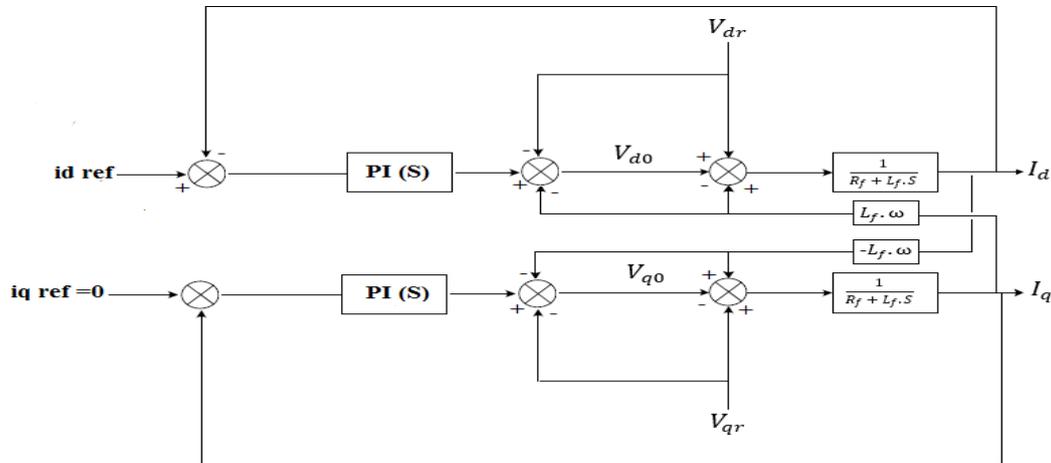


Figure V-8 : Schéma illustrant les boucles de régulation des courants sur les axes d-q.

V.3.3 Régulation de la tension du bus continu V_{Cz} :

La régulation de la tension aux bornes du condensateur V_{Cz} (Bus continu), s'effectue en absorbant ou en fournissant de l'énergie active au réseau.

Le principe est le suivant, suite à l'écart enregistrée entre la valeur de référence $V_{Cz\ ref}$ et V_{Cz} , le fonctionnement du régulateur ajoute une puissance active fluctuante à la puissance P_{ref} et donne ainsi lieu à un courant fondamental actif i_{dref} corrigeant ainsi la tension du bus continu V_{Cz} . Le contrôleur de la tension se trouve dans la boucle externe. La sortie de ce régulateur donne une référence pour le contrôleur du courant suivant l'axe d dans la boucle interne.

En appliquant le principe de conservation de la puissance active à l'entrée et à la sortie de l'onduleur, et sachant que le transfert d'énergie de l'onduleur au réseau est nul durant la période de court-circuit de l'onduleur Z-source, on aboutit au résultat suivant :

Durant la période de non-court-circuit :

$$\text{On a: } P = V_i \cdot I_{eo1} \cdot (1 - d) = \frac{3}{2} \cdot V_{rd} \cdot I_d \tag{V-15}$$

Avec I_{eo1} étant le courant moyen de sortie du réseau d'impédance Z-Source durant la période de non-court-circuit [45]. A partir de l'équation (V-15), on obtient [45]:

$$I_{eo1} = \frac{3 \cdot V_{rd} \cdot I_d}{2 \cdot V_i \cdot (1 - d)} \tag{V-16}$$

Durant la période de court-circuit :

$$\text{On a:} \quad I_{eo2} = 2 \cdot I_{Lz} \quad (\text{V-17})$$

Avec I_{eo2} 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 V-16 et V-17, on obtient :

$$I_{eo} = (1 - d) \cdot I_{eo1} + d \cdot I_{eo2} \quad (\text{V-18})$$

On remplace I_{eo1} et I_{eo2} dans la relation V-18 par leurs expressions respectives dans V-16 et V-17, et on obtient :

$$I_{eo} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot Id}{V_i(1-d)} \cdot (1 - d) + d \cdot 2 \cdot I_{Lz} \quad (\text{V-19})$$

$$I_{eo} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot Id}{V_i} + d \cdot 2 \cdot I_{Lz} \quad (\text{V-20})$$

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

$$I_{Cz} = I_{Lz} - I_{eo} \quad (\text{V-21})$$

$$I_{Cz} = (1 - d) \cdot I_{Lz} - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot Id}{V_i} \quad (\text{V-22})$$

$$\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{rd} \cdot Id}{V_i} = -I_{Cz} + (1 - 2 \cdot d) \cdot I_{Lz} \quad (\text{V-23})$$

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

$$V_{Cz} = \frac{V_i + V_{dc}}{2} \quad (\text{V-24})$$

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

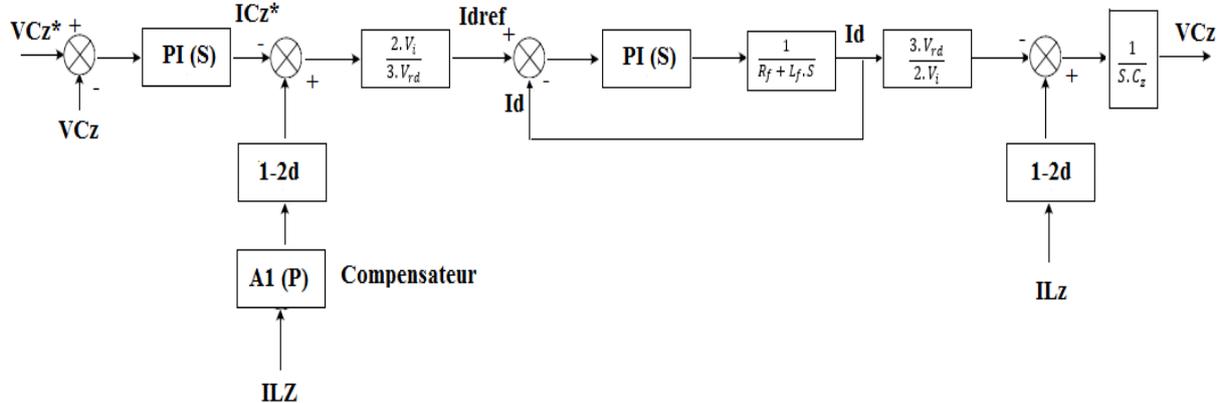


Figure V-9 : Schéma illustrant la boucle de régulation de la tension V_{Cz} .

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

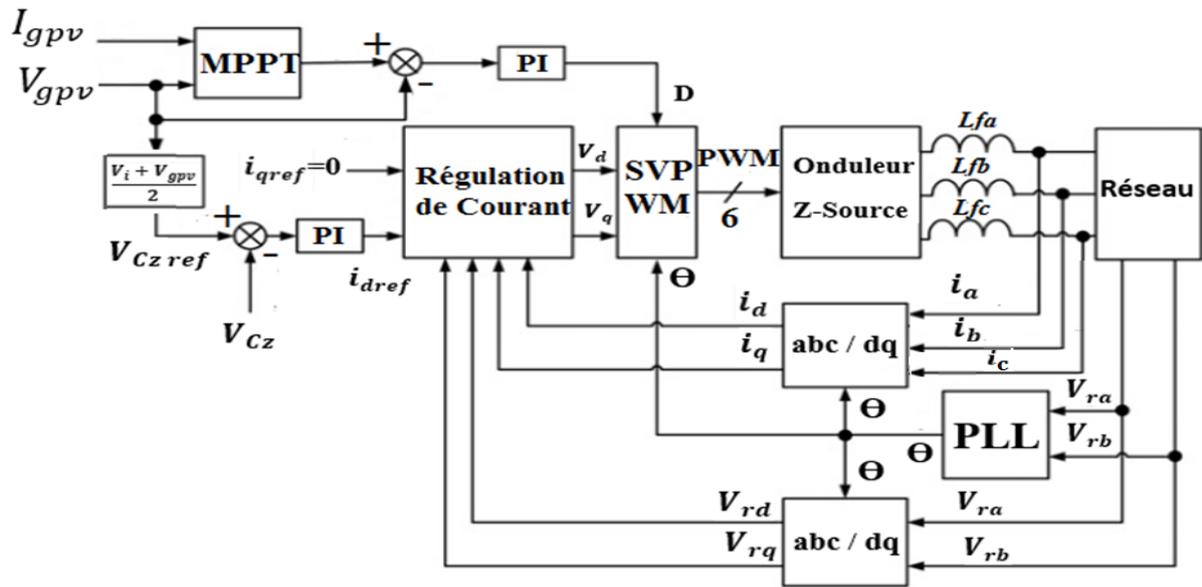


Figure V-10 : Schéma illustrant le contrôle global du système connecté au réseau.

V.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 V-3 en prenant $\Delta\theta_{ref} = 0$ et $f_{ref} = 50 \text{ Hz}$. Les résultats obtenus par simulation sont illustrés sur la figure V-11 ci-dessous.

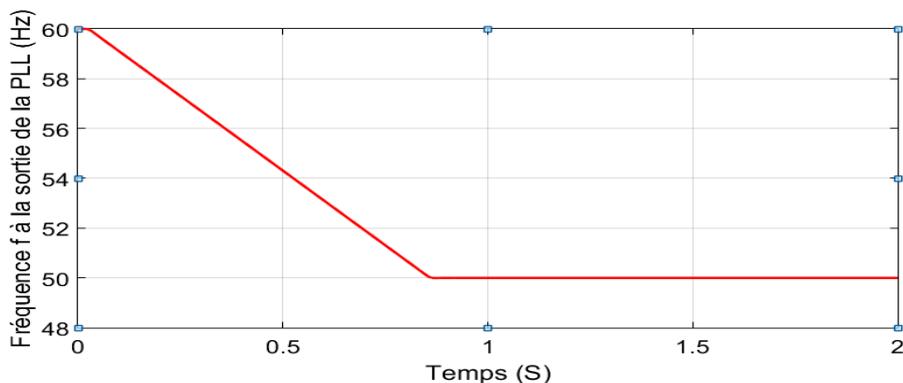


Figure V-11 : Fréquence f fournie par la stratégie PLL ($f_{ref} = 50 \text{ Hz}$).

On peut observer sur la figure V-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).

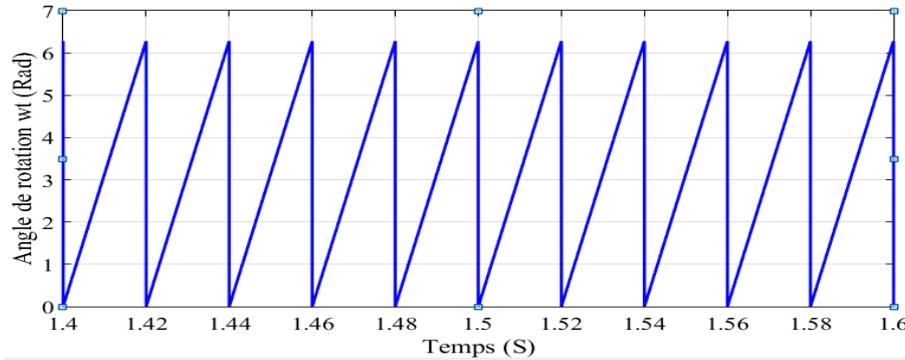


Figure V-12 : Angle de rotation ωt fournie par la stratégie PLL ($f_{ref} = 50\text{ Hz}$).

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

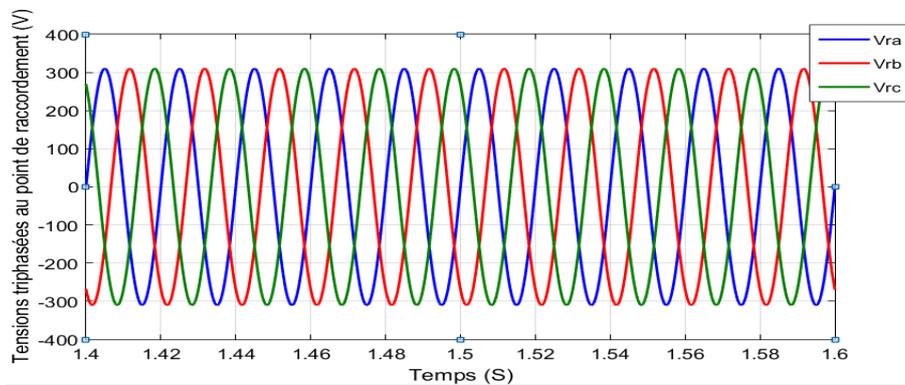


Figure V-13 : Schéma illustrant les Tensions triphasées au point de raccordement de l'onduleur Z-Source au réseau (V)

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 V-14 ci-dessous.

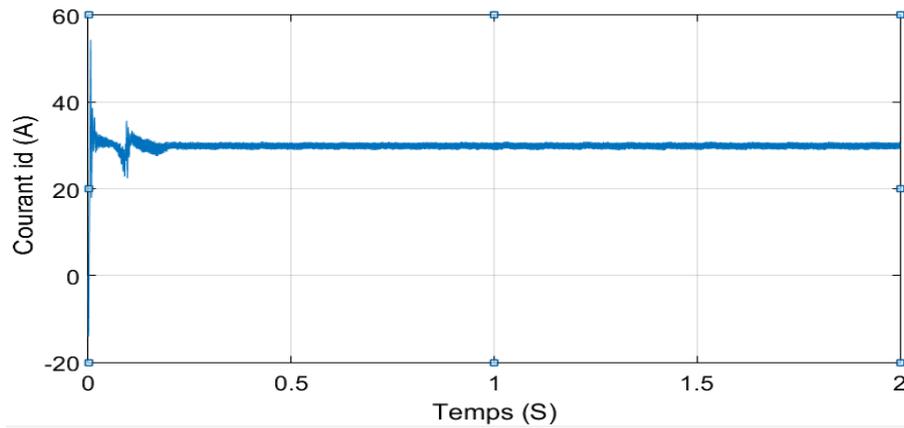


Figure V-14 : Allure du courant direct i_d à la sortie de l'onduleur.

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 V-15 ci-dessous.

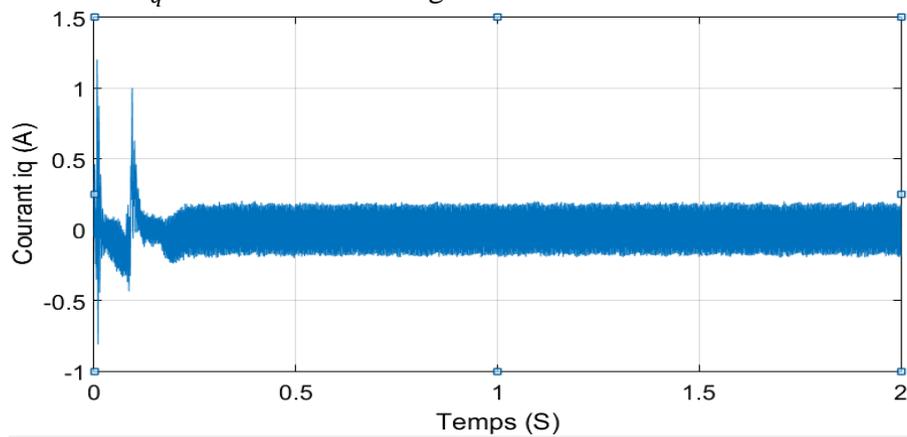


Figure V-15 : Allure du courant direct i_q à la sortie de l'onduleur.

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.

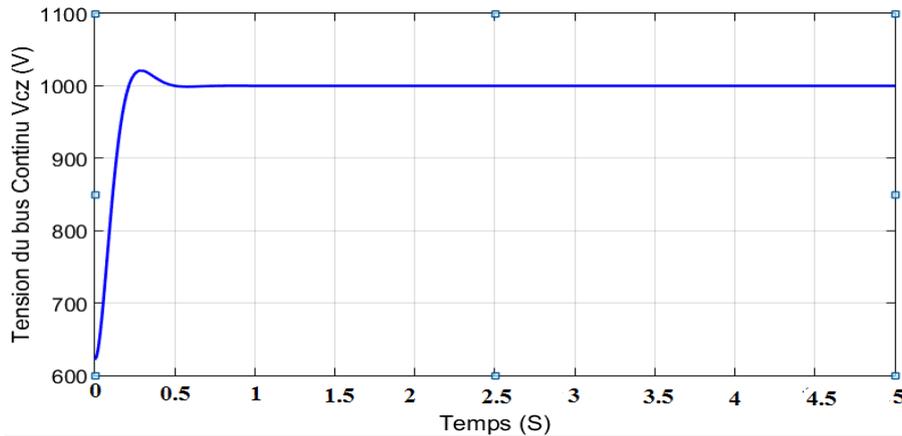


Figure V-16 : Allure de la tension du bus continu V_{cz} (V).

V.4 Conclusion :

Un système de commande complet de la chaîne 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

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.

Le travail effectué dans le cadre de ce projet de fin d'études nous a permis d'étudier un nouveau type de convertisseurs de puissance à source impédante Z-Source. Ce type de convertisseurs munie d'un réseau d'impédance possède des caractéristiques qui le distinguent des convertisseurs conventionnels, lui permettant donc de surmonter leurs limitations pratiques. Ce projet nous a permis aussi d'étudier et de simuler le fonctionnement de plusieurs topologies d'un système photovoltaïque énergétiquement autonome (en mode isolé) puis en mode connecté au réseau.

Le mémoire a commencé par l'énumération des inconvénients des convertisseurs statiques conventionnels. Ces inconvénients ont motivé les chercheurs à élaborer une nouvelle structure d'onduleurs basée sur l'insertion d'un réseau d'impédance Z-Source. L'adaptation de cette structure aux onduleurs triphasés permet de fournir des tensions alternatives de sortie indépendantes de la tension continue d'entrée contrairement aux onduleurs de tension traditionnels dans lesquels la tension continue doit être supérieure à la tension alternative désirée en sortie. Le premier chapitre a porté sur l'analyse de fonctionnement et la modélisation à différents niveaux (temporelles et variations) de cet onduleur qui assure à la fois deux fonctions, celle d'un hacheur survolteur et d'un convertisseur DC-AC classique.

Le deuxième chapitre de ce mémoire a été dédiée à la présentation et la simulation des différentes stratégies de commande de l'onduleur Z-Source, allant des techniques inspirées de la modulation à largeur d'impulsion conventionnelle, au technique de modulation vectorielle modifiées afin de pouvoir contrôler le réseau d'impédance connecté à l'entrée du pont inverseur. Les résultats de simulation ont démontré les avantages et inconvénients de chaque technique, ainsi, l'étude comparative des différentes stratégies nous a permis de conclure que la stratégie SVM à six courts-circuits présentent plusieurs avantages par rapport aux autres stratégies, elle est donc la plus approprié pour la commande de ce type d'onduleurs. La stratégie SVM modifiée est basée sur l'exploitation des états zéros pour élever la tension continue à l'entrée de l'onduleur, cependant, les grandeurs alternatives sont contrôlées en

exploitant les états actifs. La loi de commande est donc générée par la combinaison de ces deux contrôles.

Le troisième chapitre de ce mémoire a porté sur la commande et la régulation du système énergétique constitué de l'onduleur Z-Source munie d'une source de tension continue à l'entrée et associée à un filtre triphasé LC pour éliminer les distorsions de la tension et du courant de sortie. La régulation a pour but de fournir des tensions de sorties constantes et stables, sans distorsions, malgré les variations brusques de la charge.

La quatrième partie a été dédiée à l'intégration de l'onduleur à structure Z-Source dans un système multi-sources (chaîne photovoltaïque), constitué d'un générateur photovoltaïque et de batteries de stockage alimentant une charge en mode isolé via une architecture à bus DC. Deux topologies de ce système ont été étudiées. La présence d'un bus DC dans le système offre une possibilité de simplifier les lois de commande. La deuxième topologie utilise un convertisseur de puissance en plus par rapport à la première topologie, ainsi elle offre une commandabilité plus simple. Cette topologie minimise aussi la connexion entre les batteries et le générateur photovoltaïque. Cependant la première topologie diminue le nombre de convertisseurs, augmente la fiabilité et diminue le coût du système. L'optimisation du rendement énergétique du générateur photovoltaïque a été implémentée grâce à l'élaboration de différents techniques MPPT basée sur l'algorithme P&O, P&O à pas variables et incrémentation de l'inductance.

Quant au cinquième chapitre, il a été dédié à l'étude de la connexion au réseau de notre chaîne de production PV, il est à constater que la commande en mode connecté au réseau est différente de la commande en mode isolé. Durant cette étude nous nous sommes principalement intéressés à la puissance injectée au réseau. La synchronisation nous a permis d'éliminer une éventuelle distorsion de la tension du point de raccordement lors de la connexion, ainsi que la régulation des tensions a servi au contrôle des puissances actives et réactives et à maintenir la tension du bus continu constante.

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:

- [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] Manoj D. Patil, Rohit G. Ramteke. “L-C Filter Design Implementation and Comparative Study with Various PWM Techniques for DCMLI”. 2015 International Conference on Energy Systems and Applications (ICESA 2015). IEEE, ISBN 978-1-4673-6817-9.
- [20] X.Ding, Z.Qian, S.Yang, Y.Bin, & Fangzheng. “A PID Control Strategy for DC-link Boost Voltage in Z-source Inverter”. The Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference. 1145-1148, 2007.
- [21] X.Ding, Z.Qian, S.Yang, B.Cui & Peng. “A Direct DC-link Boost Voltage PID-Like Fuzzy Control Strategy in Z-Source Inverter”. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 405-411, 2008.
- [22] Sen, G., & Elbuluk. “Voltage and Current Programmed Modes in Control of the Z-Source Converter”. IEEE Transactions on Industry Applications, 46(2), 680-686, 2010.
- [23] Marcelo G.V, Jonas R.G, et Ernesto R.F, “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 5, Mai 2009.
- [24] Documents de l’entreprise SolarWorld. Fiche technique du panneau photovoltaïque (Sun Module) : modèle SW-250 poly. **[en ligne]**. Disponible sur : <http://www.solarworld.de/en/service/downloads/products/sunmodule> (Consulté le 24/03/2017)
- [25] François-G. Ribreau. “Les Panneaux Solaires”. Page web **[en ligne]**. Disponible sur: http://panneausolaire.free.fr/fabrication_fonctionnement.php / (Consulté le 18/05/2017).
- [26] M.OMAR, “Conception et réalisation d’un générateur photovoltaïque muni d’un convertisseur MPPT pour une meilleur gestion énergétique” Mémoire magistère, Université de Tlemcen 2011.

- [27] L.VECHIU, "Modélisation et Analyse de l'intégration des Énergies Renouvelables dans un Réseau Autonome", Université du Havre, 2005
- [28] S.THANGAPRAKASH, "Unified MPPT Control Strategy for Z-Source Inverter Based Photovoltaic Power Conversion", *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 1, January 2012.
- [29] Jean Caillavo. Terminale Bac Pro : "L'énergie solaire photovoltaïque". Document sur web [**en ligne**]. Lycée des Métiers, 12p. Disponible sur: ww2.ac-poitiers.fr/electrotechnique/IMG/pdf /energie_solaire_photovoltaique.pdf/ (Consulté le 19/05/2017).
- [30] X.CHEN, „PV Grid-connected Power Conditioning System with Z-Source network Systems”, IEEE.
- [31] M. OLSZEWSKI“Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles”, U.S Department of Energy Freedom CAR and Vehicle Technologies, 2005
- [32] R.Khanaki, “Comparison of ANN and P&O MPPT Methods for PV Applications under Changing Solar Irradiation”, IEEE Conference on Clean Energy and Technology 2013.
- [33] V. Salas, E. Olias, A. Barrado et A. Lazaro, “Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems”, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 90, no. 11, pp. 1555–1578, 2006.
- [34] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis et N. C. Voulgaris, “Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 46–54, 2001.
- [35] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, et M. Osakada, “Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions”, *IEE Proceedings: Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, no. 1, pp. 59–64, 1995.
- [36] M. A. S. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, “Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage- and current-based maximum power-point tracking,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 4, pp. 514–522, 2002.
- [37] J. J. Schoeman et J. D. van Wyk, “A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays”, in *Proceedings of the IEEE 13th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC '82)*, pp. 361–367, 1982.
- [38] 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.

- [39] N. Hamrouni, A. Chérif, “Modeling and control of a grid connected photovoltaic system”, *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 10, N°3, Tunis, 2007.
- [40] Jim Ögren, “PLL design for inverter grid connection”, UPPSALA Universitet, 2011.
- [41] 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.
- [42] 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.
- [43] 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.
- [44] 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.
- [45] 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.
- [46] 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.