

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



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus

Mémoire de projet de fin d'études
Présenté pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'état en Automatique

**ÉTUDE ET COMMANDE D'UN ONDULEUR DEUX
NIVEAUX À STRUCTURE Z-SOURCE.
APPLICATION AUX SYSTÈMES PHOTOVOLTAIQUES**

Présenté par :

HADJAIDJI Fatma Zahra
BENKOUIDER Ouarda

Sous la direction de Pr. E.M.BERKOUK
Présenté et soutenu publiquement le 19 juin 2017

Membres du Jury :

Président : R. ILLOUL, Enseignant, ENP Alger
Rapporteurs : E.M.BERKOUK, Enseignant, ENP Alger
Examineur : O. STIHI, Enseignant, ENP Alger

ENP 2017

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

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



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus

Mémoire de projet de fin d'études
Présenté pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'état en Automatique

**ÉTUDE ET COMMANDE D'UN ONDULEUR DEUX
NIVEAUX À STRUCTURE Z-SOURCE.
APPLICATION AUX SYSTÈMES PHOTOVOLTAIQUES**

Présenté par :

HADJAIDJI Fatma Zahra
BENKOUIDER Ouarda

Sous la direction de Pr. E.M.BERKOUK
Présenté et soutenu publiquement le 19 juin 2017

Membres du Jury :

Président : R. ILLOUL, Enseignant, ENP Alger
Rapporteurs : E.M.BERKOUK, Enseignant, ENP Alger
Examineur : O. STIHI, Enseignant, ENP Alger

ENP 2017

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

ملخص

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

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

كلمات مفتاحية : موج ذو مصدر ممانع ، دارة قصيرة ،نمذجة ذات إشارات قصيرة ،التحكم الشعاعي ، الانحراف الكلي للموجات ، مولد كهر وضوئي.

Abstract

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

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

Résumé

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

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

Remerciements

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

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

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

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

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

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

DEDICACES

À le meilleur homme, dans le monde, pour moi « Lakhdar », Mon cher père

À la plus belle mère, mon cœur « fatma »

À mes chers frères : « Aissa », « Yasser » et « Aymen »

À ma petite sœur « Kaouther »

À mes chères amies, « Amira », « Ibtissem », « Sarra » et « Imen »

À mon promoteur « EM.BERKOUK »

À ma binôme « Ouarda »

Je dédie ce modeste travail.

Fatma Zahra

DEDICACES

Je dédie ce travail :

A

*Mes précieux parents: qu'Allah les protège, qui ont toujours
cru en moi et qui
m'ont accompagné moralement tout au long de mes études*

Ma Grande mère

*Mes frères : Mohammed, Djamel, Rabie, Hakim et Youssef
et leurs petits poussines
surtout Yassine, Isslem et Bassem*

Mes sœurs

Ma cousine Sara

M'amie Hadjaidjei Fatma Zahra et sa famille

Tous les Benkoudider

A m'amie dès l'enfance : « Mebarqa »

*A mes enseignants du primaire « Houass .A »,
moyen « Houass.A, Bahirra.K, Khoudja.N, Hamdan, Sillami »,
et secondaire « Laboukhe.L, Dourban »*

Tous les enseignants de l'ENP d'Alger.

Et à tous ceux qui m'aiment et j'aime

Ourada

TABLE DES MATIÈRES

Liste des figures et Liste des tableaux

Liste des sigles et Liste des abréviations

Introduction générale..... 14

Chapitre I. Generalites Sur Un Onduleur Z Source

I.1. Introduction..... 17

I.2. Généralité sur les onduleurs traditionnels (Conventionnels)..... 17

I.3. Description d'un onduleur Z source 18

I.3.1. Configurations d'un onduleur triphasé à structure z-source 19

I.3.2. Topologie d'un onduleur triphasé à Z source..... 20

I.3.3. Commande du bus continu de Z source 20

I.3.3.1. Méthode Indirecte..... 20

I.3.3.2. Méthode directe 21

I.3.4. Commande de l'onduleur Z source 22

I.3.5. Nouvelles topologies du convertisseur Z source..... 22

I.3.6. Les différentes adaptations d'un convertisseur Z source 23

Chapitre II. Modélisation D'un Onduleur Z Source

II.1. Introduction 25

II.2. Principe de fonctionnement..... 25

II.3. Modélisation d'un onduleur triphasé a structure Z-source..... 28

II.3.1. Modélisation de la partie DC-DC 28

II.3.1.1. Modèle de connaissance (niveau 1) : 28

II.3.1.2. Modèle moyen (niveau 2) 29

II.3.1.3. Modèle à petit signaux (niveau 3) 30

II.3.2. Modélisation de l'association onduleur triphasé-filtre passif 34

II.3.2.1. Modèle de connaissance 34

II.3.2.2. Modèle de connaissance en vue de réguler la tension de sortie 35

II.4. Dimensionnement des éléments passifs 36

II.4.1. Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance..... 36

II.4.1.1. Dimensionnement de l'inductance L_z 36

II.4.1.2. Dimensionnement du condensateur C_z 37

II.4.2. Dimensionnement des d'un onduleur 38

II.4.3 Validation..... 38

II.4.4. Dimensionnement des éléments passifs du filtre de sortie 41

I.5. Conclusion 42

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

III.1. Introduction	44
III.2. Stratégies de commande d'un onduleur à structure Z source.....	44
III.2.1. La commande à MLI intersective (sinusoïdale) classique.....	44
III.2.2 Modification de la technique MLI classique pour ajouter des états de court-circuit de bras.....	45
III.2.2.1 commande d'élévation simple (Simple Boost Control SBC)	46
III.2.2.2. Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Control MBC).....	46
III.2.2.3 Commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC)	55
III.2.3. Etude de la variation du THD suivants les différentes stratégies	60
II.2.3.1 Définition du THD	60
II.2.3.2 Variation du THD en fonction de taux de modulation.....	60
III.2.4 La commande à MLI vectorielle (SVM)	61
III.2.4.1 Algorithme de la SVM d'un onduleur Z source	63
III.2.5. Etude comparative des différentes stratégies de commande	68
III.3. Conclusion.....	69

Chapitre IV. Contrôle De L'onduleur A Structure Z Source

IV.1. Introduction.....	71
IV.2. Contrôle de la tension continue Vdc	71
IV.2.1. Modèle du contrôle de la tension continues	72
IV.3. Contrôle des grandeurs de sortie	73
IV.3.1. Modèle du contrôle de la tension alternative de sortie	73
IV.4. Synthèse des correcteurs	74
IV.4.1. Calcul les paramètres de correcteurs	75
IV.4.2. Résultats de la simulation de contrôle d'un onduleur Z source	76
IV.4.3. Analyse des résultats de la simulation.....	79
IV.5. Conclusion	80

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

V.1. Introduction	82
V.2. Présentation de la topologie de la chaîne photovoltaïque	82
V.3. Modélisation du générateur photovoltaïque	83
V.3.1. Introduction.....	83
V.3.2. Modélisation d'une cellule photovoltaïque	83
V.3.3. Simulation d'un générateur photovoltaïque.....	85
V.3.4 Analyse des résultats de la simulation	86
V.3.4.1. L'effet de la température.....	86

V.3.4.2. L'effet de l'irradiation solaire	86
V.4. Modélisation du système de stockage	86
V.4.1. Introduction.....	86
V.4.2. Modélisation d'une batterie	86
V.5. Optimisation du rendement énergétique du GPV.....	88
V.6. Modélisation du hacheur réversible en courant.....	90
V.6.1. Définition.....	90
V.6.2. Principe de fonctionnement	90
V.6.3. Modélisation du hacheur réversible en courant.....	90
V.7. Dimensionnement des éléments passifs	92
V.8. Le contrôle de la topologie de la chaîne photovoltaïque :.....	93
V.8.1. Le contrôle du hacheur réversible en courant.....	94
V.8.2. Contrôle de l'onduleur z-source	94
V.9. Les résultats des simulations	95
V.10. Analyse des résultats	100
V.11. Conclusion.....	100
Conclusion générale	101
BIBLIOGRAPHIE	103
ANNEXES	106

Liste Des Figures

Figure I. 1. Structure générale d'un convertisseur Z source	17
Figure I. 2. Structure du convertisseur de tension DC-AC conventionnel	18
Figure I. 3. Onduleur de tension avec un étage élévateur utilisant un convertisseur bidirectionnel [3]	18
Figure I. 4. Structure générale d'un onduleur z-source [3]	19
Figure I. 5. Méthode de commande Indirecte	19
Figure I. 6. Méthode de commande directe	19
Figure I. 7. Nouvelle méthode de commande	20
Figure I. 8. Les nouvelles topologies du convertisseur Z source	20
Figure II. 1. Schéma simplifié d'un onduleur ZSC	25
Figure II. 2. Etat Shoot-Through	26
Figure II. 3. Etat Actif	26
Figure II. 4. Variation du facteur de survoltage en fonction du rapport cyclique	27
Figure II. 5. Circuit équivalent d'un onduleur triphasé à structure Z source	28
Figure II. 6. Circuit équivalent au modèle pseudo-moyen	30
Figure II. 7. Circuits équivalents du modèle à petits signaux	33
Figure II. 8. Onduleur Z source à deux niveaux associé au filtre LC	34
Figure II. 9. Modèle de connaissance en vue de contrôler les tensions de sortie	35
Figure II. 10. Modèle de connaissance dans le repère (d,q)	36
Figure II. 11. Allure de la tension du bus continu pour les deux modèles	39
Figure II. 12. Allure de la tension V_c du condensateur	39
Figure II. 13. Allure du courant I_L de l'inductance	39
Figure II. 14. Un zoom sur I_L et V_c par le modèle de connaissance	40
Figure II. 15. Un zoom sur la tension du bus continu en régime permanent	40
Figure II. 16. Schéma monophasé équivalent du filtre LC	41
Figure III. 1. Commande MLI classique	45
Figure III. 2. Insertion des états de court-circuit dans un schéma de MLI intersective	45
Figure III. 3. Les signaux de référence de la stratégie SBC	47
Figure III. 4. Les caractéristiques G/M et B/G de la stratégie SBC	48
Figure III. 5. Résultats de simulation de la stratégie de commande SBC	50
Figure III. 6. La commande maximum boost	51
Figure III. 7. Les caractéristiques G/M et B/G de la stratégie MBC	53
Figure III. 8. Résultats de simulation de la stratégie de commande MBC	55
Figure III. 9. La commande de Maximum Constant Boost Control MCBC	56
Figure III. 10. Les caractéristiques G/M et B/G de la stratégie MCBC	57
Figure III. 11. Résultats de simulation de la stratégie de commande MCBC	59
Figure III. 12. Variation du THD en fonction du taux de modulation M	61
Figure III. 13. Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur	62
Figure III. 14. La commande à MLI vectorielle (SVM) modifiée [7]	63
Figure III. 15. Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (d,q)	64
Figure III. 16. Résultats de simulation de la stratégie de commande SVM	68
Figure IV. 1. Contrôle de la tension V_{dc}	71
Figure IV. 2. Modèle du contrôle de la tension V_{dc}	72
Figure IV. 3. Modèle du contrôle indirecte de la tension V_{dc}	73

Figure IV. 4. Schéma du contrôle des grandeurs de sortie.....	73
Figure IV. 5. Modèle du contrôle des grandeurs de sortie dans le repère (d,q)	74
Figure IV. 6. Schéma bloc des correcteurs IP et PI.....	75
Figure IV. 7. Résultats de la simulation de contrôle avec la stratégie SVM a six court-circuits	79
Figure V. 1. Schéma synoptique de la topologie d'insertion de l'onduleur Z source dans la chaîne PV	82
Figure V. 2. Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque à cinq paramètres.....	83
Figure V. 3. Caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque.....	85
Figure V. 4. Modèle d'un élément de batterie Li-Ion [39].....	87
Figure V. 5. Modèle de Thévenin équivalent [43]	87
Figure V. 6. Schéma du principe de l'algorithme P&O	89
Figure V. 7. Organigramme de l'algorithme P&O.....	89
Figure V. 8. Le circuit du hacheur réversible en courant	90
Figure V. 9. Le principe du contrôle de la topologie de la chaîne PV [7].....	93
Figure V. 10. Modèles du hacheur réversible en courant.....	94
Figure V. 11. Modèle de contrôle en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV	95
Figure V. 12. Principe du contrôle de l'optimisation du rendement énergétique du GPV [7].	95
Figure V. 13. Résultats du contrôle de la topologie d'insertion avec la stratégie SVM	100

Liste Des Tableaux

Tableau I. 1. Les configurations d'un onduleur Z source	19
Tableau II.1. Paramètre de simulation	40
Tableau III. 1. Dimensionnement des paramètres du Z source	48
Tableau III. 2. Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie SBC	61
Tableau III. 3. Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MBC	61
Tableau III. 4. Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MCBC	61
Tableau III. 5. Les séquences de la SVM symétrique à six courts-circuits.....	63
Tableau III. 7. Relations analytiques des paramètres de chaque stratégie	68
Tableau IV. 1. Les paramètres de simulation.....	76
Tableau V. 1. Caractéristiques d'une cellule PV et un module.....	84
Tableau V. 2. Caractéristiques électriques d'un GPV.....	85

LISTE DES SIGLES

Symbole	Unité	Signification
V_g	[V]	La tension continue d'entrée
C_Z	[F]	Le condensateur du réseau d'impédance
L_Z	[H]	L'inductance du réseau d'impédance
V_{CZ}	[V]	La tension aux bornes du C_Z
i_{CZ}	[A]	Le courant traversant C_Z
V_{LZ}	[V]	La tension aux bornes du L_Z
I_{LZ}	[A]	Le courant traversant L_Z
V_{dc}	[V]	La tension à l'entrée de l'onduleur (tension commutée)
I_l	[A]	Le courant à l'entrée de l'onduleur
T_{cc}	[s]	La durée de l'état shoot through
d	/	Le rapport cyclique de l'état shoot through (instantané)
d_0	/	Rapport cyclique moyen
$\hat{d}(t)$	/	Perturbation dans le rapport cyclique
C_f	[F]	Les condensateurs du filtre de sortie
L_{cf}	[H]	Les inductances du filtre de sortie
v_{cf}	[V]	Les tensions aux bornes des condensateurs du filtre
i_{cf}	[A]	Les courants traversant les condensateurs du filtre
i_{Lf}	[A]	Le courant traversant les inductances du filtre
v_{Lf}	[V]	Les tensions des inductances du filtre
i_{ch}	[A]	Les courants de charges
F_{ij}	/	Les interrupteurs de l'onduleur
f_f	[Hz]	La fréquence du fondamental
f_m	[Hz]	La fréquence de commutation
V_{cfd}, V_{cfq}	[V]	Les tensions des condensateurs du filtre sur le repère [dq]
i_{Lfd}, i_{Lfq}	[A]	Les courants des inductances du filtre sur le repère [dq]
I_{chd}, i_{chq}	[A]	Les courants de charges sur le repère [dq]
m		La profondeur de modulation
I_{pv}	[A]	Le courant délivré par une cellule photovoltaïque
I_{ph}	[A]	Le courant photoélectrique d'une cellule
$I_{D, cell}$	[A]	Le courant dans la diode de la cellule
V_{th}	[V]	La tension thermique

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

LISTE DES ABREVIATIONS

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

INRODUCTION GENERALE

Actuellement, la plus grande part de la consommation énergétique mondiale est dédiée à la production d'électricité. L'abondance des réserves de charbon (dans certaines zones géographiques) et leur faible coût d'exploitation expliquent que le charbon soit économiquement avantageux et arrive en tête dans les ressources exploitées pour la production d'électricité. En revanche, l'impact environnemental du charbon est nettement en sa défaveur, même avec les technologies les plus récentes, pourtant moins polluantes. Ensuite vient le gaz naturel ; la turbine à gaz à cycle combiné est la principale technologie de production d'électricité mise en service dans le monde.

Les regards sont tournés aujourd'hui vers des sources alternatives d'énergie, comme le soleil, le vent, la biomasse, et la mer . . . etc. Après une grande hésitation dans les décennies précédentes, ces énergies propres se sont imposées comme porteuses d'une promesse d'un développement plus responsable de l'environnement [14].

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

Les convertisseurs statiques et leur commande sont devenus incontournables dans les dispositifs actuels de conversion d'énergie électrique. Cet état de fait a très tôt poussé les concepteurs de commandes à contrôler finement les variables électriques en sortie des convertisseurs statiques (tensions et courants), car ces derniers découlent directement la qualité des commandes ultérieures telles que le couple et la vitesse dans le cas du pilotage d'un actionneur ou encore des flux de puissances active et réactive dans le cas du contrôle d'un générateur raccordé au réseau [6]. L'électronique de puissance a joué et joue encore actuellement un rôle certain dans l'essor de ces systèmes plus électriques.

Les convertisseurs de puissance sont utilisés pour interfacer la source d'énergie et la charge afin qu'elle soit alimentée avec le bon niveau de tension. Il existe dans l'industrie et la littérature scientifique plusieurs types de ces convertisseurs : continu-continu (DC/DC), continu-alternatif (DC/ AC), alternatif-continu (AC/DC) ou alternatif-alternatif (AC/AC). Au terme de ce travail, le système multi-sources basé sur l'énergie solaire, seuls les deux premiers types seront retenus. Les convertisseurs de type DC/AC, appelés des onduleurs, sont très répandus. Ils permettent de convertir un signal de type continu en un signal alternatif nécessaire pour le fonctionnement d'une charge alternatif [7].

Les travaux menés dans ce mémoire se concentrent justement sur l'étude de la possibilité de remplacer une structure associant un convertisseur DC/DC et un onduleur DC/AC par une nouvelle topologie des onduleurs qui est apparue il y a une dizaine d'année. Cette structure, nommée par son inventeur, onduleur à source impédance, est de type DC/AC.

Elle permet non seulement de convertir un signal continu en un signal alternatif mais possède également la fonction élévatrice lui permettant d'élever la tension de la source à un niveau supérieur.

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

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

Le deuxième chapitre est dédié dans sa première partie, à expliquer et analyser le principe de fonctionnement de l'onduleur Z-source. La deuxième partie traite les différents niveaux de modélisation avec une simulation du modèle final afin de valider ce dernier.

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

Le quatrième chapitre traite les lois de contrôle d'un onduleur Z-source, présente la synthèse de leurs correcteurs et l'analyse de son fonctionnement en boucle fermée.

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

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

CHAPITRE I

*Généralités sur un onduleur
Z source*

CHAPITRE.I.

GENERALITES SUR UN ONDULEUR Z SOURCE

I.1. Introduction

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

Le convertisseur Z-source (ZSC) est une topologie de plusieurs types de conversion de la puissance qui peut à la fois amplifier ou décroître la source continue d'entrée en utilisant des composants passifs. Ces derniers représentent un réseau d'impédance LC unique pour coupler le circuit principal du convertisseur à la source d'alimentation, ce qui remplace un étage d'adaptation de la tension d'entrée, une condition qui ne peut pas être obtenue dans les convertisseurs traditionnels.

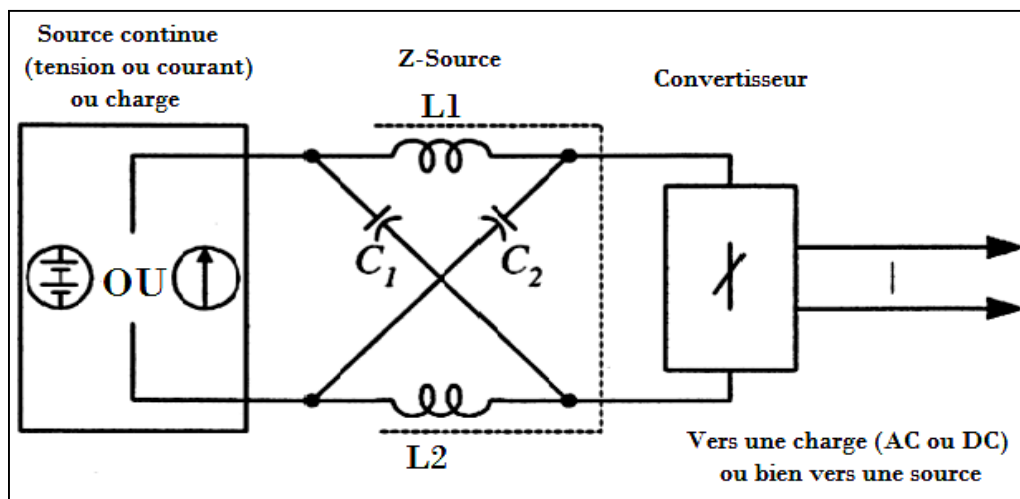


Figure I.1. Structure générale d'un convertisseur Z source

Le concept de la source en Z peut être appliqué à toutes les conversions de puissance, à savoir DC/AC, AC/DC, AC/AC ou DC/DC. Notre projet consiste à introduire cette nouvelle structure dans un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

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

La conversion DC/AC a un rôle de transformation d'un signal de tension (ou de courant) continu en un signal de tension (ou de courant) alternatif d'amplitude, de fréquence et de phase désirées. Cette transformation s'opère dans un convertisseur appelé onduleur (Figure I.2), Dans ce contexte, on peut distinguer deux catégories de ce dernier : les onduleurs de tension et les onduleurs de courant.

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est composé de trois bras, à deux interrupteurs du chacun. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur, les interrupteurs S1, S2 et S3 doivent être fonctionnés de manière complémentaire avec S4, S5 et S6 respectivement. Ce point présente l'inconvénient majeur de l'onduleur classique.

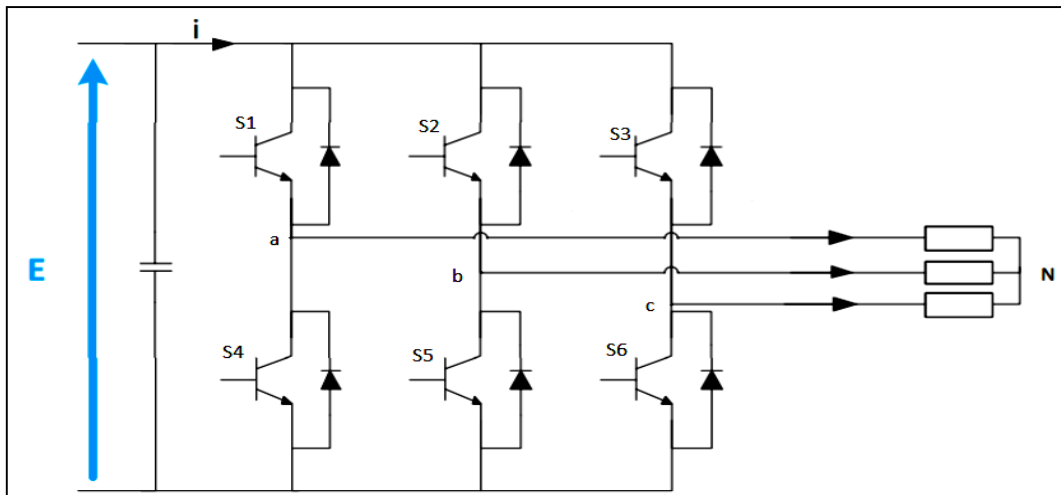


Figure I.2. Structure du convertisseur de tension DC-AC conventionnel

D'autre part, Dans ce type d'onduleur de tension, le niveau de tension continue doit être supérieur au niveau de tension alternative désiré, Un étage d'élévation est donc nécessaire (figure I.3).

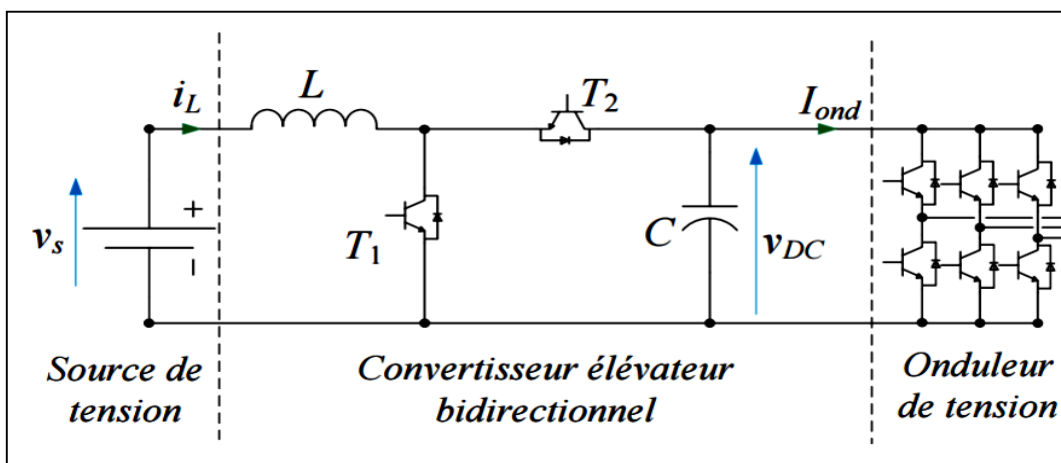


Figure I.3. Onduleur de tension avec un étage élévateur utilisant un convertisseur bidirectionnel [3]

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

I.3. Description d'un onduleur Z source

Pour surmonter les problèmes ci-dessus des onduleurs traditionnels, Cette partie est consacrée pour présenter un onduleur de puissance à impédance (alimenté en impédance) (abrégé en tant que convertisseur de Z source). Dans la Figure I.4, un réseau à deux ports constitué d'un diviseur d'inductance L1 et L2 et de condensateurs C1 et C2 reliés en X. Il est utilisé pour fournir une source d'impédance (Z source) couplant le convertisseur DC-AC (l'onduleur) à la source de tension (ou courant) continu, Ou un autre convertisseur.

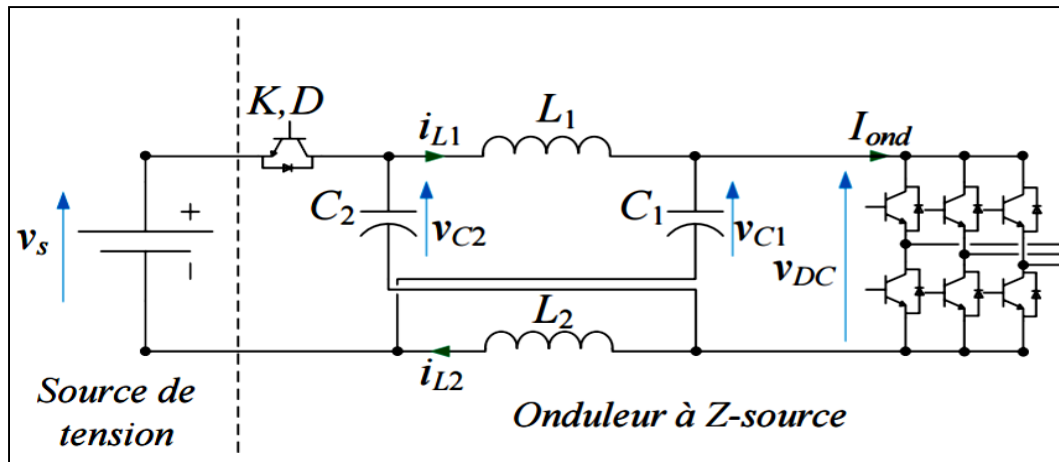


Figure I.4. Structure générale d'un onduleur Z source [3]

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

I.3.1. Configurations d'un onduleur triphasé à structure Z source

En plus des six (06) états actifs et des deux (02) états zéro d'un onduleur conventionnel, l'onduleur à structure Z source peut avoir un neuvième état qui représente l'amorçage simultanément des interrupteurs de même bras, le tableau suivant illustre les états possibles des interrupteurs.

Tableau I.1. Les configurations d'un onduleur z-source

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	

L'analyse du tableau précédent montre que l'état de court-circuit peut être généré par sept (07) configurations possibles, répartis comme suit :

- Trois configurations sont obtenues par le court-circuit de chaque bras ;
- Trois configurations sont réalisées par le court-circuit de deux bras ;
- Une configuration est obtenue par le court-circuit des trois bras.

Les sept configurations de l'état de court-circuit engendrent dix-neuf (19) combinaisons possibles des interrupteurs de l'onduleur [7].

Les valeurs des tensions alternatives à la sortie de l'onduleur ne sont pas affectées par l'insertion de ces configurations.

I.3.2. Topologie d'un onduleur triphasé à Z source

La topologie d'un onduleur de tension triphasé à structure Z source est donnée dans la figure I.4, Cet onduleur est constitué d'un circuit principal qui regroupe les trois (03) cellules de commutation, connecté à la source de tension continue par l'intermédiaire d'un réseau d'impédance et une diode de protection. Cette dernière empêche la décharge des deux condensateurs dans la source de tension continue [5], [6], [7].

Chaque bras (cellule de commutation) est formé de deux interrupteurs réversibles en courant dont le fonctionnement est complémentaire pendant le transfert de l'énergie entre les deux sources.

L'insertion dudit réseau offre la possibilité d'amorcer simultanément les deux (02) interrupteurs d'une même cellule (bras), ce qui est strictement interdit dans les onduleurs conventionnels de tension. Cette possibilité engendre un nouvel état qui est reconnue par son appellation « état de court-circuit du bras » et en anglais « Shoot Through Stat », en plus des six (06) états actifs et des deux (02) états zéro d'un onduleur classique.

Cet état ne peut être inséré que pendant la durée de court-circuit de la charge (l'état zéro de convertisseur).

Le réseau d'impédance représente à la fois, une source d'énergie et un filtre pour le convertisseur, tel que l'inductance sert à limiter les ondulations du courant pendant l'état du court-circuit, tandis que le condensateur est destiné à absorber ces ondulations et maintenir la tension constante et ce, dans le but de fournir une tension sinusoïdale à la sortie.

I.3.3. Commande du bus continu de Z source

La commande de la tension du bus continu du convertisseur Z source se fait en suivant deux principales stratégies de commande : la méthode directe et la méthode indirecte [19]. Ces deux méthodes de commande présentent une bonne réponse transitoire en terme de suivi de référence et de rejet de perturbation, hors qu'il existe des limitations qui peuvent être résumé comme suit :

I.3.3.1. Méthode Indirecte

La méthode indirecte consiste à commander la tension du bus continu V_{dc} moyennant la tension de la capacité du réseau d'impédances Z source (Figure I.5). La tension moyenne du condensateur est gardée constante en utilisant une compensation.

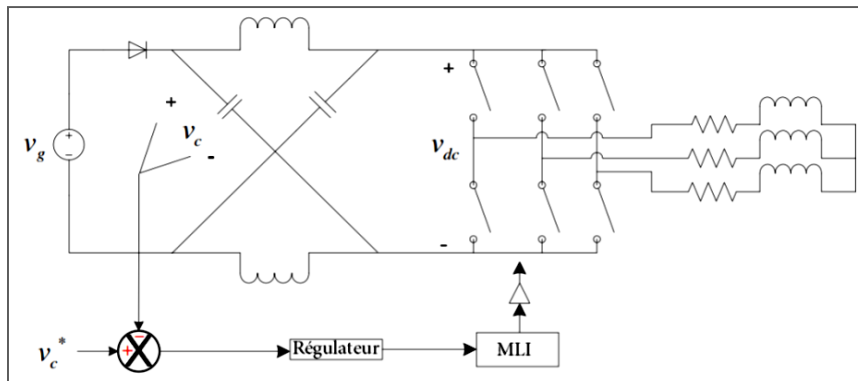


Figure I.5. Méthode de commande Indirecte

Mais, il a été montré qu'il n'est pas possible de garder la tension V_{dc} constante en agissant seulement sur la tension du condensateur. Par exemple, dans le cas d'une perturbation de la tension d'entrée, la tension du condensateur V_{CZ} reste constante, mais on aura un changement dans la valeur de la tension V_{dc} . Ce changement est indésirable car il affecte sur la tension alternative à la sortie de l'onduleur, ce qui peut nous forcer à changer le taux de modulation. Cela peut causer plus de stress sur les interrupteurs et une distorsion dans la tension de sortie [19].

I.3.3.2. Méthode directe

Afin de garder constante la tension v_{dc} , une méthode basée sur la mesure directe de cette dernière appelée méthode directe. La figure I.6 montre le principe de cette méthode de commande.

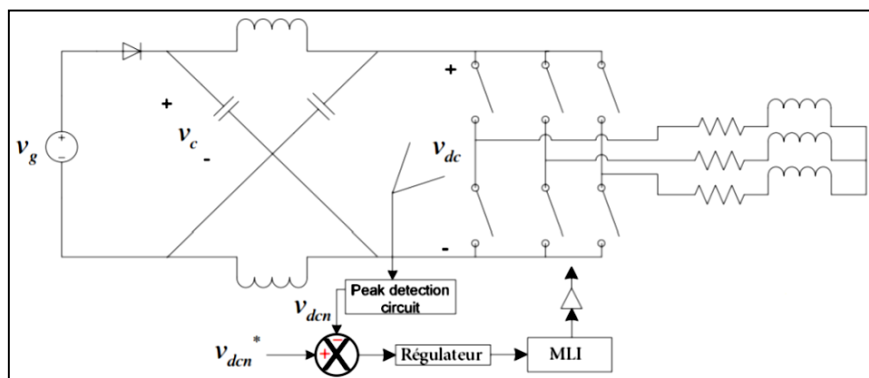


Figure I.6. Méthode de commande directe

A cause de la nature pulsative de la tension v_{dc} , la mesure directe nécessite l'ajout d'un circuit de détection de pic (Peak Detection Circuit) ce qui encombre le circuit de commande.

Une nouvelle méthode de commande de la tension v_{dc} sans mesure directe et en évitant les inconvénients de la mesure indirecte a été proposée. Cette méthode est basée sur la mesure de la tension d'entrée et du condensateur afin d'estimer la valeur pic de la tension V_{dc} . (Figure 1.7)

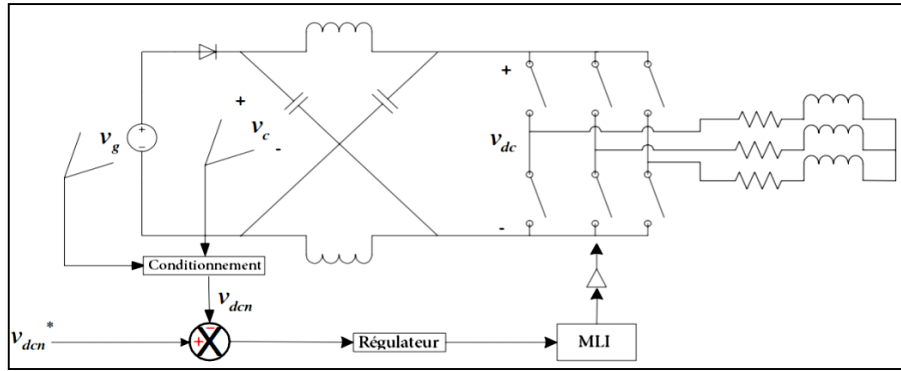


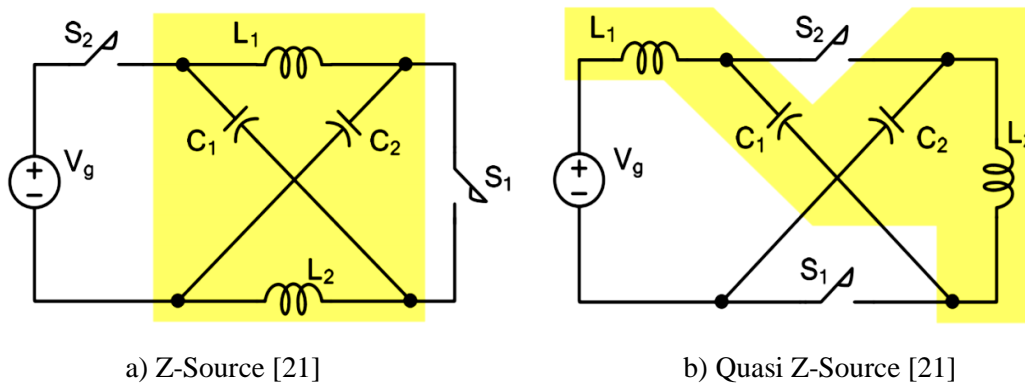
Figure I.7. Nouvelle méthode de commande

I.3.4. Commande de l'onduleur Z source

Dans le cas de l'onduleur à Z source (ZSI), l'utilisation des MLI traditionnelles ne permet pas de bénéficier de l'état Shoot-Through. Pour cela, des MLI modifiées ont été proposées ou on insère l'état de Shoot-Through sans influencer les états de transfert d'énergie, c'est-à-dire sans modifier le taux de modulation.

I.3.5. Nouvelles topologies du convertisseur Z source

Afin d'améliorer la structure même du réseau d'impédances, des nouvelles topologies ont été proposées, notamment le Quasi-ZS avec ces variantes discutés en [21] et le SL-ZS (Switched Inductance ZS) développé en [22]. (Figures I.8)



a) Z-Source [21]

b) Quasi Z-Source [21]

c) Switched Inductance ZS [22]

Figure I.8. Les nouvelles topologies du convertisseur Z source

I.3.6. Les différentes adaptations d'un convertisseur Z source

La possibilité d'adapter le réseau Z source à tous les convertisseurs de puissance, permet de l'utiliser dans une large série d'applications, notamment les énergies renouvelables [23] ou bien les applications mobiles comme les véhicules hybrides [24]. Une autre utilisation du Z source est dans les variateurs de vitesse, en intégrant le réseau d'impédances entre le redresseur et l'onduleur, on peut avoir une tension de sortie supérieure à la tension AC d'entrée [9].

CHAPITRE II

Modélisation d'un onduleur Z source

CHAPITRE.II.

MODELISATION D'UN ONDULEUR Z SOURCE

II.1. Introduction

Il existe plusieurs niveau de modélisation d'un onduleur Z source, ces modèles possèdent des domaines de validité différente donc ils sont plus ou moins proche de la réalité. Dans ce chapitre, nous allons essayer de présenter ces modèles qui vont permettre de la poursuivre de calculer les lois de commande.

La principale difficulté de la modélisation des convertisseurs électronique de puissance réside dans la non-linéarité inhérente à leur principe de fonctionnement. Ces convertisseurs électroniques possèdent de multiples configurations électriques distinctes tout au long d'une période de découpage [17]. Plusieurs niveaux de modélisation sont possibles, allant d'un modèle comportementale exact (à l'échelle du découpage) à un modèle moyen. Notons que des niveaux plus fins de modélisation sont nécessaires lorsque nous souhaitons prendre en considération les phénomènes apparaissant lors des commutations [7].

II.2. Principe de fonctionnement

L'onduleur à structure Z-source assure en plus de sa fonction conventionnelle (conversion DC-AC), une autre fonction similaire à celle d'un hacheur élévateur de tension. Cette dernière fonction peut être analysée par l'utilisation du circuit équivalent schématisé dans la Figure II-1.

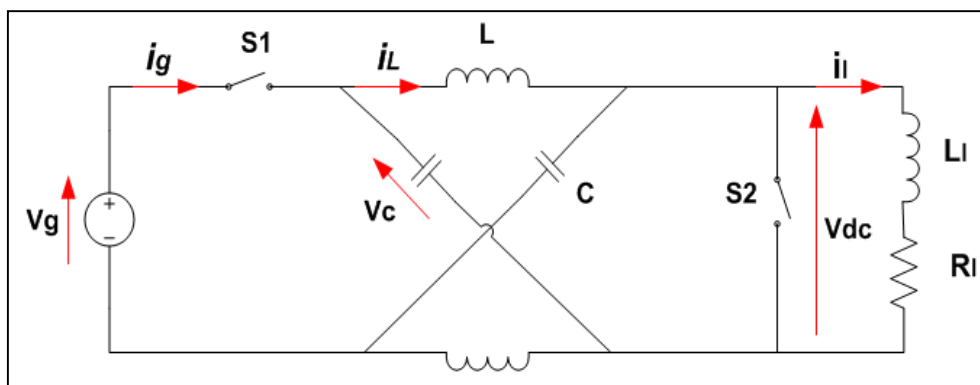


Figure II.1. Schéma simplifié d'un onduleur ZSC

Ce circuit est établi par le regroupement des interrupteurs de trois (03) bras dans un seul interrupteur fictif S2 [3].

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

Lorsque $S1=0$ et $S2=1$, le circuit de la figure II.1 devient :

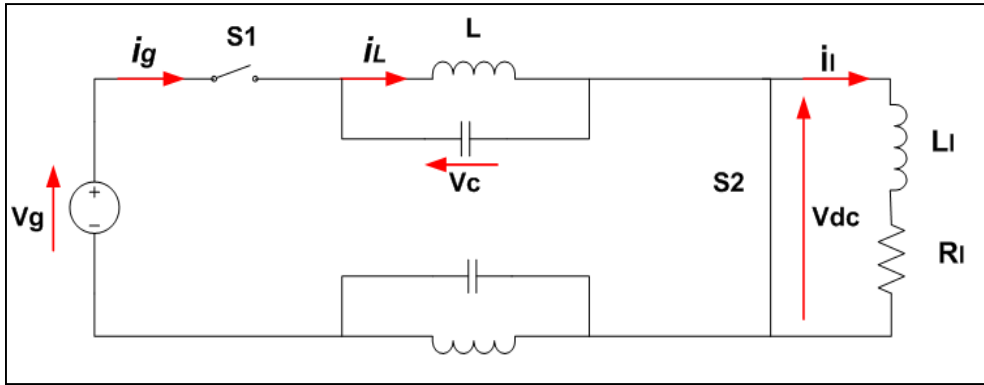


Figure II.2. Etat Shoot-Through

Les équations suivantes expliquent le fonctionnement de cet état :

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

2. États actifs :

Lorsque S1=1 et S2=0, le circuit de la figure II.1 devient :

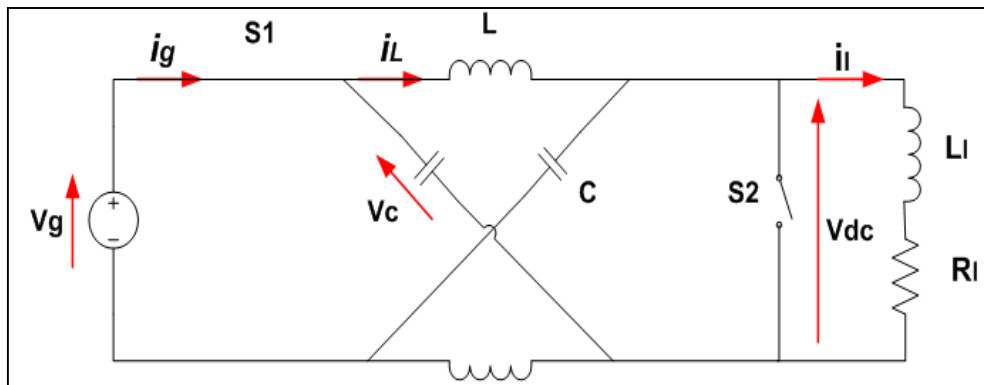


Figure II.3. Etat Actif

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

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

Facteur de survoltage B :

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

$$V_L = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_0} v_c dt + \int_{T_0}^T (v_c - v_{dc}) dt \right] = 0 \quad \text{II - 5}$$

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

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

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

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

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

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

$$V_{dcn} = \frac{1}{1-2.d} V_g = B V_g \quad \text{II - 9}$$

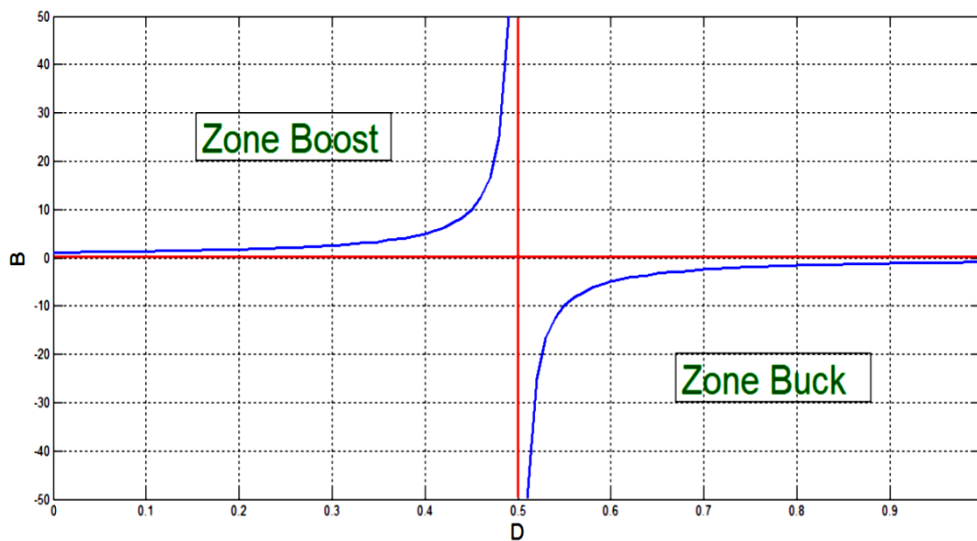


Figure II.4. Variation du facteur de survoltage en fonction du rapport cyclique

- Interprétation

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

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

Ce dernier point représente un avantage majeur du Z source. Si on ajoute le réseau d'impédances Z source à un onduleur conventionnel on peut booster/diminuer la tension continue d'entrée sans utiliser un hacheur Boost/buck, ce qui permet de réduire le nombre d'interrupteurs.

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

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

Le gain de tension est donné par la relation suivante :

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

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

II.3. Modélisation d'un onduleur triphasé a structure Z source

La modélisation de l'onduleur triphasé à structure Z source peut être élaborée en deux parties, la première consiste à modéliser l'onduleur comme un convertisseur DC-DC élévateur de tension et la deuxième destinée à le modéliser comme un onduleur triphasé conventionnel associé à un filtre passif LC.

II.3.1. Modélisation de la partie DC-DC

Cette modélisation consiste à étudier le comportement de cet onduleur en tant qu'un convertisseur DC-DC. Elle s'articule sur l'exploitation du circuit équivalent schématisé dans la Figure II-5, ainsi que les équations électriques caractérisant les différents états de l'onduleur.

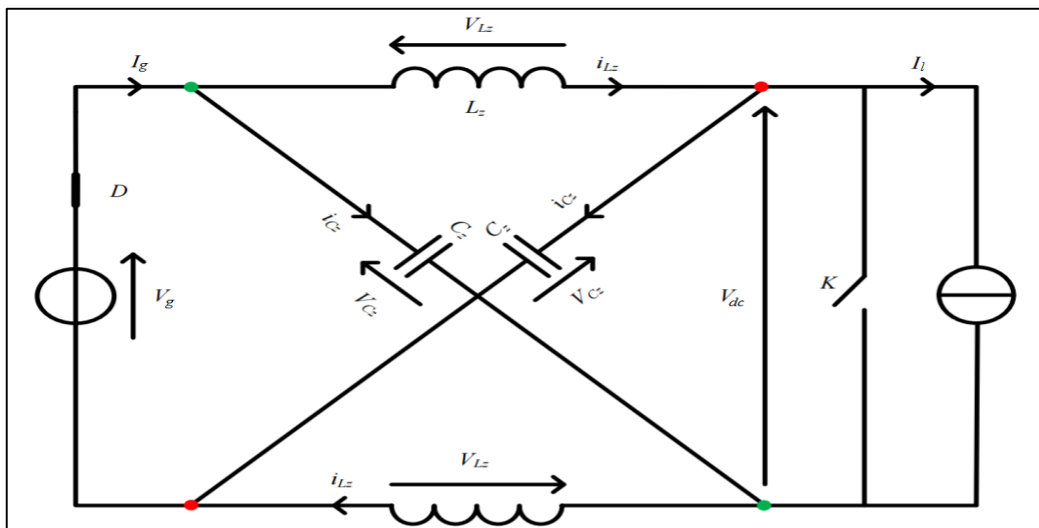


Figure II.5. Circuit équivalent d'un onduleur triphasé à structure Z source

II.3.1.1. Modèle de connaissance (niveau 1) :

Cette modélisation permet de représenter le fonctionnement de l'onduleur en se basant sur les équations de l'analyse de fonctionnement étudiée dans la partie précédente, le

modèle de connaissance peut être établi selon les variables d'état du système et la fonction de conversion F_k définissant l'état de l'interrupteur fictif K, comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1}(t) = (1 - F_k)(V_g - v_{c2}(t)) + F_k v_{c1}(t) \\ v_{L2}(t) = (1 - F_k)(V_g - v_{c1}(t)) + F_k v_{c2}(t) \\ i_{c1}(t) = (1 - F_k)(i_{L2}(t) - i_l(t)) + F_k (-i_{L1}(t)) \quad \text{Et } F_k \in \{1,0\} \\ i_{c2}(t) = (1 - F_k)(i_{L1}(t) - i_l(t)) + F_k (-i_{L2}(t)) \\ v_l(t) = (1 - F_k)(v_{c1}(t) + v_{c2}(t) - V_g) + F_k(-R_l i_l(t)) \end{array} \right. \quad \text{II - 12}$$

Et en utilisant un réseau d'impédance équilibré :

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) = i_c(t), v_{c1} = v_{c2} = v_c, i_{L1} = i_{L2} = i_L \text{ et } v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad \text{II - 13}$$

Le système d'équations dans II - 12 devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_L(t) = (1 - F_k)(V_g - v_c(t)) + F_k v_c(t) \\ i_c(t) = (1 - F_k)(i_L(t) - i_l(t)) + F_k (-i_L(t)) \\ v_l(t) = (1 - F_k)(2 \cdot v_c(t) - V_g - R_l i_l(t)) + F_k(-R_l i_l(t)) \end{array} \right. \quad \text{II - 14}$$

On prenant une charge résistif et grâce à les deux équations précédente, on peut extraire l'écriture matriciel suivante :

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} 1 - F_k & 0 \\ 0 & 1 - F_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g - v_c(t) \\ i_L(t) - i_l(t) \end{bmatrix} + F_k \begin{bmatrix} v_c(t) \\ -i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{Lz} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{II - 15}$$

II.3.1.2. Modèle moyen (niveau 2)

Le second niveau de modélisation consiste à faire une moyenne temporelle du système d'équations II - 14. Ce modèle approché n'est valide que si la période de découpage T est faible devant la constante de temps du système.

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{d}{dt} \overline{i_L(t)} = \overline{V_g} - \overline{v_c(t)} + \overline{2F_k v_c(t)} - \overline{F_k V_g} - r_{Lz} \overline{i_L(t)} \\ C \frac{d}{dt} \overline{v_c(t)} = -\overline{i_l(t)} + \overline{F_k i_l(t)} + \overline{i_L(t)} - \overline{2F_k i_L(t)} \end{array} \right. \quad \text{II - 15}$$

On définit $d(t)$ tel que :

$$d(t) = F_{kg} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t F_k \cdot dt \quad \text{II - 16}$$

En général, la moyenne d'un produit n'est pas le produit des moyennes. Mais, étant donné que sur l'intervalle $[t-T, T]$, le courant I_L et la tension V_C ne s'écartent pas sensiblement de leurs moyennes respectives (les ondulations hautes fréquences sont omises), il est alors possible d'émettre les hypothèses suivantes [6].

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{v_c(t)} = v_c(t) \\ \overline{i_L(t)} = i_L(t) \\ \overline{V_g} = V_g \end{array} \right. \quad \text{II - 17}$$

Et :

$$\begin{cases} \overline{F_k v_C(t)} = \overline{F_k} \cdot \overline{v_C(t)} = d(t) \cdot v_C(t) \\ \overline{F_k i_L(t)} = \overline{F_k} \cdot \overline{i_L(t)} = d(t) \cdot i_L(t) \\ \overline{F_k V_g} = \overline{F_k} \cdot \overline{V_g} = d(t) \cdot V_g \end{cases} \quad \text{II - 18}$$

Le modèle de l'onduleur Z-source qui tient compte de ces hypothèses est appelé modèle pseudo-moyen, et il est défini par :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_L(t) = V_g - v_C(t) + d(t) \cdot (2 \cdot v_C(t) - V_g) - r_{Lz} i_L(t) \\ C \frac{d}{dt} v_C(t) = d(t) \cdot i_l(t) + i_L(t) - i_l(t) \end{cases} \quad \text{II - 19}$$

Ce système d'équations peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_C(t) + (1 - d(t)) \cdot (V_g - 2 \cdot v_C(t)) - r_{Lz} i_L(t) \\ C \frac{d}{dt} v_C(t) = i_L(t) - (1 - d(t)) i_l(t) \end{cases} \quad \text{II - 20}$$

Ce dernier système permet d'établir une modélisation électrique aux valeurs moyennes de l'onduleur, à laquelle le schéma équivalent moyen de la Figure II-6 est associé. Ce schéma respecte la topologie initiale du convertisseur.

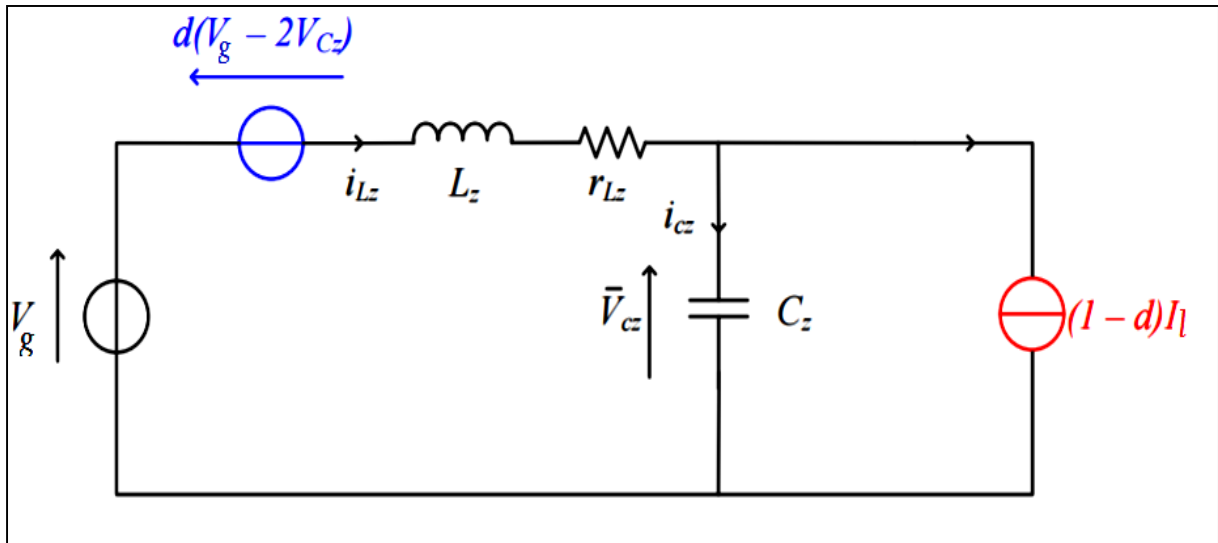


Figure II.6. Circuit équivalent au modèle pseudo-moyen

A partir de ce circuit, il est aisé d'écrire les équations statiques du système. De même, les fonctions de transfert autour d'un point de fonctionnement peuvent être calculées en considérant les petites variations des grandeurs.

II.3.1.3. Modèle à petit signaux (niveau 3)

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

$$\langle x(t) \rangle = \overline{x(t)} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(t) dt \quad \text{II - 21}$$

Nous avons en court-circuit :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad \text{II} - 22$$

Lorsque K est bloqué (état actif):

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_g(t) \\ -i_l(t) \end{bmatrix} \quad \text{II} - 23$$

Nous avons :

$$i_l(t) = \frac{v_i(t)}{R_l} = \frac{2 * v_C(t) - v_g(t)}{R_l} \quad \text{II} - 24$$

Cette relation nous permet d'écrire le modèle d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & -1 \\ 1 & -2/R_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1/R_l \end{bmatrix} v_g(t) \quad \text{II} - 25$$

Pour une fréquence de commutation donnée, le complémentaire du rapport cyclique est donné par :

$$d'(t) = 1 - d(t) \quad \text{II} - 26$$

En utilisant la méthode de la valeur moyenne des deux modèles d'état précédents, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \overline{i_L(t)} \\ \overline{v_C(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & \overline{d(t)} - \overline{d'(t)} \\ \overline{d'(t)} - \overline{d(t)} & -2 \cdot \overline{d'(t)}/R_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{i_L(t)} \\ \overline{v_C(t)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{d'(t)} \\ \overline{d'(t)}/R_l \end{bmatrix} \overline{v_g(t)} \quad \text{II} - 27$$

En appliquant la méthode de petits signaux on peut exprimer les valeurs moyennes des grandeurs constituant le modèle précédent, comme suit :

$$\begin{cases} \overline{i_L(t)} = I_L + \hat{i}_L(t) \\ \overline{v_C(t)} = V_C + \hat{v}_C(t) \\ \overline{v_g(t)} = V_g + \hat{v}_g(t) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \overline{d(t)} = d_0 + \hat{d}(t), \\ \overline{d'(t)} = d'_0 + \hat{d}'(t) = \overline{d'(t)} = d'_0 - \hat{d}(t) \end{cases} \quad \text{II} - 28$$

Avec :

$$\frac{d\overline{x}}{dt} = \frac{dX}{dt} + \frac{d\hat{x}}{dt} = \frac{d\hat{x}}{dt} \quad \text{II} - 29$$

Il est supposé que la composante AC est beaucoup plus petit en amplitude que la composante DC. Pour cette raison, les expressions ci-dessus sont considérées comme une linéarisation des valeurs moyennes des signaux [18]. En remplaçant les expressions précédentes dans le modèle décrit par la relation II - 29 on trouve que :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \overline{i_L(t)} \\ \overline{v_C(t)} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L(t) \\ V_C + \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_C(t) \end{bmatrix} \quad \text{II} - 30$$

La dérivée des termes DC est nulle. Donc, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} = \\
 & \begin{bmatrix} r_L & d_0 - d'_0 \\ d'_0 - d_0 & \frac{-2 \cdot d'_0}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + V_g \begin{bmatrix} d0' \\ \frac{d0'}{R_l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ -2\hat{d}(t) & \frac{2\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} - \hat{v}_g(t) \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} + \\
 & \begin{bmatrix} r_L & d_0 - d'_0 \\ d'_0 - d_0 & \frac{-2 \cdot d'_0}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} - V_g \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} + \hat{v}_g(t) \begin{bmatrix} d0' \\ \frac{d0'}{R_l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ -2\hat{d}(t) & \frac{2\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} \quad \text{II - 31}
 \end{aligned}$$

Puisqu'il a été supposé que la composante AC est beaucoup plus petite en amplitude que la composante DC, il est clair que les termes AC de second ordre sont négligeables. Donc on peut écrire le modèle de l'onduleur comme suit [7], [19].

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} = \\
 & \begin{bmatrix} r_L & d_0 - d'_0 \\ d'_0 - d_0 & \frac{-2 \cdot d'_0}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + V_g \begin{bmatrix} d0' \\ \frac{d0'}{R_l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ -2\hat{d}(t) & \frac{2\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \\
 & \begin{bmatrix} r_L & d_0 - d'_0 \\ d'_0 - d_0 & \frac{-2 \cdot d'_0}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} - V_g \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} + \hat{v}_g(t) \begin{bmatrix} d0' \\ \frac{d0'}{R_l} \end{bmatrix} \quad \text{II - 32}
 \end{aligned}$$

La dérivée des termes DC à gauche est nulle. Par conséquent, les termes DC à droite doivent être nuls et le modèle est donné comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} = \\
 & \begin{bmatrix} 0 & 2\hat{d}(t) \\ -2\hat{d}(t) & \frac{2\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_L & d_0 - d'_0 \\ d'_0 - d_0 & \frac{-2 \cdot d'_0}{R_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_c(t) \end{bmatrix} - V_g \begin{bmatrix} \hat{d}(t) \\ \frac{\hat{d}(t)}{R_l} \end{bmatrix} + \hat{v}_g(t) \begin{bmatrix} d0' \\ \frac{d0'}{R_l} \end{bmatrix} \quad \text{II - 33}
 \end{aligned}$$

En appliquant la transformée de Laplace, il vient :

$$\begin{cases} L s \hat{i}_L(s) = (d_0 - d'_0) \hat{v}_c(s) + r_L \hat{i}_L(s) + (d'_0) \hat{v}_g(s) + (2 V_C - V_g) \hat{d}(s) \\ C s \hat{v}_c(s) = -\frac{2 \cdot d'_0}{R_l} \hat{v}_c(s) + (d'_0 - d_0) \hat{i}_L(s) + \frac{(d'_0)}{R_l} \hat{v}_g(s) + (\frac{2}{R_l} V_C - 2 I_L - \frac{1}{R_l} V_g) \hat{d}(s) \end{cases} \quad \text{II - 34}$$

Deux circuits équivalents sont donnés en figure II.7 (Small signal circuits) en se basant sur les deux équations précédentes. Chaque circuit a des sources indépendantes et des sources dépendantes d'autres tensions et courants du ZSC.

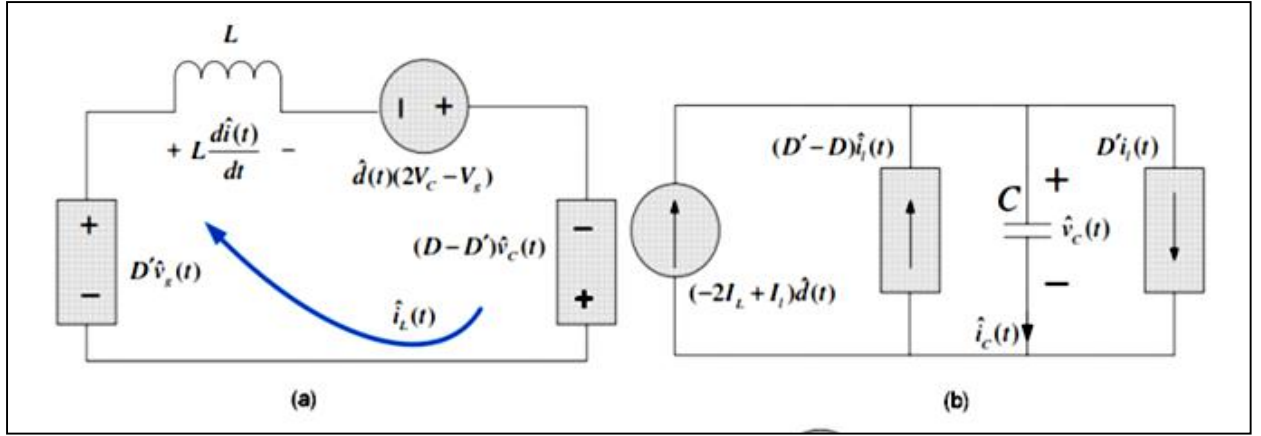


Figure II.7. Circuits équivalents du modèle à petits signaux

Au début de l'analyse, deux sources de perturbations ont été considérées, la tension $\hat{v}_g(t)$ et le rapport cyclique de Shoot-Through $\hat{d}(s)$. On sait que la perturbation d'une variable d'état peut être exprimée comme une combinaison linéaire de tous les sources de perturbations [20] d'où l'expression de la tension aux bornes du condensateur :

$$\hat{v}_c(s) = G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) + G_{vd}(s)\hat{d}(s) \quad \text{II - 35}$$

Et l'expression du courant de l'inductance sera :

$$\hat{i}_L(s) = G_{ig}(s)\hat{v}_g(s) + G_{id}(s)\hat{d}(s) \quad \text{II - 36}$$

Où

$G_{vg}(s)$: est la fonction de transfert reliant la tension d'entrée à la tension aux bornes du condensateur

$G_{vd}(s)$: est la fonction de transfert entre la tension du condensateur et le rapport cyclique.

$G_{ig}(s)$ et $G_{id}(s)$: sont les fonctions de transfert entre le courant de l'inductance et, respectivement, la tension d'entrée et le rapport cyclique.

Ces équations représentent le comportement dynamique du ZSC en cas d'un petit changement de la commande ou l'entrée du système.

En utilisant les équations (II - 34), La substitution de la première équation dans la deuxième nous permet de déduire l'expression la formule de la variation de \hat{v}_c , et de même La substitution de la première équation dans la deuxième nous permet de déduire l'expression la formule de la variation de \hat{i}_L , l'application du principe de superposition et en supposant que les changements de la tension d'entrée sont très petits, on peut établir la fonction de transfert suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{v}_g(s)} \Big|_{\hat{d}=0} = \frac{d_0' L s + d_0'(1 - 2d_0)R_l + d_0'r_L}{R_l L C s^2 + [2d_0' L + r_L R_l C] s + R_l(1 - 2d_0')^2 + 2d_0'r_L} \\ G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_g=0} = \frac{(2V_c - 2I_L R_l - V_g) L s + (1 - 2d_0)(2V_c - V_g) R_l + (2V_c - 2I_L R_l - V_g) r_L}{R_l L C s^2 + [2d_0' L + r_L R_l C] s + R_l(1 - 2d_0)^2 + 2d_0'r_L} \\ G_{ig}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_g(s)} \Big|_{\hat{d}=0} = \frac{d_0' R_l C s + d_0'}{R_l L C s^2 + [2d_0' L + r_L R_l C] s + R_l(1 - 2d_0')^2 + 2d_0'r_L} \\ G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_g=0} = \frac{(2V_c - V_g) R_l C s + (2V_c - V_g) - 2I_L R_l(1 - 2d_0')}{R_l L C s^2 + [2d_0' L + r_L R_l C] s + R_l(1 - 2d_0')^2 + 2d_0'r_L} \end{array} \right. \quad \text{II - 37}$$

II.3.2. Modélisation de l'association onduleur triphasé-filtre passif

La modélisation précédente a avait pour objet, étude du comportement de notre onduleur en tant que un convertisseur DC-DC, néanmoins une autre modélisation est nécessaire en vue d'analyser son comportement en tant que un onduleur conventionnel, cette analyse nous permet par la suite de simuler et d'élaborer les lois de contrôle pour les grandeurs alternatives de sortie [7].

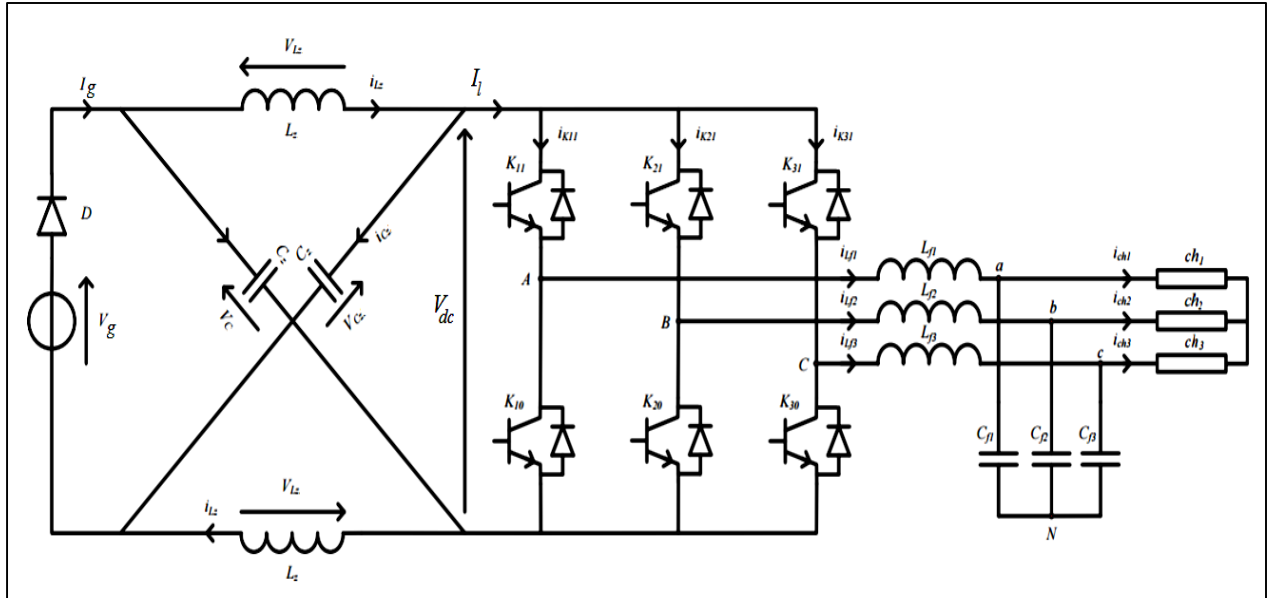


Figure II.8. Onduleur Z-source à deux niveaux associé au filtre LC

II.3.2.1. Modèle de connaissance

Le modèle de connaissance sert à écrire les expressions des grandeurs modulées en fonction des grandeurs commutées du convertisseur.

En admettant que F_{ij} représente la fonction de connexion pour chaque interrupteur, les tensions de sorties peuvent être exprimées sous la forme matricielle suivante [30] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad \text{II. 38}$$

A la sortie du convertisseur, nous avons les tensions composées qui sont exprimées comme suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AC} \\ V_{BC} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} F_{11} - F_{31} & 0 \\ 0 & F_{21} - F_{31} \end{bmatrix} \quad \text{II. 39}$$

En appliquant la loi des nœuds on peut trouver que l'expression du courant I_l est donnée par la relation suivante :

$$I_l = [F_{11} - F_{31} \quad F_{11} - F_{21}] \begin{bmatrix} i_{k11} \\ i_{k21} \end{bmatrix} \quad \text{II. 40}$$

En rassemblant les deux équations précédentes, on peut élaborer le modèle de connaissance d'un onduleur triphasé comme le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{31} & 0 & 0 \\ 0 & F_{21} - F_{31} & 0 \\ 0 & F_{11} - F_{31} & F_{11} - F_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ i_{k11} \\ i_{k21} \end{bmatrix} \quad \text{II. 41}$$

Ce modèle est utilisé seulement pour reproduire le fonctionnement du convertisseur proche de la réalité, a une durée de simulation conséquente liée à la fréquence de découpage.

II.3.2.2. Modèle de connaissance en vue de réguler la tension de sortie

L'onduleur Z-source est un convertisseur est utilisé dans le but de réaliser une chaîne d'alimentation électrique d'une forme sinusoïdale aux bornes d'une charge. Cette tâche ne peut être accomplie qu'en associant à l'onduleur un filtre du type LC. Cette association présentée dans la Figure II-6, nécessite l'élaboration d'un modèle de connaissance qui vise le contrôle permanent des tensions en termes d'amplitude et de fréquence.

A partir de la figure II-6, On peut résulter les tensions et les courants aux bornes des inductances et des condensateurs respectivement du filtre :

$$\begin{bmatrix} L_{f1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{f2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{f1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{f2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \\ v_{Cf1} \\ v_{Cf2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cf1} \\ v_{Cf2} \\ i_{ch1} \\ i_{ch2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{Lf1} & 0 \\ 0 & r_{Lf2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \end{bmatrix} \quad \text{II. 42}$$

Sachant que :

$$L_{f1} = L_{f2} ; r_{Lf1} = r_{Lf2} \text{ et } C_{f1} = C_{f2}$$

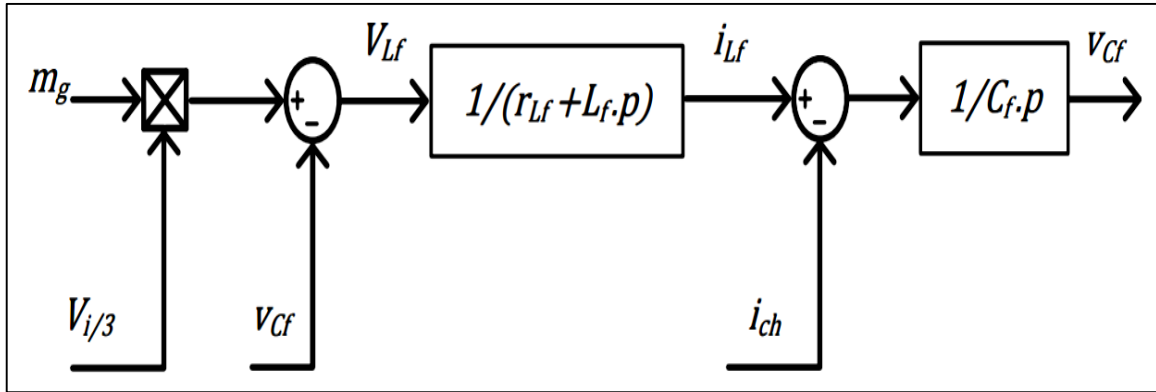


Figure II.9. Modèle de connaissance en vue de contrôler les tensions de sortie

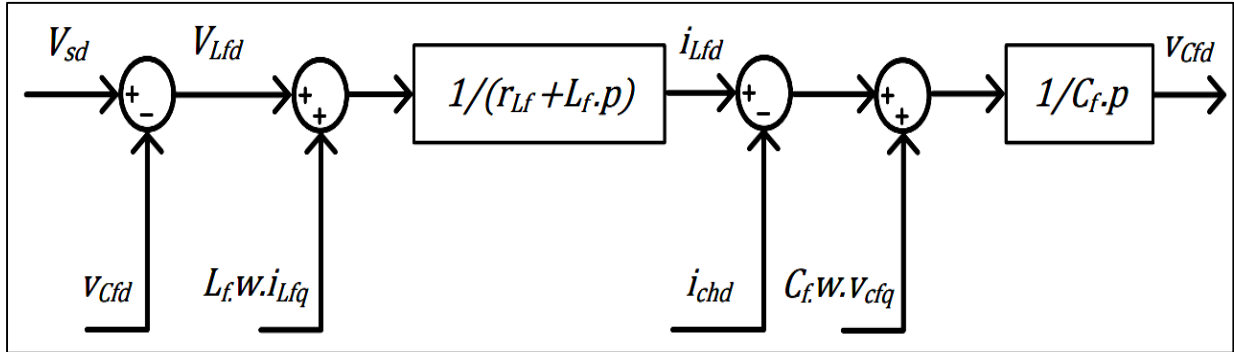
On posant que m_g et F_g représente respectivement la matrice des fonctions génératrices des tensions de sortie et la matrice génératrice de f_{ij} , on peut écrire :

$$m_g = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11g} \\ F_{21g} \\ F_{31g} \end{bmatrix} \quad \text{II. 43}$$

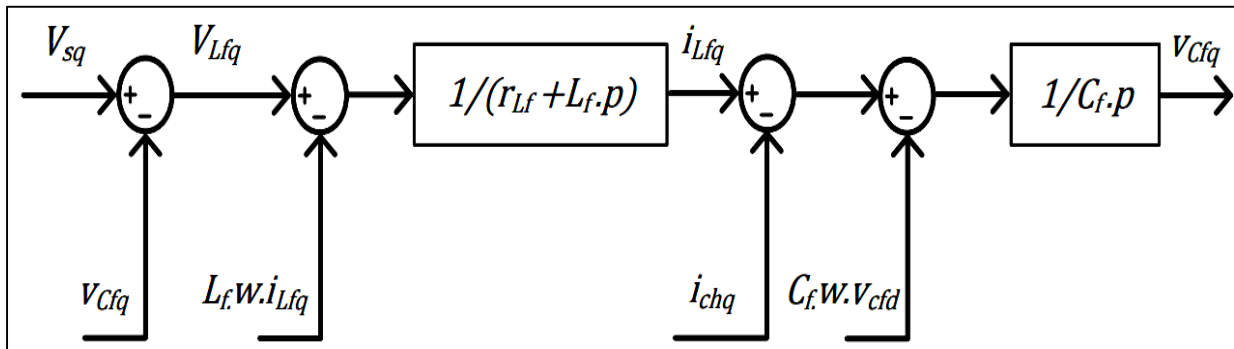
Dans le but de constater le fonctionnement de certains types des correcteurs utilisés dans la chaîne de commande (par exemple le correcteur PI), il est nécessaire de transformer les grandeurs de notre convertisseur étudié (alternatifs) en grandeurs continues et ce, en utilisant la transformation de Park, ce qui nous donne le système matriciel qui représente

comme un nouveau modèle de connaissance de l'association onduleur-filtre dans le repère bidimensionnel (d,q) suivant :

$$\begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \\ v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{Cfd} \\ v_{Cfq} \\ i_{chd} \\ i_{chq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{Lf} & 0 \\ 0 & r_{Lf} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lfd} \\ i_{Lfq} \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} L_f i_{Lfd} \\ -L_f i_{Lfq} \\ C_f v_{sd} \\ -C_f v_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{II. 44}$$



a) Modèle de connaissance en vue de contrôler la tension v_{Cfd}



b) Modèle de connaissance en vue de contrôler la tension v_{Cfq}

Figure II.10. Modèle de connaissance dans le repère (d,q)

II.4. Dimensionnement des éléments passifs

Afin de concevoir les différents convertisseurs, et vue de particularité de l'onduleur z-source, il est nécessaire de dimensionner les éléments passifs du réseau d'impédance et du filtre de sortie.

II.4.1. Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance

II.4.1.1. Dimensionnement de l'inductance L_z

Le courant d'inductance présente une ondulation Δi_L , qui est définie comme étant la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du courant.

Pendant l'état shoot through les tensions aux bornes de l'inductance et du condensateur sont égales, ce qui nous permet d'écrire [7] :

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} = \frac{v_c \cdot d \cdot T}{L} \quad \text{II - 45}$$

En utilisant les deux relations suivantes :

$$\begin{cases} v_c = \frac{1-d}{1-2d} v_g \\ f_m = \frac{1}{T} \end{cases} \quad \text{II - 46}$$

L'expression de l'ondulation devient :

$$\Delta i_L = \frac{d(1-d)}{L \cdot f_m \cdot (1-2d)} v_g \quad \text{II - 47}$$

Où f_m représente la fréquence de commutation des IGBT.

On veut dimensionner l'inductance de manière à avoir une ondulation minimale mais on est conditionner par l'existence ou pas d'une inductance avec cette valeur donc le choix ce fait en définissant une borne inférieure de la valeur de l'inductance de manière garantir que l'ondulation du courant ne soit jamais de valeur qui conduit à un courant maximale n'est pas supportable par les interrupteur.

L'inductance du réseau d'impédance doit être dimensionnée tout en respectant la relation suivante [7] :

$$L \geq \frac{d(1-d)}{\Delta i_L \cdot f_m \cdot (1-2d)} v_g \quad \text{II - 48}$$

Le choix de la fréquence de commutation f_m est crucial. Plus elle est grande, plus est petit le noyau de l'inductance et plus sont importantes les pertes par commutation de la puissance [7].

II.4.1.2. Dimensionnement du condensateur C_z

Pendant l'état court-circuit, le condensateur charge les inductances, et le courant traversant le condensateur est égale au courant de l'inductance. Ce qui nous permet d'écrire :

$$i_C = i_L = C \frac{\Delta v_C}{\Delta t} \quad \text{II - 49}$$

On tire l'expression du condensateur :

$$C = \frac{i_L \cdot \Delta t}{\Delta v_C} \quad \text{II - 50}$$

Avec Δt la durée de court-circuit donc :

$$\Delta t = T_0 = \frac{d}{f_m} \quad \text{II - 51}$$

On peut déduire que:

$$C = \frac{i_L \cdot d}{\Delta v_C \cdot f_m} \quad \text{II - 52}$$

Le courant i_L peut être estimé par la relation suivante :

$$i_L = \frac{P}{v_g} \quad \text{II - 53}$$

Le dimensionnement du condensateur se fait en respectant la relation suivante :

$$C \geq \frac{P.d}{\Delta v_c.v_g.f_m}$$

II.4.2. Dimensionnement d'un onduleur

Afin de déterminer les valeurs numériques des éléments passifs (C_z et L_z) du réseau d'impédance, il est nécessaire de connaître la puissance de l'onduleur, la tension continue d'entrée V_e , le rapport cyclique d maximal de l'état de court-circuit et la fréquence de commutation f , ainsi que les valeurs tolérées des ondulations du courant et de tension. Cet onduleur consiste à intégrer dans une chaîne de conversion photovoltaïque. Pour un onduleur caractérisé par :

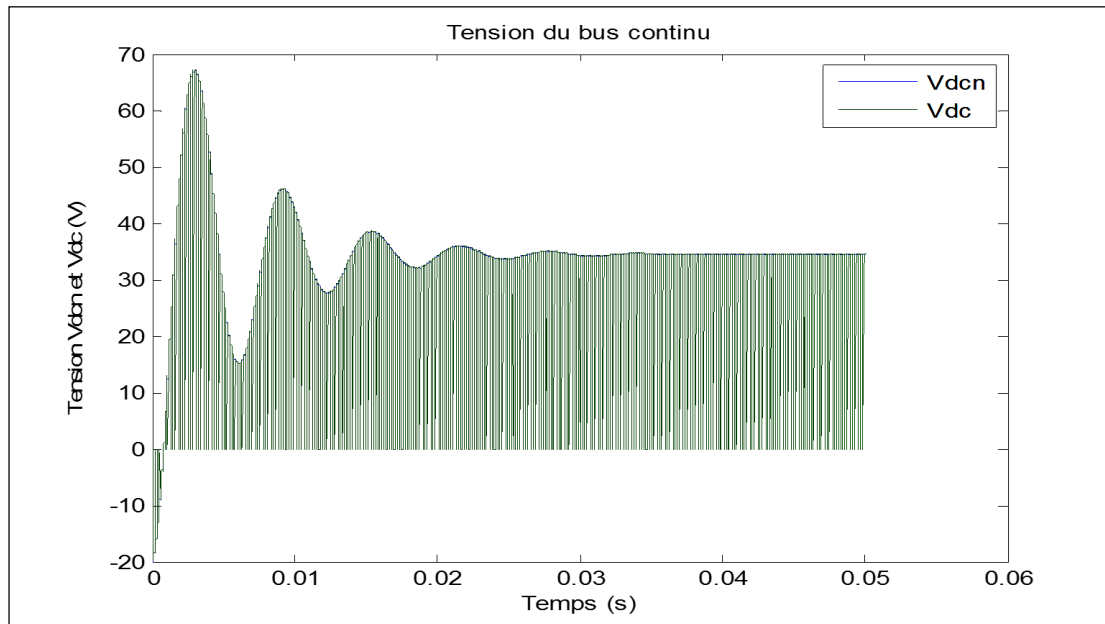
$$\begin{cases} V_g = 20V \\ P = 100W \\ f_m = 20kHz \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} d = 0.2 \\ \frac{\Delta i_{Lz}}{i_{Lz}} = 10\% \\ \frac{\Delta v_{Lz}}{v_{Lz}} = 3\% \end{cases}$$

Donc, on trouve :

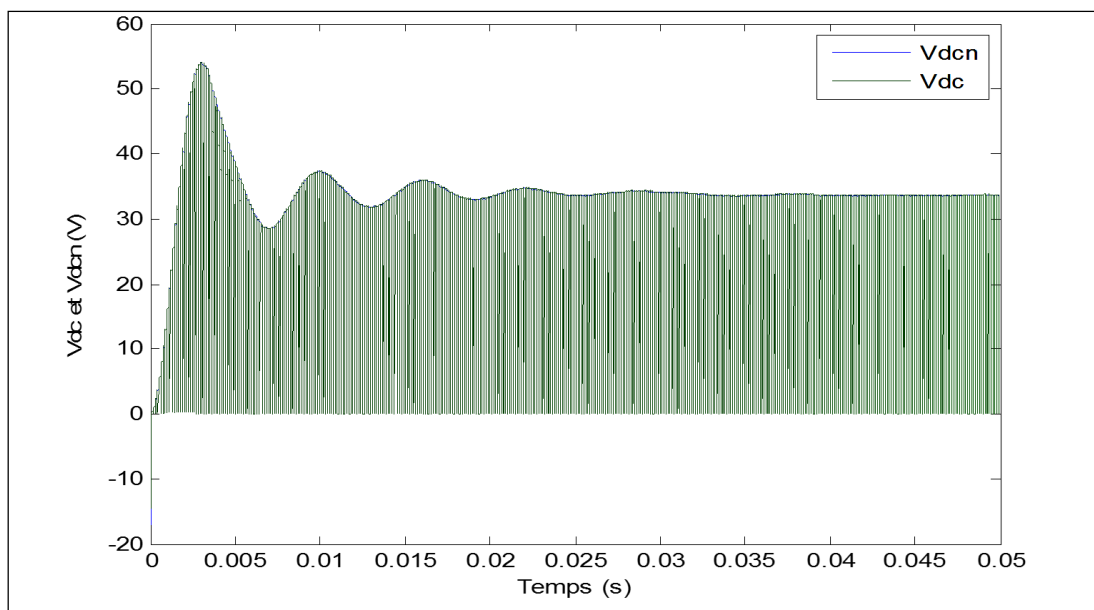
$$\begin{cases} L_z = 680 \mu H \\ C_z = 470 \mu F \end{cases}$$

II.4.3 Validation

Pour que ce modèle soit valable pour le calcul de loi de commande il faut qu'il reflète les mêmes caractéristique que le modèle réel donc pour valider ce travail de modélisation on doit simuler le comportement du modèle obtenu en utilisant un code MATLAB et comparer avec modèle réel conçu et simuler avec l'outil SIMPOWER de MATLAB.



a) le modèle à petit signaux



b) le modèle de connaissance

Figure II.11. Allure de la tension du bus continu pour les deux modèles

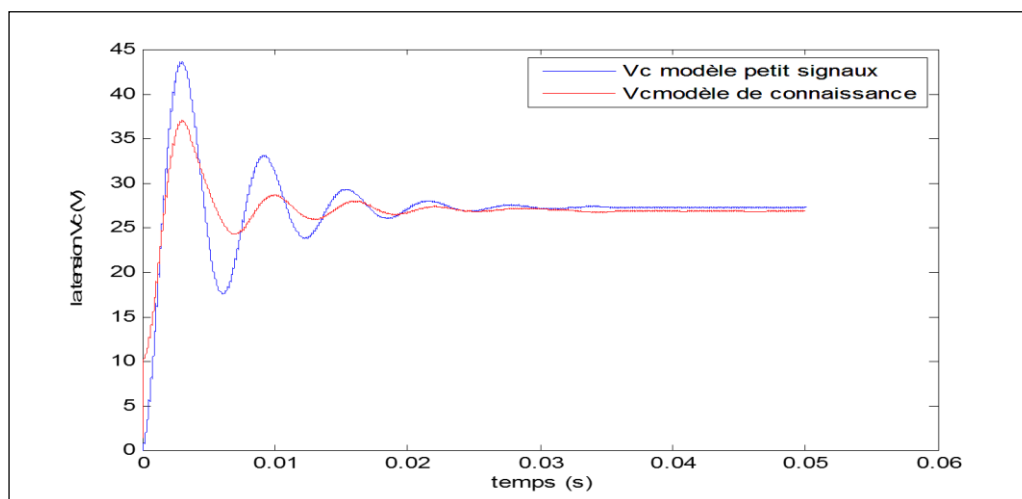


Figure II.12. Allure de la tension v_C du condensateur

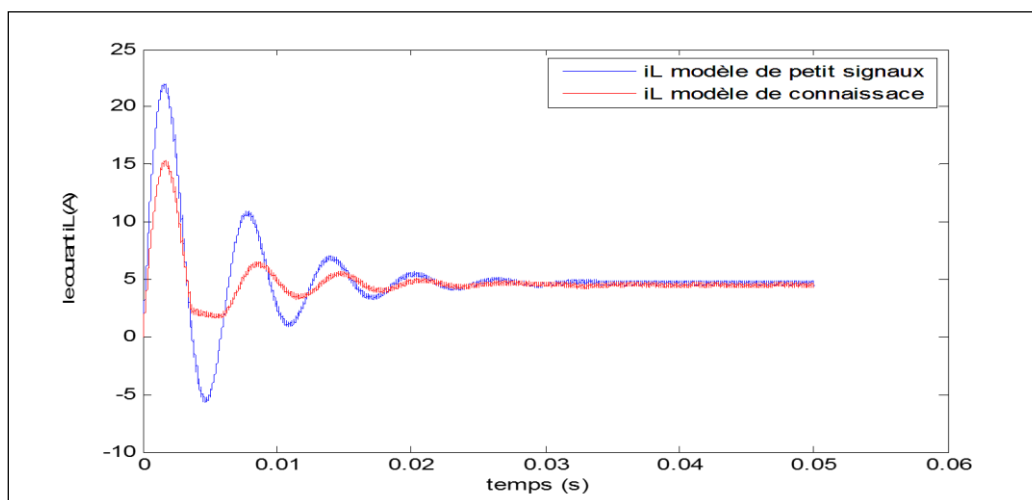
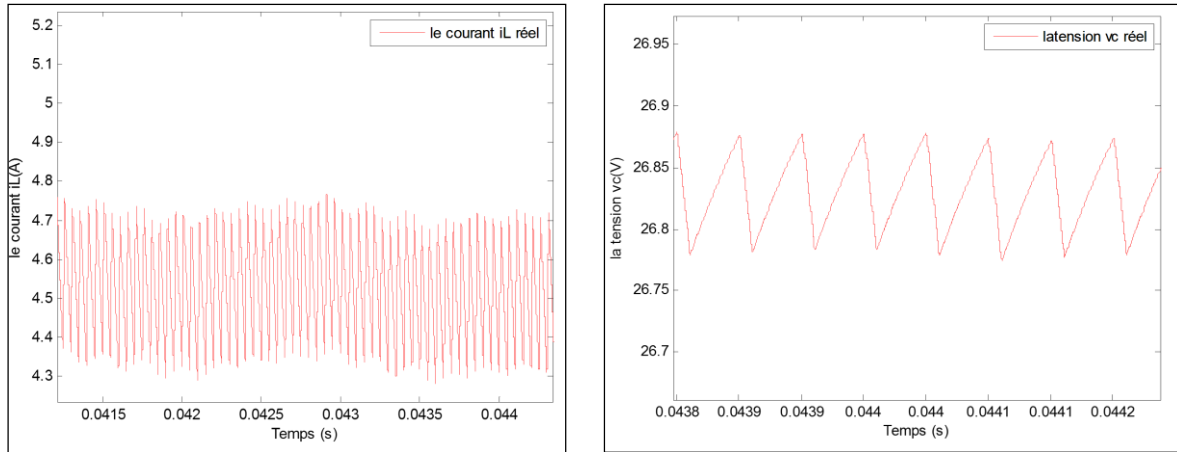


Figure II.13. Allure du courant i_L de l'inductance



a) Allure du courant i_L (Zoom)

b) Allure de la tension v_C (Zoom)

Figure II.14. Un zoom sur i_L et v_C par le modèle de connaissance

Les figures précédentes permettent de vérifier que les résultats donnés par le modèle d'état à l'état d'équilibre sont similaires à ceux du modèle réel (Tableau II.1).

On remarque que le modèle est moins précis dans la phase transitoire ou on observe une légère différence avec les résultats du circuit conçu avec SIMPOWER (dite réel), cette différence est dû au fait que le modèle est moyennée autour du point d'équilibre mais aussi à cause des paramètres des interrupteurs considères parfait lors de la modélisation, hors que, le mode de simulation discrète de l'outil SIMPOWER ne permet pas de considérer la diode et l'IGBT comme des éléments parfaits.

Table II.1. Paramètre de simulation

	Vc (V)	IL (A)
Modèle d'état	26.7	3.5
Modèle réel	26.8	4.5

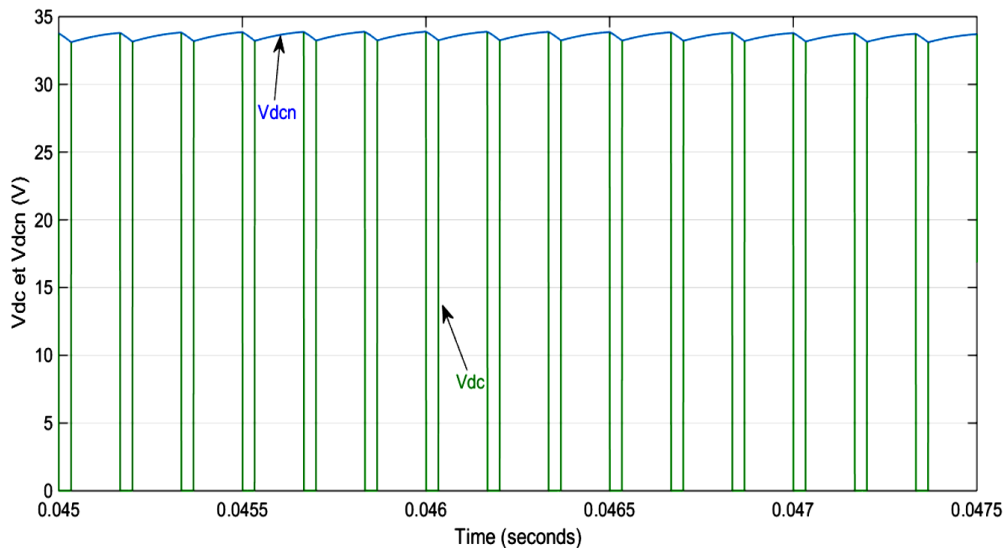


Figure II.15. Un zoom sur la tension du bus continu en régime permanent

La figure II.15 permet de bien voir que la tension du bus continu est de nature pulsative tel qu'il commute entre 0 et une valeur maximale qu'est v_{dcn} qui égale à $33.4 (\approx B.V_g=33.3)$.

II.4.4. Dimensionnement des éléments passifs du filtre de sortie

Hors Pour diminuer les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur, un filtre doit être bien modélisé. Afin de déterminer plus facilement la transmittance du filtre, on utilise le schéma monophasé. (Figure II.16)

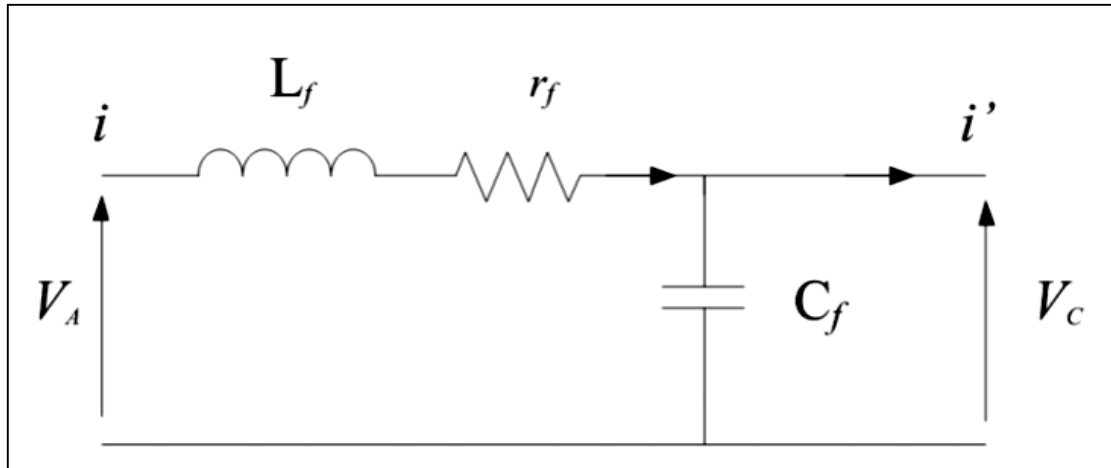


Figure II.16. Schéma monophasé équivalent du filtre LC

Où r_f est la résistance de fuite de l'inductance L_f . La fonction de transfert du filtre est donnée par l'expression suivante :

$$H_s = \frac{1}{1 + C_f r_f s + L_f C_f s^2} \quad \text{II. 55}$$

Elle est de la forme :

$$H_s = \frac{1}{1 + \frac{1}{2\xi\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2 s^2}} \quad \text{II. 56}$$

Par identification on trouve :

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad \text{II. 57}$$

$$\xi = \frac{1}{2} r_f \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad \text{II. 58}$$

En choisissant une bonne fréquence de coupure qui va nous permettre d'éliminer les fréquences non désirées et en considérant le coefficient d'amortissement ξ adéquat, on attribue un dimensionnement correct à l'inductance et à la capacité du filtre utilisé.

A partir de l'équation II. 57, on peut conclure que la fréquence de coupure est définie par la relation suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad \text{II.59}$$

La détermination du couple $\{L_f, C_f\}$ se fait à partir de l'expression citée ci-après en imposant une atténuation en décibels à la pulsation désirée [31]

$$f_{p_{dB}} = -20 \log \sqrt{(1 - L_f C_f \omega^2)^2 + (r_f C_f \omega)^2}$$

Si on choisit de caler le filtre LC tel que 5_{f_f} soit égale à la fréquence centrale du premier paquet d'harmoniques, on arrivera à atténuer ces harmoniques de -26dB quelle que soit la valeur du coefficient d'amortissement ξ [31].

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les différents niveaux de modélisation possible le dernier niveau dit modélisation à petits signaux nous a permis d'établir des fonctions de transfert linéaires autour un point de fonctionnement servira par la suite au calcul de la loi de commande. Les travaux de validation confirment que ces modèles reflètent les caractéristiques du système réel donc ils sont valables pour faire un réglage linéaire. Aussi nous avons décrit le dimensionnement des éléments passifs constituant le réseau d'impédance et le filtre associé à l'onduleur.

CHAPITRE III

Stratégies de commande d'un onduleur à structure Z source

CHAPITRE.III.

STRATEGIES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR A STRUCTURE Z SOURCE

III.1. Introduction

L'onduleur Z source a été récemment introduit [5], la terminologie Z source (Source d'Impédance) étant liée au remplacement du bus continu classique de l'onduleur par un étage continu LC hybride croisé. Son intérêt est de pouvoir obtenir une tension alternative de sortie d'onduleur plus importante qu'avec un onduleur classique, soit un effet "boost naturel"[4]. Cette modification est liée à la possibilité d'introduire des phases de court-circuit des bras de l'onduleur, en superposition avec la commande classique de l'onduleur MLI (sinusoïdale ou bien vectorielle). La source continue d'entrée ne doit pas être réversible et la commande de l'onduleur est légèrement modifiée.

Ce chapitre est destiné à énumérer les différentes stratégies de commande d'un onduleur Z source, ces dernières sont générées à partir des techniques de commande d'un onduleur conventionnel. La simulation de chaque stratégie nous permet par suit d'élaborer une étude comparative.

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

L'onduleur triphasé à structure Z source peut être commandé par plusieurs stratégies de commande, chacune à des avantages et des inconvénients, ainsi que des domaines d'applications appropriés. Ces stratégies sont développées à partir des techniques de commande de la Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) sinusoïdale et vectorielle, utilisées dans les onduleurs conventionnels.

III.2.1. La commande à MLI intersective (sinusoïdale) classique

La technique MLI sinusoïdale est une technique de modulation par porteuse, son idée fondamentale consiste à commuter entre les états de l'onduleur de manière à ce que la valeur moyenne de la tension commutée égale la tension de référence [10]. Comme le niveau de la tension du bras est constant, la modulation est obtenue par la variation de la largeur de l'impulsion ou de son rapport cyclique D.

La réalisation de cette technique par un circuit analogique consiste à comparer un signal triangulaire $v_p(t)$ d'amplitude fixe \hat{V}_p appelé porteuse à un signal sinusoïdal $v_{ref}(t)$ d'amplitude et de fréquence variable appelée référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

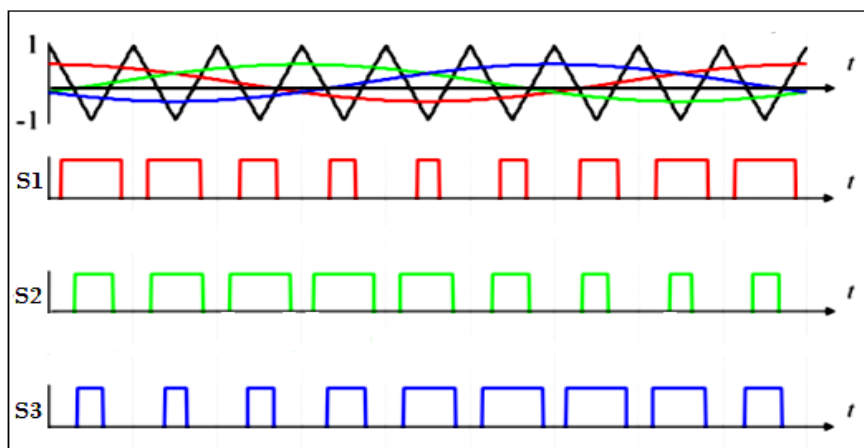


Figure III.1. Commande MLI classique

Cette technique MLI est caractérisée par les paramètres suivants :

- L'indice de modulation « m » qui est l'image du rapport de fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de référence f_{ref} .

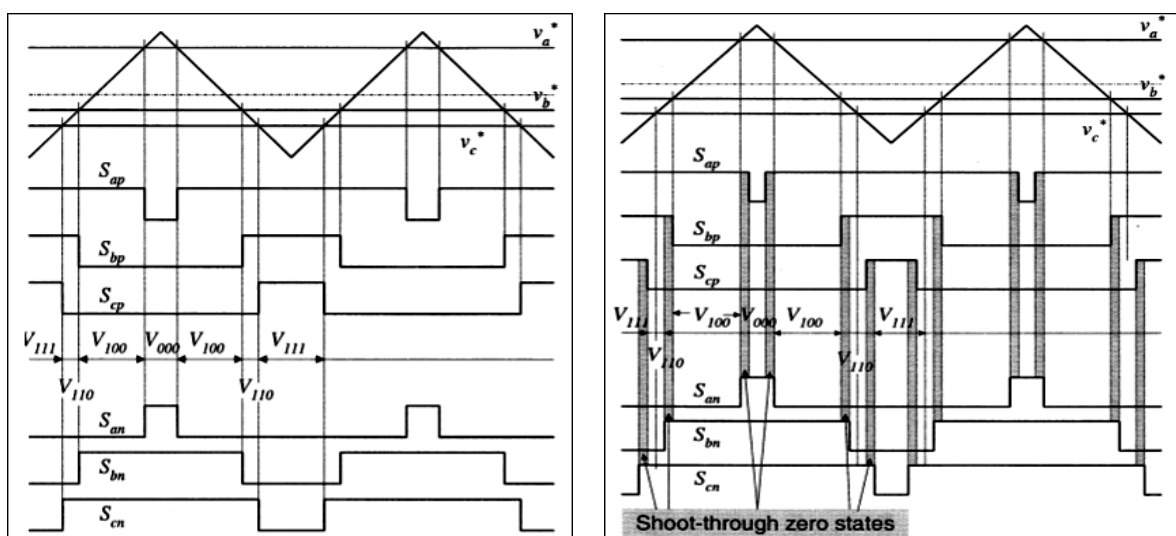
$$m = f_p / f_{ref}$$

- Le taux de modulation (il est égale à le coefficient de réglage) « M » qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{ref} sur la tension de la porteuse V_p .

$$M = V_{ref} / V_p$$

III.2.2 Modification de la technique MLI classique pour ajouter des états de court-circuit de bras

Les interrupteurs de l'onduleur ainsi que la diode D sont nécessaires pour atteindre les objectifs d'élévation de la tension de source V_g . Le but de cette section consiste à présenter la manière dont les états supplémentaires de court-circuit sont ajoutés dans le schéma de MLI pour d'une part élever la tension, et d'autre part, ne pas perturber la charge.



a) MLI intersective classique

b) MLI intersective modifiée

Figure III.2. Insertion des états de court-circuit dans un schéma de MLI intersective

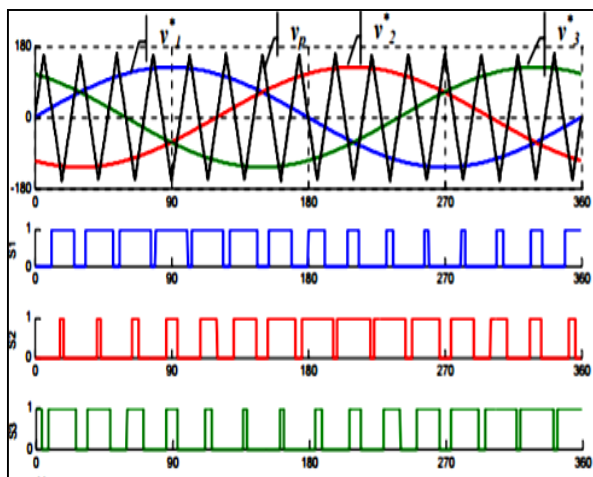
Les stratégies de commande à MLI sinusoïdale modifiée sont basées sur le transfert partiel ou total de l'état zéro de l'onduleur vers l'état du court-circuit, l'insertion de cet état représente le facteur clé de ces stratégies. Dans ce contexte, on peut distinguer trois (03) types de commandes.

Le principe général de ces stratégies, est basé sur l'addition de deux signaux de références supplémentaires, destinés à la génération de l'état de court-circuit.

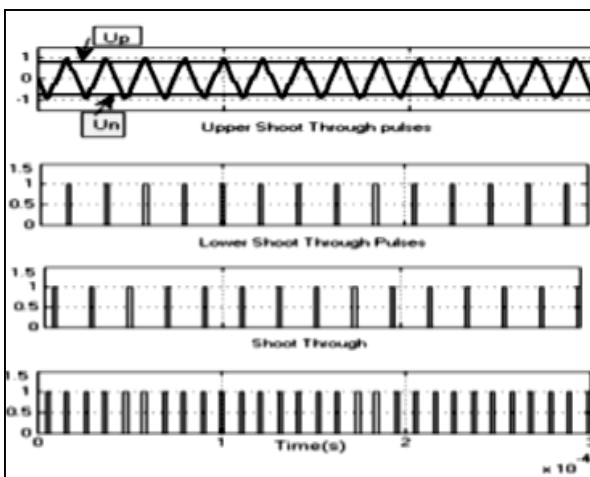
III.2.2.1 commande d'élévation simple (Simple Boost Control SBC)

Cette méthode est une combinaison entre la méthode MLI sinusoïdale traditionnelle et la commande en ajoutant deux lignes droites horizontales comme signaux de référence supplémentaires Figure 3.c, l'une est positive V_p et l'autre est négative V_n , leurs valeurs prennent respectivement la valeur maximale et minimale du signal sinusoïdal de référence.

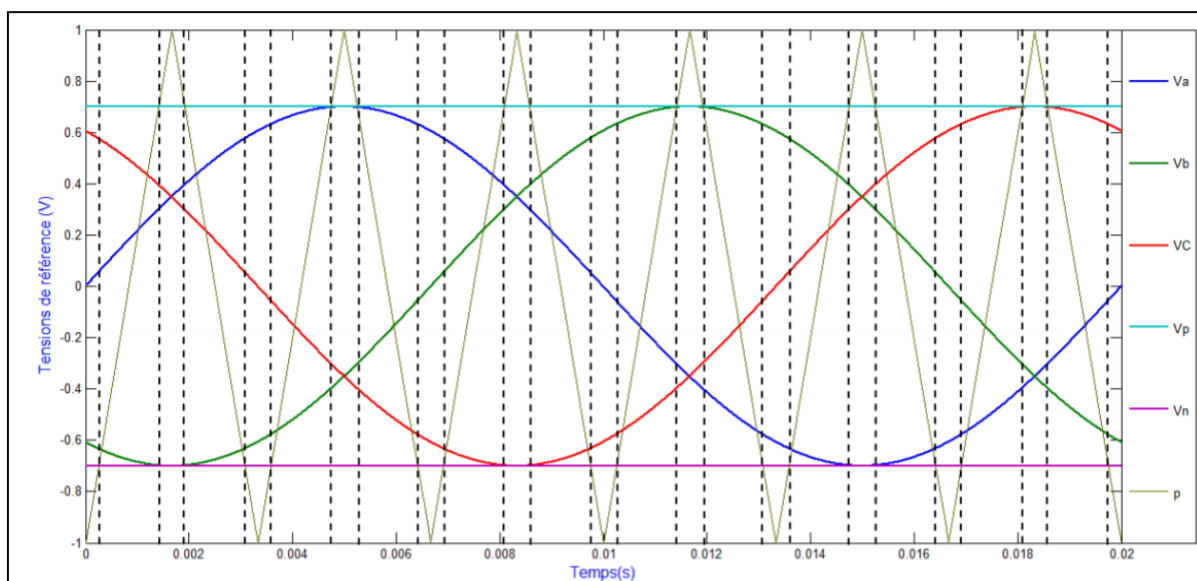
Cette modification permet de produire la durée de l'état du court-circuit.



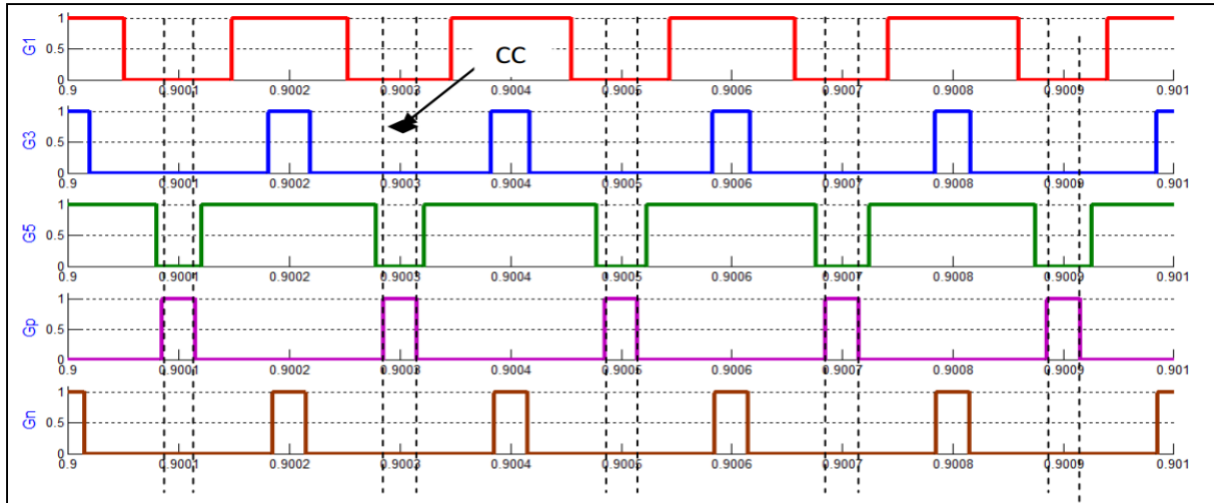
a) MLI sinusoïdale traditionnelle



b) la commande en ajoutant deux lignes droites horizontales [1]



c) Le résultat de la combinaison



d) Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (SBC)

Figure III.3. Les signaux de référence de la stratégie SBC

Alors le rapport des amplitudes (M) et le rapport cyclique (D) sont interdépendants l'un de l'autre. La relation entre ces deux paramètres est exprimée par l'équation (III-1). On peut voir à partir de l'équation que le rapport cyclique (D) de l'état du court-circuit diminue avec l'augmentation du taux de modulation M .

$$D = 1 - M \quad \text{III - 1}$$

Démonstration :

Les équations de deux lignes droites d'une porteuse triangulaire symétriques sont :

$$\begin{cases} d_1 = \frac{4}{T}t - 1 \\ d_2 = 1 - \frac{4}{T}(t - \frac{T}{2}) \end{cases} \quad \text{III - 2}$$

t_1 représente l'instant de l'intersection entre la ligne droite négative ($V_{n=} - V_{ref}$) et la ligne d_1 .

Comme on prend $V_p=1$ on peut écrire :

$$\frac{4}{T}t_1 - 1 = -M = \frac{4T_0}{T} - 1 = \frac{T_0}{T} - 1 = D - 1 \quad \text{III - 3}$$

$$\Rightarrow D = 1 - M$$

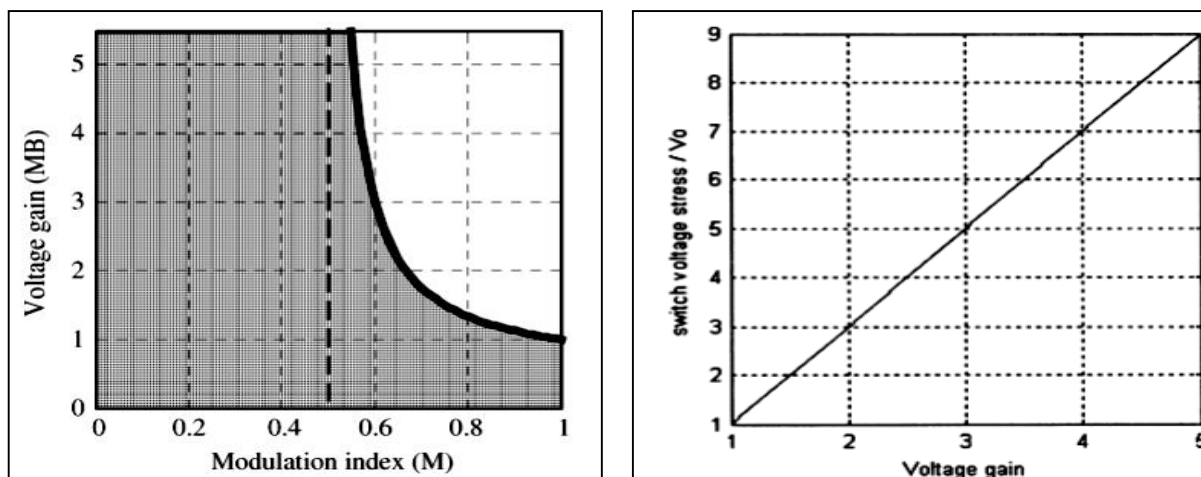
Basé sur l'équation II - 11, le gain de tension du variateur de Z source peut être écrit comme suivant :

$$G = \frac{M}{2M - 1} \quad \text{III - 4}$$

Afin de produire une tension de sortie nécessitant un gain de tension élevé, un petit indice de modulation doit être utilisé (figure III.4.a).

Aussi, La tension de sortie V_{dc} sous une méthode de modulation de simple boost peut être calculée par :

$$V_{dc} = BV_g = (2G - 1)V_g \quad \text{III - 5}$$



a) Allures de la caractéristique G/M

b) Allures de la caractéristique B/G

Figure III.4. Les caractéristiques G/M et B/G de la stratégie SBC

La tension traversée les commutateurs V_{dc} par rapport au gain de tension est tracée dans la figure III.4.b. En utilisant cette méthode (SBC), la contrainte de la tension V_{dc} est assez élevée, ce qui limitera le gain de tension obtenue en raison de limitation de la tension nominale des appareils.

A cet effet, il est nécessaire lors du dimensionnement de l'onduleur, de prendre en considération la tension maximale à appliquer aux bornes des interrupteurs.

Résultat de simulation :

Pour faire la simulation, il faut passer par le dimensionnement des paramètres :

Tableau III.1. Dimensionnement des paramètres du Z source

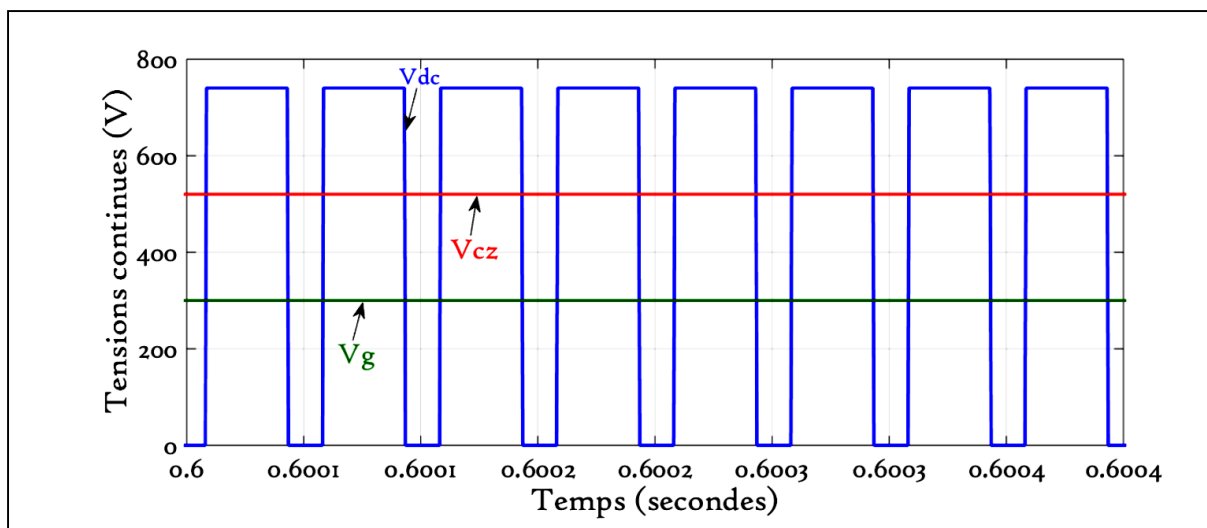
V_g	M	f_c	L_z	r_{lz}	C_z
300 Volt	0.7	10KHz	10mH	1 Ω	4.7mF
L_f	r_{lf}	C_f	R_{ch1}	R_{ch2}	R_{ch3}
10mH	3 Ω	30 μ F	200 Ω	200 Ω	200 Ω

En utilisant les relations analytiques précédentes III – 1, III – 4 et III – 5, on trouve que :

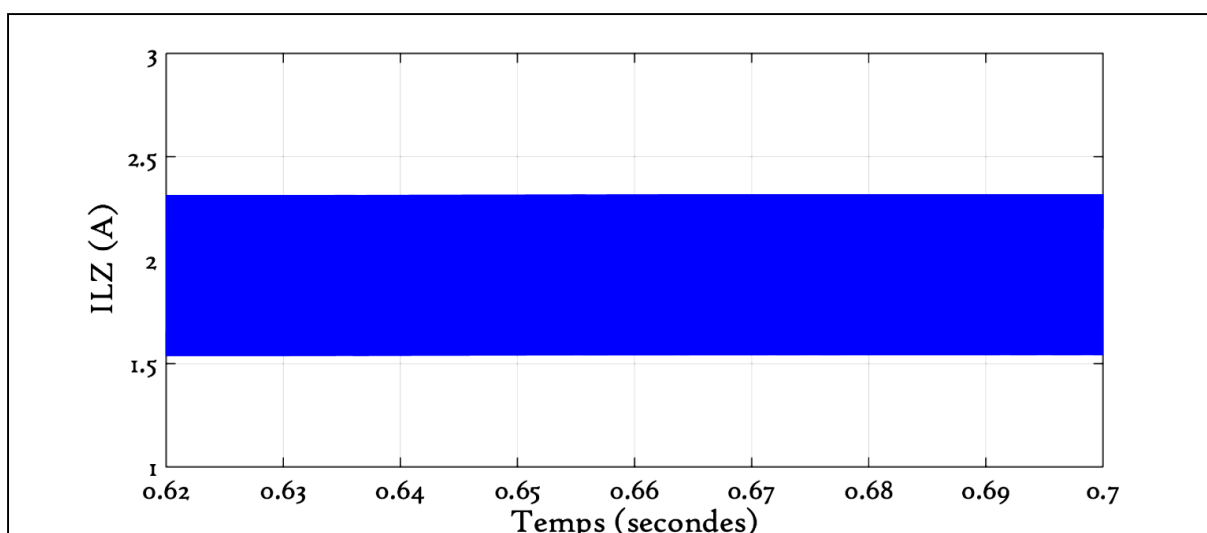
$$D_0 = 0.3 ; \quad G = 1.75 ; \quad B = 2.5$$

En remplaçant ces résultats dans les relations II – 8, II – 9 et II – 41 , on trouve :

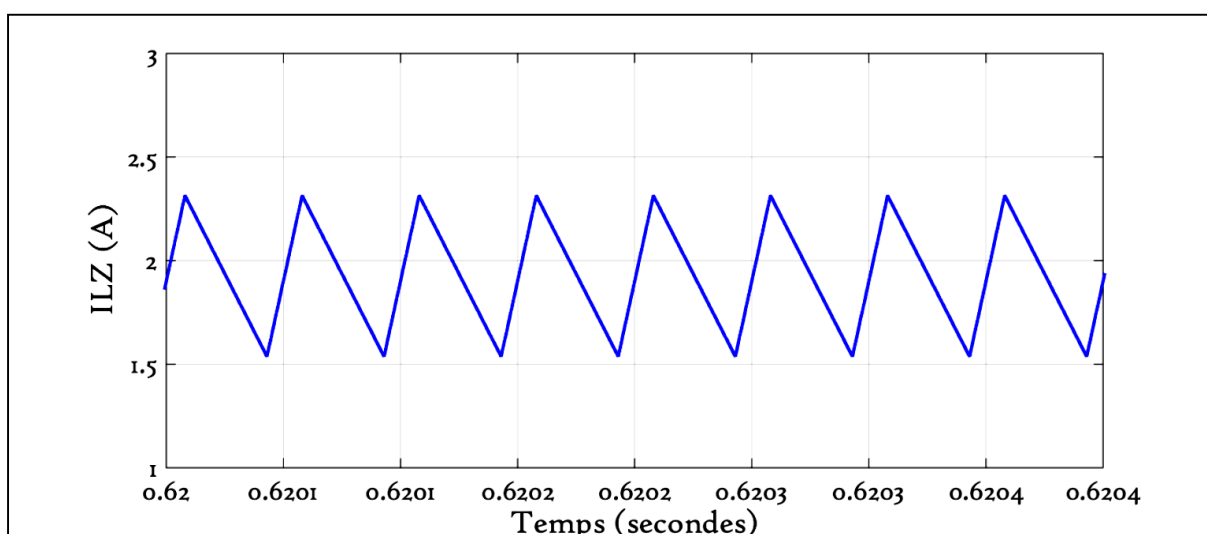
$$V_{Cz} = 525 ; \quad V_{dc} = 750 ; \quad V_{an_{max}} = 262.5$$



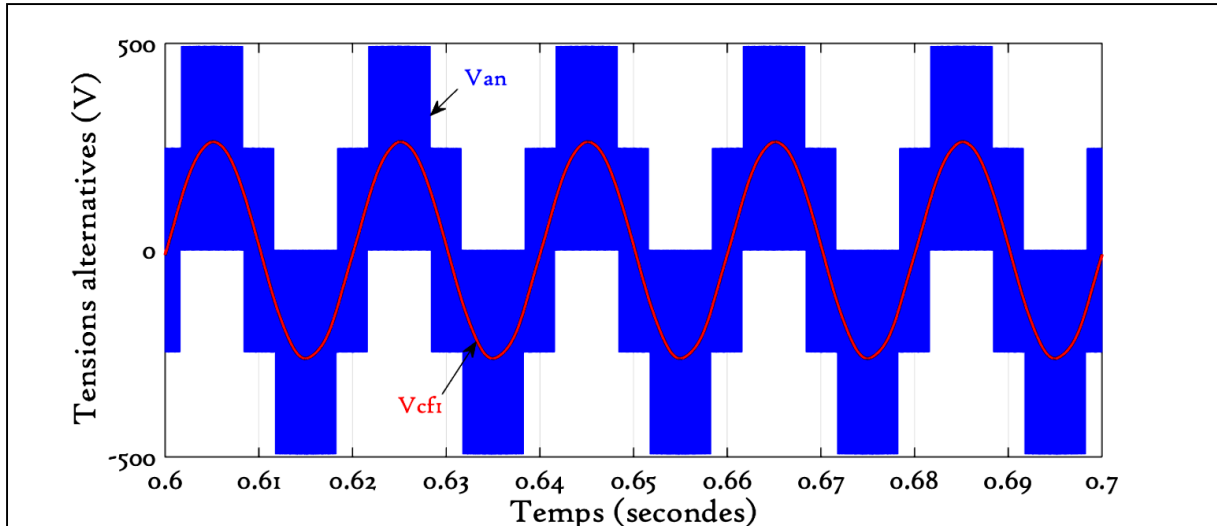
a) Allures des tensions V_{dc} , V_{Cz} et V_g



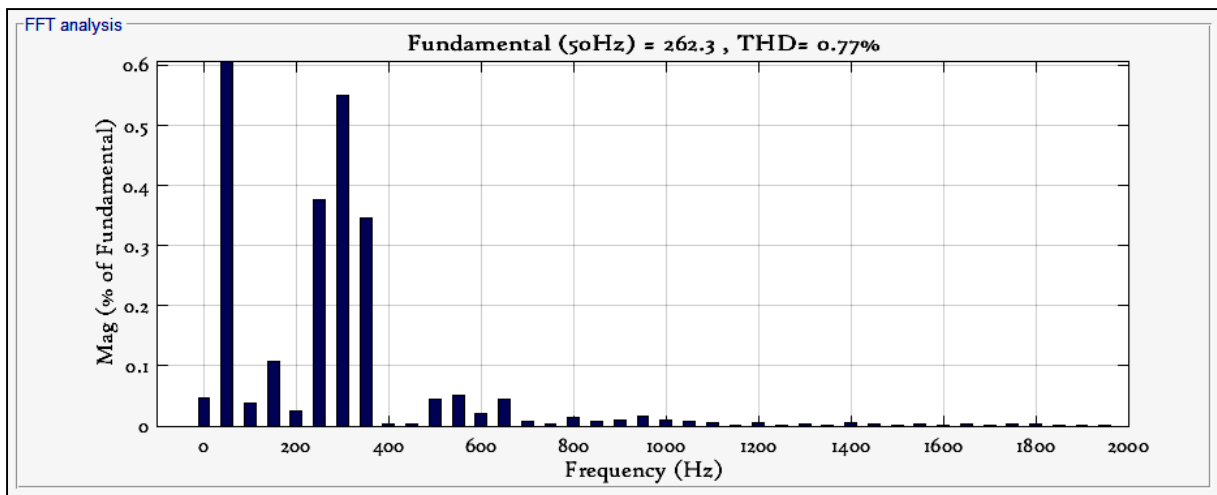
b) Allure du courant I_{Lz}



c) Allure du courant I_{Lz} (Zoom)



d) Allures des tensions simples V_{an} et V_{cf1}



e) L'analyse spectrale de la tension v_{cf1}

Figure III.5. Résultats de simulation de la stratégie de commande SBC

A partir des Figures III-5 a et b, on remarque que la durée de l'état du court-circuit pendant une période de commutation, est segmentée en trois parties ($dT/4$, $dT/2$ et $dT/4$) et ce, en raison de l'utilisation d'une porteuse modulante symétrique. La tension V_{dc} et le courant I_{Lz} ont la même période et elle est égale 20KHz qui représente le double de la fréquence de la porteuse ($f_m=10KHz$).

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

$$\begin{cases} \hat{V}_{dc} = 740 V \\ V_{Cz} = 520 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 2.467 \\ D = 0.297 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} i_{Lzmin} = 1.54A \\ i_{Lzmax} = 2.32A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{anmax} = 493V \\ V_{cfmax} = 262.3V \end{cases} \Rightarrow G = 1,748$$

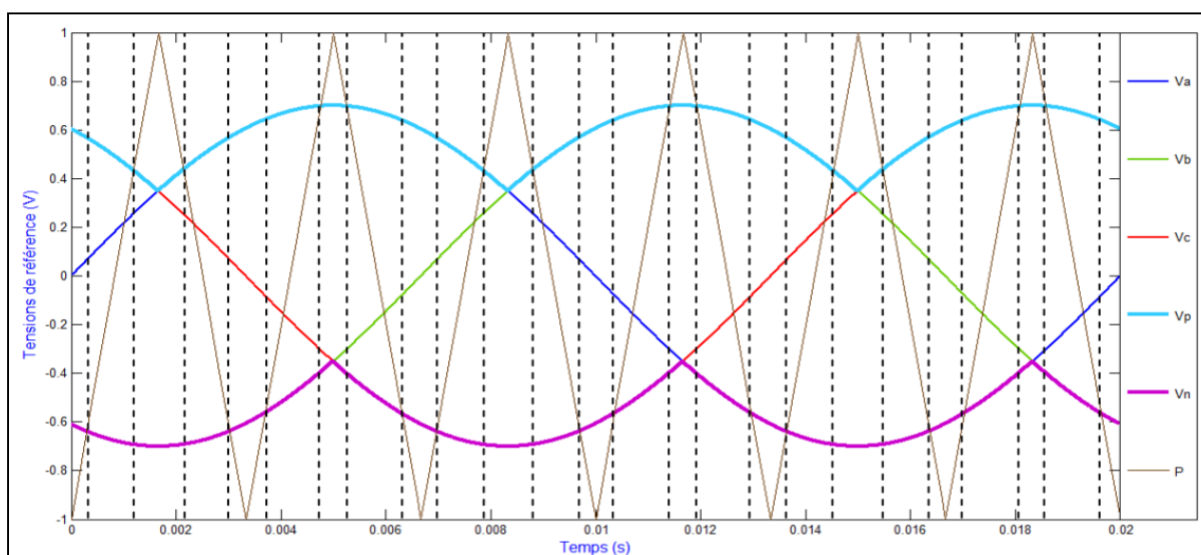
On constate que ces valeurs s'approchent des celles du calcul analytique et les petites différences sont principalement, dues aux pertes joules dans les deux inductances L_z . On note aussi, que le taux d'ondulation du courant traversant l'inductance, a une valeur tolérée. S'agissant du taux d'ondulation de la tension V_{Cz} , ceci est très faible. Ces dernières caractéristiques présentent les avantages majeurs de cette stratégie.

III.2.2.2. Commande d'élévation maximale (Maximum Boost Control MBC)

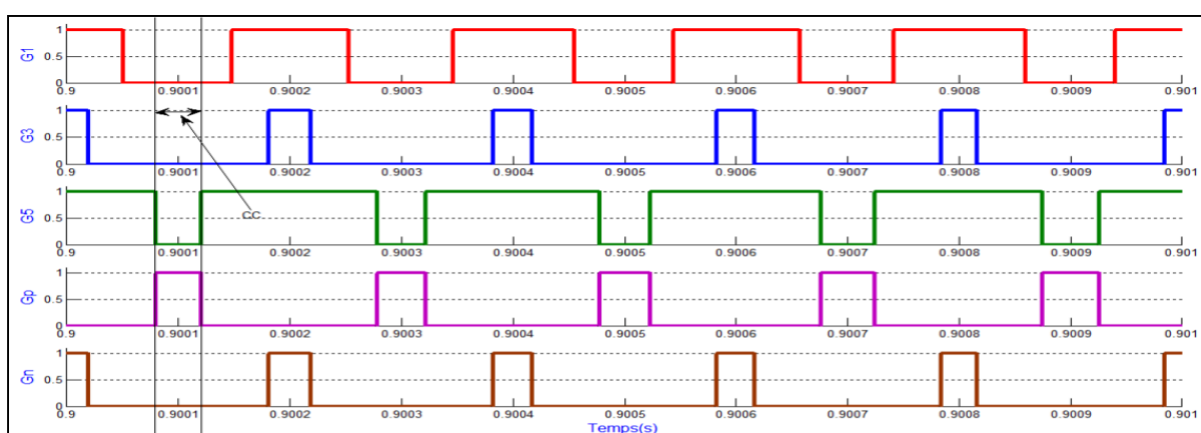
Cette technique, présentée dans [11] permet de remplacer tous les états zéros de l'onduleur par des états de court-circuit selon le schéma de la figure III.6. Ainsi, elle évite l'étape de calcul des six tensions de référence pour les six interrupteurs. L'avantage de cette méthode réside dans le fait que les états zéros de l'onduleur sont utilisés à l'optimum, afin d'obtenir des gains totaux G très importants avec des valeurs acceptables du taux de modulation M [6].

Cette stratégie est similaire à la précédente, néanmoins les deux signaux de références supplémentaires (positif et négatif) sont obtenus par une comparaison de trois signaux sinusoïdaux de référence pour trouver le max et le min de ces signaux [11], [12].

L'insertion de l'état du court-circuit est générée lorsque la porteuse est supérieure ou inférieure respectivement aux max et min des trois signaux de références.



a) Les signaux de commande de la stratégie Maximum Boost (MBC)



b) Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MBC)

Figure III.6. La commande maximum boost

L'état du shoot Through se répète périodiquement chaque $(\pi/3)$. Supposons que la fréquence de commutation soit beaucoup plus élevée que la fréquence de modulation, l'état de court-circuit sur un cycle de commutation dans l'intervalle $(\pi/6, \pi/2)$ peut s'exprimer comme [11] :

$$d(\theta) = \frac{T_0(\theta)}{T} = \frac{2 - (M \sin\theta - M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} \quad \text{III - 6}$$

Après la simplification, on peut déduire :

$$\begin{cases} d_{min} \left(\theta = \frac{\pi}{3} \right) = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \\ d_{max} \left(\theta = \frac{\pi}{6} \right) = 1 - \frac{3}{4} M \end{cases} \quad \text{III - 7}$$

Le rapport cyclique d dans cette stratégie est toujours maximal par rapport à la stratégie SBC et ce, quelle que soit la valeur de r , ainsi qu'il est variable dans chaque période de commutation [6], [11], [13], ce qui engendre des ondulations très importantes du courant traversant l'inductance L_z . La valeur moyenne du d , peut être calculée par l'intégrale suivante :

$$\bar{d} = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2 - (M \sin - \theta - M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} d\theta = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad \text{III - 8}$$

Et aussi, on peut déduire :

$$B = \frac{1}{1 - 2\bar{d}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad \text{III - 9}$$

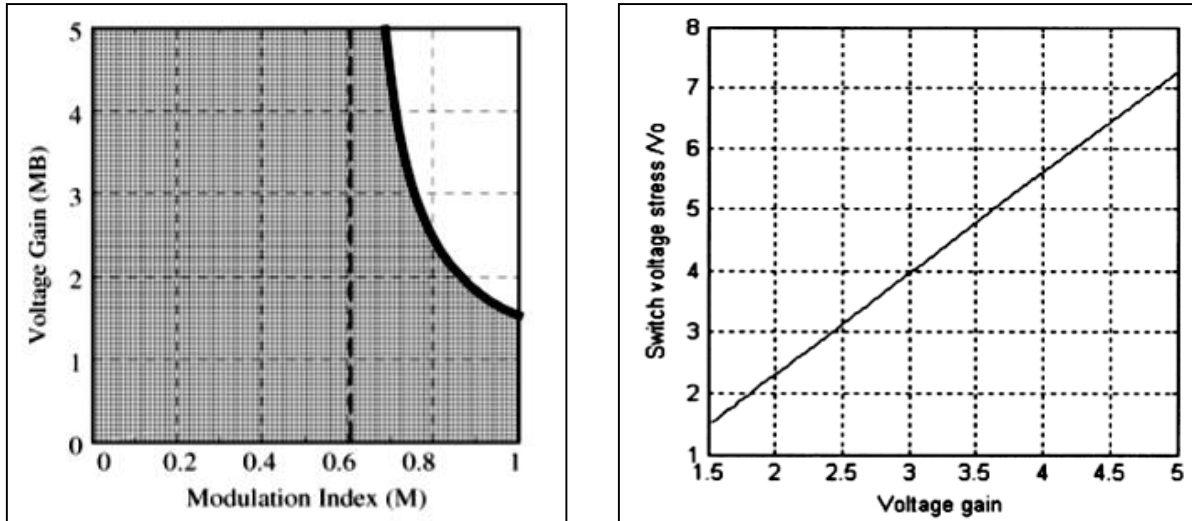
En sachant que $G=MB$, alors :

$$G = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \text{ et } B = \frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi G} \quad \text{III - 10}$$

La variation du gain total G par rapport le taux de modulation M est montré par la courbe dans la figure III.7a, La zone ombrée de la figure est la région d'opération possible. Comme la figure III.7a le montre, la tension de sortie augmente lorsque M diminue. Quand elle approche de $\pi/3\sqrt{3}$, la tension augmente à l'infini.

Par rapport à la Figure III.4a, la région d'opération possible de cette méthode de contrôle est beaucoup plus large. D'autre part, pour tout gain de tension donné, on peut utiliser un indice de modulation plus élevé, ce qui signifie une tension de tension plus faible sur les commutateurs.

La tension résulte par rapport au gain total G est représentée sur la Figure III.7b. En comparant avec la méthode de contrôle simple, illustrée à la Figure III.4b, la contrainte de tension dans la méthode de commande proposée est beaucoup plus faible, ce qui signifie que pour les dispositifs donnés, l'onduleur peut être utilisé pour obtenir un gain de tension plus élevé. Ce point présente un avantage majeur de la présente stratégie.



a) Allures de la caractéristique G/M

b) Allures de la caractéristique B/G

Figure III.7. Les caractéristiques G/M et B/G de la stratégie MBC

D'autre part, cette stratégie répond aux majorités des exigences d'un fonctionnement fiable du convertisseur, à l'exception d'un fonctionnement avec des fréquences réduites du signal de sortie, qui induit des ondulations très importantes du courant de l'inductance. A cet effet, il est nécessaire lors du dimensionnement de l'onduleur, d'utiliser des grosses inductances, ce qui augmente le volume et le coût du convertisseur.

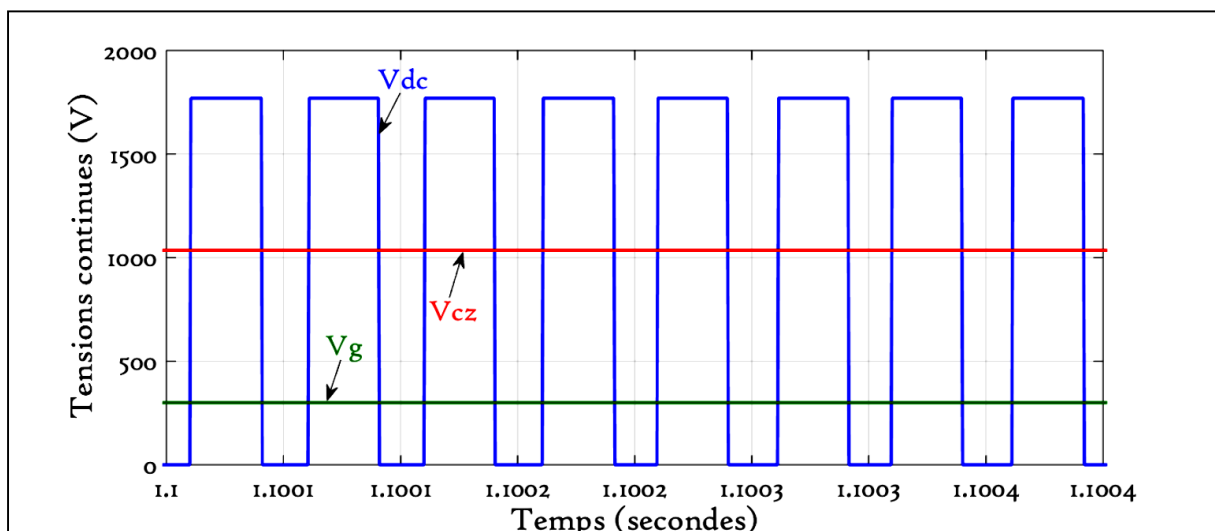
Cette méthode peut être mise en application alternativement en injectant la troisième harmonique, ce qui donne les mêmes résultats avec la méthode proposée en figure III.9.

Résultat de simulation :

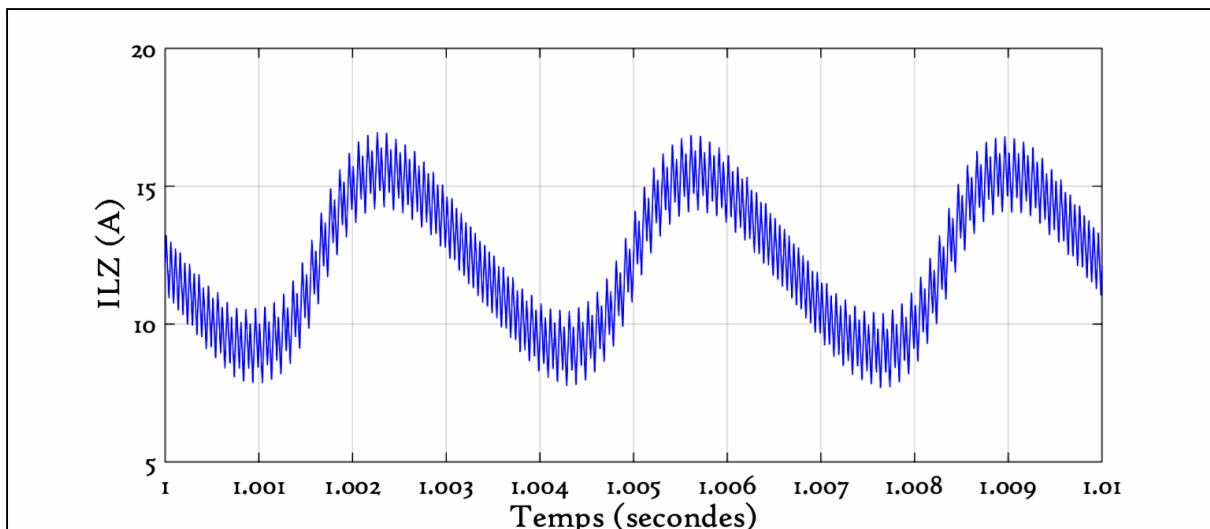
$$d = 0.42 ; \quad B = 6.34 ; \quad G = 4.4$$

Et

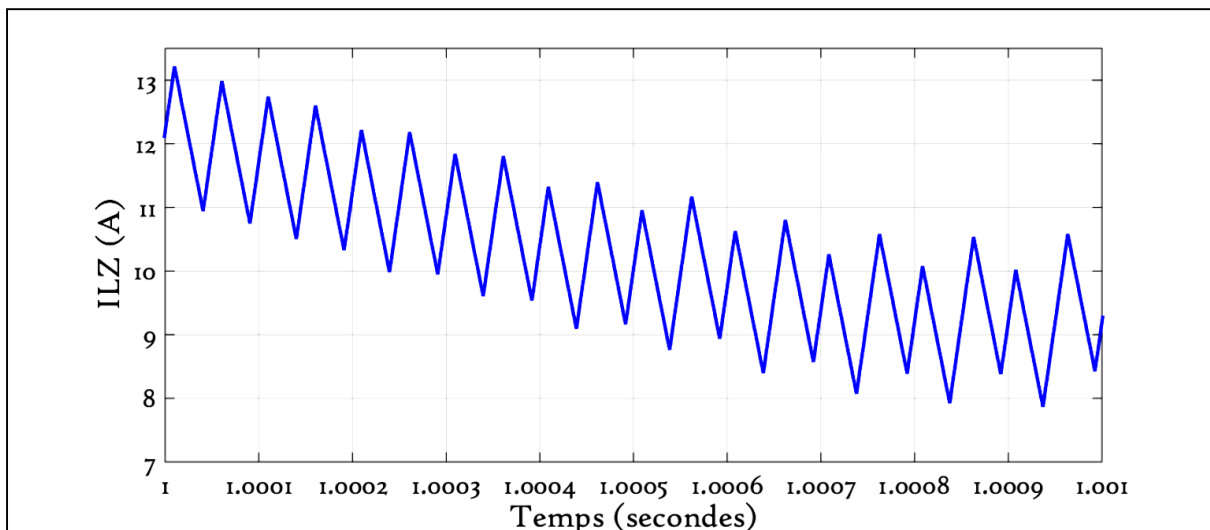
$$V_{Cz} = 1101V ; \quad V_{dc} = 1902V ; \quad V_{an_{max}} = 665.4V$$



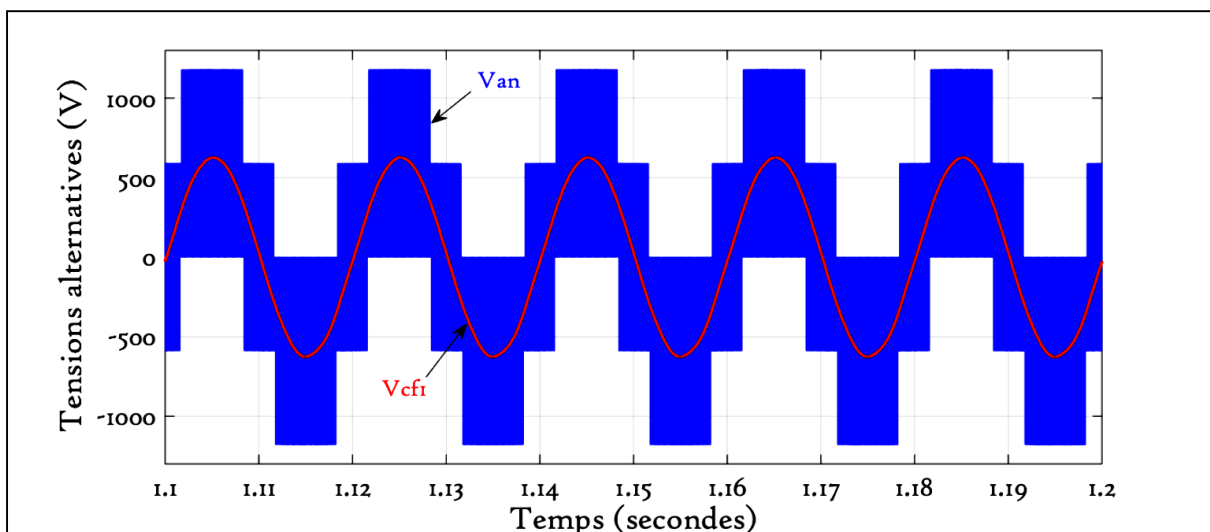
a) Allures des tensions V_{dc} , V_{Cz} et V_g



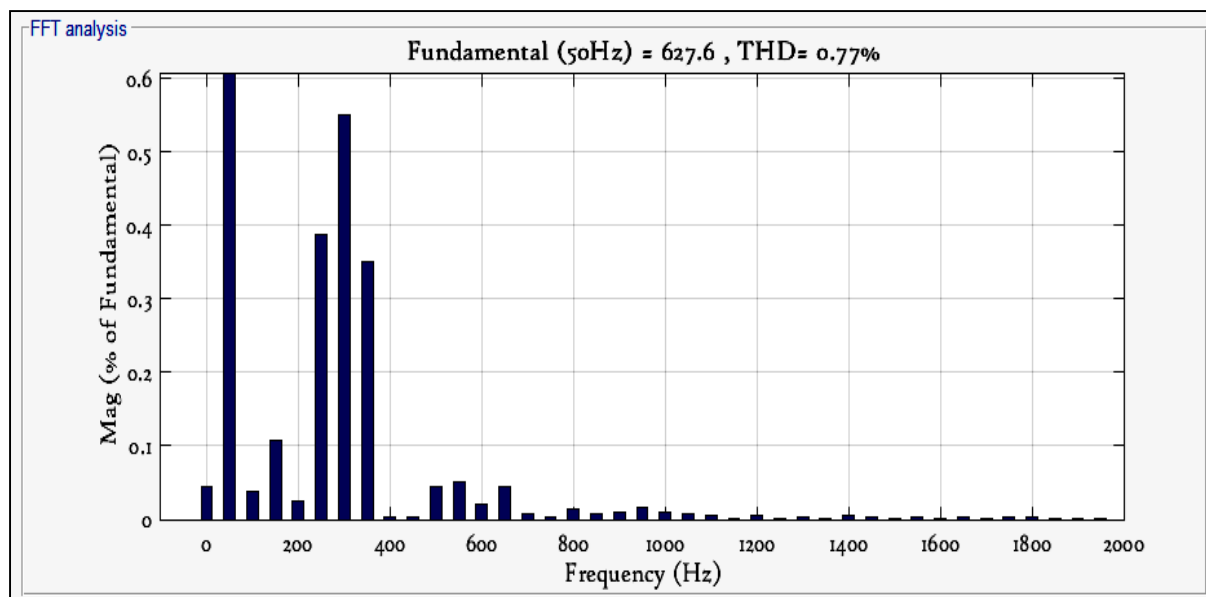
b) Allure du courant I_{Lz}



c) Allure du courant I_{Lz} (zoom)



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



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

Figure III.8. Résultats de simulation de la stratégie de commande MBC

Le rapport cyclique de Shoot-Through est variable dans cette méthode, ce qui cause des fluctuations de courant d'inductances. Ceci exige des valeurs des inductances élevées pour des applications de basse fréquence ou de variable-fréquence. (Figure III.8 a et b)

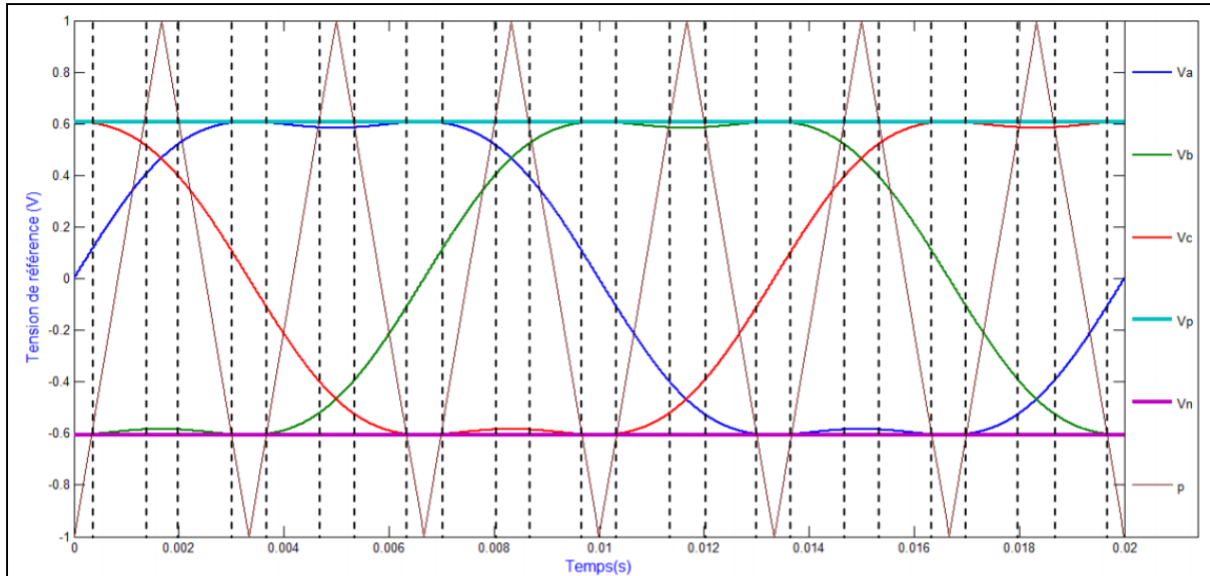
Les valeurs essentielles des différentes grandeurs, obtenues dans cette simulation sont :

$$\begin{cases} \hat{V}_{dc} = 1771 V \\ V_{cz} = 1036 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 5,903 \\ D_0 = 0,415 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} i_{Lzmin} = 7,57A \\ i_{Lzmax} = 16,87A \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{anmax} = 1181V \\ V_{cfmax} = 627,6V \end{cases} \Rightarrow G = 4$$

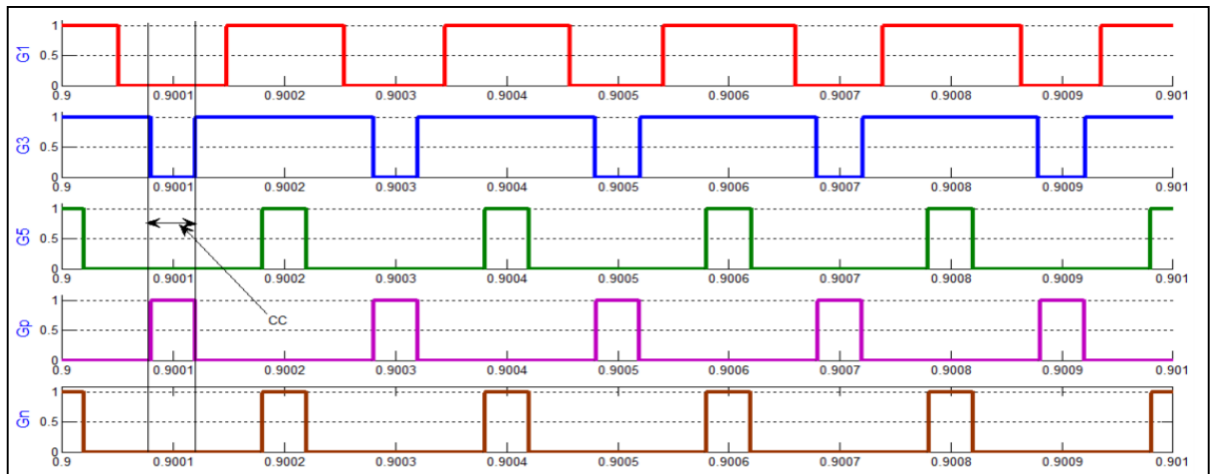
On comparaisant ces valeurs avec celles du calcul analytique, on trouve une grande différence qui est due au courant élevé traversant l'inductance L_z ce qui engendre des chutes de tensions importantes dans les deux inductances.

III.2.2.3 Commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC)

Une méthode permettant de surmonter le dernier problème existe dans la littérature et connue sous le nom de Maximum Constant Boost Control [15]. Elle permet d'ajouter des court circuits de durées égales pendant les états zéros en injectant une composante de troisième harmonique dans les références de tension v_a^* , v_b^* et v_c^* .



a) Les signaux de commande de la stratégie Maximum Constant Boost (MCBC)



b) Les commandes générées par les cinq tensions de référence et la porteuse (MCBC)

Figure III.9. La commande de Maximum Constant Boost Control MCBC

Cette stratégie de commande est développée dans le but de remédier aux contraintes des deux stratégies précédentes et ce, par la conservation du rapport cyclique de l'état du court-circuit constant, tout en gardant le gain G très important avec des valeurs acceptables du M . elle s'articule sur l'insertion de l'harmonique trois de la tension de référence.

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

$$h_3(t) = a \sin(3\omega t) \quad \text{III - 11}$$

On prend

$$a = \frac{M}{6}$$

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

$$V'_a(t) = v_a(t) + h_3(t) = M \sin(\omega t) + \frac{M}{6} \sin(3\omega t)$$

Ce signal a une amplitude maximale de $\frac{\sqrt{3}}{2}M$, ce qui nous permet de déduire que les deux lignes droites ont les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}}{2}M \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2}M \end{cases} \quad \text{III - 12}$$

Le calcul du B peut être effectué en utilisant la même procédure du calcul de la stratégie SBC, et on déduit :

$$d = \frac{T_0}{T} = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad \text{III - 13}$$

Le remplacement de la dernière expression du rapport cyclique d dans les relations II – 10 et II – 11, nous donne les expressions du facteur d'amplification B :

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad \text{III - 14}$$

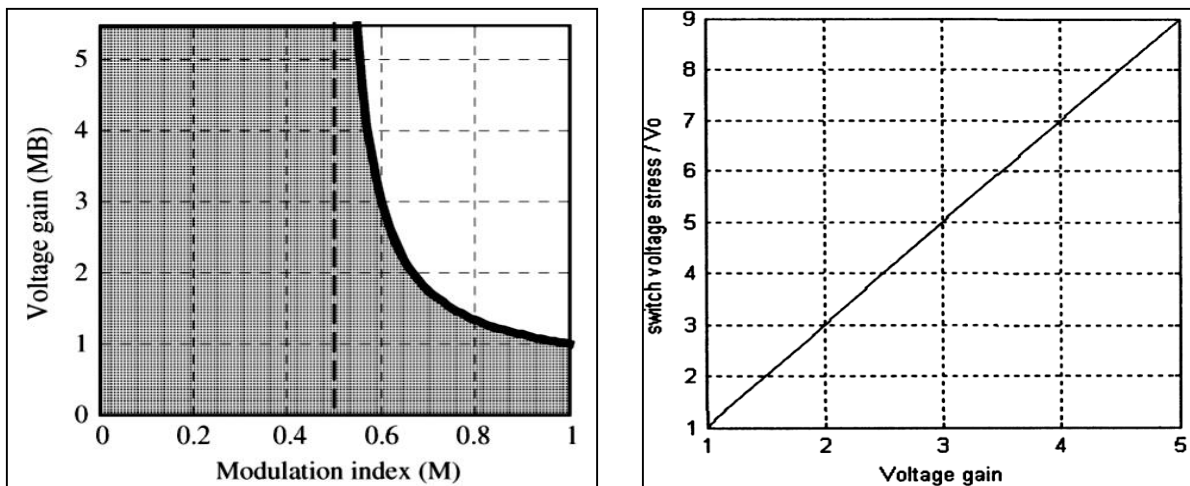
Et du gain total G de l'onduleur en fonction du taux de modulation M :

$$G = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad \text{III - 15}$$

Donc, on peut écrire le facteur B en fonction du gain G par la relation :

$$B = \sqrt{3}G - 1 \quad \text{III - 16}$$

La figure III.10, a et b, représente respectivement la variation du gain total G en fonction de l'indice de réglage M et la variation du facteur d'amplification B en fonction de G. Cette dernière relation est l'image de la tension appliquée aux interrupteurs bloqués.



a) Allures de la caractéristique G/M

b) Allures de la caractéristique B/G

Figure III.10. Les caractéristiques G/M et B/G de la stratégie MCBC

D'après la figure III-10a, le gain tend vers l'infini pour des valeurs de M inférieures à 0.5774, ce qui induit une diminution de la zone de fonctionnement par rapport à la stratégie précédente.

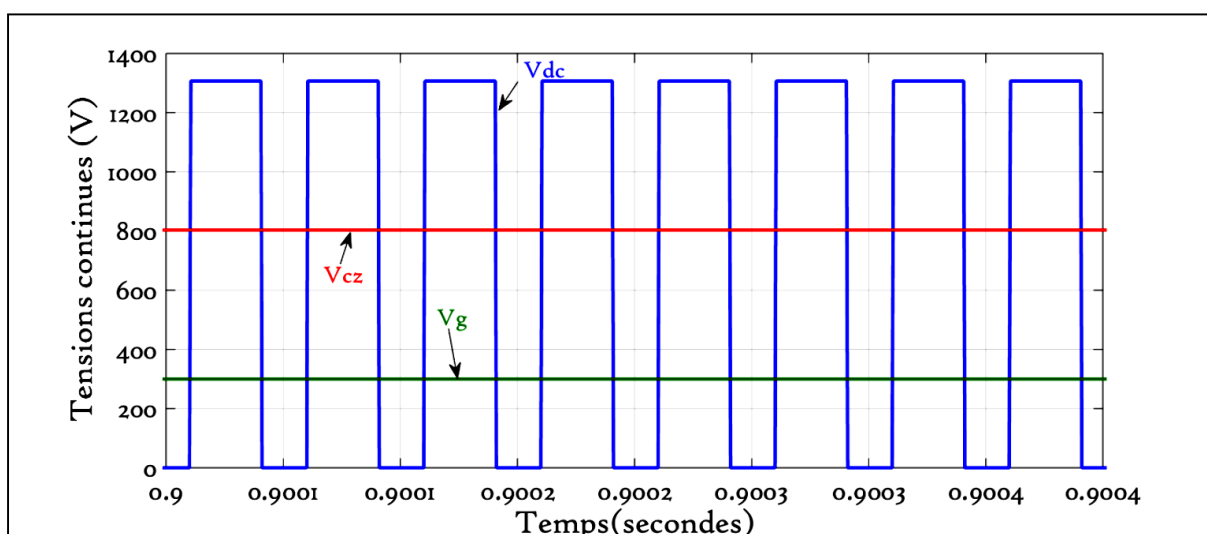
La courbe de variation de la tension aux bornes des interrupteurs bloqués pendant les états actifs, en fonction de la variation du gain total de l'onduleur G , montre que ces tensions sont légèrement supérieures à celles de la stratégie MBC et elles sont plus faibles que celles de la stratégie SBC.

Résultat de simulation :

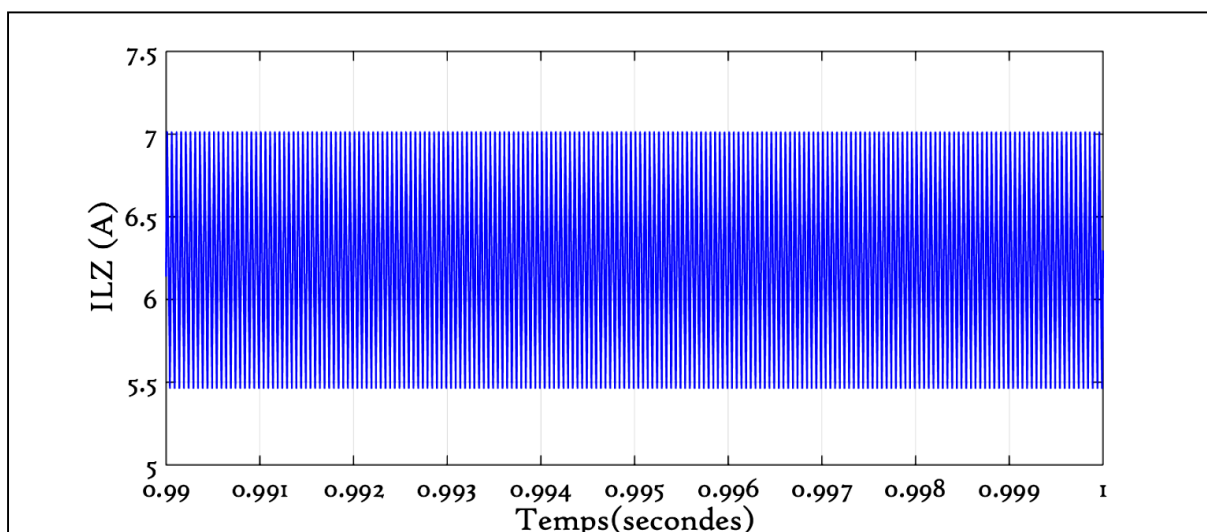
$$d = 0,39 ; \quad B = 4,71 ; \quad G = 3,295$$

Et

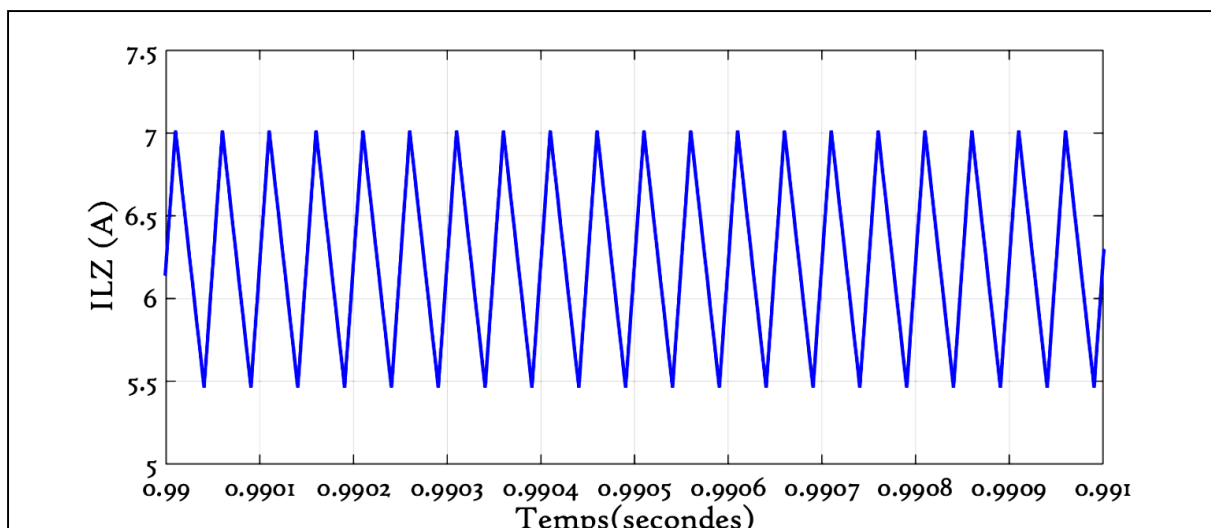
$$V_{Cz} = 861V ; \quad V_{dc} = 1412,19V ; \quad V_{an_{max}} = 494,26V$$



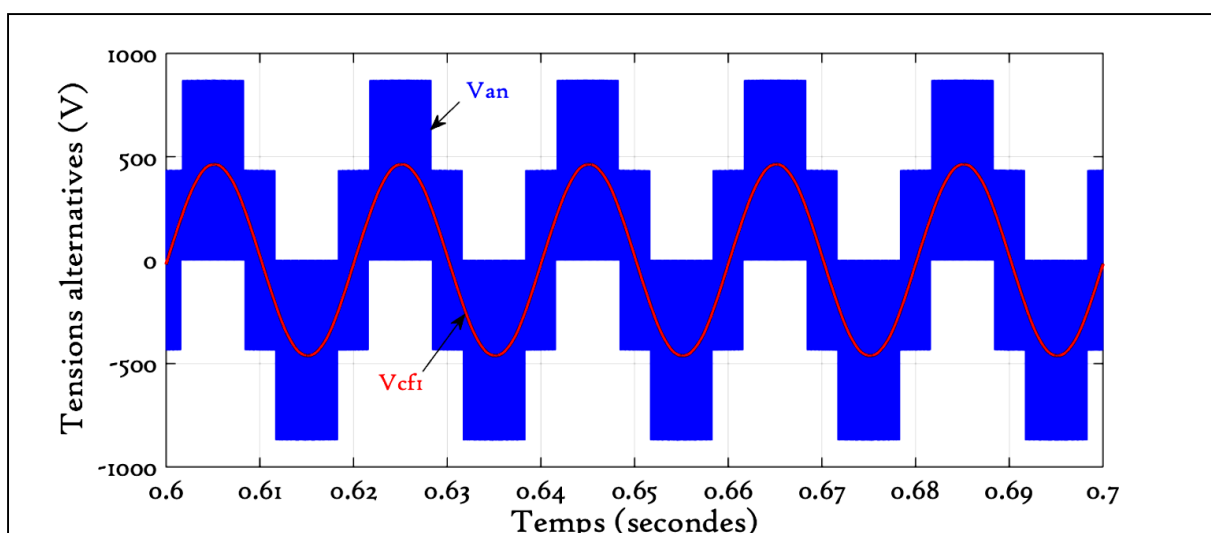
a) Allures des tensions V_{dc} , V_{Cz} et V_g



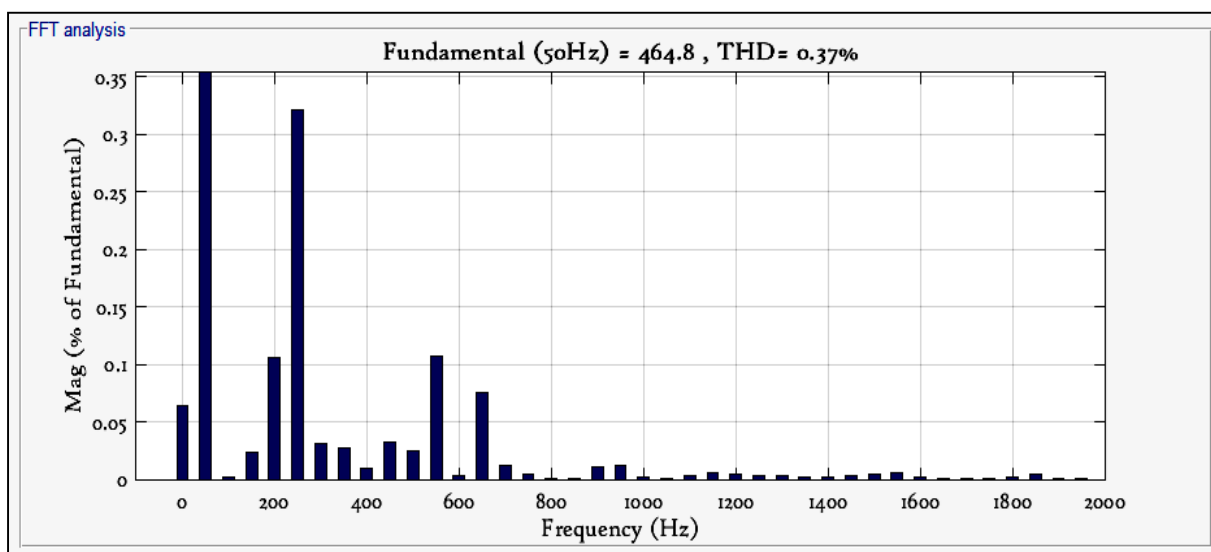
b) Allure du courant I_{Lz}



c) Allure du courant IL_z (Zoom)



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



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

Figure III.11. Résultats de simulation de la stratégie de commande MCBC

Dans cette méthode on constate que le rapport cyclique de Shoot-Through est constant (figure III.11 a). Aussi on remarque que les fréquences de la tension V_{dc} et du courant I_{Lz} sont égaux et égales le double de la fréquence de la porteuse.

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

$$\begin{cases} \hat{V}_{dc} = 1307 V \\ V_{cz} = 803,5 V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B = 4,4 \\ D_0 = 0,39 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} i_{Lzmin} = 5,49 A \\ i_{Lzmax} = 7,01 A \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{anmax} = 870,5 V \\ V_{cfmax} = 464,8 V \end{cases} \Rightarrow G = 3,1$$

Il en découle de cette méthode que les fluctuations des courants de l'inductance sont minimales. Ainsi La tension V_{cfmax} présente une valeur importante que celle de la stratégie SBC.

Ces constatations affirment que cette stratégie rassemble les avantages des deux stratégies précédentes.

III.2.3. Etude de la variation du THD suivants les différentes stratégies

Un onduleur idéal devrait fournir une tension alternative sinusoïdale. Cependant, les onduleurs réels produisent une onde de tension non-sinusoïdale et contient donc un certain nombre d'harmoniques.

Pour les applications à faible et à moyenne puissance, une tension alternative à onde carrée ou à onde quasi-carrée est acceptable, cependant pour les puissances élevées la forme de l'onde de tension doit être sinusoïdale de faible distorsion. Grâce à la disponibilité de nouveaux composants à semi-conducteurs rapides et de forte puissance, il est possible de minimiser ou de réduire les harmoniques que contient l'onde de tension [10].

II.2.3.1 Définition du THD

Le THD (Total Harmonic Distorsion) le taux de distorsion ou encore appelé distorsion harmonique totale, est défini comme étant le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale. Il peut s'appliquer soit au courant ou à la tension. Il permet la quantification des harmoniques présents dans le signal en un point donné. Il peut dépasser les 100% dans le cas où la contribution des harmoniques est supérieurs à celle du fondamentale.

En l'absence d'harmoniques, le THD est nul cela signifie que plus on se rapproche de cette valeur plus le signale se rapproche d'une sinusoïde parfaite. Dans la pratique un THD inférieure à 10-15% constitue une bonne référence [34].

II.2.3.2 Variation du THD en fonction de taux de modulation

Afin d'effectuer une comparaison entre les trois stratégies, il est important de fixer une certaine valeur du rapport cyclique de court-circuit « d_0 », et varier la valeur de l'indice de réglage (taux de modulation) « M » tout en respectant les valeurs limites (selon les caractéristiques trouvées précédemment). Toutefois, la « MBC » ne permet pas de faire cette étude vue qu'elle est caractérisée par un transfert total des états de repos. Les résultats sont représentés dans les tableaux suivants :

Tableau III.2. Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie SBC

M	Tension simple de fondamentale(V)	THD(%)
0.65	322.9	0.32
0.75	227.2	0.85
0.85	192.6	3.17
0.95	171.4	5.53
1	164.9	6.73

Tableau III.3. Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MBC

M	Tension simple de fondamentale(V)	THD(%)
0.65	849.2	0.33
0.75	454.6	0.47
0.85	315.7	1.61
0.95	256	4.38
1	238.3	5.87

Tableau III.4. Variation de THD et la tension du fondamentale pour la stratégie MCBC

M	Tension simple de fondamentale(V)	THD
0.65	639	0.36
0.75	370.8	0.41
0.85	276.5	0.68
0.95	218.5	1.11
1	207.4	1.72

On peut traduis ces résultats par les courbes suivantes :

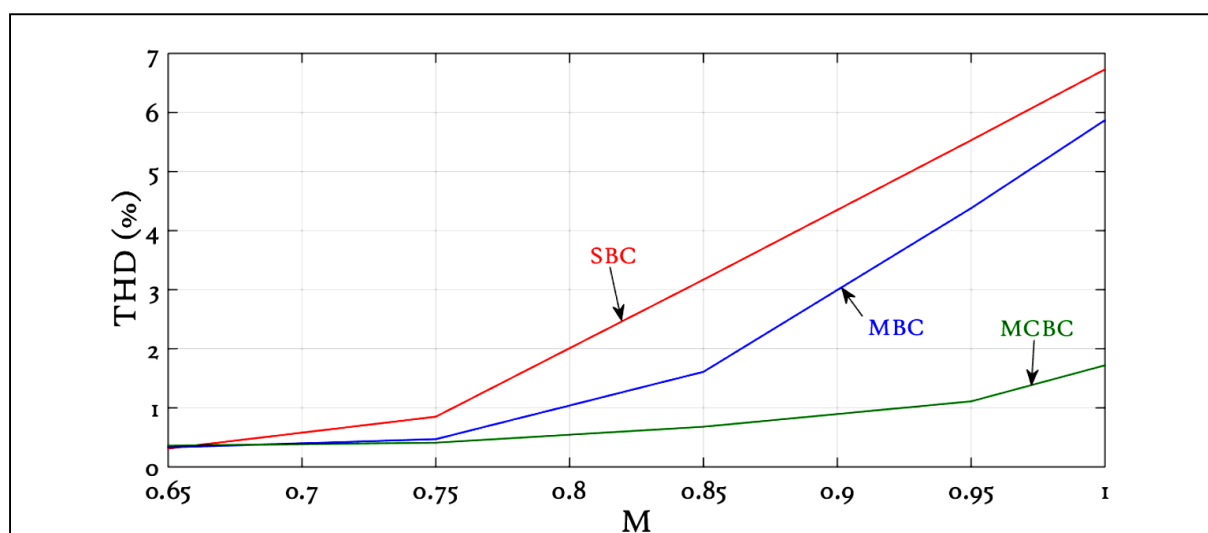


Figure III.12. Variation du THD en fonction du taux le modulation M

D'après la figure III.12, on remarque bien que la variation du THD en fonction du taux de modulation est presque la même pour les trois stratégies (augmente). Ainsi cette étude confirme l'efficacité de la troisième stratégie sinusoïdale (MCBC).

III.2.4 La commande à MLI vectorielle (SVM)

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

MLI vectorielle d'un onduleur triphasé conventionnel avec l'insertion de l'état du court-circuit nécessaire à l'adaptation (élévation) de la tension continue sans affecter les durées des vecteurs actifs.

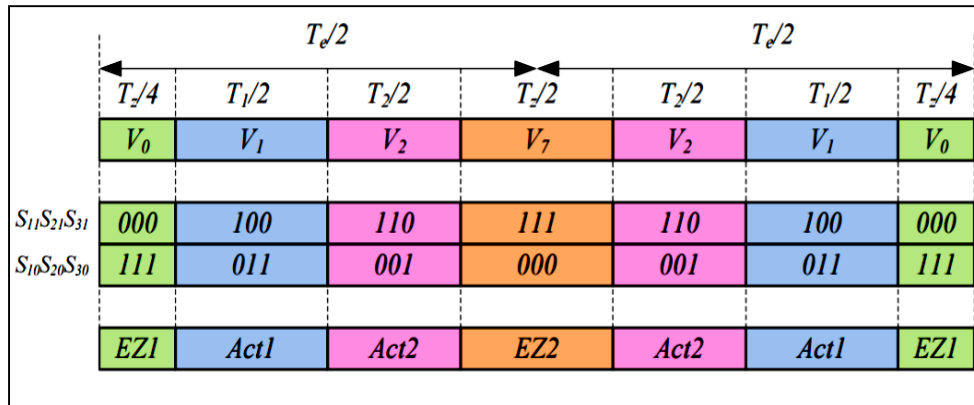
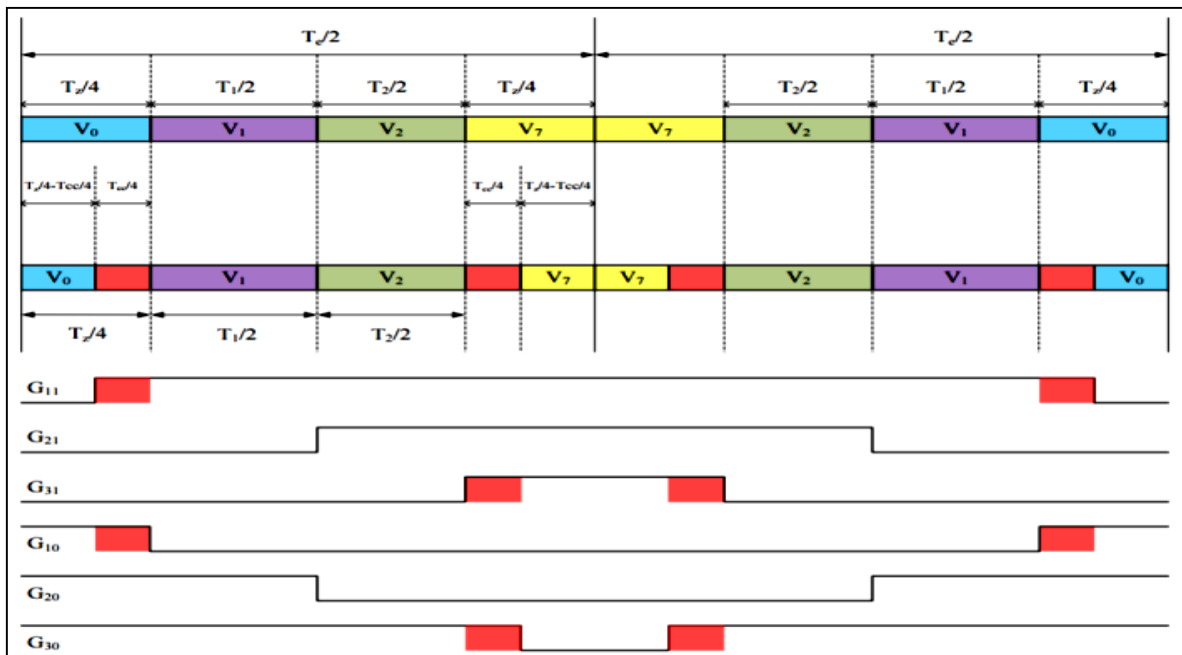
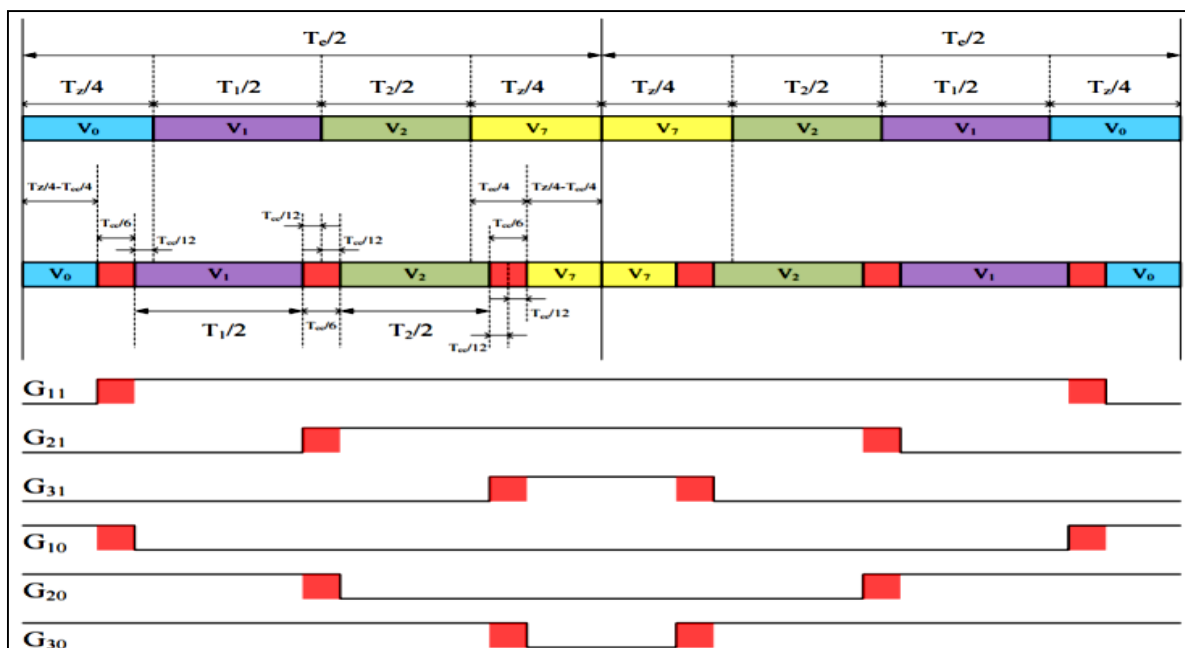


Figure III.13. Séquence d'une SVM symétrique pour le premier secteur

Selon la répartition de la durée du court-circuit dans une séquence de la SVM symétrique schématisée dans la Figure III-13, on distingue deux stratégies de celle-ci, adoptées pour l'onduleur z-source. La première stratégie s'appuie sur l'insertion de quatre court-circuits dans les durées des états zéros, tandis que la deuxième stratégie est établie par l'addition de six court-circuits [2], [25].



a) La stratégie SVM à quatre court-circuits



b) La stratégie SVM à six court-circuits

Figure III.14. La commande à MLI vectorielle (SVM) modifiée [7]

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

Tableau III.5. Les séquences de la SVM symétrique à six court-circuits

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

III.2.4.1 Algorithme de la SVM d'un onduleur Z source

L'algorithme de la MLI vectorielle pour un onduleur z-source, est structuré sous la forme suivante [2] :

1. La représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnel (α, β) ;
2. La détermination du vecteur de tension V_{ref} dans le repère (α, β) :

Les trois tensions de sortie (tensions de référence) peuvent être représentées par un vecteur équivalent V_{ref} et ce, en effectuant la transformation de Concordia

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} \quad \text{III - 17}$$

$p = 2/3$: si l'on désire conserve la norme X qui pour un moteur serons le courant, les tensions et les flux.

$p = \sqrt{2/3}$: si on veut conserve dans la transformation la norme de la puissance.

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

$$\sin \theta_i(k) = \frac{V_{réf\beta}(k)}{[(V_{réf\alpha}(k))^2 + (V_{réf\beta}(k))^2]}; \quad \cos \theta_i(k) = \frac{V_{réf\alpha}(k)}{[(V_{réf\alpha}(k))^2 + (V_{réf\beta}(k))^2]} \quad \text{III - 18}$$

4. La détermination des durées d'utilisation des vecteurs actifs ;
5. La détermination de la durée d'utilisation des vecteurs nuls ;
6. La détermination de la durée de l'état du court-circuit ;
7. L'élaboration des séquences des vecteurs (actifs, zéro et court-circuit).

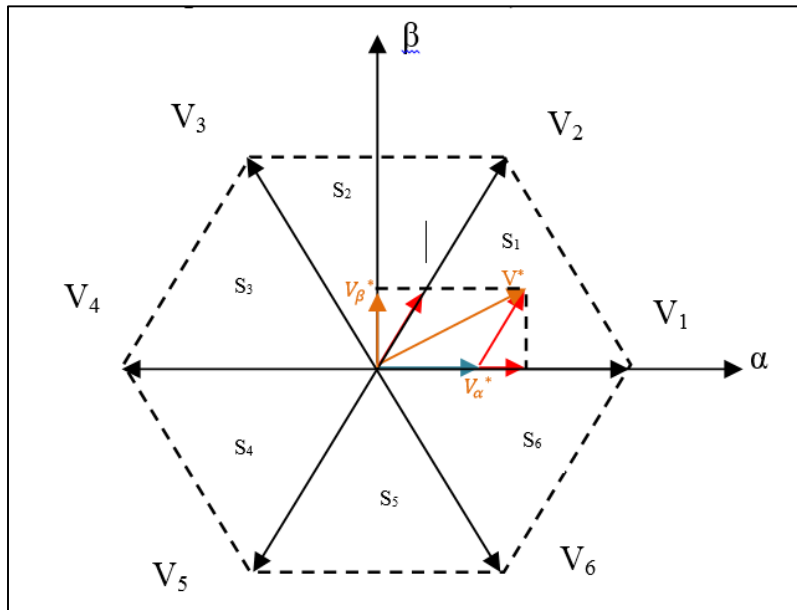


Figure III.15. Diagramme des tensions de référence de l'onduleur dans le repère (α, β)

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

$$T_c V_{réf} = T_1 V_1 + T_2 V_2 + 0,5 T_z V_{z7} + 0,5 T_z V_{z8} \quad \text{III - 19}$$

Tel que :

$$T_c = T_1 + T_2 + T_z$$

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

$$\begin{cases} T_1(\theta) = T_c m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_2(\theta) = T_c m \sin(\theta) \\ T_z(\theta) = T_c [1 - m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)] \end{cases} \quad \text{III - 20}$$

Dans ces expressions, on trouve un paramètre important, nommé la profondeur de modulation, notée m . Elle est définie comme suit [6] :

$$m = \frac{\sqrt{3}V_{max}}{V_{dc}} \quad \text{III - 21}$$

A partir de III - 21 et III - 22, T_z/T_c est lié à la valeur de la tension V_{dc} qu'elle-même est dépendante du rapport cyclique d via la relation I-8 déjà établie. Ainsi, pour pouvoir élever la tension de source V_g à un niveau supérieur, il faut que la durée des états zéros puisse accueillir la durée de court-circuit dT_c souhaitée pour ce niveau d'élévation. La valeur minimale de T_z/T_c est donnée par la relation suivante [2], [6] :

$$(T_z(\theta) / T_c)_{min} = 1 - m \text{ pour } \theta = \frac{\pi}{6} \quad \text{III - 22}$$

Pour la SVM à quatre court-circuits et à partir de la Figure III-14a, la condition citée au-dessus est vérifiée en respectant la relation suivante :

$$(T_z/4) - (dT_c/4) \geq 0 \quad \text{III - 23}$$

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

$$d \leq \frac{T_z}{T_c} \quad \text{III - 24}$$

En exploitant la relation III-22, nous obtenons le rapport cyclique d'élévation maximal de la stratégie SVM à quatre court-circuits, qu'il est possible d'insérer pour une tension crête de la charge V_{max} :

$$d_{max} = 1 - m \quad \text{III - 25}$$

Cette dernière expression du d peut être donnée par la relation II-34 et ce, en remplaçant la profondeur de modulation m par son expression décrit par l'équation III-26 :

$$d_{max} = 1 - m = 1 - \sqrt{3} \frac{V_{max}}{V_{dc}} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \text{ tel que } M = \frac{V_{max}}{V_{dc}/2} \quad \text{III - 26}$$

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

S'agissant du rapport cyclique d de la stratégie SVM à six court-circuits, sa condition peut être déduite de la Figure III-13b:

$$(T_z/4) - \frac{3}{2}(dT_c/6) \geq 0 \Rightarrow d \leq \frac{T_z}{T_c} \quad \text{III - 27}$$

Cette condition est similaire à celle de SVM à quatre CC, et par conséquent le d_{max} a une expression identique à celle de III-26.

Le remplacement de l'expression du rapport cyclique d dans les relations II – 10 et II – 11, nous donne les expressions du facteur d'amplification B :

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad \text{III – 28}$$

Et du gain total G de l'onduleur en fonction du taux de modulation M :

$$G = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad \text{III – 29}$$

Donc, on peut écrire le facteur B en fonction du gain G par la relation :

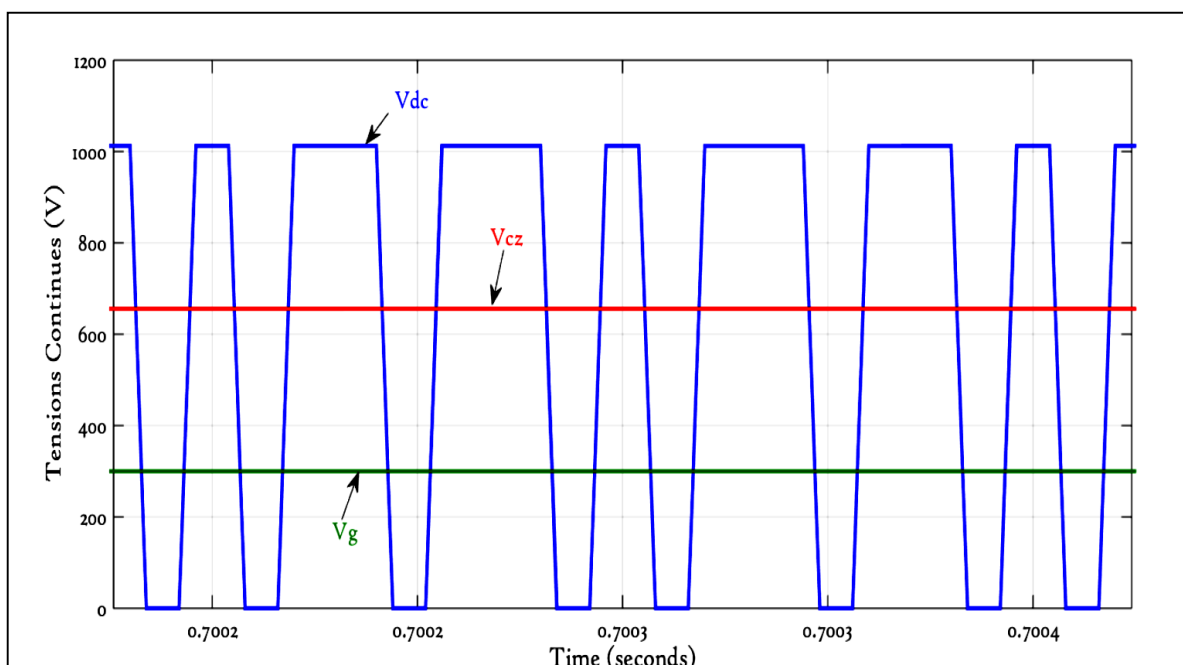
$$B = \sqrt{3}G - 1 \quad \text{III – 30}$$

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

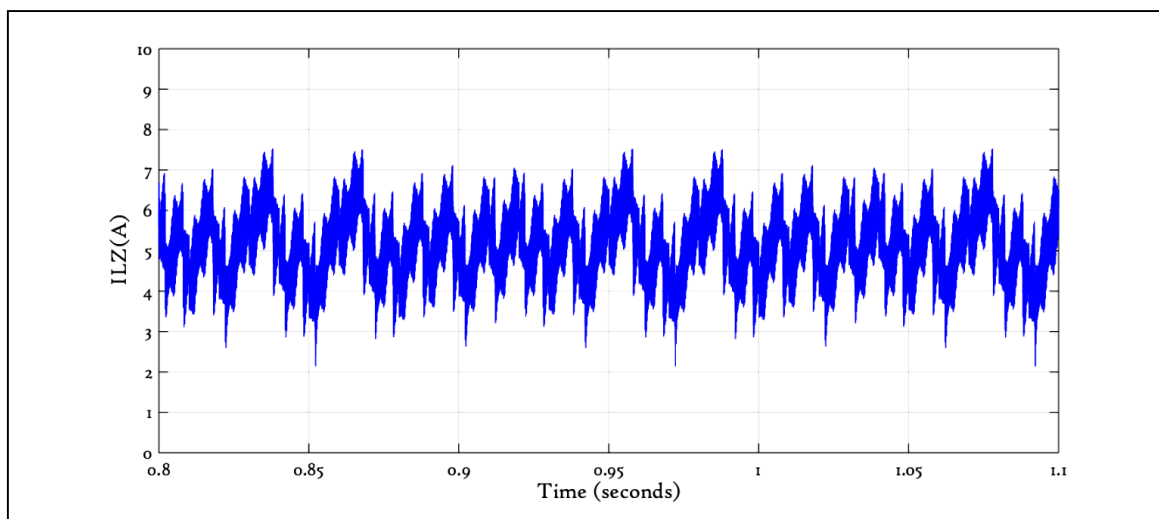
Résultat de simulation :

En utilisant la relation III – 26, On trouve que la valeur de d est égale à 0.393. L'insertion de cette valeur, peut transférer la totalité des états zéros en état du court-circuit. À cet effet, et dans le but de montrer la séquence complète d'une SVM à six court-circuit, on insert une valeur du rapport d , égale à 0.358.

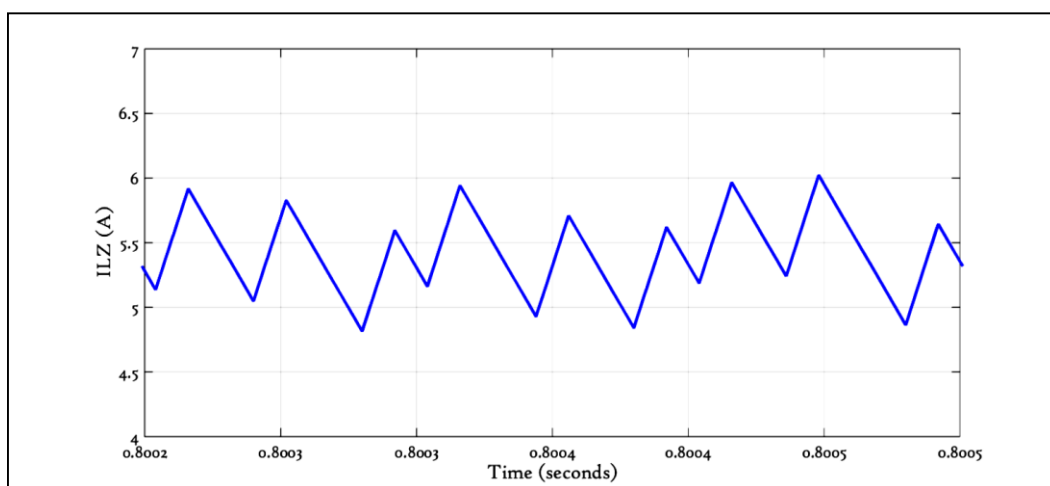
$$\begin{aligned} d &= 0.358 ; & B &= 3.52; & G &= 2.46 \\ V_{dc} &= 1056V; & V_{cz} &= 778V ; & V_{an_{max}} &= 369.6V \end{aligned}$$



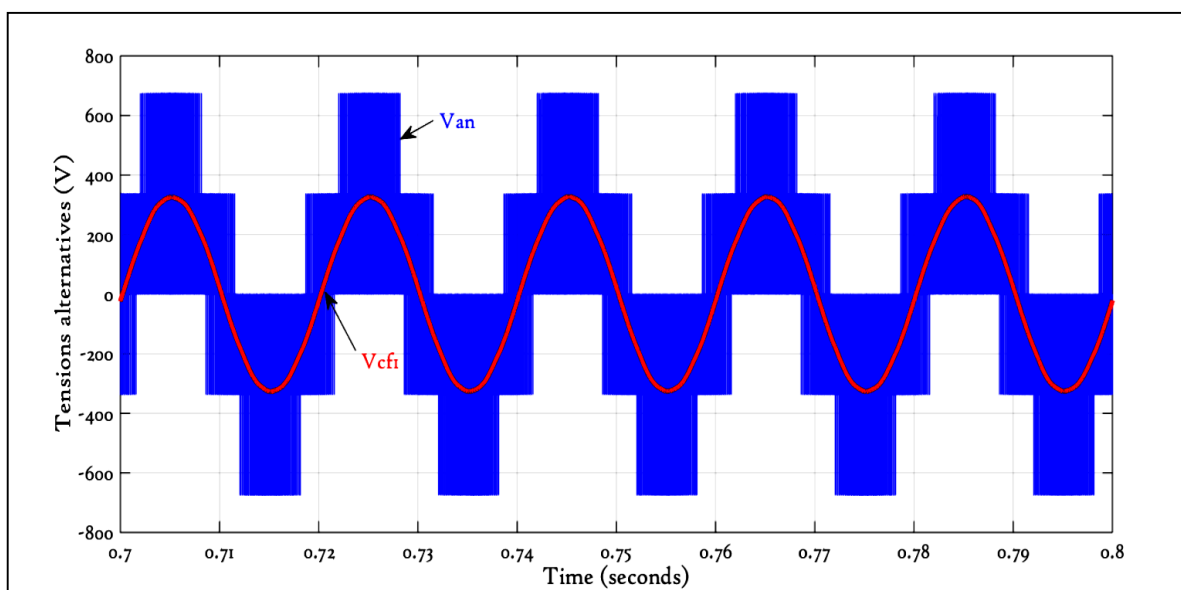
a) Allures des tensions V_{dc} , V_{cz} et V_g



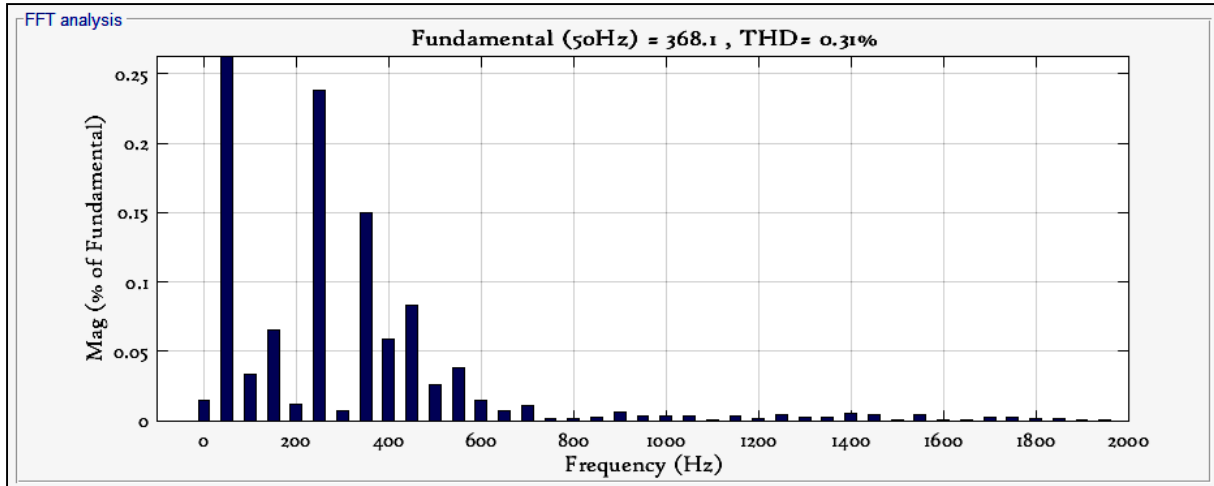
b) Allure du courant IL_z



c) Allure du courant IL_z (zoom)



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



e) L'analyse spectrale de la tension v_{cf1}

Figure III.16. Résultats de simulation de la stratégie de commande SVM

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

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

On constate que les tensions V_{dc} et V_{Cz} sont inférieures à celles de la stratégie MCBC. Ces valeurs présentent une légère différence par rapport à celles calculées analytiquement. Le courant i_{Lz} présente des ondulations tolérables et elles sont plus faibles que celles de la stratégie MBC.

III.2.5. Etude comparative des différentes stratégies de commande

Le tableau suivant illustre les différentes relations entre le rapport cyclique de l'état shoot du court-circuit, le rapport des amplitudes, le gain total de l'onduleur et la tension maximale à l'entrée de l'onduleur pour chaque stratégie de commande.

Tableau III.6. Relations analytiques des paramètres de chaque stratégie

	SBC	MBC	MCBC	SVM
d	$1 - M$	$\frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}$	$\frac{2 - \sqrt{3}M}{2}$	$\frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - m$
B	$\frac{1}{2M - 1}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1} = \frac{1}{2m - 1}$
G	$\frac{M}{2M - 1}$	$\frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1} = \frac{m}{2m - 1}$
$M(m)$	$\frac{G}{2G - 1}$	$\frac{\pi G}{3\sqrt{3}G - \pi}$	$\frac{G}{\sqrt{3}G - 1}$	$M = \frac{G}{\sqrt{3}G - 1} \text{ et } m = \frac{G}{2G - 1}$
V_{dc}	$(2G - 1)V_g$	$\frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi}V_g$	$(\sqrt{3}G - 1)V_g$	$(2G - 1)V_g$

A partir de l'étude précédente qui mène les différentes stratégies de commande d'un onduleur z-source, on peut citer les points suivants :

- La simplicité des stratégies MLI sinusoïdales, réside dans son principe qui ne nécessite pas le calcul des tensions de références pour les six interrupteurs ;
- La stratégie MBC présente le facteur d'élévation le plus élevé, ce qui induit des tensions inacceptables à commuter ;
- Les deux stratégies SBC et MCBC présentent une segmentation équitable de la durée de l'état du court-circuit, et par conséquent elles présentent le meilleur taux d'ondulation du courant traversant l'inductance du réseau d'impédance ;
- Les deux stratégies de la SVM n'augmentent pas la fréquence de commutation des interrupteurs, et par conséquent elles n'augmentent pas les pertes par commutation ;
- Les deux stratégies de la SVM, nécessitent la génération des tensions de référence pour chaque interrupteur ;
- Les stratégies MLI sinusoïdales contraignent tous les interrupteurs de l'onduleur à se fermer simultanément lors d'un court-circuit. Cela augmente alors leur fréquence de commutation, ce qui augmente les pertes par commutation ;
- La stratégie MBC présente des ondulations importantes du courant traversant l'inductance du réseau d'impédance ;
- D'après l'analyse spectrale, on peut conclure que la SVM est la stratégie la plus fiable.

L'étude comparative de différentes stratégies de commande, nous permet de déduire que les deux stratégies MCBC et SVM présentent plus d'avantages que autres stratégies. A cet effet, elles sont plus appropriées pour commander l'onduleur à structure Z source.

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons énumérés en premier lieu, les différentes stratégies de commande d'un onduleur z-source, qui sont élaborées à partir des techniques de commande MLI sinusoïdale et vectorielle, destinées aux onduleurs conventionnels à deux niveaux.

Chaque stratégie présente des avantages et des inconvénients qui conduisent à déterminer le domaine d'application approprié pour chaque stratégie.

L'étude comparative des résultats des différentes stratégies a fait ressortir que les deux stratégies MCBC et SVM sont les plus appropriées pour commander l'onduleur à structure Z source. Néanmoins, la stratégie SBC est caractérisée principalement par une simplicité remarquable, et la stratégie MBC offre un facteur d'amplification très élevé.

CHAPITRE IV

Contrôle d'un onduleur à structure Z source

CHAPITRE.IV.

CONTROLE D'UN ONDULEUR A STRUCTURE Z SOURCE

IV.1. Introduction

La structure particulière du convertisseur étudié, basée sur le rajout d'un réseau d'impédance, exige un contrôle supplémentaire de la tension v_{dc} à l'entrée de cet onduleur et ce, par l'exploitation de l'état zéro. Tandis que le contrôle des grandeurs de sortie est effectué selon la fonction de cet onduleur, en agissant sur les états actifs. La commande des interrupteurs de l'onduleur étudié est alors générée par une combinaison de ces contrôles et ce, à travers les relations reliant les grandeurs DC et AC à contrôler, ainsi que le modulateur MLI [7].

IV.2. Contrôle de la tension continue V_{dc}

Dans la commande par tension, le but est d'obtenir une tension de sortie V_{dc} égale à la tension de référence v_{ref} malgré les perturbations (V_g et i_l).

La méthode indirecte a été proposée pour éviter la complication de réglage de V_{dc} dû à sa nature pulsative qui nécessite l'ajout d'un circuit détection des pics (chapitre I). Cette méthode consiste à contrôler la tension du condensateur au lieu de V_{dc} en se basant sur la mise en œuvre de deux boucles de régulation, une boucle de régulation du courant traversant l'inductance du réseau et l'autre boucle pour réguler la tension et ce, dans le but de surmonter la contrainte de surcharge du courant de l'inductance, ainsi que d'assurer une stabilité de ces méthodes [5] [20] [7].

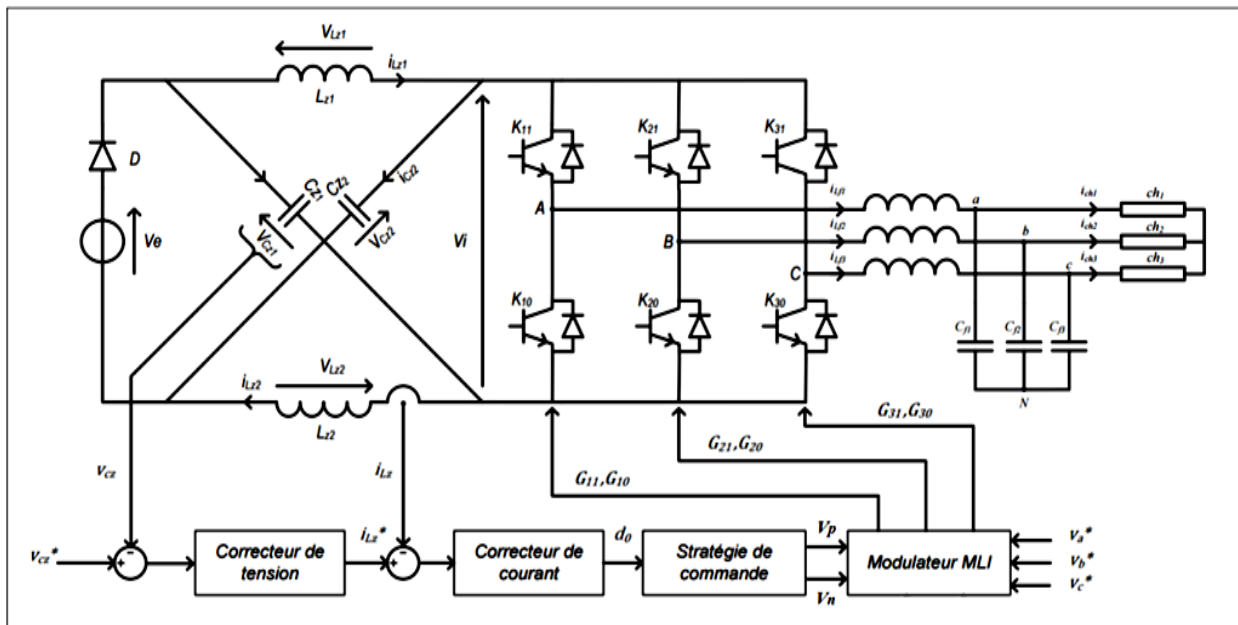


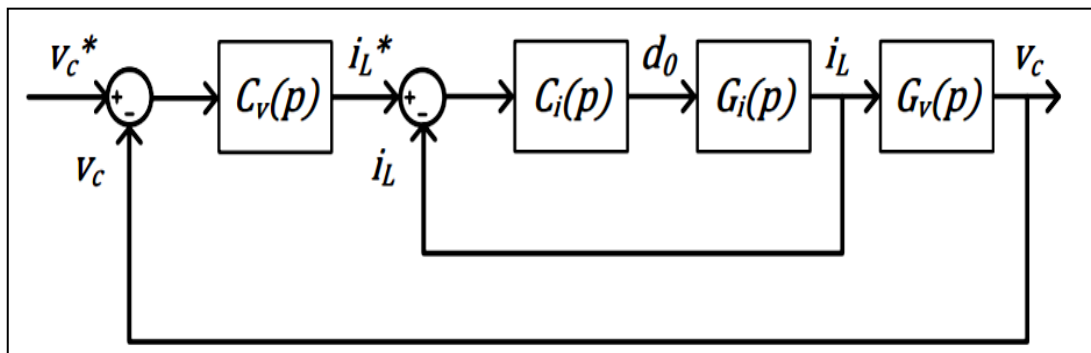
Figure IV.1. Contrôle de la tension V_{dc}

IV.2.1. Modèle du contrôle de la tension continue

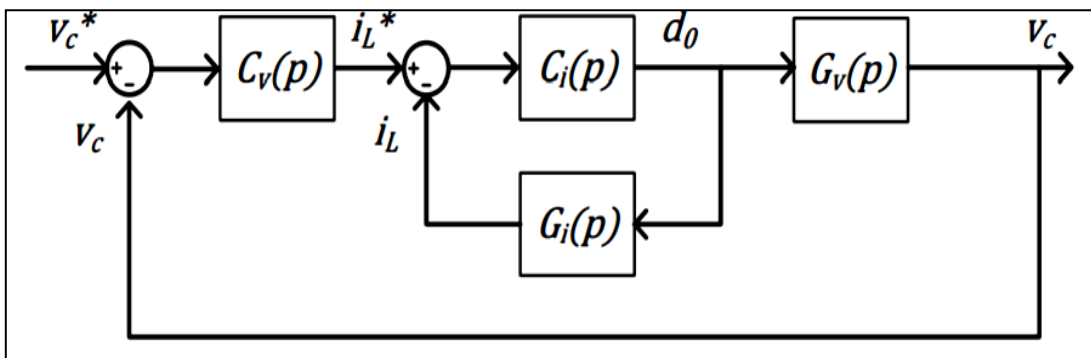
Le modèle du contrôle peut être élaboré à partir de la modélisation du convertisseur présentée dans le deuxième chapitre. Le circuit du control de la tension aux bornes du condensateur Cz, est établi par l'exploitation de la modélisation basée respectivement sur la valeur moyenne et les petits signaux.

Le control de la tension V_{Cz} et du courant i_{Lz} , est réalisé par deux boucles imbriquées. Chacune d'entre elles donne lieu à une synthèse de correcteur spécifique. Pour cela, la boucle la plus rapide est d'abord étudiée. Les fonctions $C_{v,i}(p)$ définissent les correcteurs, tandis que les fonctions $G_{v,i}(p)$ représentent le système.

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



a) Schéma du contrôle associé au modèle pseudo-moyen



b) Schéma du contrôle associé au modèle des petits signaux

Figure VI.2. Modèle du contrôle de la tension V_{dc}

En se basant sur le principe de l'inversement du modèle pseudo-moyen défini par le système d'équation II-20, on peut élaborer le schéma du circuit du contrôle indirect de la tension crête de V_{dc} . En outre, le courant I_l absorbé par l'onduleur pendant les états zéros (aucun transfert énergétique entre la source et la charge), est nul, et en s'appuyant sur l'insertion de l'état du court-circuit pendant les états zéros. De ce qui précède, on peut conclure que la moyenne du courant absorbé par l'onduleur est égale à I_l .

Avec cette hypothèse le modèle du contrôle de la tension aux bornes du condensateur Cz, est donné dans la figure suivante :

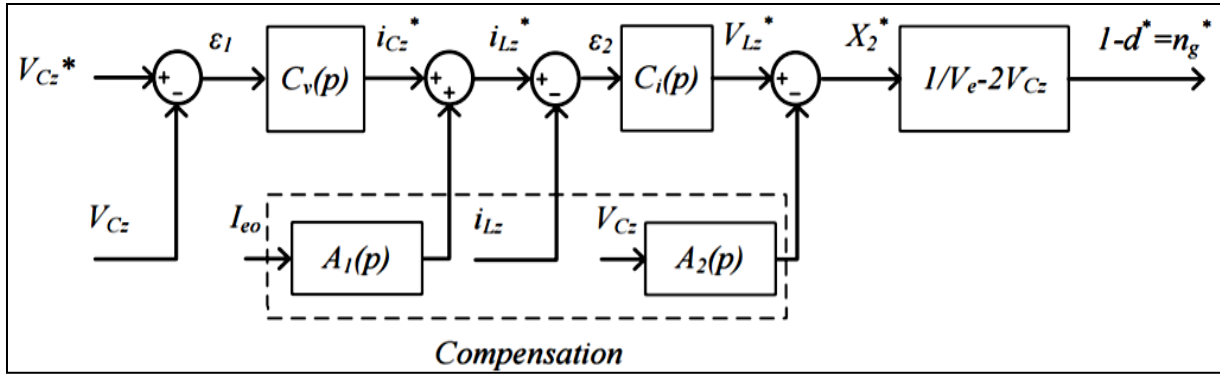


Figure VI.3. Modèle du contrôle indirect de la tension V_{dc}

Les polynômes $A1(p)$ et $A2(p)$ sont utilisés pour éliminer la présence du courant I_l et de la tension V_{Cz} dans les expressions finales des correcteurs PI. Les expressions de ces polynômes sont déterminées lors du calcul des correcteurs.

IV.3. Contrôle des grandeurs de sortie

L'onduleur étudié dans ce projet est destiné à la réalisation d'une chaîne d'alimentation d'une charge en mode isolé. A cet effet, le deuxième contrôle consiste à assurer des tensions constantes aux bornes de cette charge, en termes d'amplitude et de fréquence.

La Figure IV.4 présente le principe de ce contrôle, basé sur deux boucles imbriquées pour générer des tensions de référence au modulateur MLI.

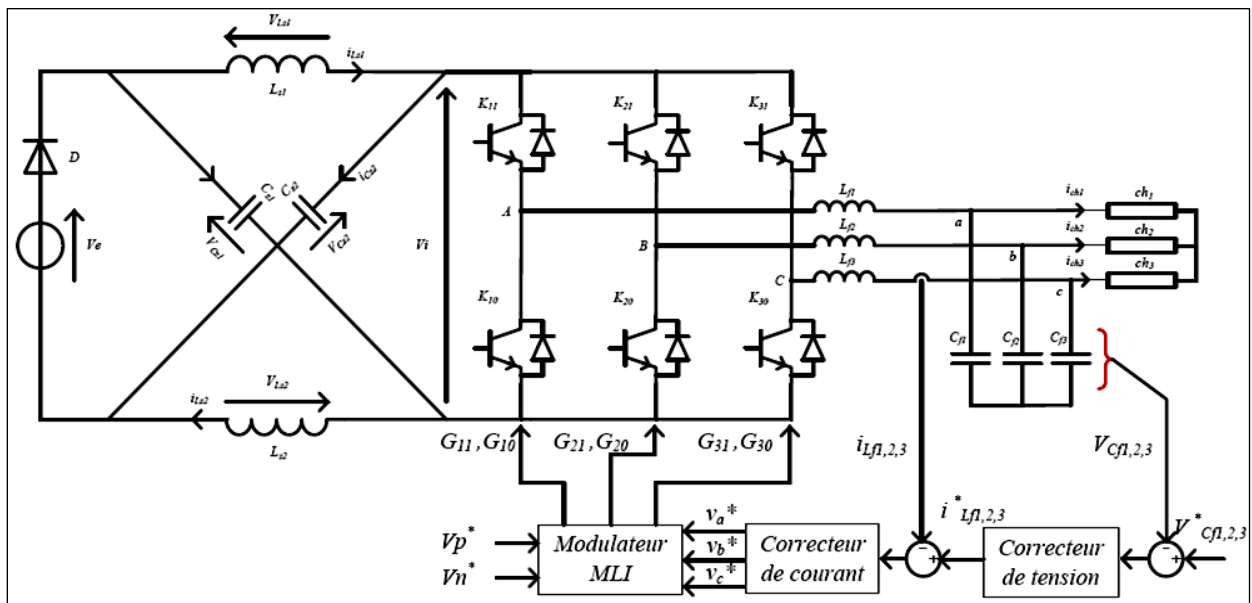
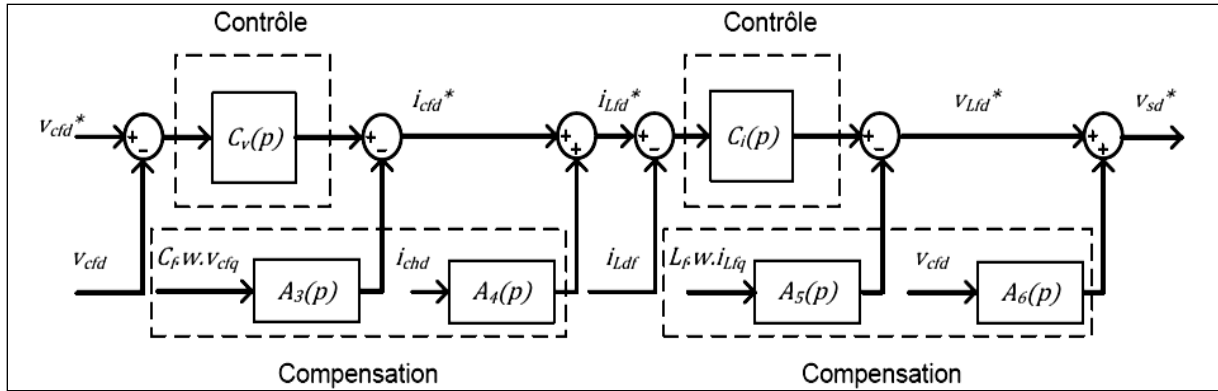


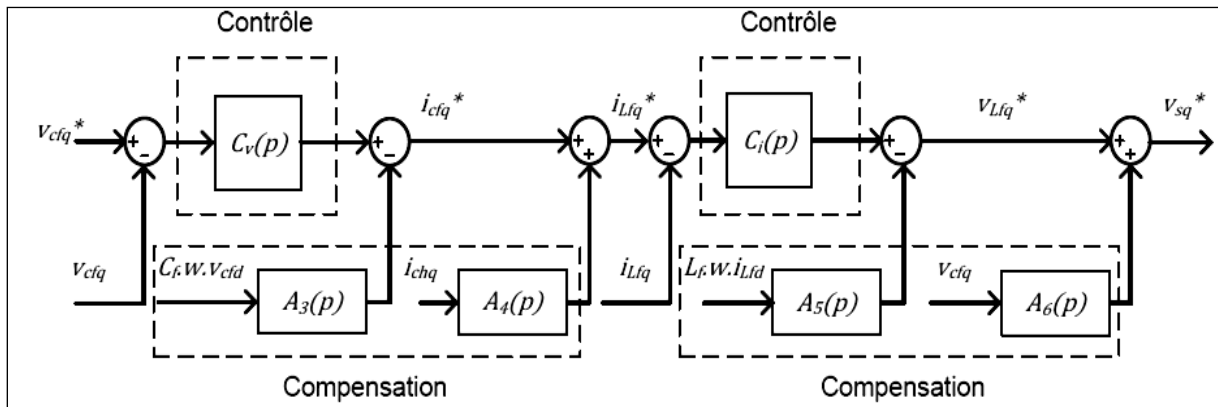
Figure IV.4. Schéma du contrôle des grandeurs de sortie

IV.3.1. Modèle du contrôle de la tension alternative de sortie

En vue d'utiliser les correcteurs linéaires de type PI ou bien IP , le modèle de contrôle peut être élaboré en utilisant la méthode de l'inversion du modèle du convertisseur présenté dans la Figure IV.5.



a) Modèle du contrôle de la tension v_{cfd}



b) Modèle du contrôle de la tension v_{cfq}

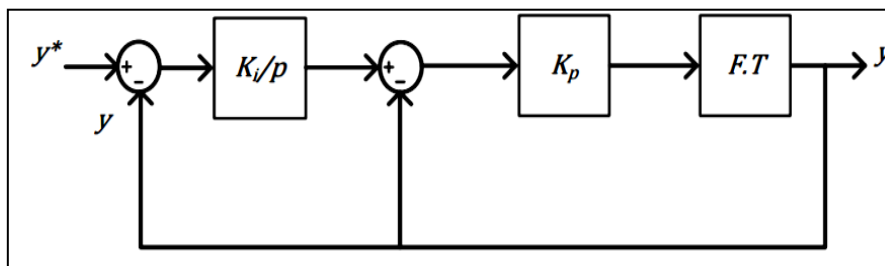
Figure IV.5 : Modèle du contrôle des grandeurs de sortie dans le repère dq

Les polynômes $A_3(p)$, $A_4(p)$, $A_5(p)$ et $A_6(p)$ sont insérés afin d'éliminer la présence des différents courants et tensions dans les expressions finales des correcteurs.

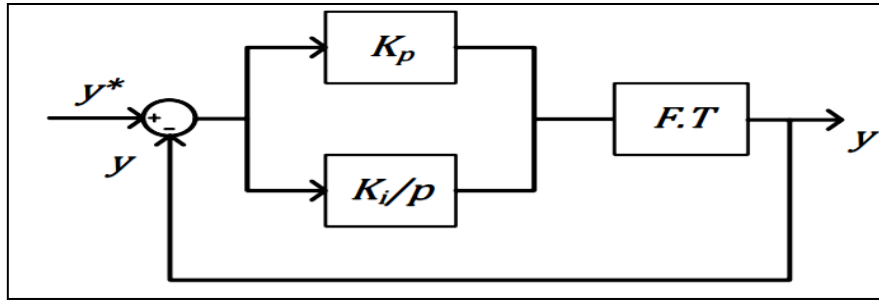
IV.4. Synthèse des correcteurs

Le choix du type de correcteurs à insérer dans le circuit de commande, dépend de plusieurs facteurs clés à savoir la nature des grandeurs à contrôler, la stabilité et la dynamique de cette commande, ainsi que la robustesse de ces correcteurs.

Dans ce contexte, nous avons intégré pour le premier contrôle, deux types de correcteurs, les correcteurs à action Intégrale-Proportionnelle (PI) et Proportionnelle-Intégrale (IP). S'agissant du deuxième contrôle et vu de la nature alternative des grandeurs à réguler, l'utilisation de deux types des correcteurs reste valable en introduisant la transformation de Park.



a) Schéma bloc des correcteurs IP



b) Schéma bloc des correcteurs IP

Figure IV. 6. Schéma bloc des correcteurs IP et PI

IV.4.1. Calcul les paramètres de correcteurs

Le calcul des paramètres de ces correcteurs peut être effectué par deux méthodes distinctes. La première s'articule sur le calcul des fonctions de transfert en boucle fermée à partir des circuits de commande étudiés dans le présent chapitre, tandis que la deuxième méthode est basée sur l'utilisation de l'outil SISO TOOLS du logiciel Matlab (Annexe A2).

Pour la première méthode, les deux fonctions de transfert en boucle fermée sont déterminées selon le type de correcteur utilisé dans les deux boucles de contrôles (boucle de tension et la boucle de courant), dans ce contexte, nous avons testé plusieurs combinaisons entre le deux types de correcteurs. La procédure du calcul de chaque combinaison est détaillée dans l'annexe A4.

La combinaison utilisée dans ce contexte est basée sur l'utilisation d'un correcteur IP pour la boucle du courant (la boucle interne) et un correcteur PI pour la boucle de tension (la boucle externe), dans ce cas, les expressions des polynômes de compensation et les paramètres des correcteurs sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{i_L^*}{i_L} = \frac{1}{1 + \left((K_{pi} + r_{Lz}) / K_{pi} \cdot K_{ii} \right) \cdot p + (L_z / K_{pi} \cdot K_{ii}) \cdot p^2} \\ \frac{v_C^*}{v_C} = \frac{K_{pv}}{C_z \cdot p + C_z \cdot \left((K_{pi} + r_{Lz}) / K_{pi} \cdot K_{ii} \right) \cdot p^2 + C_z \cdot (L_z / K_{pi} \cdot K_{ii}) \cdot p^3} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} K_{pi} = \frac{L \cdot \omega_n^2}{\sqrt{2} \cdot L \cdot \omega_n - r} \\ K_{ii} = \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega_n - r \\ K_{pv} < \frac{C_z \cdot (K_{pi} + r_{Lz})}{K_{pi} \cdot K_{ii}} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1(p) = 1 \\ A_2(p) = \frac{1 + \left((K_{pi} + r_{Lz}) / K_{pi} \cdot K_{ii} \right) \cdot p + (L_z / K_{pi} \cdot K_{ii}) \cdot p^2}{(1 + \tau \cdot p)^n} \\ n \geq 3 \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \omega_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f_m}{10} \end{array} \right.$$

Tel que :

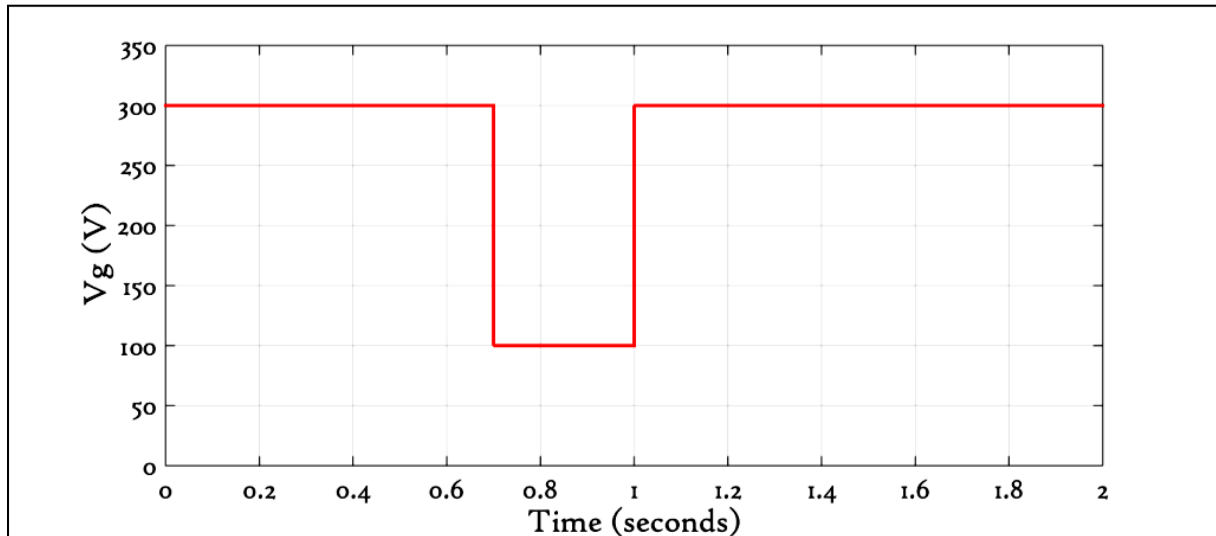
- f_m représente la fréquence de la commande des IGBT's.
- ξ représente le coefficient d'amortissement.
- ω_n représente la pulsation de coupure.

IV.4.2. Résultats de la simulation de contrôle d'un onduleur Z source

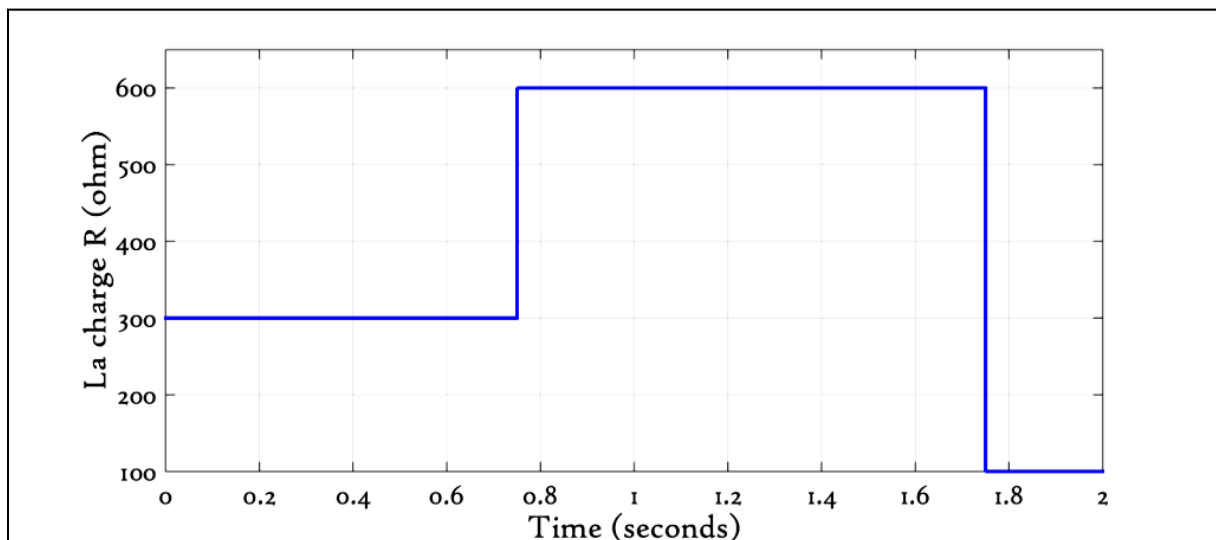
Pour valider les lois de contrôle élaboré dans ce chapitre une simulation a été effectuée, Les valeurs des éléments passifs utilisés dans cette simulation sont résumées dans le tableau IV.1 :

Tableau IV.1. Les paramètres de simulation

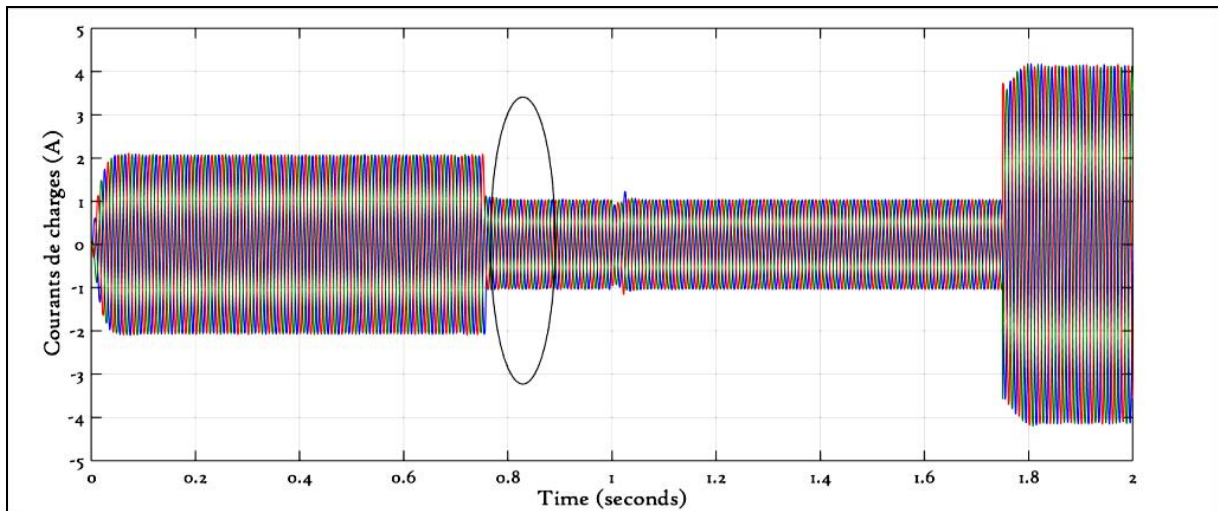
V_g	L_z	r_z	C_z	L_f	r_f	C_f	f_m
300V	10mH	1 Ω	4.7mF	10Mh	1 Ω	60 μ F	5kHz



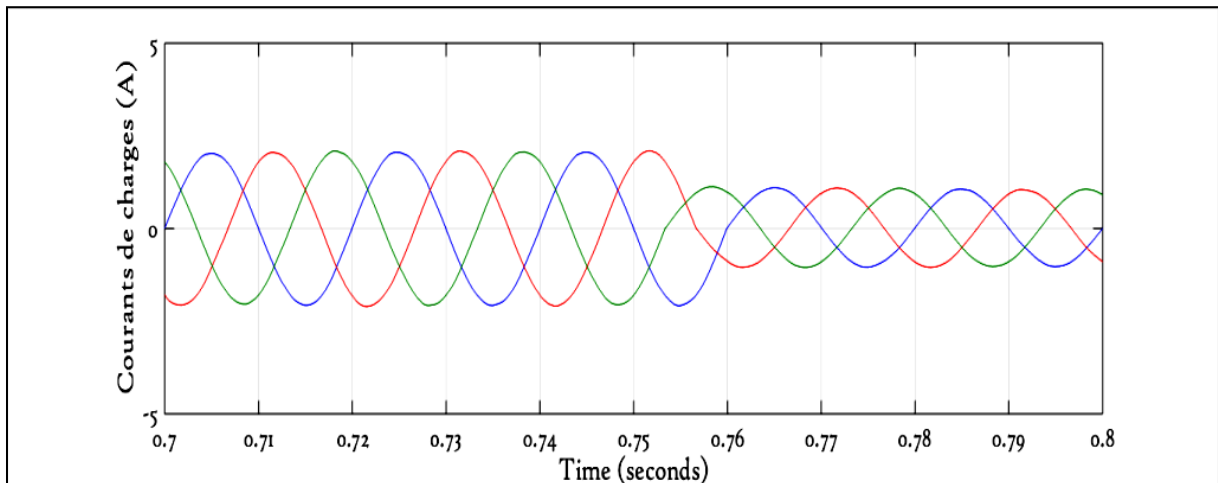
a) La variation de la tension d'entrée



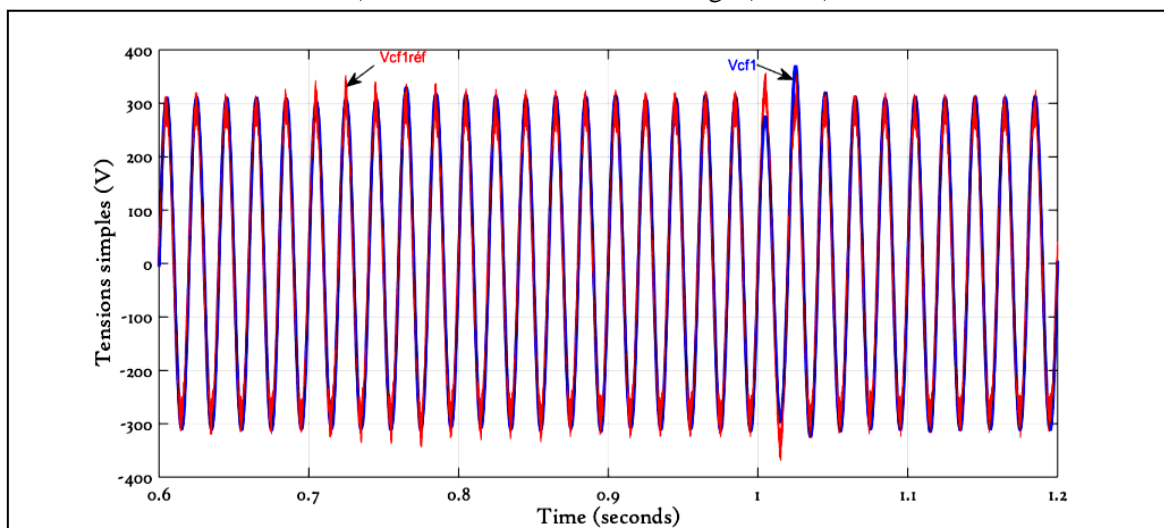
b) La variation de la charge



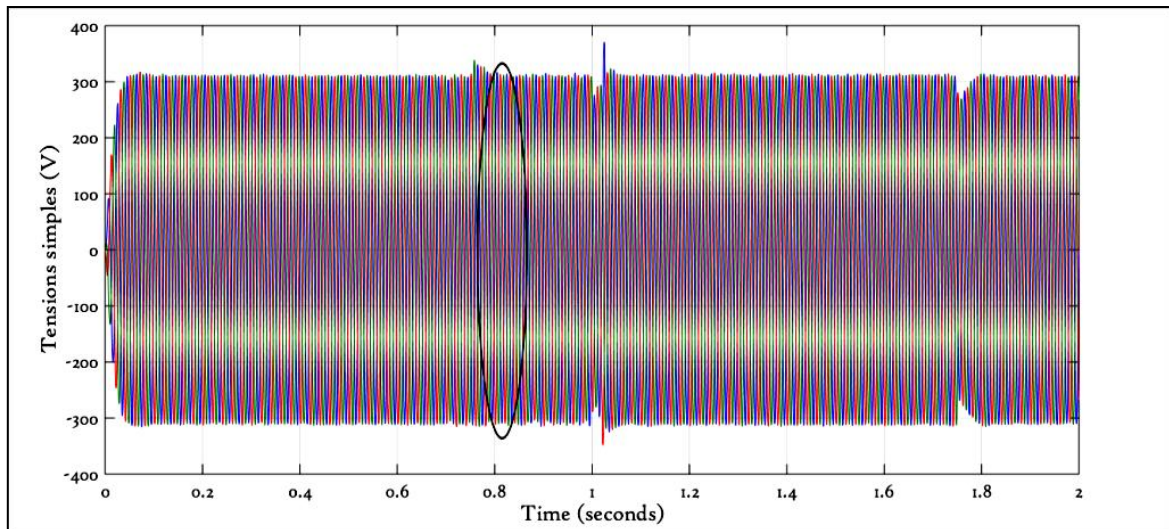
a) Allures des courants de charge



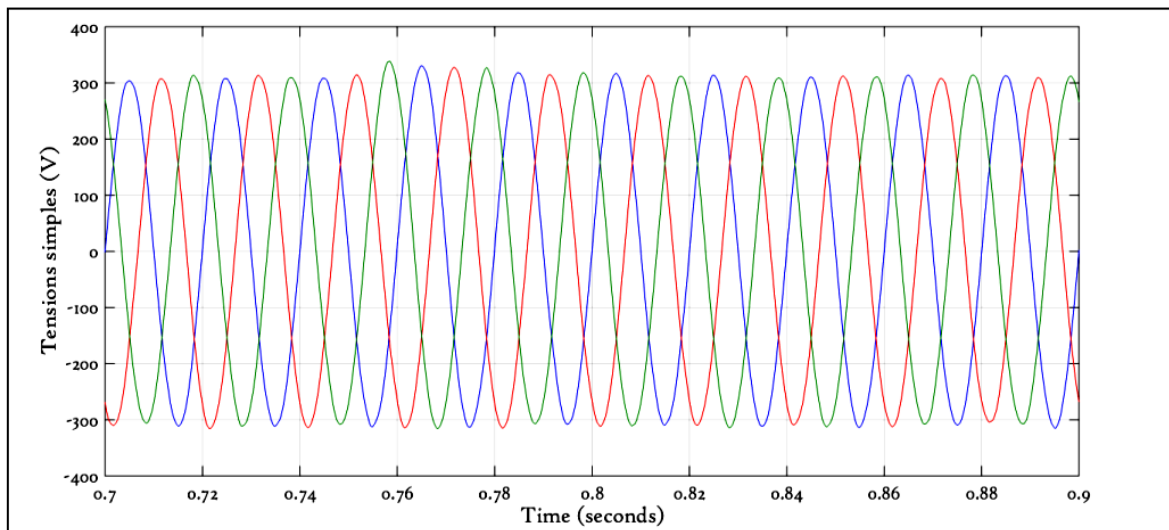
b) Allures des courants de charge (Zoom)



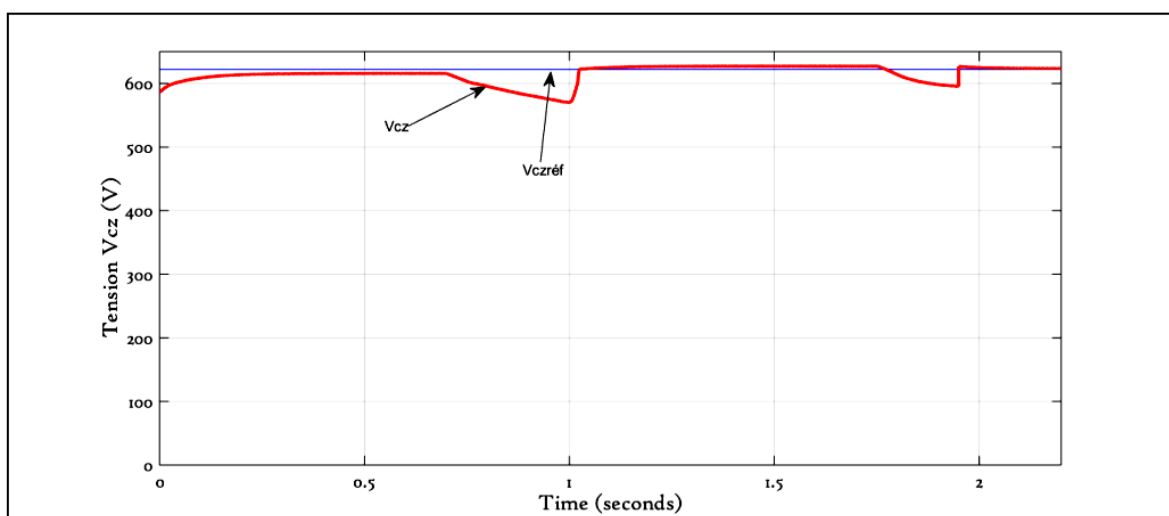
c) Comparaison entre v_{cf1} et $v_{cf1réf}$



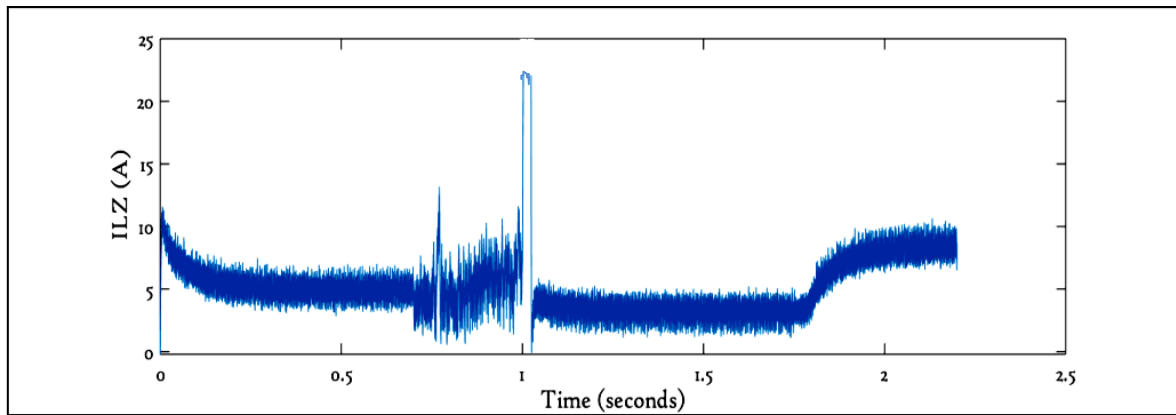
d) Allures des tensions simples filtrées



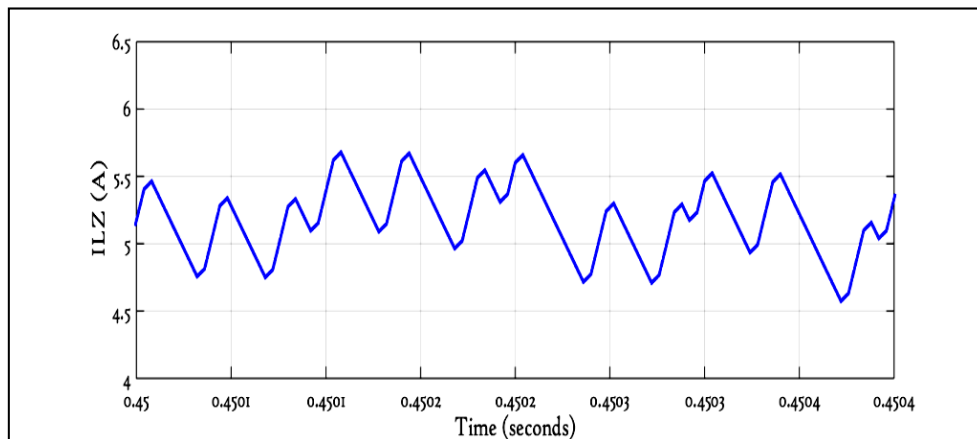
e) Allures des tensions simples filtrées (Zoom)



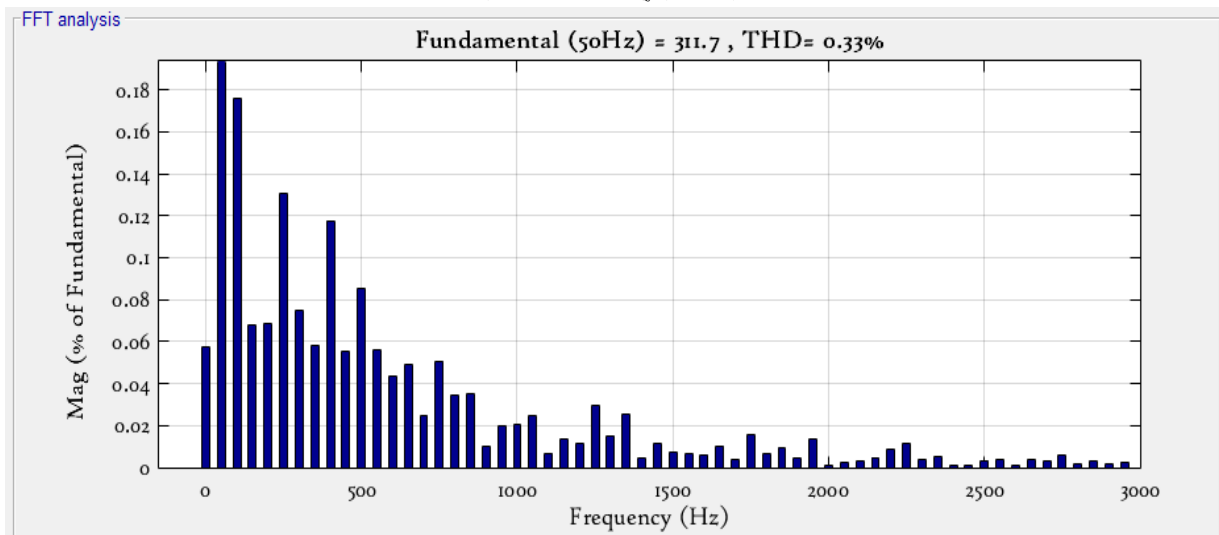
d) Comparaison entre V_{cz} et $V_{czréf}$



e) Allures du courant d'inductance I_{Lz}



f) Allure du I_{Lz} (zoom)



g) L'analyse spectrale de la tension v_{cfl}

Figure IV.7. Résultats de la simulation de contrôle avec la stratégie SVM a six court-circuits

IV.4.3. Analyse des résultats de la simulation

On constate que la tension V_{Cz} aux bornes du condensateur du réseau d'impédance, suit sa référence, ainsi les tensions simples aux bornes de la charge restent constantes avec la variation du courant de charge (variation de la charge). Ces constatations montrent la validité de deux modèles de contrôle élaborés dans ce chapitre. En plus les deux contrôles présentent

une très bonne dynamique et ce, en raison de l'utilisation de deux boucle imbriquées et le calcul approfondi des paramètres des correcteurs.

On remarque aussi, que le courant I_{Lz} change avec la variation de la charge, ce courant présente un taux d'ondulation acceptable par rapport à la fréquence de modulation utilisée (5KHz).

IV.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'élaboration des modèles du contrôle de l'onduleur ainsi que la synthèse de la loi de commande résultant de la combinaison entre le contrôle des grandeurs continues et alternatives.

CHAPITRE V

Insertion du convertisseur Z source dans un système photovoltaïque

CHAPITRE.V.

INSERTION DU CONVERTISSEUR Z SOURCE DANS UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

V.1. Introduction

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

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

S'agissant de la deuxième partie, des lois de commande et des simulations pour La topologie d'insertion utilisée, seront établis afin d'étudier la possibilité de remplacer le onduleur conventionnel associé au hacheur par un onduleur z-source et ce, pour un système multi-sources.

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

La topologie du système en question est formée par l'interconnexion de deux convertisseurs. Un onduleur Z source qui assure deux fonctions, la première est l'optimisation du rendement énergétique du GPV en introduisant la commande MPPT, et cela pendant la durée des états zéros de l'onduleur, tandis que la deuxième fonction est similaire à un onduleur classique et un hacheur réversible en courant qui consiste à réguler le bus continu indirectement par le contrôle de la tension aux bornes du condensateur C_Z .

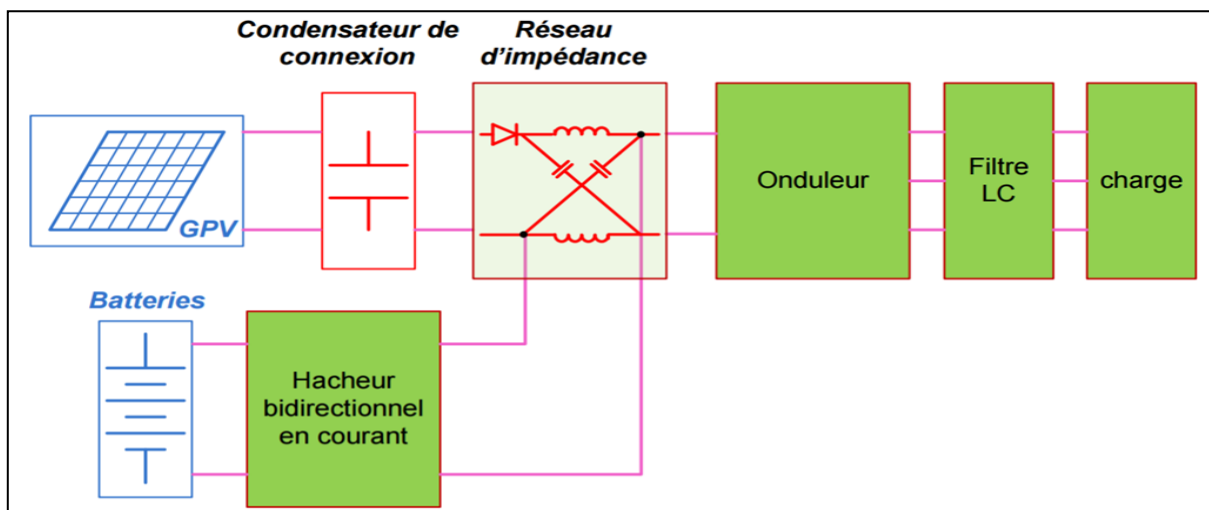


Figure V.1. Schéma synoptique de la topologie d'insertion de l'onduleur Z source dans la chaîne PV

V.3. Modélisation du générateur photovoltaïque

V.3.1. Introduction

L'énergie photovoltaïque est l'une des sources d'énergie renouvelables la plus importante, c'est le produit de la conversion directe du rayonnement solaire à travers les cellules photovoltaïques, c'est ce qu'on appelle l'effet photovoltaïque, qui fut observé la première fois en 1839 par le physicien français Edmond Becquerel. L'effet photovoltaïque permet la transformation de l'énergie lumineuse en électricité, ce phénomène dépend du matériel de semi-conducteur et de la longueur d'onde de la lumière incidente [26].

V.3.2. Modélisation d'une cellule photovoltaïque

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

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

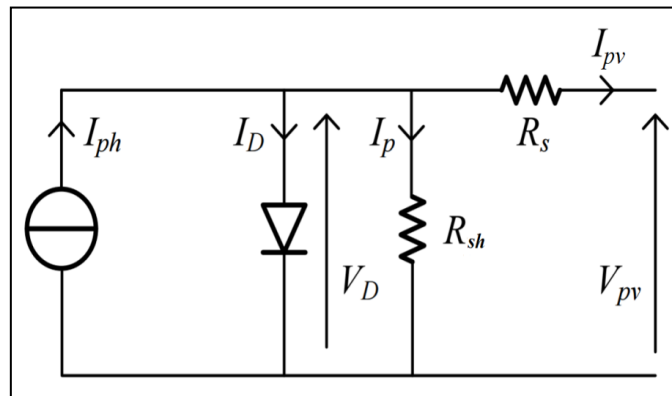


Figure V.2. Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque à cinq paramètres

Sachant que :

I_{ph} : Courant photovoltaïque ;

I_{pv} : Courant de charge ;

V_{pv} : Tension de sortie ;

R_s : Résistance de série (représentant les diverses résistances de contacts et la résistance du semi-conducteur) ;

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

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

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

Tel que :

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

$$I_s = I_{sc} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{n}{3}} \cdot e^{-\frac{q E_g}{nk} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad \text{V - 2}$$

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

$$V_{th} = \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \quad \text{V - 3}$$

Avec k la constante de Boltzmann égal à $1.38806503 \cdot 10^{-23}$ J/K, T est la température de fonctionnement de la cellule en degré Kelvin, q est la charge d'électrons et n représente le facteur d'idéalité de la jonction P-N.

Pour une modélisation plus précise de la cellule PV, l'influence du niveau d'éclairement ainsi que celle de la température doivent être prises en compte.

$$I_{ph} = \frac{I_{cc,0}}{G_0} G \{1 + k_i(T - T_0)\} = I_{ph,0} \{1 + k_i(T - T_0)\} \quad \text{V - 4}$$

Tel que :

$I_{cc,0}$: le courant de court-circuit et $I_{ph,0}$: le photo-courant dans les conditions standards ($T_0=25^\circ\text{C}$, $G_0=1000\text{W/m}^2$) ;

k_i : représente coefficient de température du courant I_{ph} .

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

Si on pose :

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

Les caractéristiques du GPV seront décrites dans le tableau suivant :

Tableau V.1. Caractéristiques d'une cellule PV et un module		
Les Paramètres	Pour une cellule	Pour un GPV
La Puissance maximale	$V_{mp} * I_{mp}$	$(N_s N_p) * V_{mp} * I_{mp}$
Tension maximale	V_{mp}	$N_s * V_{mp}$
Courant maximal	I_{mp}	$N_p * I_{mp}$
La tension de circuit ouvert	V_{oc}	$N_s * V_{oc}$
Le courant de court-circuit	I_{sc}	$N_p * I_{sc}$
Résistance série	R_s	$(N_s/N_p) * R_s$
Résistance série	R_{sh}	$(N_s/N_p) * R_{sh}$

A cet effet, l'équation V - 1 devient sous la forme :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_s \left(e^{\frac{V_{pv}}{N_s V_{th}} + \frac{R_s I_{pv}}{N_p V_{th}}} - 1 \right) - \frac{N_p V_{pv}}{N_s R_p} + \frac{N_s R_s I_{pv}}{N_p R_p} \quad \text{V - 5}$$

V.3.3. Simulation d'un générateur photovoltaïque

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

Tableau V.2. Caractéristiques électriques d'un GPV

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

Les résultats de simulation obtenus pour différentes valeurs de l'ensoleillement et de température, sont illustrés dans les figures suivantes :

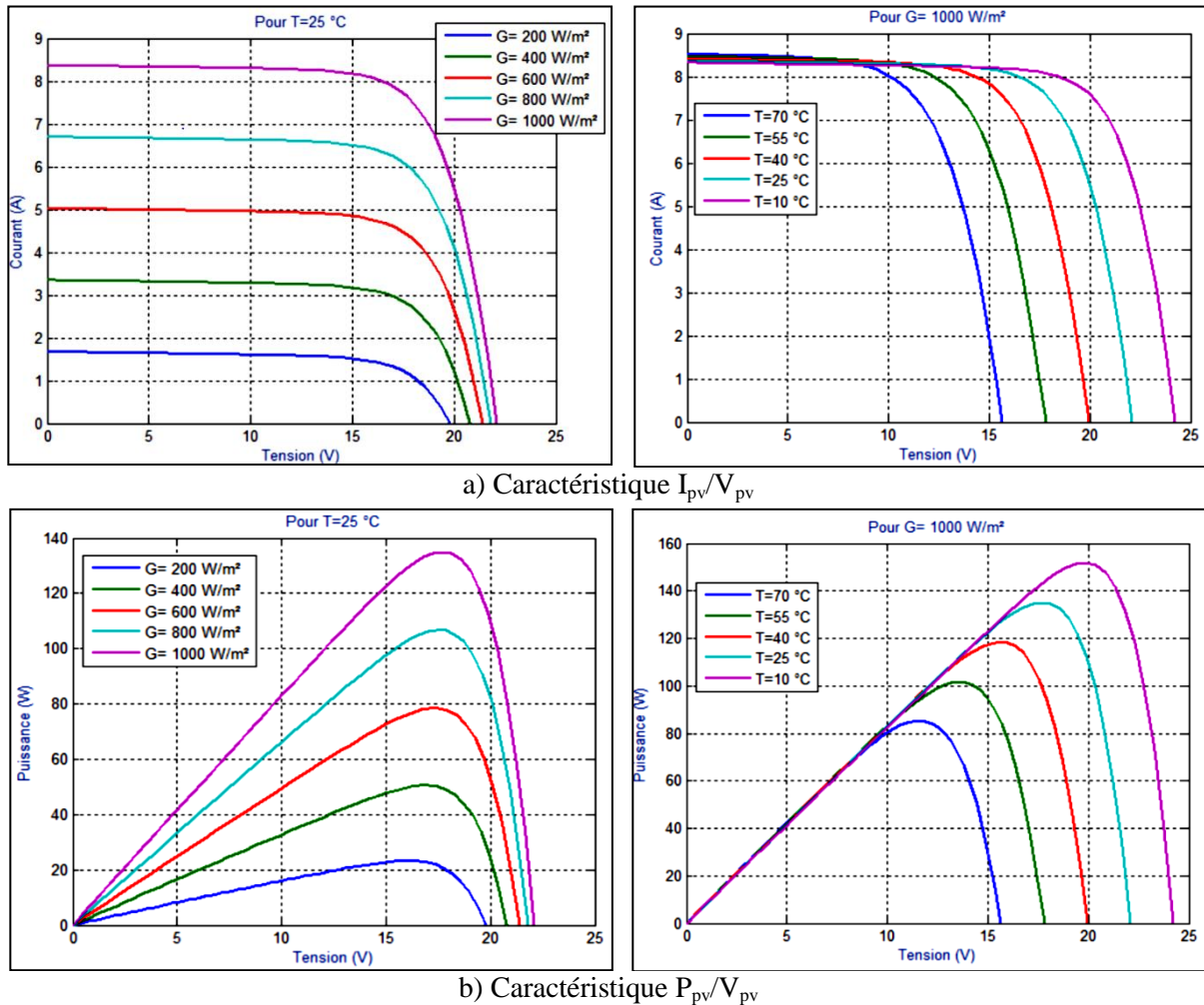


Figure V.3. Caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque

V.3.4 Analyse des résultats de la simulation

V.3.4.1. L'effet de la température

Comme l'illustrent bien la figure V.3, lorsque la température augmente, la tension à vide diminue alors que le courant de court-circuit augmente légèrement. Ainsi, cela engendre par conséquence, une diminution de la puissance maximale.

V.3.4.2. L'effet de l'irradiation solaire

Les caractéristiques courant-tension du modèle pour différentes irradiations solaires, et sous une température de 25°C sont illustrées dans la figure V.3. Cette dernière, nous montre que lorsque l'irradiation augmente, la courbe se translate vers le haut et légèrement vers la droite. De ce fait, le courant de court-circuit varie proportionnellement à l'irradiation, tandis que la tension du circuit-ouvert ne varie que très faiblement et par conséquent, la puissance maximale augmente.

V.4. Modélisation du système de stockage

V.4.1. Introduction

Pour le bon fonctionnement du système d'énergie photovoltaïque, il faut prévoir un système de stockage d'énergie. Il nous permet d'avoir une continuité de service et d'améliorer la fiabilité du système photovoltaïque. Dans notre travail nous avons utilisé un système de stockage avec des batteries.

Il existe dans la littérature plusieurs modèles de la batterie, qui présentent leur comportement. Ces modèles généralement sont conçus à partir de deux modèles. Le premier décrivant le modèle de capacité et il consiste à présenter la quantité du courant qui peut être extraite à partir d'une électrode sur une charge. La capacité est exprimée par Ah ou bien en Coulomb ($1Ah=3600Coulombs$).

S'agissant du deuxième modèle, ceci décrivant le modèle de tension qui fournit l'amplitude de la tension aux bornes de la batterie. Cette amplitude dépend du régime de charge ou bien décharge.

Dans le système étudié, nous avons choisi d'utiliser comme unité de stockage, les batteries d'accumulateurs à base de Lithium-Ion (Li-Ion) vue qu'il présente une très haute densité énergétique, une faible autodécharge et l'absence de besoin de maintenance [13].

V.4.2. Modélisation d'une batterie

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

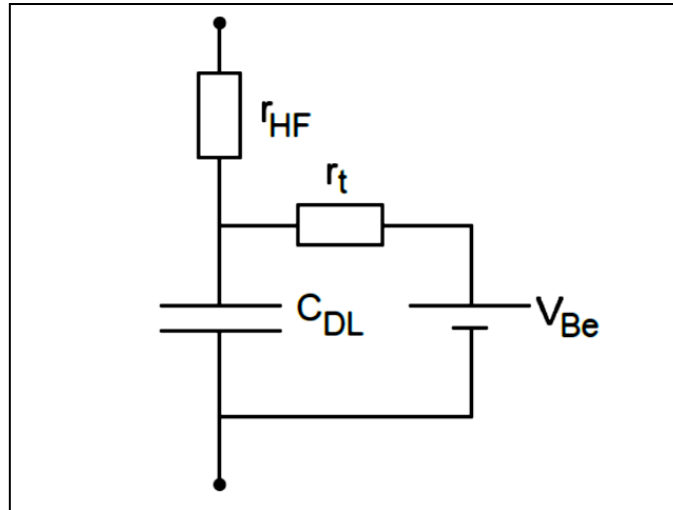


Figure V.4. Modèle d'un élément de batterie Li-Ion [13]

Pour une valeur de tension souhaitée, nous associons « n » éléments en série avec les paramètres suivants : $r_{tot} = n \cdot r_t$, $C_{DL} = C_{DL}/n$, $V_B = n \cdot V_{Be}$, et $r_{HF} = n \cdot r_{HF}$. Dans le cadre de la synthèse de commande, nous utiliserons un modèle plus simplifiée qui se rapproche du modèle exacte, en utilisant le modèle de Thévenin équivalent qui est définit par :

$$\begin{cases} V_{BTh} = \frac{nV_{Be}}{1+jr_t C_{DL}\omega_e} \\ Z_{BTh} = n \left(\frac{r_t}{1+jr_t C_{DL}\omega_e} + r_{HF} \right) \end{cases} \quad V - 6$$

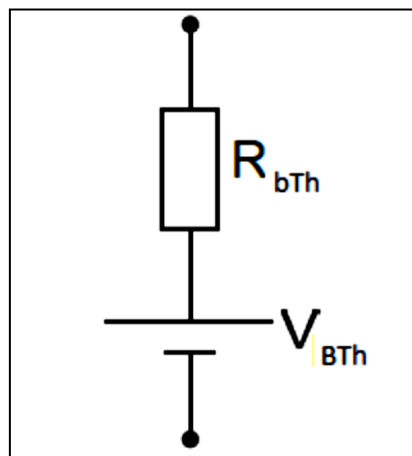


Figure V.5. Modèle de Thévenin équivalent [13]

Cependant, ce modèle ne prend pas en considération l'état de charge de la batterie qui est définis dans l'annexe A4. Aucune variation des paramètres de la batterie n'est prise en considération bien qu'elles doivent exister sur le long terme vue que les variations météorologiques ainsi que la consommation réellement existe.

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

$$\frac{V_{C_{DL}}}{V_{dc}} = \frac{1}{1+j\omega_e C_{DL} r_{HF}} \quad V - 7$$

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

V.5. Optimisation du rendement énergétique du GPV

Vu le changement des conditions climatiques de l'environnement. Des lois de commandes spécifiques existent pour amener nos dispositifs de conversion d'énergie renouvelable à fonctionner aux maximums de leurs caractéristiques sans connaissance préalable de ces points de fonctionnement ni les instants ou les raisons de ce changement. Ce type de commande est souvent nommé dans la littérature « Recherche du Point de Puissance Maximum » ou bien « Maximum Power Point Tracking » (MPPT) [32].

La technique de contrôle communément utilisée consiste à agir sur le rapport cyclique de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement quels que soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment.

Il existe dans la littérature plusieurs algorithmes de poursuite, dans notre travail, nous avons utilisé un algorithme dit "Perturb & Observe" (OP), en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation ainsi que son rendement élevé.

Il est important de noter qu'avec l'algorithme P&O, la variable à contrôler peut être soit la tension soit le courant du GPV. Cependant, la variable idéale qui caractérise le MPP est celle qui varie peu lors d'un changement climatique. Sur la Figure V.4, on voit bien que la variation du rayonnement affecte davantage le courant que la tension photovoltaïque. Par contre, la variation de la température modifie plus la tension du GPV. Néanmoins, la dynamique de la température est lente et varie sur une plage réduite. Par conséquent, il est préférable de contrôler la tension du GPV.

L'algorithme P&O comme son nom l'indique, consiste à incrémenter selon un pas positif ou négatif fixé, la tension de référence des panneaux afin de "perturber" le système, et d'observer si la puissance photovoltaïque croît ou décroît en réponse. Dans le premier cas, cela signifie que la référence évolue dans le bon sens, et le pas continu à être ajouté à la référence avec le même signe. Dans le second, l'algorithme évolue dans le mauvais sens, et le pas est changé de signe pour retrouver une puissance croissante. Arrivé au sommet de la caractéristique de puissance, le point de fonctionnement doit alors osciller autour de la puissance maximale avec une amplitude correspondant au pas imposé. Ce principe est schématisé dans la Figure V.6 [7]:

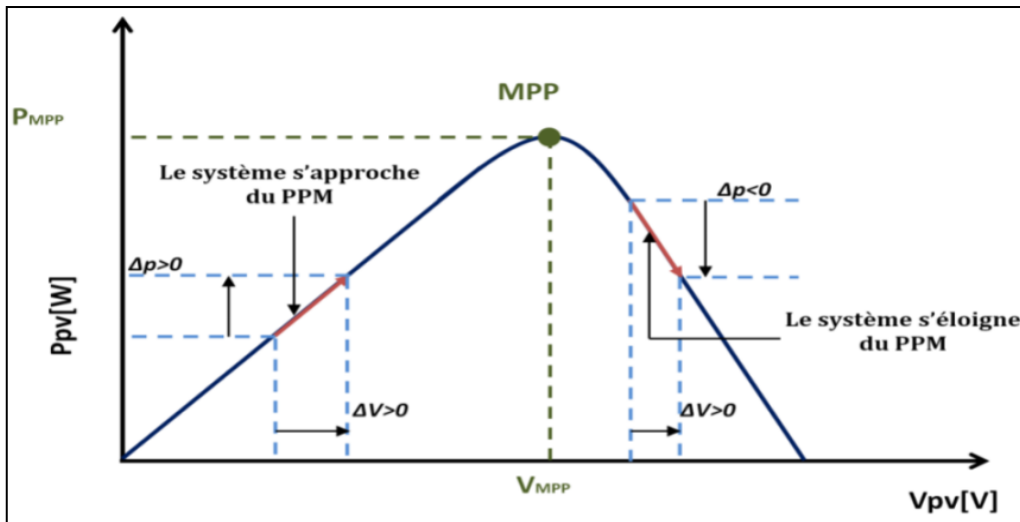


Figure V.6. Schéma du principe de l'algorithme P&O

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

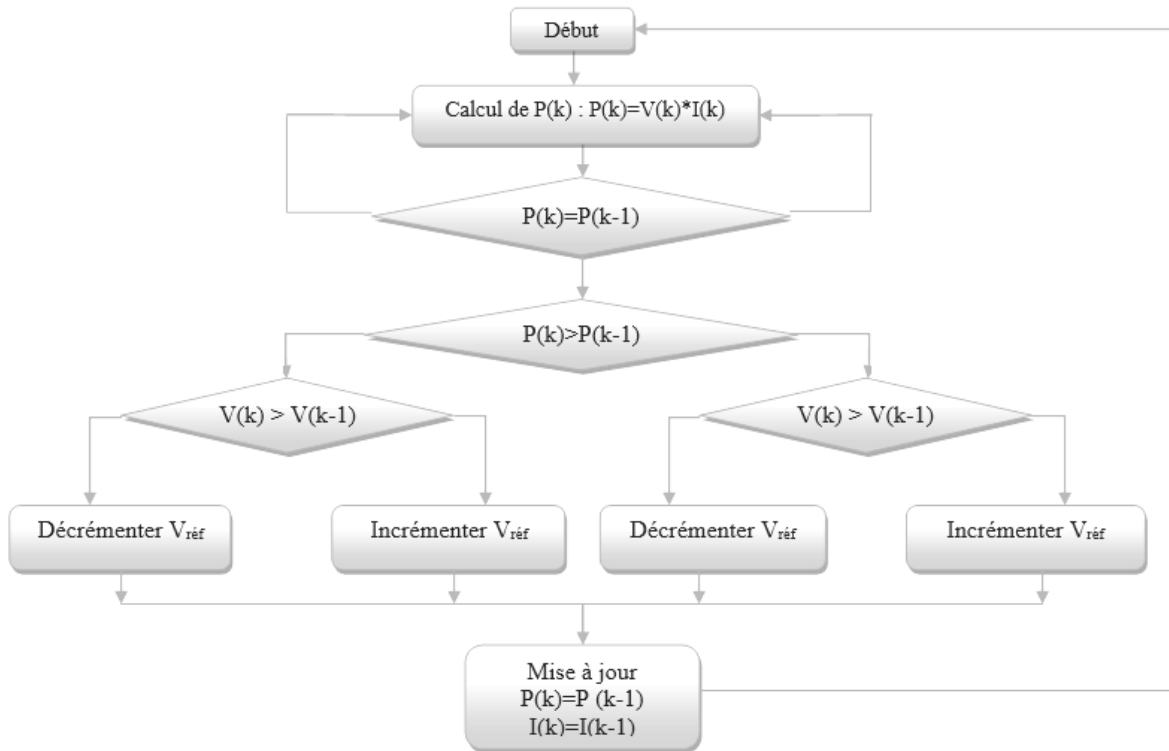


Figure V.7. Organigramme de l'algorithme P&O

L'inconvénient majeur de cet algorithme, réside dans les oscillations de la puissance (fluctuations) autour du point optimal, provoquées par l'utilisation d'un pas d'itération fixe. Il est possible de les réduire en diminuant le pas, mais l'algorithme mettra plus longtemps à converger. Pour résoudre ce problème, un algorithme à pas adaptatif, a été adopté en introduisant un pas important pour minimiser le temps de convergence, ce pas sera diminué lorsque l'on s'approche de la puissance maximale afin de réduire les oscillations.

V.6. Modélisation du hacheur réversible en courant

V.6.1. Définition

Le hacheur représente un étage d'adaptation, il est utilisé pour le système de stockage, il permet également de réaliser les opérations de charge et décharge vu sa réversibilité en courant. Les transferts d'énergie entre le bus DC et les dispositifs de stockage sont contrôlés par action sur les courants de référence de stockage.

V.6.2. Principe de fonctionnement

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

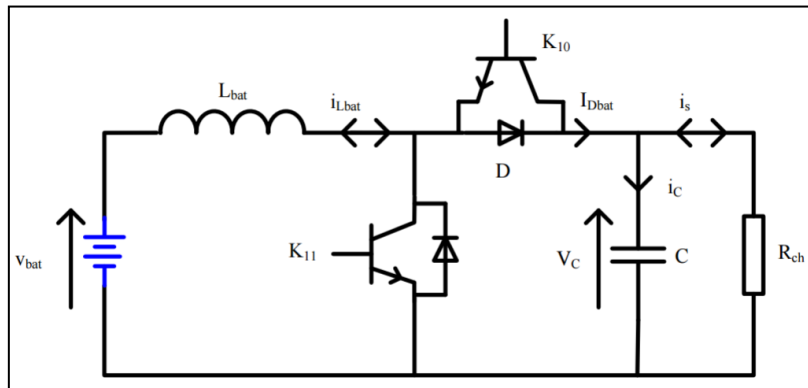


Figure V.8. Le circuit du hacheur réversible en courant

Selon le sens du courant I_{bat} , on distingue deux configurations possibles, la première sert à décharger la batterie où l'IGBT de l'interrupteur K_{11} et la diode du K_{10} sont intervenus dans cette configuration, tandis que la deuxième consiste à charger la batterie. Dans cette configuration l'IGBT de l'interrupteur K_{10} et la diode du K_{11} sont utilisés.

V.6.3. Modélisation du hacheur réversible en courant

Les équations associées à la première configuration sont :

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

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

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

$$\begin{cases} v_{Lbat}(t) = v_{bat}(t) - v_s(t) \\ i_c(t) = i_{Lbat}(t) - i_s(t) \end{cases} \quad V - 9$$

Les équations associées à la deuxième configuration sont :

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

$$\begin{cases} v_{Lbat}(t) = -v_{bat}(t) + v_c(t) \\ i_c(t) = -i_{Lbat}(t) + i_s(t) \end{cases} \quad V - 10$$

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

$$\begin{cases} v_{Lbat}(t) = v_{bat}(t) \\ i_c(t) = i_s(t) \end{cases} \quad V - 11$$

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

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - F_{K11}) & 0 \\ 0 & (1 - F_{K11}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{bat}(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \quad V - 12$$

En utilisant le principe de la valeur moyenne cité dans le premier chapitre, on peut déduire Le modèle moyen de ce convertisseur qui est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(1 - \alpha) & 0 \\ 0 & (1 - \alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{bat}(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \quad V - 13$$

S'agissant du modèle à petits signaux, et en utilisant la même procédure de la modélisation de l'onduleur z-source, on peut écrire ce qui suit :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{Lbat}(t)}{d(t)} = \frac{1}{L} [\hat{v}_{bat}(t) - (1 - \alpha_0)\hat{v}_c(t) + V_c\hat{\alpha}(t) - r_L\hat{i}_{Lbat}(t)] \\ \frac{d\hat{v}_c(t)}{d(t)} = \frac{1}{C} [(1 - \alpha_0)\hat{i}_{Lbat}(t) + I_{Lbat}\hat{\alpha}(t) + \frac{\hat{v}_c(t)}{R}] \end{cases} \quad V - 14$$

Le système d'équation est un modèle linéaire à temps invariant, où l'entrée de commande est $\hat{\alpha}(t)$ et la tension $\hat{v}_{bat}(t)$ représente une source perturbatrice.

Les fonctions de transfert sont obtenues en introduisant la transformation de Laplace dans le système d'équations $V - 14$, ce qui nous donne :

$$\begin{cases} (r_L + Lp)\hat{i}_{Lbat}(p) = \hat{v}_{bat}(p) - (1 - \alpha_0)\hat{v}_c(p) + V_c\hat{\alpha}(p) \\ Cp\hat{v}_c(p) = [(1 - \alpha_0)\hat{i}_{Lbat}(p) + I_{Lbat}\hat{\alpha}(p) + \frac{\hat{v}_c(p)}{R}] \end{cases} \quad V - 15$$

L'expression de la petite variation de la tension de sortie v_c est donnée dans la relation suivant [34] :

$$\begin{aligned} \hat{v}_c(p) = & \frac{(1 - \alpha_0)}{CLp^2 + \left(Cr_L + L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}\right)p + r_L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}} \hat{v}_{bat}(p) \\ & + \frac{(1 - \alpha_0)V_c - I_{Lbat}(r_L + L)}{CLp^2 + \left(Cr_L + L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}\right)p + r_L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}} \hat{\alpha}(p) \end{aligned} \quad V - 16$$

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

$$G_{v_c\alpha}(p) = \left. \frac{\hat{v}_c(p)}{\hat{\alpha}(p)} \right|_{\hat{v}_{bat}(p)=0} = \frac{(1 - \alpha_0)V_c - I_L(r_L + L)}{CLp^2 + \left(Cr_L + L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}\right)p + r_L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}} \quad V - 17$$

En utilisant le même principe et en supposant que les changements du rapport cyclique sont très petits, on peut établir la fonction de transfert suivante :

$$G_{v_c\alpha}(p) = \left. \frac{\hat{v}_c(p)}{\hat{v}_{bat}(p)} \right|_{\hat{\alpha}(p)=0} = \frac{(1 - \alpha_0)}{CLp^2 + \left(Cr_L + L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}\right)p + r_L(1 - \alpha_0)^2 - \frac{L}{R}} \quad V - 18$$

En outre, le système $V - 17$ permet d'établir le modèle de connaissance du hacheur

dans la deuxième configuration :

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -F_{K_{10}} & 0 \\ 0 & F_{K_{10}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{bat}(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \quad V - 19$$

Les deux interrupteurs fonctionnent d'une manière complémentaire, ce qui nous permet d'écrire :

$$F_{K_{10}} = 1 - F_{K_{11}} \quad V - 20$$

Donc, le modèle pour la deuxième configuration devient, comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_L(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = - \left(\begin{bmatrix} -(1 - F_{K_{11}}) & 0 \\ 0 & (1 - F_{K_{11}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_{Lbat}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{bat}(t) \\ -i_s(t) \end{bmatrix} \right) \quad V - 21$$

Le signe moins représente le changement du sens du courant des batteries, et par conséquent le hacheur a un modèle de connaissance identique dans les deux configurations. A cet effet, le convertisseur peut être modélisé en exploitant seulement la première configuration.

V.7. Dimensionnement des éléments passifs

Pour assurer le bon fonctionnement des convertisseurs statiques ainsi que l'interconnexion de ceux-ci avec le bus continu, nous proposons d'établir les expressions permettant de dimensionner les inductances de lissage du courant et les capacités de filtrage de la tension. A cet effet, nous admettons que tous les semi-conducteurs sont parfaits (sans pertes) et la capacité de filtrage de la tension du bus à DC est suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée constante au cours de la période.

En utilisant les hypothèses précédentes et en exploitant la modélisation des convertisseurs DC-DC, on peut déduire les expressions des ondulations du courant traversant l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur, comme suit :

$$\begin{cases} \Delta i_L = \frac{1}{f_m} \cdot \frac{\alpha v_s}{L} (1 - \alpha) \\ \Delta v_s = \frac{i_L}{C f_m} (1 - \alpha)^2 \end{cases}$$

En admettant que ces ondulations sont maximales pour un rapport cyclique de $\alpha=0.5$, on trouve les conditions suivantes [33] :

$$\begin{cases} L \geq \frac{v_s}{4 f_m \Delta i_{Lmax}} \\ C \geq \frac{i_{Lmax}}{4 f_m \Delta v_{smax}} \end{cases}$$

Où f_m la fréquence de commutation des IGBT.

En outre, il est nécessaire de dimensionner le condensateur C_1 , connecté avec le GPV, sa valeur peut être calculée en utilisant les états du hacheur élévateur de tension.

En admettant que le courant fourni par le GPV est constant, on peut écrire :

$$\Delta v_{pv} = \Delta v_{pv,max} = \frac{(I_{pv} - \Delta i_L)}{C_1 f_m}$$

Sachant que $\alpha = 1$, car L'ondulation est absolue maximale.

Par conséquent, la valeur du condensateur C_1 permettant d'avoir une ondulation inférieure à $\Delta v_{pv, \max}$, doit satisfaire la condition suivante :

$$C_1 \geq \frac{(I_{pv} - \Delta i_L)}{\Delta v_{pv, \max} f_m}$$

La détermination des valeurs des éléments passifs des convertisseurs DC-DC utilisés dans les différentes topologies, s'appuyer sur le mode de connexion des éléments de chaque source (panneau solaire et batterie), pour la topologie utilisée dans ce travail les panneaux sont connectés en nombre de deux (02). Ainsi que la tension V_{Cz} est fixée à 600V en utilisant la stratégie SVM pour commander l'onduleur z-source.

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

$$\begin{cases} \frac{\Delta i_{Lz}}{i_{Lz}} \leq 10\% \\ \frac{\Delta v_{Lz}}{v_{Lz}} \leq 3\% \end{cases}$$

Pour la topologie étudiée le convertisseur DC-DC, est connecté directement au condensateur C_z . Donc, on peut trouver :

$$\begin{cases} L_{bat} = 6.25 \text{ mH} \\ C = 2.88 \text{ mF} \end{cases}$$

V.8. Le contrôle de la topologie de la chaîne photovoltaïque

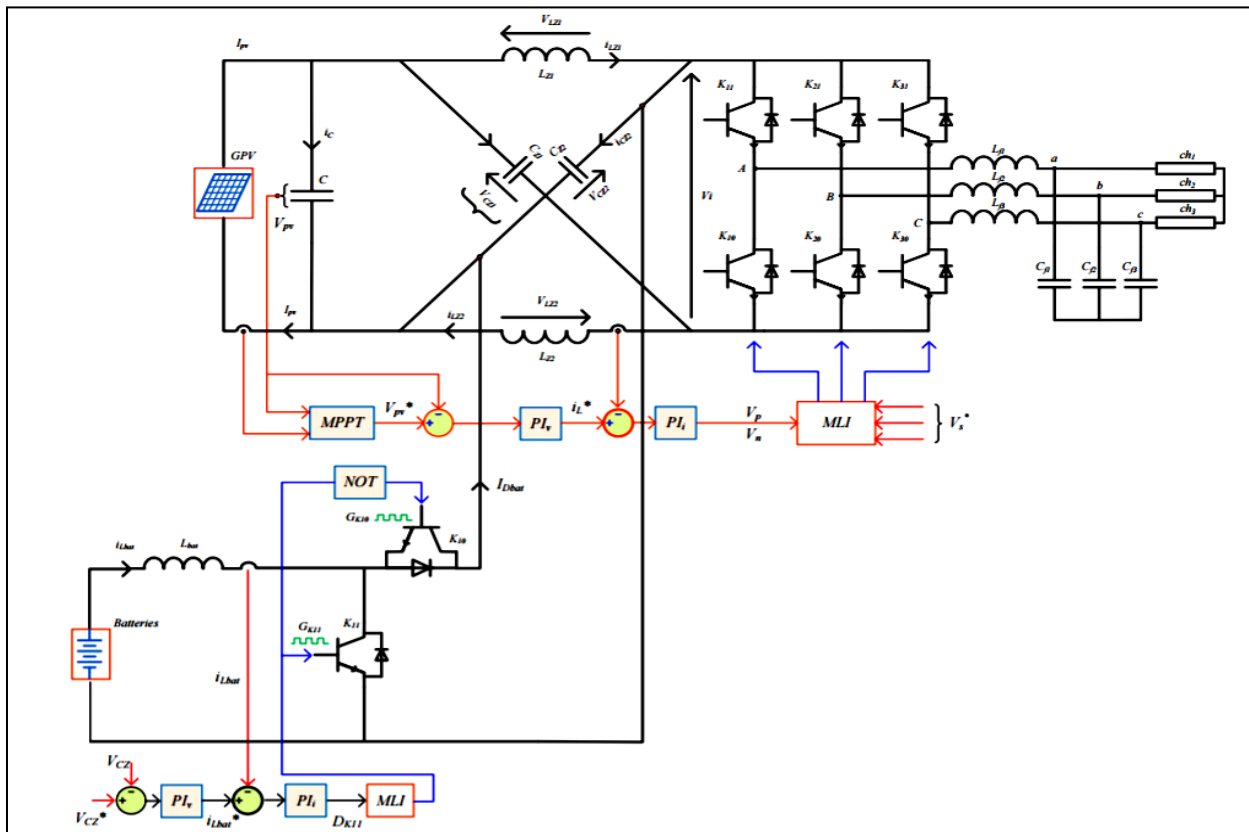


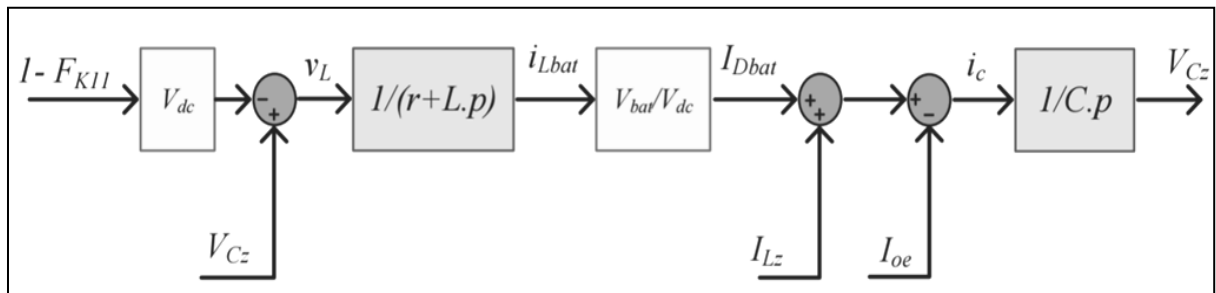
Figure V.9. Le principe du contrôle de la topologie de la chaîne PV [7]

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

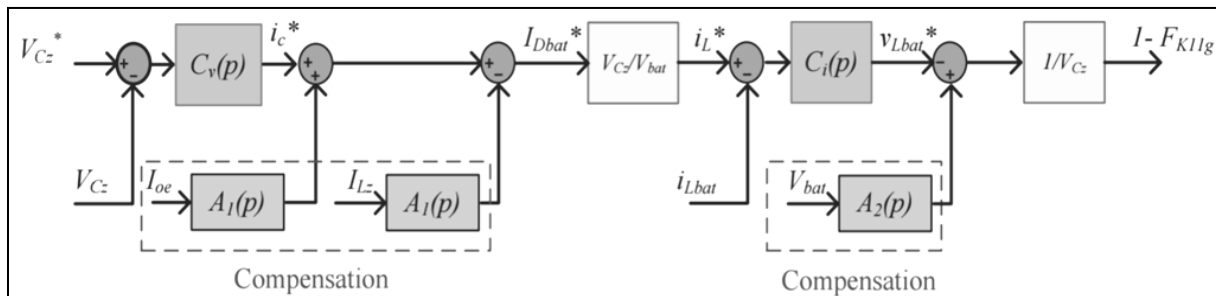
V.8.1. Le contrôle du hacheur réversible en courant

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

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



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



b) Modèle du contrôle du hacheur réversible en courant

Figure V.10. Modèles du hacheur réversible en courant

V.8.2. Contrôle de l'onduleur z-source

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

La tension de référence obtenue par la procédure MPPT, constituant le signal de référence du circuit de contrôle pour générer le rapport cyclique d de l'état du court-circuit (la

durée T_{cc}) et par conséquent la tension à l'entrée de l'onduleur V_i est l'image de ce rapport et la tension V_{Cz} aux bornes du condensateur C_z . Le courant i_{Cz} utilisé dans ce contrôle est estimé par le contrôle de la tension V_{Cz} . La Figure V-11 présente ce modèle de contrôle.

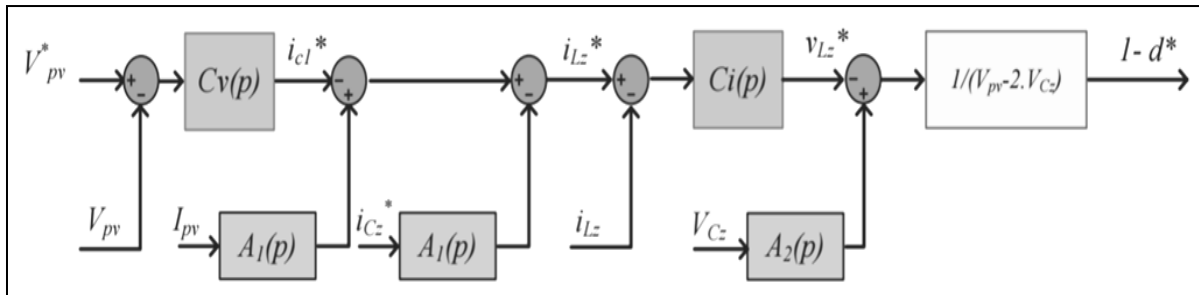


Figure V.11. Modèle de contrôle en vue d'optimiser le rendement énergétique du GPV

La variation de la charge se traduit par une variation de la durée des états zéros, obtenue par le contrôle des tensions alternatives de sortie, et dans le cas où cette durée est inférieure à la durée de l'état court-circuit générée par le contrôle de l'optimisation du rendement énergétique du GPV, il est nécessaire de rajuster le niveau de tension V_i en agissant sur la valeur de la tension V_{Cz} désirée. A cet effet, l'échange de l'énergie entre le système de stockage et le condensateur C_z , doit être s'adapter avec la nouvelle tension de référence $V_{Cz\text{réf}}$ par l'intermédiaire du hacheur réversible en courant. La Figure V.12 illustre ce principe de fonctionnement.

En outre, il est à noter que cette contrainte peut être remédiée, par une deuxième solution qui s'articule sur le surdimensionnement de la tension V_{Cz} et par conséquent la tension V_i sera capable de couvrir toute la plage de la variation du courant de charge. Cette solution exige une connexion en série dominante des éléments de chaque source (GPV et batteries).

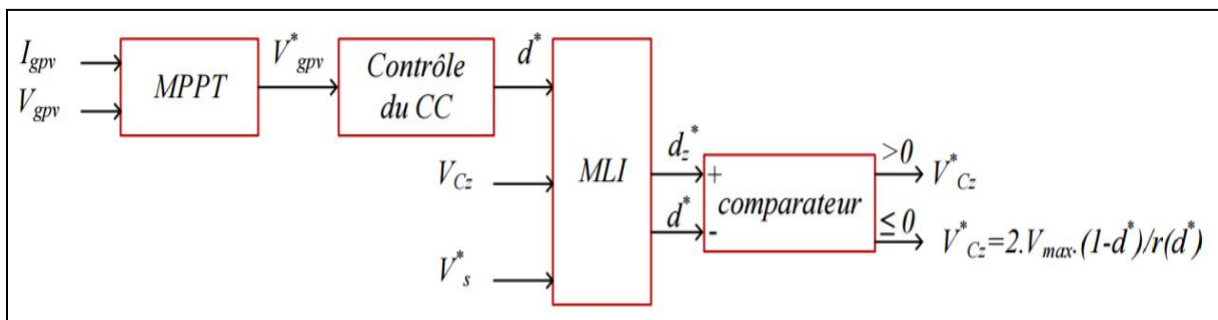
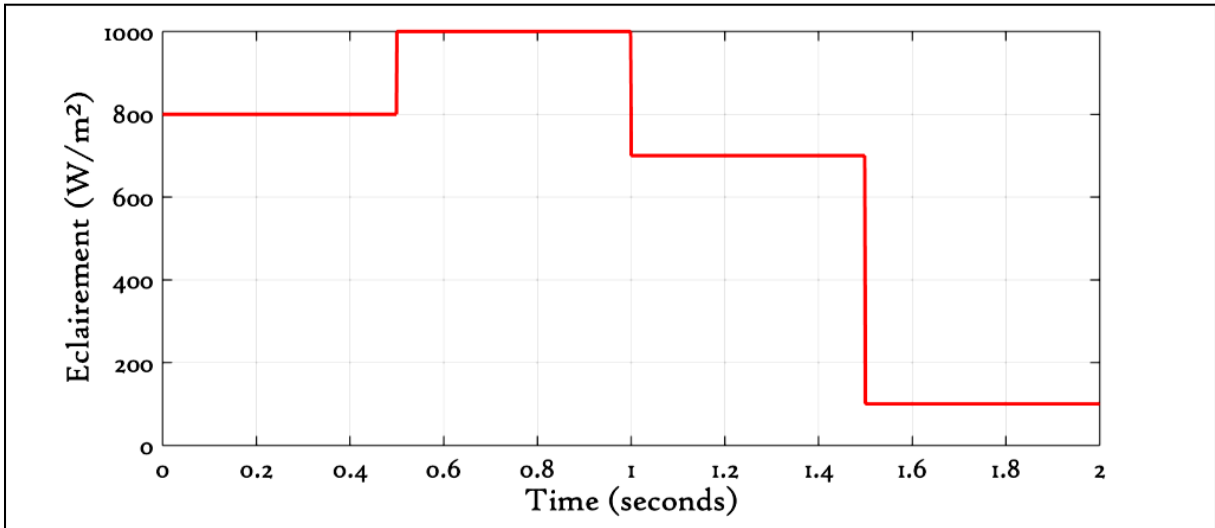


Figure V.12. Principe du contrôle de l'optimisation du rendement énergétique du GPV [7]

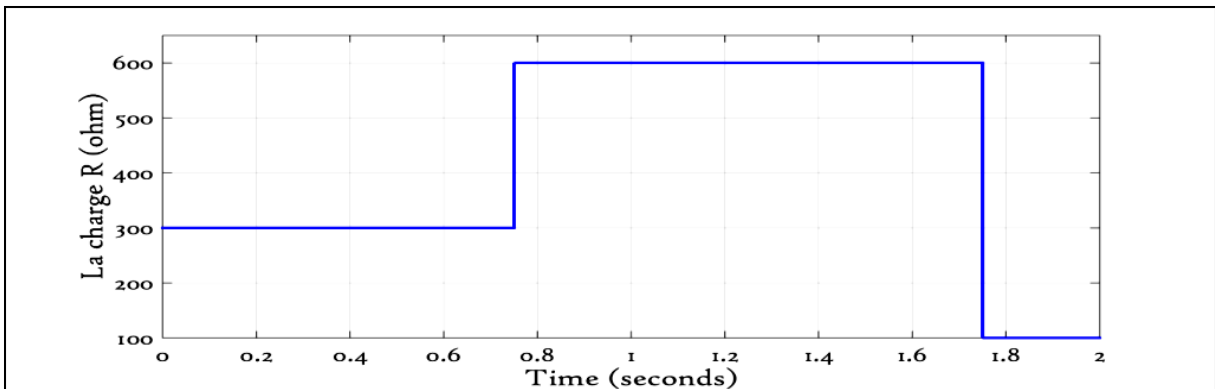
V.9. Les résultats des simulations

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

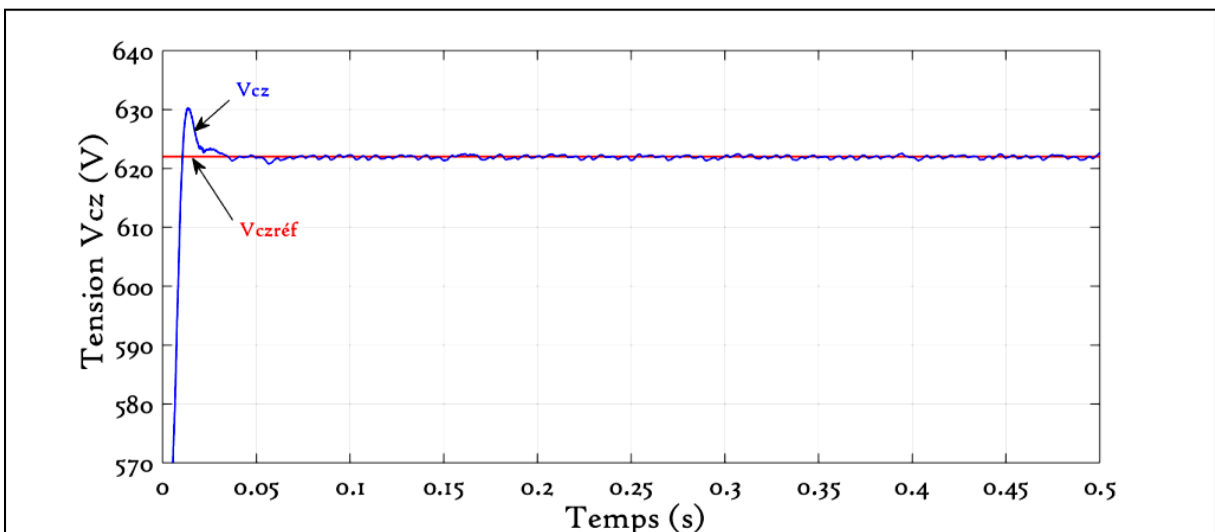
Les résultats de simulation obtenus avec l'utilisation de la stratégie SVM à six court circuits, sont donnés dans la figure suivante :



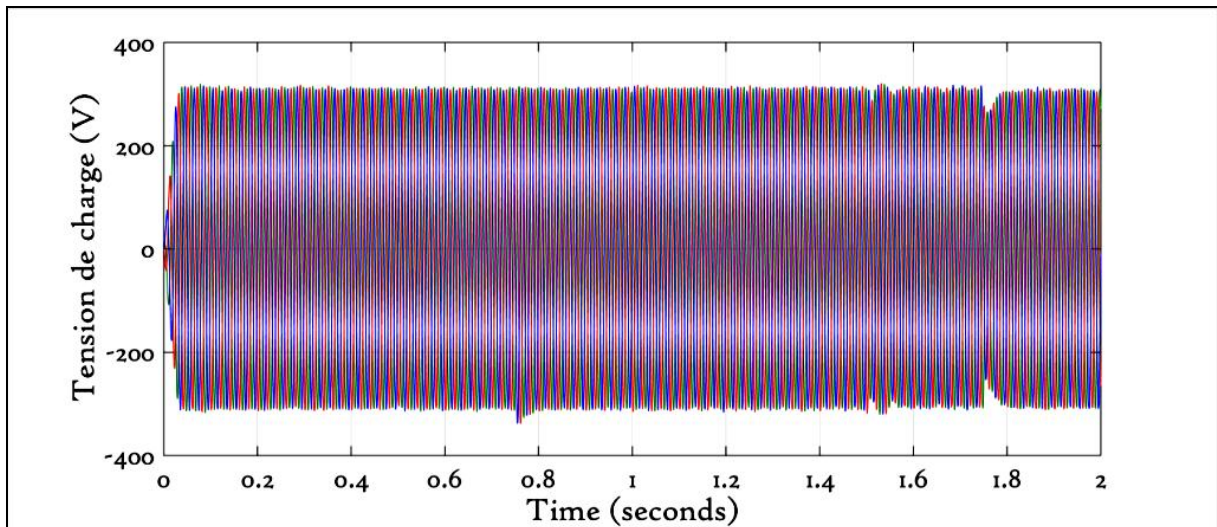
a) Allures de l'éclairement G



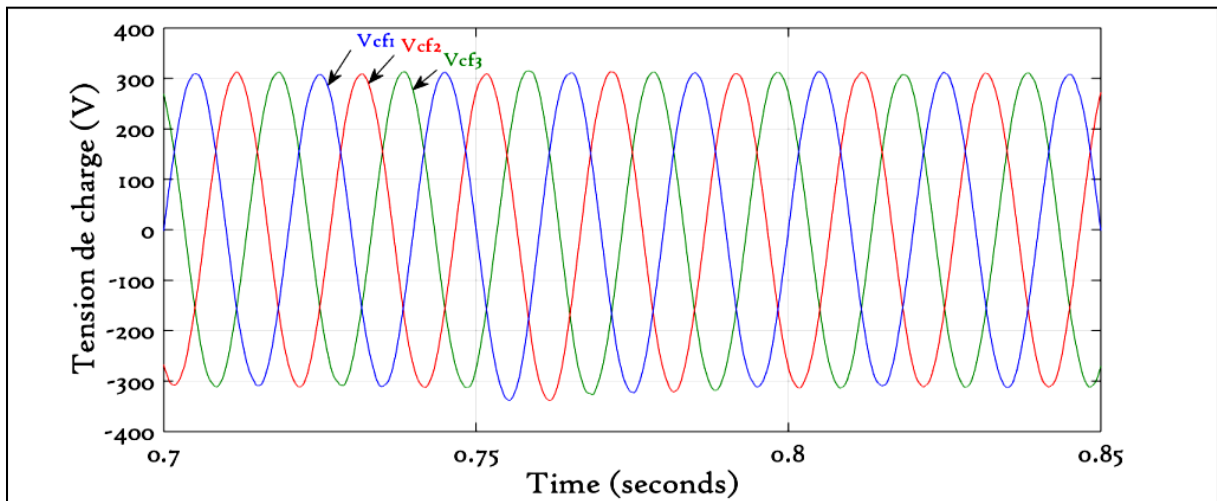
b) La variation de la charge



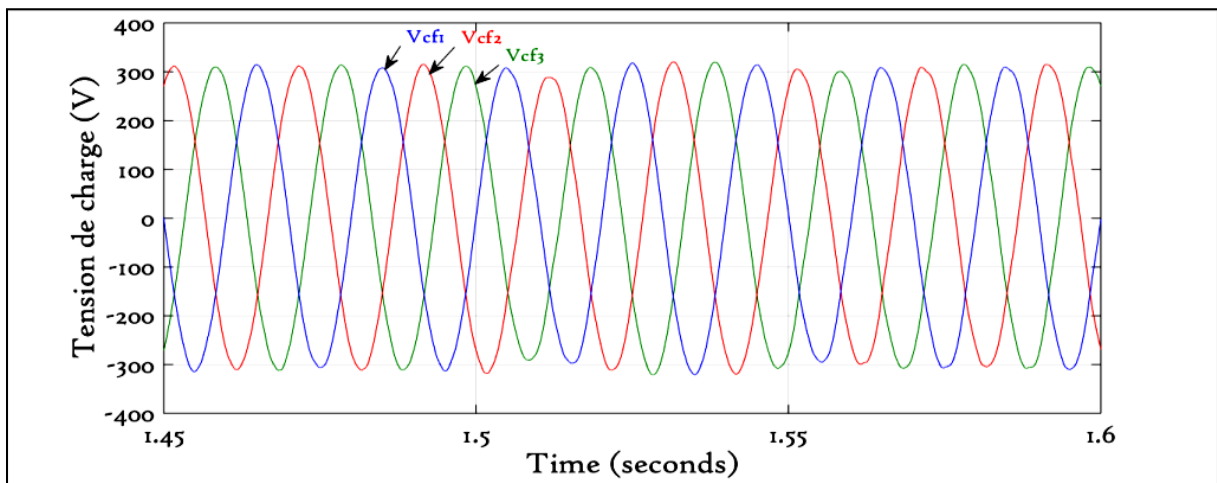
c) Allures de la tension V_{Cz}



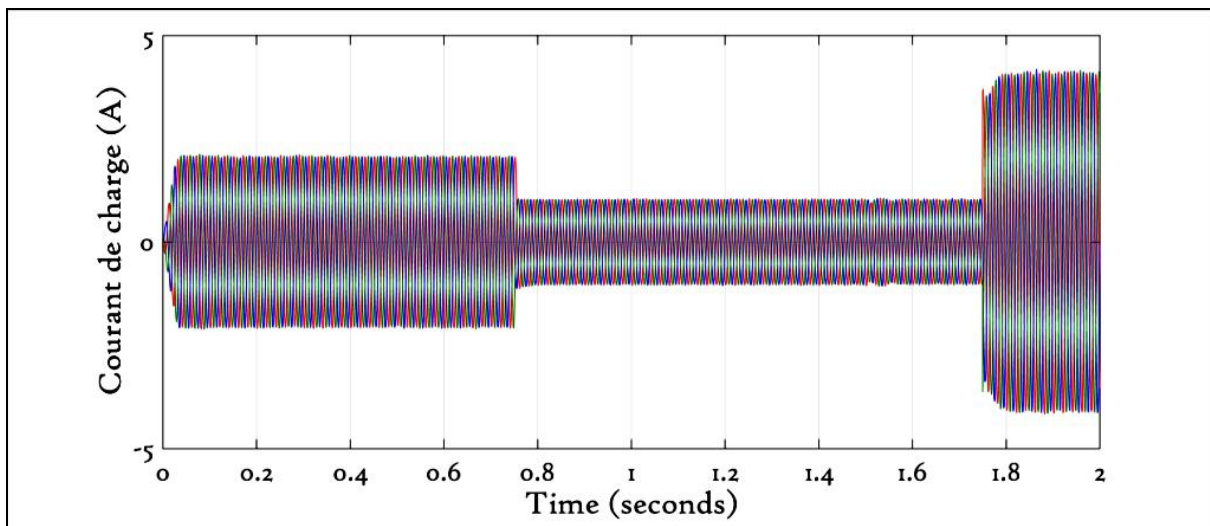
d) Allures des tensions alternatives de charges v_{cf}



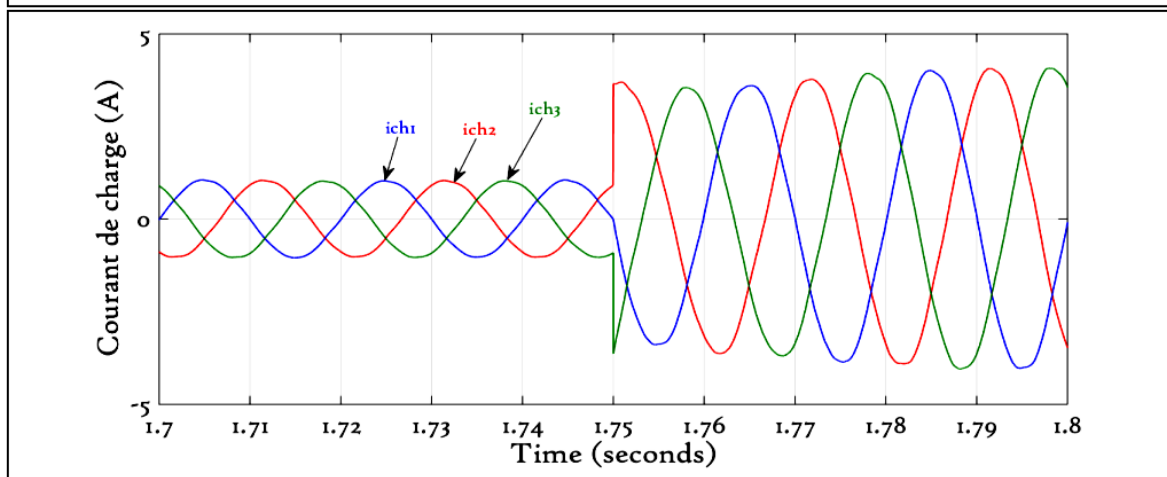
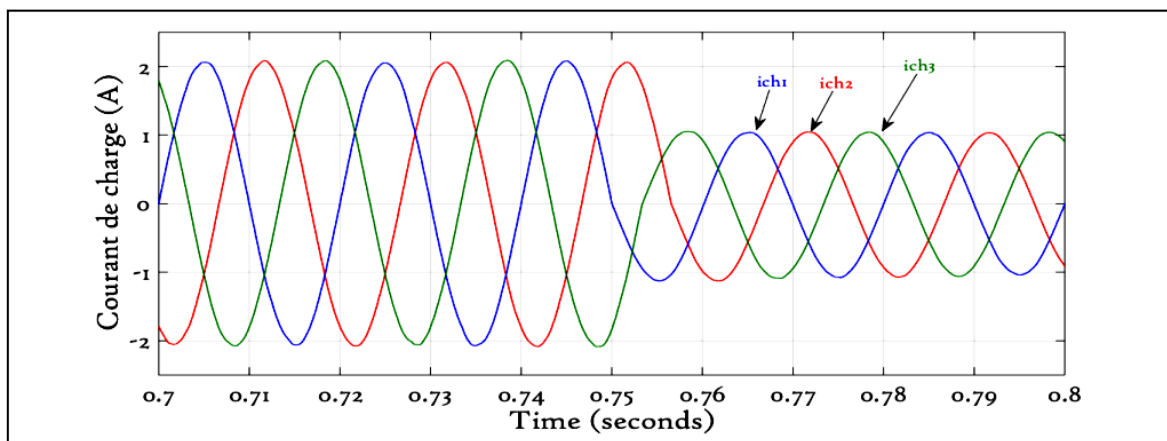
e) L'effet de la perturbation de la charge sur v_{cf} (Zoom)



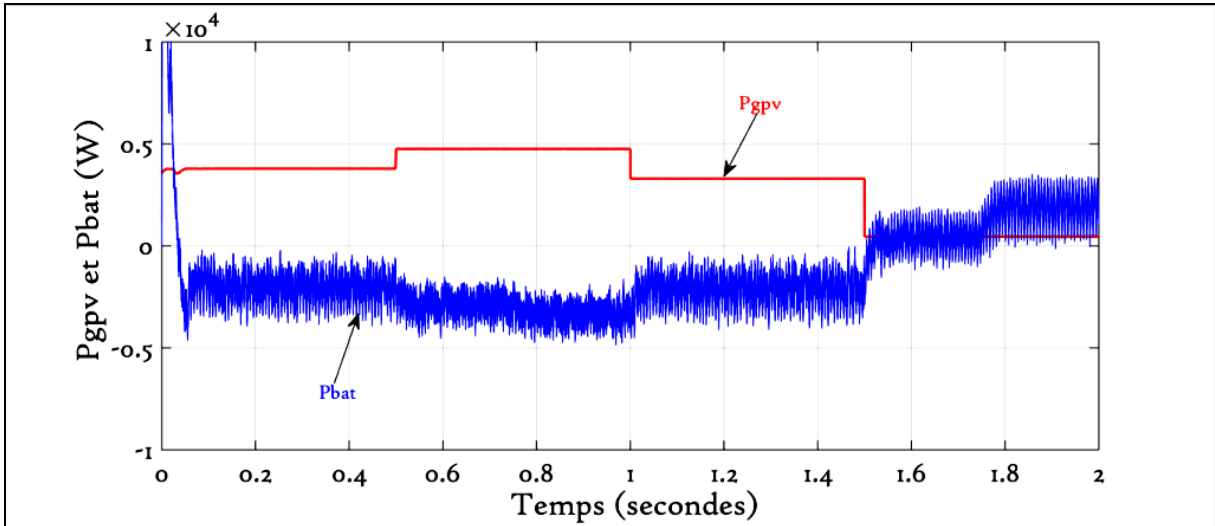
f) L'effet de la perturbation de l'éclairement sur v_{cf} (Zoom)



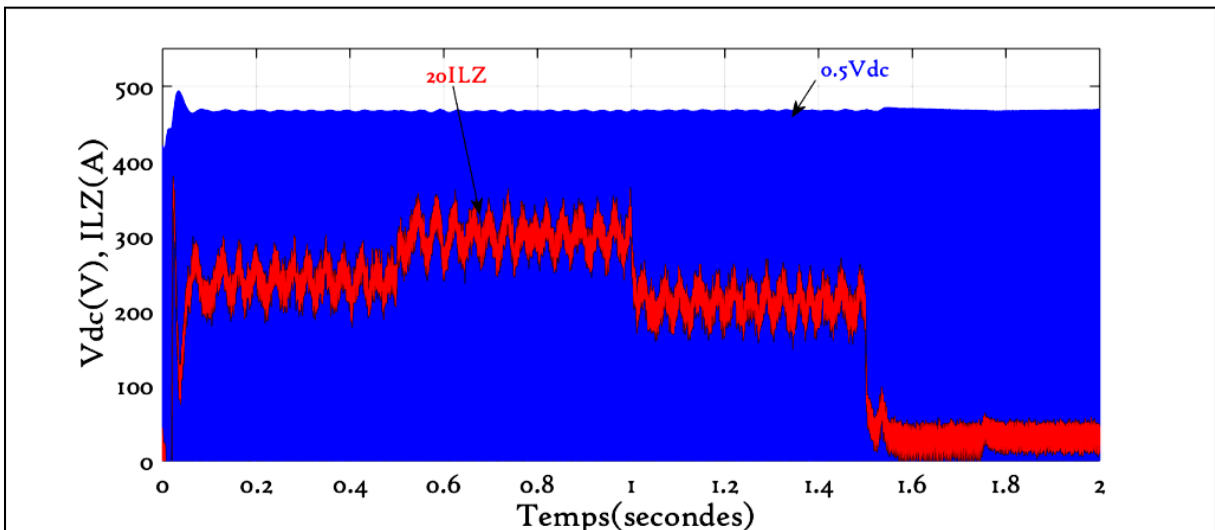
j) Allures courants de charges i_{ch}



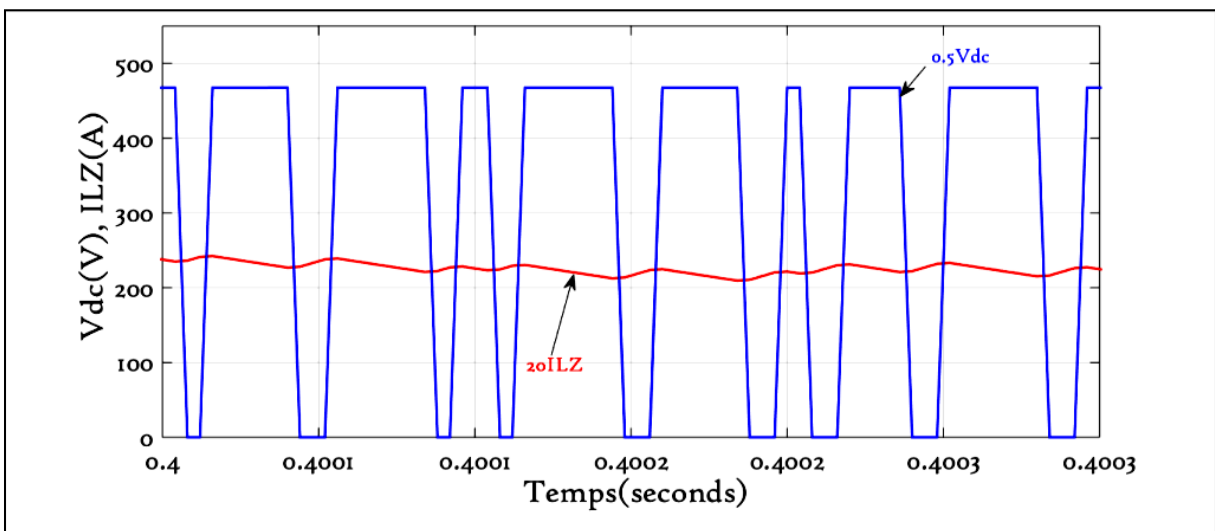
h) Allures courants de charges i_{ch} (Zoom)



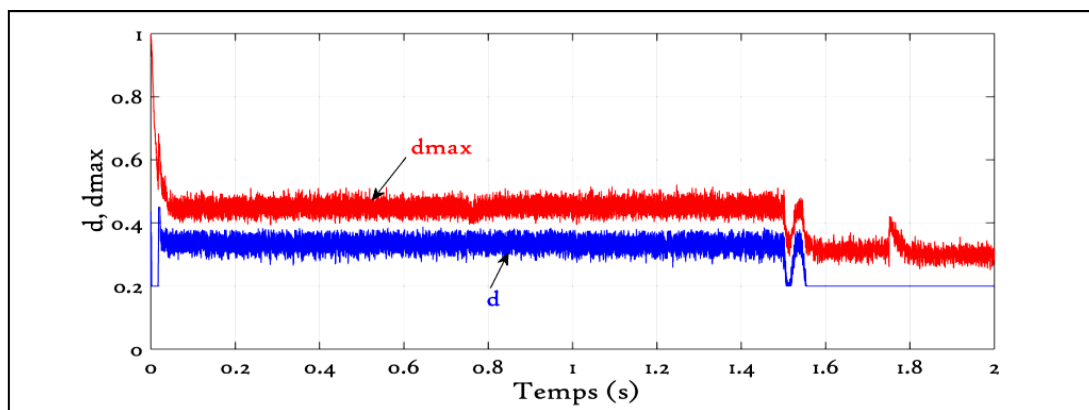
i) Allures des puissances P_{gpv} et P_{bat}



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



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



1) Allures des rapports d_{max} et d

Figure V.13. Résultats du contrôle de la topologie d'insertion avec la stratégie SVM

V.10. Analyse des résultats

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

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

V.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons incorporé l'onduleur z-source dans la chaîne PV contenant un système de stockage. Ce dernier a été modélisé dans le but d'élaborer le contrôle du bus continu. Ainsi nous avons établies le contrôle des différentes grandeurs (continues et alternatives).

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

CONCLUSION GENERALE

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

Le mémoire a commencé par une brève description de l'onduleur conventionnel en donnant quelque limitation qui ont motivées plusieurs chercheurs à élaborer une nouvelle structure basée sur l'insertion d'un réseau d'impédances possède des caractéristiques qui le distinguent des onduleurs conventionnels et lui permettant de surmonter les limitations de ces derniers par L'exploitation de l'état Shoot-Through interdit dans les convertisseurs conventionnels et qui assure un boosting "théoriquement infini" (Sous contrainte des technologies des composants utilisés), ce qui donne plus de flexibilité dans le dimensionnement de l'étage de commutation. Puis on a donné les deux méthodes de commande du bus continu de *Z*-source.

Dans la deuxième partie du mémoire on expliqué le principe du fonctionnement de cet onduleur qui montrent que ce dernier assure en même temps les fonctions d'un hacheur élévateur et d'un convertisseur *DC-AC* classique. De plus trois niveau de modélisation ont été élaboré dans le but d'arriver à un modèle adéquat pour le calcul de la loi commande.

Dans la troisième partie de ce mémoire on a présenté les différentes stratégies de commandes basées sur les techniques conventionnelles modifiées pour la structure *z*-source. Les résultats de simulation de ces stratégies ont montré les avantages et les inconvénients de chacune. L'étude comparative des différentes stratégies de commande montre que les deux stratégies *MCBC* et *SVM* présentent plusieurs avantages par rapport aux autres stratégies et elles sont plus appropriées pour commander l'onduleur à structure *z*-source. Le contrôle de cet onduleur est basé sur l'exploitation des états zéros pour adapter (élever) la tension continue, tandis que les grandeurs alternatives sont contrôlées en exploitant les états actifs. La loi de commande est générée à partir de la combinaison de ces contrôles.

Dans la quatrième partie du mémoire on a élaboré la loi de contrôle à base d'un régulateur PI de l'onduleur *Z* source par la commande des grandeurs d'entrée pour définir le rapport cyclique de l'état Shoot-Through qui va être inséré dans les états zéro des MLI (ou *SVM*) classiques, ce qui permet de bénéficier d'un survoltage sans affecter le fonctionnement de l'onduleur, d'où une nouvelle notion de MLI (ou *SVM*) est introduite et la commande des grandeurs de sorties pour calculer les tension de référence des MLI (ou *SVM*).

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

Comme continuité à ce travail, nous proposons :

- Le développement d'un onduleur multi-niveaux à structure z-source.
- L'intégration de la structure étudiée dans le domaine de la traction électrique avec l'utilisation des méthodes non linéaires pour commander le convertisseur.
- La minimisation du nombre des capteurs utilisés pour les deux contrôles de l'onduleur.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.Nagarajan, K.Venkatachalapathy, S.Narayanasamy, “A Simple Boost Shoot through Control for Single phase Quasi ZSI DC-DC Converters Based on Voltage Doubler Rectifier“, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 91 NR 9/2015.
- [2] D.HADIOUCHE, “Machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure”, Thèse présentée Doctorat de l'Université Henri, Nancy –I, 2001.
- [3] A.BATTISTON, “Amélioration du rendement d'un onduleur _a Z-source par une stratégie d'adaptation de sa tension du bus continu. Journées JCGE'2014 - SEEDS, Jun 2014, Saint-Louis, France.
- [4] F. GURSON, A.VIDET, P.DELARUE, P.BAUDESSON, “Intérêt de la structure onduleur Z-source“, Conference Paper · July 2008.
- [5] F.Z.Peng, “Z-Source Inverter“, IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 39, NO. 2, MARCH/APRIL 2003.
- [6] A.BATTISTON, “Modélisation, commande, et mise en œuvre des onduleurs à source impédentes”, thèse de doctorat, Université Lorraine. France 2014.
- [7] A.M. Achour, “ Etude et commande d’un onduleur triphasé à structure z-source : application aux systèmes multi-sources“, thèse de magister, Ecole militaire polytechnique. Algérie 2016.
- [8] J.M. Retif, “Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones“, Edition 2008, Institut nationale des science appliquées et Iyin.
- [9] F.Z.Peng, “Z-Source Inverter“, IEEE 0-7803-7420-7/02/17.00, 2002.
- [10] M.CHEKIREB, “ La conversion continue-alternative“, Cour d’électronique de puissance, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie 2016.
- [11] Z.PENG, M.SHEN, Z. QUAN, “Maximum boost control of the z-source inverter“, IEEE transactions on power electronics, VOL. 20, NO. 4, JULY 2005
- [12] M.OLZEWESKI, “Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles“ , thesis to Michigan state university East Lansing, August 31, 2005.
- [13] L.Croci, “ Gestion de l’énergie dans un système multi-sources photovoltaïque et éolien avec stockage hybride Batteries/Supercondensateurs”, thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieur d’Ingénieurs de POITIERS, 2013
- [14] A. BOUSHABA, A. SANET, “ Etude et commande d'un convertisseur z-source“, Thèse d’ingéniera, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie, Juin 2014.
- [15] M. SHEN, J. WANG, A. JOSEPH, F.Z.PENG. L. M.TOLBER, D.J. ADAMS, “

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

- [30] G.SEGUIER, R.BAUSIERE et F.LABRIQUE, “Les convertisseurs de l'électronique de puissance _ La conversion continu-alternatif“, 2eme édition Edition Dunod, 1995.
- [31] A. DAVIGNY, « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 11 décembre 2007.
- [32] M.A.BENZIADA, M.OUAIL, “Utilisation du convertisseur Z-source dans un système photovoltaïque“, Thèse d'ingénieur, Ecole Polytechnique, Alger, Algérie, 2015.
- [33] M.OMAR, „Conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour une meilleur gestion énergétique” Mémoire magistère Tlemcen 2011.
- [34] C. Collombet et al, “ Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement ”, Extrait du Cahier Technique Schneider Electric n° 152,1999 novembre.
- [35] B.NIZAM, “Z – Source Inverter for Fuel Cells“, ISSN: 2231-5381, International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT) - Volume4Issue4, April 2013.
- [36] S. THANGAPRAKASH, „Unified MPPT Control Strategy for Z Source Inverter Based Photovoltaic Power Conversion”, Journal of Power Electronics, Vol. 12, No. 1, January 2012.
- [37] S.A.KANNAN „Performance analysis of PV fed single phase Z-source inverter”, International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering vol. 2, issue 2, February 2014.
- [38] X.CHEN, „PV Grid-connected Power Conditioning System with Z-Source network Systems”, IEEE.

ANNEXE 1

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

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

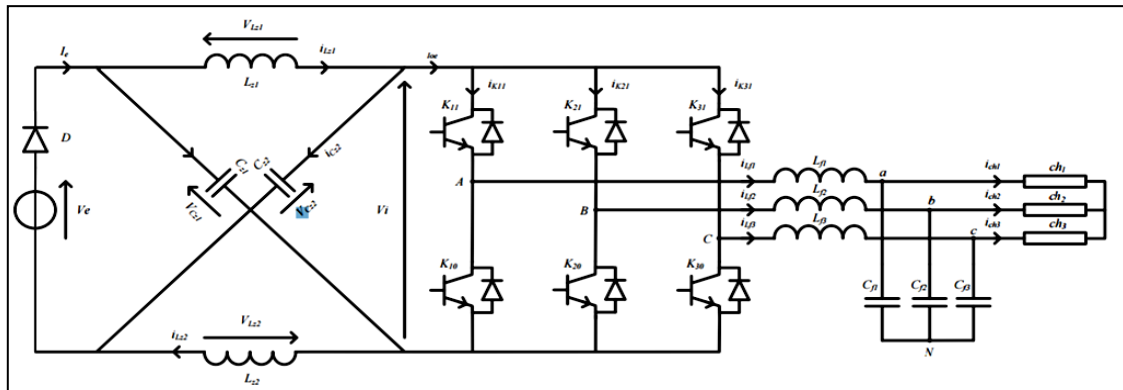


Figure A1.1. Onduleur z-source associé au filtre LC

A partir de ce schéma on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = V_e \cdot \begin{bmatrix} F_{11} & 0 & 0 \\ 0 & F_{21} & 0 \\ 0 & 0 & F_{31} \end{bmatrix} \quad A1 - 1$$

En appliquant la loi des mailles on trouve :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} + V_{ON} \\ V_{BN} = V_{BO} + V_{ON} \\ V_{CN} = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad A1 - 2$$

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

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad A1 - 3$$

Donc

$$\begin{cases} V_{ON} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \\ V_{AN} = \frac{1}{3}(2 \cdot V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}) \\ V_{BN} = \frac{1}{3}(2 \cdot V_{BO} - V_{AO} - V_{CO}) \\ V_{CN} = \frac{1}{3}(2 \cdot V_{CO} - V_{AO} - V_{BO}) \end{cases} \quad A1 - 4$$

On peut déduire

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_e \cdot \begin{bmatrix} 2.F_{11} & -F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 2.F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 0 & -F_{21} & 2.F_{31} \end{bmatrix} \quad A1 - 5$$

A partir de la figure précédente, on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = I_{eo} \cdot \begin{bmatrix} F_{11} & 0 & 0 \\ 0 & F_{21} & 0 \\ 0 & 0 & F_{31} \end{bmatrix} \quad A1 - 6$$

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

A partir de la figure précédente, on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{Lf1} \\ V_{Lf2} \\ V_{Lf3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{cf1} \\ v_{cf2} \\ v_{cf3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_e \cdot \begin{bmatrix} 2.F_{11} & -F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 2.F_{21} & -F_{31} \\ -F_{11} & 0 & -F_{21} & 2.F_{31} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{cf1} \\ V_{cf2} \\ V_{cf3} \end{bmatrix} \quad A1 - 7$$

Ainsi que :

$$\begin{bmatrix} i_{cf1} \\ i_{cf2} \\ i_{cf3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Lf1} \\ i_{Lf2} \\ i_{Lf3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{ch1} \\ i_{ch2} \\ i_{ch3} \end{bmatrix} \quad A1 - 8$$

Nous avons aussi :

$$\begin{cases} V_{Lf}(p) = \frac{1}{r_{Lf} + L_f} \cdot i_{Lf}(p) \\ i_{cf}(p) = \frac{1}{C_f} v_{cf}(p) \end{cases} \quad A1 - 9$$

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

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

Donc on doit calculer :

$$\begin{cases} [v_{cf,dq}] = [P] \cdot [v_{cf}] \\ [i_{Lf,dq}] = [P] \cdot [i_{Lf}] \\ [i_{ch,dq}] = [P] \cdot [i_{ch}] \end{cases} \quad A1 - 10$$

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

On a:

$$[V_{Lf}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [i_{Lf}(t)] + [L_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} i_{Lf}(t) \right] \quad A1 - 11$$

En introduisant la transformation du Park inverse, on trouve :

$$[P]^{-1} \cdot [V_{Lf dq}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{Lf dq}(t)] + [L_f] \frac{d}{dt} \{ [P]^{-1} \cdot [i_{Lf dq}(t)] \} \quad A1$$

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

$$[P] \cdot [P]^{-1} [V_{Lf dq}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [P] \cdot [P]^{-1} [i_{Lf dq}(t)] + [L_f] \cdot [P] \left\{ [P]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lf}(t)] + \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{Lf}(t)] \right\} \quad A1$$

Ce qui nous donne :

$$[V_{Lf dq}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [i_{Lf dq}(t)] + [L_f] \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lf}(t)] + [P] \cdot \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{Lf}(t)] \quad A1$$

Tel que:

$$\begin{cases} [P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ [P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \sin \theta(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - \sin \theta(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \\ [P] \cdot \frac{d}{dt} [P]^{-1} = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{et } \theta = \omega \cdot t = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t \quad A1$$

Donc:

$$[V_{Lf dq}(t)] = [r_{Lf}] \cdot [i_{Lf dq}(t)] + [L_f] \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lf}(t)] + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [i_{Lf}(t)] \quad A1$$

En utilisant la transformée de Laplace, on déduit :

$$\begin{cases} V_{Lfd}(p) = (r_{Lf} + L_f \cdot p) i_{Ld}(p) - L_f \cdot \omega \cdot i_{Lq}(p) \\ V_{Lfq}(p) = (r_{Lf} + L_f \cdot p) i_{Lq}(p) - L_f \cdot \omega \cdot i_{Ld}(p) \end{cases} \quad A1$$

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

$$[i_{cf}(t)] = [C_f] \cdot \left[\frac{d}{dt} v_{cf}(t) \right] \quad A1$$

En introduisant la transformation du Park inverse, on trouve :

$$[P]^{-1} \cdot [i_{cfdq}(t)] = [C_f] \cdot \frac{d}{dt} \{ [P]^{-1} \cdot [v_{cfdq}(t)] \} \quad A1$$

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

$$[P] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{cfdq}(t)] = [C_f] \cdot [P] \left\{ [P]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lf}(t)] + \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{Lf}(t)] \right\} \quad A1$$

Ce qui nous donne :

$$[i_{cfdq}(t)] = [C_f] \cdot [P] \cdot [P]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [i_{Lf}(t)] + [P] \cdot \frac{d}{dt} [P]^{-1} \cdot [i_{Lf}(t)] \quad A1$$

Finalement, on trouve :

$$\begin{cases} i_{cfd}(p) = C_f v_{cd}(p) - C_f \cdot \omega \cdot v_{cq}(p) \\ i_{cfq}(p) = C_f v_{cq}(p) + C_f \cdot \omega \cdot v_{cd}(p) \end{cases} \quad A1$$

ANNEXE 2

SISOTOOL

The SISO Design Tool is a graphical user interface (GUI) that facilitates the design of compensators for single-input, single-output feedback loops. The SISO Design Tool allows you to iterate rapidly on your designs and perform the following tasks:

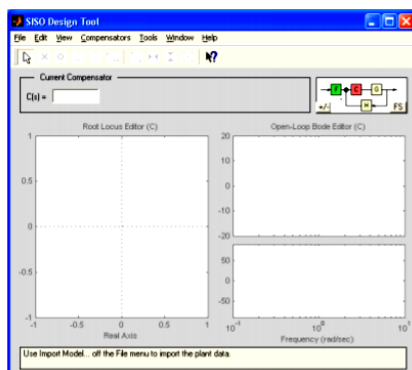
- Manipulate closed-loop dynamics using root locus techniques.
- Shape open-loop Bode responses.
- Add compensator poles and zeros.
- Add and tune lead/lag networks and notch filters.
- Inspect closed-loop responses (using the LTI Viewer).
- Adjust phase and gain margins.
- Convert models between discrete and continuous time.

The Sisotool command opens the SISO Design Tool and sets it up for controller design.

Here are the steps for launching the SISO Design Tool:

1. Enter the plant model (transfer function, etc.) into MATLAB workspace.
2. Type `sisotool` and press return

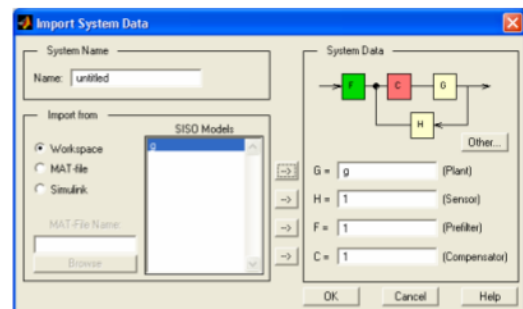
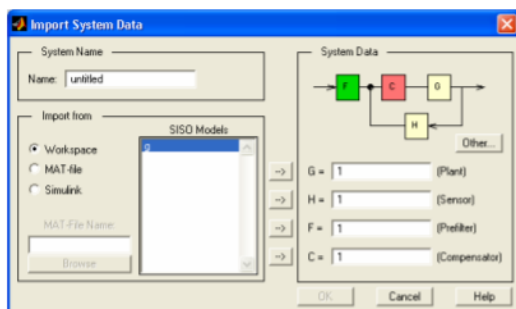
The SISO Design Tool window opens as shown.



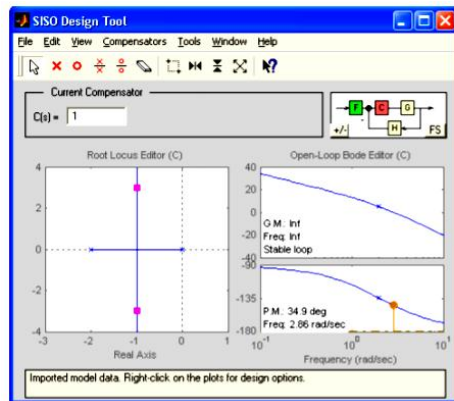
NOTE:

- To change the Control System toolbox preferences, choose **Toolbox Preferences...** from **File** menu and make necessary modification in **Units**, **Style**, **Characteristics** and **SISO Tool** options.

3. Select **Import ...** from File menu and import the plant model $G(s)$ into Sisotool GUI.



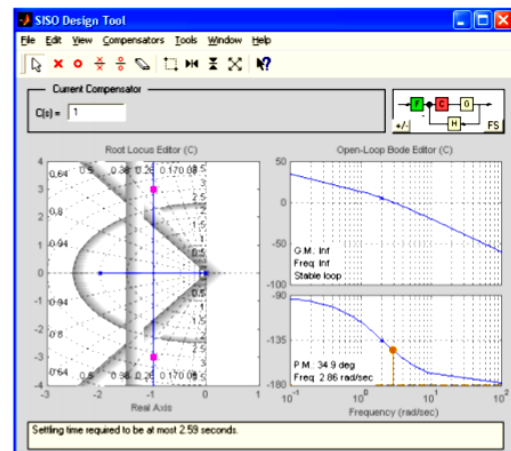
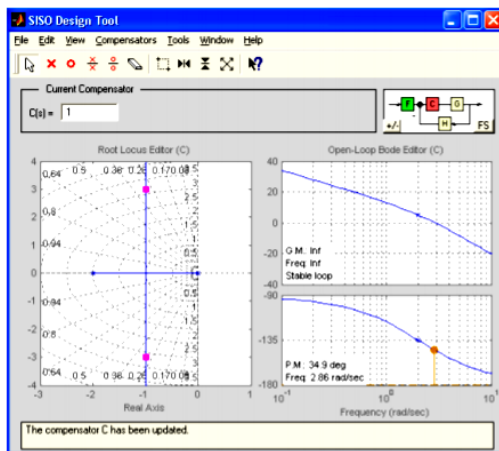
The root locus and Bode plot of the plant $G(s)$ with the default control $C(s) = 1$ will then be shown in the SISO Design Tool window.



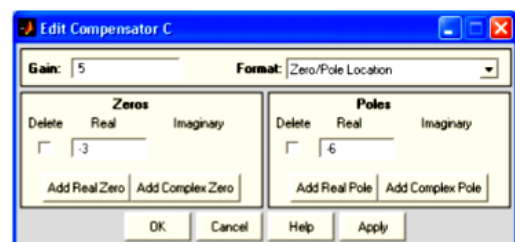
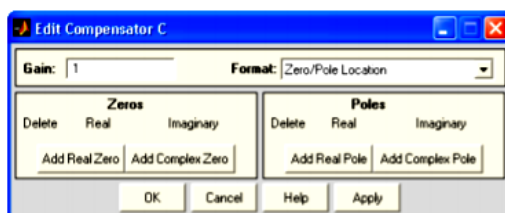
NOTE:

- To change the units of the Bode magnitude plot from dB to absolute value, choose **magnitude in "absolute" – "log scale"** from **Edit / SISO Tool Preferences / Units** menu.
- To change the compensator format from default to $C(s) = K \frac{s+1}{s+p}$, choose **Natural frequency** from **Edit / SISO Tool Preferences / Options** menu.

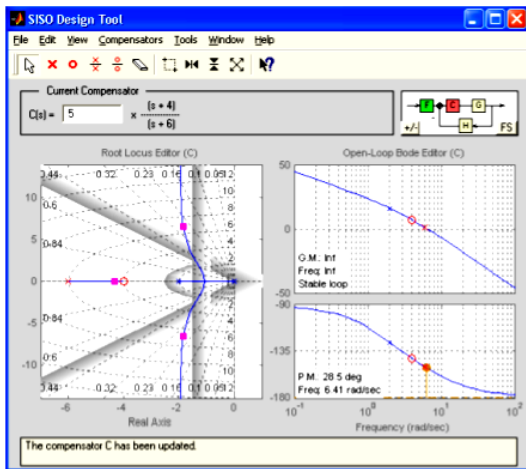
4. To add/remove grids you right click on the corresponding plot windows (root-locus, Bode, or both) and select the grid option. To show the design constraint boundaries, you right click on the appropriate plot window and choose design constraint option and specify your new constraint. To modify these constraints, click and drag the appropriate constraint boundary to a new location.



5. To design or modify the control, right-click on the Current Compensator box. The compensators window opens where you can add/delete zeros and poles and change the control gain.

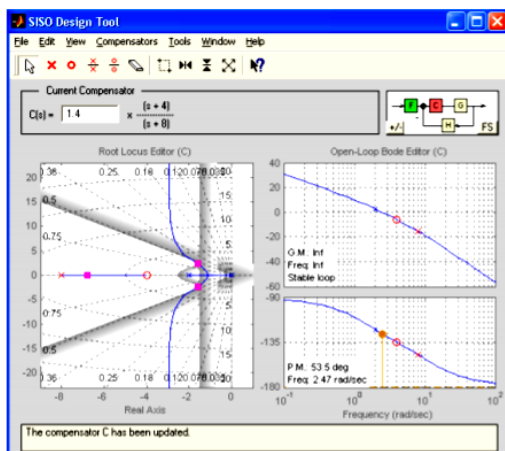


The root locus and Bode plot of the open-loop system $C(s)G(s)$, with the new control $C(s)$, will be shown in the SISO Design Tool window.



You can now interactively modify the current compensator until the design constraints are satisfied.

- To change the compensator's pole and zero, click and drag them to new locations. Instantly, you will see the systems root-locus and Bode plot will also change.



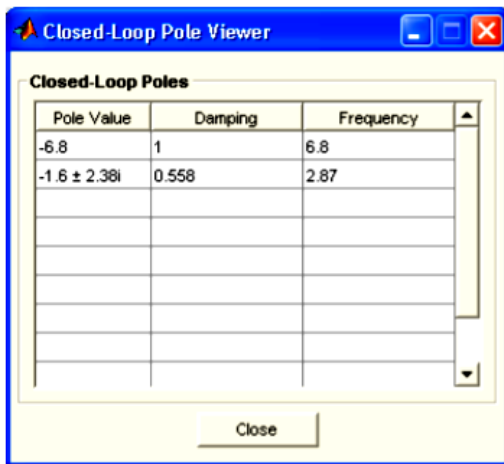
NOTE:

- To save the results and plots at different stages of your design, choose **Save Session** from **File** menu. It saves everything.
- To retrieve the results and plots that were saved at different stages of design, choose **Retrieve Session** from **File** menu.

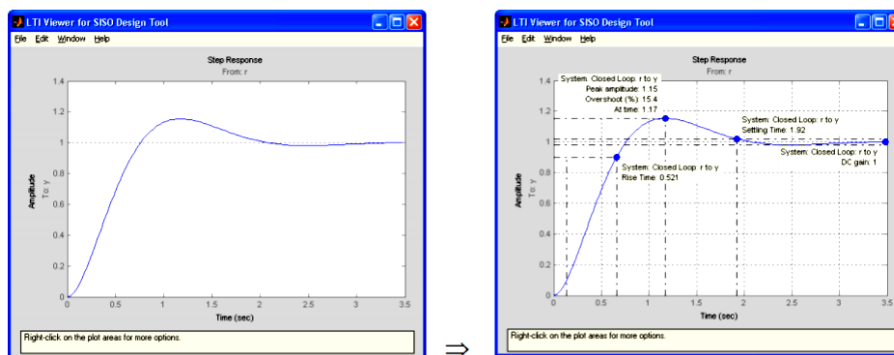
You can also click and drag the closed-loop poles (the red squares on the rootlocus) to new locations. This, instantly changes the corresponding control gain.

To change the control gain, you may also click and drag the Bode plot magnitude up or down. The cross-over frequency, phase-margin and gain-margin, shown in the Bode plot, will then change instantly.

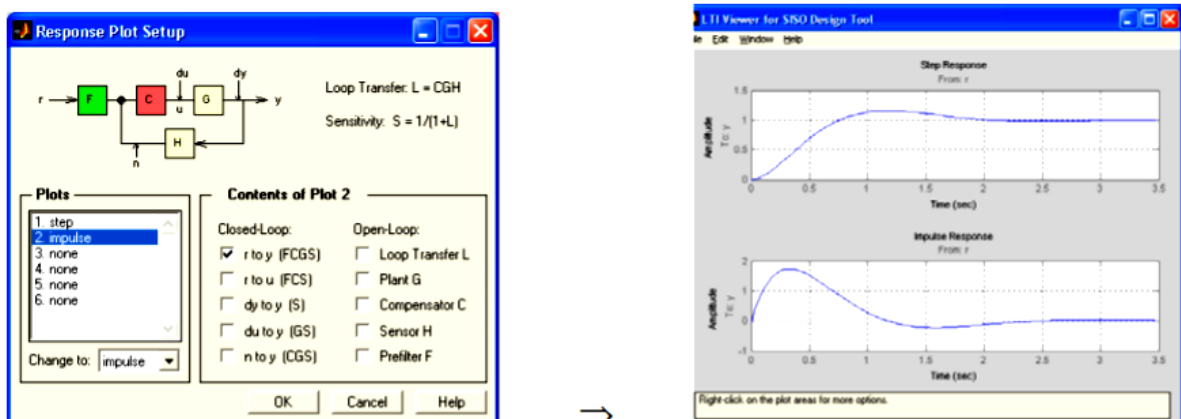
- You can now check the characteristics of the closed-loop system. To see closed-loop poles, choose closed-loop poles from View menu.



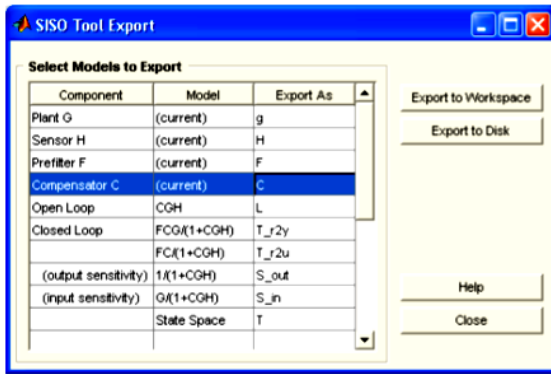
To see closed-loop step-response, choose Loop Responses → Closed-Loop Step from Tools menu. You can right click on the plot in the LTI Viewer window to add/remove grid, as well as add/remove closed-loop characteristics (Peak Response, Settling Time, Rise Time, and Steady State).



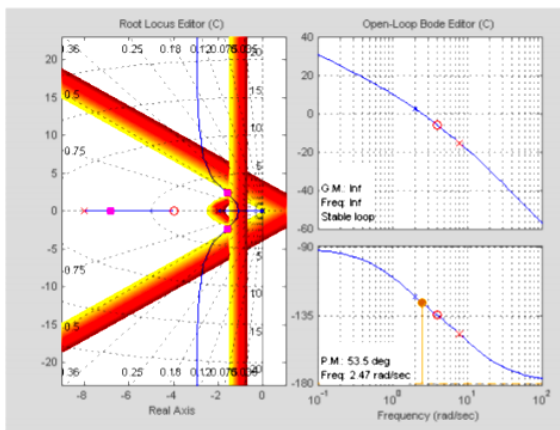
For other system responses, select Loop Responses → Other ... from Tools menu.



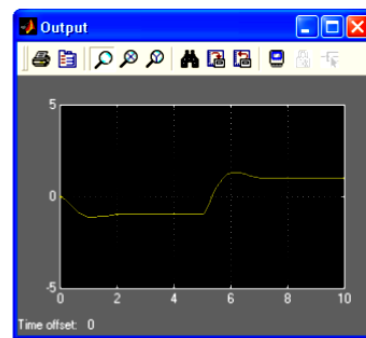
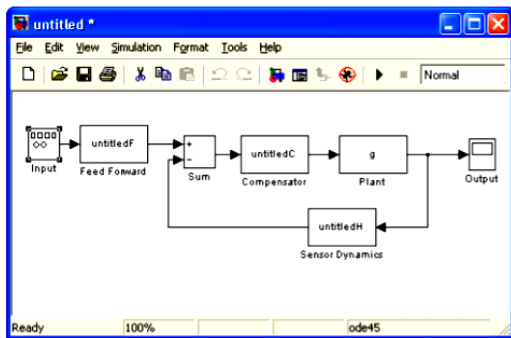
- To export the designed controller to MATLAB workspace, choose Export ... from the File menu. The exported data will overwrite the existing data in the workspace.



- To transfer the plots to another application such as WORD, choose Print to Figure from File menu. This, transfers the selected figure to a MATLAB Figure window. Now, in this Figure window, choose Copy Figure from the Edit menu and then Paste it into your WORD file.



- To transfer the data to SIMULINK, choose Draw Simulink Diagram from the Tools menu. This can be done only after the plant and compensator data have already been exported to MATLAB workspace.



ANNEXE 3

DIMENSIONNEMENT DU SITE ISOLE

Le site isolé étudié dans ce mémoire, est un site de télécommunication situé au Sud-West de Adrar, il est constitué principalement des équipements de régénération du signal optique, ces équipements sont caractérisés par leur faible consommation de l'énergie électrique.

L'hybridation du système d'énergétique de ce site, est une opération délicate, en raison de la position géographique de ce site, qui empêche la maintenance des groupes électrogène et la fourniture régulière du carburant.

A cet effet, un système multi-sources autonome basé sur l'utilisation de l'énergie solaire et des batteries de stockage, est adopté pour notre cas. Le dimensionnement de ce système est une étape très importante afin d'assurer un fonctionnement fiable des équipements du site. Lors de ce dimensionnement, il est nécessaire de prendre en considération les conditions climatiques les plus défavorables.

Le tableau suivant regroupe les éléments du site isolé, ainsi que la puissance de chaque élément :

Tableau A3.1. Le bilan énergétique du site isolé [7]

<i>appareil</i>	<i>nombre</i>	<i>Puissance unitaire</i>	<i>Durée d'utilisation/jour</i>	<i>Puissance</i>	<i>Energie (E_c)</i>
<i>Equipement de télécom</i>	<i>02</i>	<i>150w</i>	<i>24heures</i>	<i>300</i>	<i>7.2KWh</i>
<i>lampe</i>	<i>01</i>	<i>20W</i>	<i>1heures</i>	<i>20</i>	<i>20Wh</i>
<i>Extracteur d'air</i>	<i>01</i>	<i>300W</i>	<i>24heures</i>	<i>300</i>	<i>7.2KWh</i>
<i>Total</i>				<i>1020W</i>	<i>14.42KWh</i>

A3.1 Dimensionnement du générateur photovoltaïque (GPV)

L'énergie nécessaire pour alimenter le site, peut être calculée en introduisant le rendement η de la chaîne de l'alimentation.

$$E_p = \frac{E_c}{\eta} = \frac{14.42}{0.7} = 20.6KWh \quad \text{A3 - 1}$$

Afin d'assurer la disponibilité de l'alimentation électrique pour les équipements du site, la puissance à fournir par le GPV doit être calculée pour le cas le plus défavorable, où la durée l'ensoleillement est limitée à huit (08) heures et avec un éclairement moyen d'ordre 700W/m^2 .

Donc, la puissance totale P_{GPV} à fournir par le GPV, est donnée par la relation suivante :

$$P_{GPV} = \frac{E_p}{h} = \frac{20.6}{8} = 2.575\text{KW} \quad \text{A3 - 2}$$

A partir des caractéristiques du panneau solaire citées précédemment, on peut déduire que la puissance crête délivrée avec la valeur de l'éclairement prise en considération (700W/m^2), est de 95W . Par conséquent, le nombre des panneaux solaires de type SW 135 à installer, peut être donné par la relation suivante :

Dans le but d'assurer une disponibilité de l'énergie électrique, il est important de surdimensionner ce nombre, en ajoutant huit (08) panneaux.

$$N_p = \frac{P_{GPV}}{P_{PV(700\text{W/m}^2)}} = \frac{2.575}{0.095} \cong 28 \text{panneaux} \quad \text{A3 - 3}$$

A3.2 Dimensionnement de la capacité des batteries

Le système de stockage sera dimensionné pour assurer une continuité de l'alimentation pendant deux jours d'absence de l'ensoleillement, sa capacité C_{bat} est donnée par la relation suivante :

$$C_{bat} = \frac{E_p \cdot N_j}{D_{bat} \cdot U_{bat}} \quad \text{A3 - 4}$$

Tel que:

- C_{bat} : capacité de la batterie en ampère heure (Ah) ;
- E_p : énergie à produire par jour (Wh/j) ;
- N_j : nombre de jour d'autonomie ;
- D_{bat} : décharge maximale admissible ;
- U_{bat} : tension de la batterie.

Pour la topologie de notre travail, la tension des batteries est de 300V , et par conséquent le système de stockage aura la capacité suivante :

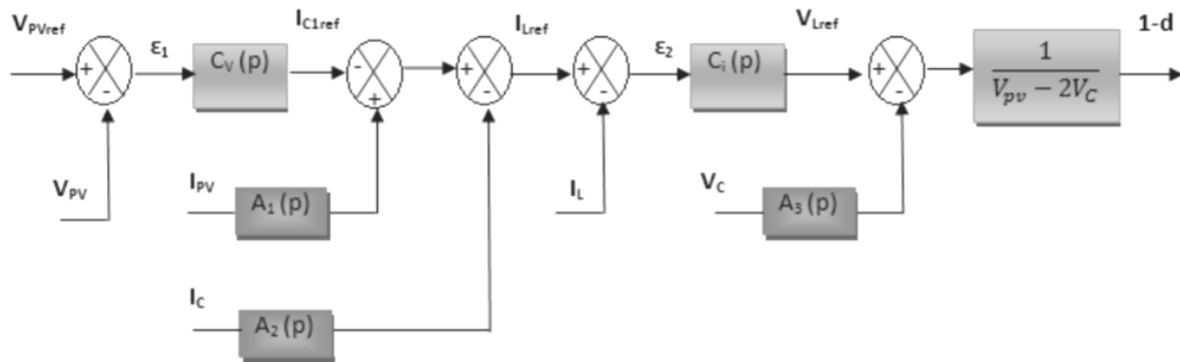
$$C_{bat} = \frac{20.6 * 2}{0.75 * 300} = 183.11\text{Ah} \cong 200\text{Ah} \quad \text{A3 - 5}$$

Cette capacité peut être réalisée en utilisant de cinquante (50) batteries, chacune a une tension de 12V et une capacité de 100Ah. La connexion mixte est adoptée pour aboutir à la tension et la capacité du système de stockage, tel que le système est réparti en deux (02) groupes, chacun a vingt-cinq (25) batteries connectées en série.

ANNEXE 4

CALCUL DES RÉGULATEURS

A4.1 Calcul des paramètres des correcteurs de la variante PI-PI

Figure A4.1 Modèle de contrôle de tension V_{pv}

A4.1.1. Calcul des paramètres de la boucle interne (boucle de courant)

A partir du modèle du contrôle on peut écrire :

$$\begin{cases} \varepsilon_2(p) = i_{Lref}(p) - i_L(p) \\ V_{Lref}(p) = \varepsilon_2(p) \cdot C_i(p) \end{cases} \quad \begin{cases} V_{Lref} - A_3(p)V_C(p) = X \\ 1 - d = \frac{X}{(V_{pv} - 2V_C)} \end{cases} \quad A4 - 1$$

A partir du modèle du convertisseur on peut écrire :

$$i_{L}(p) = \frac{V_L(p)}{r_L + L.p} = \frac{(1-d)(V_{pv} - 2V_C) - V_C}{r_L + L.p} \quad A4 - 2$$

En utilisant la relation A4 - 1, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{\left\{ (V_{pv} - 2V_C) \cdot \frac{X}{(V_{pv} - 2V_C)} \right\} - V_C}{r_L + L.p} = \frac{X - V_C}{r_L + L.p} = \frac{\{V_L - A_3(p)V_C(p)\} - V_C}{r_L + L.p} \quad A4 - 3$$

Si on prend $A_3(p)=1$, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{V_{Lref}}{r_L + L.p} = \frac{\varepsilon_2(p) \cdot C_i(p)}{r_L + L.p} \quad A4 - 4$$

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

$$FTBO_i = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_2(p)} = \frac{C_i(p)}{r_L + L.p} = \frac{1 + T_1.p}{(r_L + L.p) \cdot T_2.p} = \frac{1 + T_1.p}{r_L \cdot [1 + (L/r_L) \cdot p] \cdot T_2.p} \quad A4 - 5$$

Si on prend $T1=L/r_L$, On trouve :

$$FTBO_i = \frac{1}{r_L \cdot T_2 \cdot p} = \frac{1}{\tau_i \cdot p} \quad A4 - 6$$

Donc, on a arrivé à exprimer les paramètres du correcteur de la boucle du courant :

$$\begin{cases} K_{ii} = L/\tau_i \\ K_{pi} = r_L/\tau_i \end{cases} \quad A4 - 7$$

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

$$FTBF_i = \frac{i_L(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{1}{1+\tau_i \cdot p} \quad A4 - 8$$

A4.1.2 Calcul des paramètres du correcteur de la boucle de tension

A partir du modèle de contrôle on peut écrire :

$$\begin{cases} \varepsilon_1(p) = V_{pvref}(p) - V_{pv}(p) \\ i_{c1ref}(p) = \varepsilon_1(p) \cdot C_v(p) \end{cases} \quad \begin{cases} i_{Lref}(p) = A_1(p) \cdot i_{pv} - A_2(p) \cdot I_c(p) - i_{c1ref} \\ i_L(p) = FTBF_i \cdot i_{Lref}(p) \end{cases} \quad A4 - 9$$

A partir du modèle du convertisseur on peut écrire :

$$\begin{aligned} V_{pv}(p) &= \frac{i_{c1}(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{i_{pv}(p) - I_c(p) - i_L(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{i_{pv}(p) - I_c(p) - FTBF_i \cdot i_{Lref}(p)}{C_1 \cdot p} \\ &= \frac{i_{pv}(p) - i_c(p) - FTBF_i \cdot [A_1(p) \cdot i_{pv} - A_2(p) \cdot I_c(p) - i_{c1ref}]}{C_1 \cdot p} \end{aligned} \quad A4 - 10$$

On peut écrire en éliminant i_c et i_{pv} :

$$V_{pv}(p) = \frac{FTBF_i \cdot i_{c1ref}}{C_1 \cdot p} = \frac{\varepsilon_1(p) \cdot C_v(p)}{(1+\tau_i \cdot p) C_1 p} \quad A4 - 11$$

Avec :

$$A_1(p) = A_2(p) = \frac{1+\tau_i \cdot p}{(1+\tau \cdot p)^n} \quad A4 - 12$$

Tel que :

$$\begin{cases} n \geq 2 \\ \tau_i \gg \tau \end{cases}$$

D'ou la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe s'écrit comme suit

:

$$FTBO_v = \frac{V_{pv}(p)}{\varepsilon_1(p)} = \frac{C_v(p)}{C_1 \cdot p \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} \quad A4 - 13$$

Cette fonction de transfert possède un intégrateur qui assure la stabilité, donc on peut prendre :

$$C_v(p) = K_{pv} \quad A4 - 14$$

Donc :

$$FTBO_v = \frac{K_{pv}}{C_1 \cdot p \cdot (1 + \tau_i \cdot p)} = \frac{K_{pv}}{C_1 \cdot \tau_i \cdot p^2 + C_1 \cdot p} \quad A4 - 15$$

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

$$FTBF_v = \frac{K_{pv}}{K_{pv} + C_1 \cdot \tau_i \cdot p^2 + C_1 \cdot p} = \frac{1}{1 + (C_1/K_{pv}) \cdot p + (C_1 \cdot \tau_i/K_{pv}) \cdot p^2} \quad A4 - 16$$

La dernière fonction est similaire à celle de la fonction de 2^o ordre, définie par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + (2 \cdot \xi / \omega_n) \cdot p + (1 / \omega_n^2) \cdot p^2} \quad A4 - 17$$

Par identification :

$$\begin{cases} \frac{C_1}{K_{pv}} = 2 \cdot \xi / \omega_n \\ C_1 \cdot \frac{\tau_i}{K_{pv}} = 1 / \omega_n^2 \end{cases} \quad A4 - 18$$

On prend :

$$\xi = \sqrt{2} / 2$$

On trouve :

$$K_{pv} = \frac{C_1}{2 \cdot \tau_i}$$

A4.2. Calcul des régulateurs de la variante PI-IP

Cette variante consiste à utiliser un régulateur de type PI pour la boucle externe (boucle de tension), et un régulateur de type IP pour la boucle interne (boucle de courant), le modèle de contrôle sera présenté comme suit :

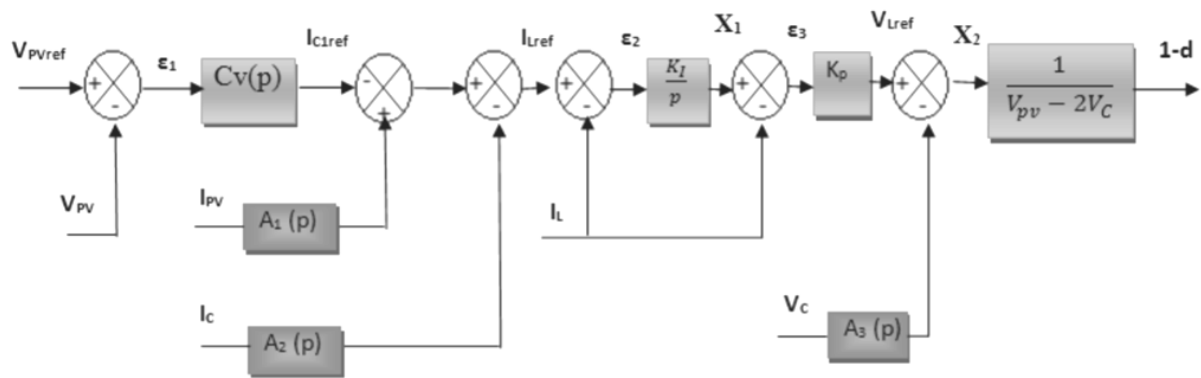


Figure A4.2. Modèle de contrôle de la tension VPV avec la variante PI-IP

A4.2.1. Calcul des paramètres du correcteur de la boucle du courant

A partir du modèle du contrôle on peut écrire :

$$\begin{cases} \varepsilon_3(p) = X_1 - i_L(p) \\ V_{Lref}(p) = \varepsilon_3 * K_p \end{cases} \quad \begin{cases} V_{Lref}(p) - A_3(p) \cdot V_C(p) = X_2 \\ 1 - d = \frac{X_2}{(V_{pv} - 2V_C)} \end{cases} \quad \text{A4 - 19}$$

A partir du modèle du convertisseur on peut écrire :

$$i_L(p) = \frac{V_L(p)}{r+L.p} = \frac{(1-d)(V_{pv}-2.V_C)+V_C}{r+L.p} \quad \text{A4 - 20}$$

En utilisant le système A4 - 19, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{\left\{ (V_{pv}-2.V_C) \cdot \frac{X_2}{(V_{pv}-2.V_C)} \right\} + V_C}{r+L.p} = \frac{X_2 + V_C}{r+L.p} = \frac{\{V_L - A_3(p) \cdot V_C(p)\} + V_C}{r+L.p} \quad \text{A4 - 21}$$

Si on prend $A_3(p)=1$, on trouve :

$$i_L(p) = \frac{V_L}{r+L.p} = \frac{\varepsilon_3(p) \cdot K_p}{r+L.p} \quad \text{A4 - 22}$$

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

$$FTBO_{i1} = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_3(p)} = \frac{K_p}{r+L.p} \quad \text{A4 - 23}$$

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

$$FTBF_{i2} = \frac{K_p}{K_p + r + L.p} \quad \text{A4 - 24}$$

A partir de cette fonction de transfert, on peut déduire la première fonction de transfert en boucle ouverte du courant :

$$FTBO_{i1} = \frac{i_L(p)}{\varepsilon_3(p)} = \frac{K_i}{p} FTBF_{i2} = \frac{K_p \cdot K_i}{p \cdot (K_p + r + L \cdot p)} = \frac{K_p \cdot K_i}{(K_p + r) \cdot p + L \cdot p^2} \quad A4 - 25$$

Cette dernière fonction, nous permet de déduire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF_i = \frac{i_L(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{K_p \cdot K_i}{K_p \cdot K_i + (K_p + r_L) \cdot p + L \cdot p^2} = \frac{1}{1 + ((K_p + r)/K_p \cdot K_i) \cdot p + (L/K_p \cdot K_i) \cdot p^2} \quad A4 - 26$$

La $FTBF_i$ est une fonction de deuxième ordre, donc elle s'écrit sous la forme suivante :

$$FTBF_i = \frac{1}{1 + 2 \cdot \xi / \omega_n \cdot p + 1 / \omega_n^2 \cdot p^2} \quad A4 - 27$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} (K_p + r) / K_p \cdot K_i = 2 \cdot \xi / \omega_n \\ L / K_p \cdot K_i = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \quad A4 - 28$$

Donc on peut déduire :

$$\begin{cases} K_p = 2 \xi L \omega_n - r \\ K_i = \frac{L \cdot \omega_n^2}{2 \xi L \omega_n - r} \end{cases} \quad \begin{cases} \xi = \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \omega_n \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot f_m}{10} \end{cases} \quad A4 - 29$$

A4.2.1. Calcul des paramètres du correcteur de la boucle externe

En utilisant la méthode et les hypothèses précédentes pour le calcul des paramètres du correcteur de la boucle de tension, on peut trouver :

$$V_{pv}(p) = \frac{FTBF_i \cdot i_{c1}(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{FTBF_i \cdot \varepsilon_1(p) \cdot C_v(p)}{C_1 \cdot p} \quad A4 - 30$$

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

$$FTBO_v = \frac{V_{pv}(p)}{\varepsilon_1(p)} = \frac{FTBF_i \cdot C_v(p)}{C_1 \cdot p} = \frac{C_v(p)}{C_1 \cdot p \cdot [1 + ((K_p + r)/K_p \cdot K_i) \cdot p + (L/K_p \cdot K_i) \cdot p^2]} \quad A4 - 31$$

Cette fonction de transfert est d'ordre 3 et intègre un pôle nul de (type 1), qui assure la stabilité de cette fonction, à cet effet, on prend :

$$C_v(p) = K_{pv}$$

Donc :

$$FTBO_v = \frac{K_{pv}}{c_1.p.[1+((K_p+r)/K_p.K_i).p+(L/K_p.K_i).p^2]} \quad A4 - 32$$

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

$$FTBF_v = \frac{K_{pv}}{K_{pv}+c_1.p+c_1.((K_p+r)/K_p.K_i).p^2+c_1.(L/K_p.K_i).p^3} \quad A4 - 33$$

Cette fonction peut être écrite sous la forme suivante :

$$FTBF_v = \frac{1}{(K_{pv}.K_p.K_i/c_1.L)+(K_p.K_i/L).p+((K_p+r)/L).p^2+p^3} \quad A4 - 34$$

La fonction $FTBF_v$ est une fonction 3^o ordre, et en appliquant le critère de Roth, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{[((K_p+r)/L)-(K_{pv}.K_p.K_i/c_1.L)].(K_p.K_i/L)}{(K_{pv}+rL_z)/L_z} > 0 \\ \omega_n \leq \frac{2.\pi.f_m}{10} \end{array} \right. \Rightarrow K_{pv} < \frac{c_1.(K_p+r)}{K_p.K_i} \quad A4 - 35$$