REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : électrotechniques
Spécialité : commande et électronique industrielle

Modélisation et Commande d'un onduleur Multi-Niveaux à Z- Source

---

Présenté par :

Mr : OUNNAS ZAKARIA

Mr :SABOUR ABDELHAFID

Proposé et Dirigé par :

Dr :HENINI NOUREDDINE

M : KADDOUR BENTOUCEF

Promotion 2019

Remerciement

Nous remercions tout d'abord ALLAH de nous avoir donné la force d'accomplir ce travail qui reflète nos efforts le long des années d'étude.

Nous tenons à exprimer nos gratitudes et vifs remerciements à notre promoteur, Monsieur HANINI NOUREDDINE nous avoir proposé et suivi ce sujet ainsi pour leurs orientations et précieux conseils pendant la durée de travail sur ce projet.

Nos remerciements les plus sincères s'adressent également aux membres du jury, qui ont accepté de participer à la valorisation de ce travail.

Nous remercions tous les enseignants du département génie électrique et tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin, directement ou indirectement à l'élaboration de ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer nos remerciements à tous les étudiants du département science et technologie, notamment les étudiants de la 2 éme année master CEEI pour leur esprit de groupe et leur solidarité.

Dédicace

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

Je dédier ce modeste travail :

- A mes très chers parents : a ma chère mère , pour sa bravoure et son amour sans cesse

renouvelé, que ce présent soit le témoignage de ma reconnaissance et qu'il fasse l'objet de ma

fierté, puisse dieu te permettre de jouir du produit de ton effort, A mon cher père **MOUHEMED** je ne trouverai jamais les mots justes pour tes remercier ;Que Dieu les préserve.

-A mon promoteur **Mr. HANINI NOUREDDINE**.

- A mon trinôme **ZAKARIA** et sa famille (**OUNNAS**)

-A tout mes amies

- A tous les enseignent et les étudiants de département de génie électrique et informatique d'université « **Dr YAHIA Farés** de **Médéa** » et les étudiants de **CEEI** promotion 2019,

et tous qui connaisse **SABOUR ABDELHAFID**

Dédicace

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

Je dédier ce modeste travail :

- A mes très chers parents : a ma chère mère , pour sa bravoure et son amour sans cesse

renouvelé, que ce présent soit le témoignage de ma reconnaissance et qu'il fasse l'objet de ma

fierté, puisse dieu te permettre de jouir du produit de ton effort, A mon cher père **AHMED** je ne trouverai jamais les mots justes pour tes remercier ;Que Dieu les préserve.

-A mon promoteur **Mr. HANINI NOUREDDINE**.

- A mon Binôme **ABDELHAFID** et sa famille (**SABOUR**)

-A tout mes amies

d'université « **Dr YAHIA Farés** de **Médéa** » et les étudiants de **CEEI** promotion 2019,

et tous qui connaisse **ZAKARIA OUNNAS**

Résumé

لقد أظهرنا أن ذاتية المصدر عند العمل في ظل الظروف الرنانة . يمكن ان تعمل كمحول مرشح متكامل . وهذا التكامل يلغي الضوضاء ويغير مستوى الجهد من المدخل في حين خفض التكلفة مقارنة مع المحولات المعتادة

Nous avons montré que la Z-Source, lorsqu'elle travaille dans des conditions de résonance, peut fonctionner comme un filtre-transformateur intégré. Cette intégration permet d'éliminer les bruits et de changer le niveau de tension de l'entrée, tout en réduisant le coût par rapport aux transformateurs habituellement utilisés

We have shown that the Z-Source, when working under resonant conditions, can function as an integrated filter-transformer. This integration eliminates noise and changes the voltage level of the input, while reducing the cost compared to the usual transformers.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE I

CHAPITRE I GENERAALITE SUR LES ONDULEUR MULTI-NIVEAUX

I.1 Introduction 2
I.2. Définition de l'onduleur multi niveaux 2
I.3 principe de fonctionnement des convertisseurs multi niveaux 2
I.4 les Différents types de structure des convertisseurs multi niveaux 4
I.5 Propriétés des principales structures 4
I.5.1 Classification des topologies selon leur alimentation 4
I.5.2 Nombres de composants nécessaires 5
I.6 stratégie de commande des convertisseurs multi niveaux 6
I.6.1. Classification des stratégies de modulation 7
I.6.1.1.Commande par modulation de largeur d'impulsions 7
I.6.1.2 .modulation vectorielle 8
I.6.1.3.Elimination d'Harmoniques sélective 8
I.8 Conclusion 9

CHAPITRE II L'ONDULEUR Z-SOURCE

II.1 Introduction 11
II.2. Définition de l'onduleur Z-source 11
II.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR Z-SOURCE 12
II.3.1. Détermination des coefficients d'amplification 13
II.3.2. Etude de l'amplification maximale 16
II.3.3. Dimensionnement et contraintes des composants: 17
II.4 COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR Z-SOURCE ET UNE STRUCTURE EQUIVALENTE 20
II.5. Onduleur à Quasi Z-Source : 23
II.6 CONCLUSION 24

CHAPITRE III DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION D'UN ONDULEUR Z-SOURCE

III.1. Introduction 26
III.2. Structure de l'onduleur triphasé 26
II.2.1.Modèle d'un onduleur triphasé 26
III.2.2.Les vecteurs tension de l'onduleur triphasé 27
III.3.structure du l'onduleur a z-source 28
III.3.1. Modèle de l'onduleur triphasé Z-source 29
III.3.2.Vecteurs de tension de l'onduleur triphasé à Z-source 30
III.3.3. Modélisation et caractéristique statique d'élévation 31

III.3.3.1 Séquence hors *court-circuit* de bras d'onduleur : $u = 0$ 31
III.3.3.2 Séquence de court-circuit de bras d'onduleur : u = 1 32
III.3.4.Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique d'élévation : 33
III.3.5Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance :.....35
III.3.5.1. Dimensionnement de l'inductance LZ : 35
III.3.5.2. Dimensionnement du condensateur Cz.....35
III.3.5.3. Dimensionnement de l'onduleur : 36
III.3.6.Considération du stockage d'énergie dans les convertis Z-seurs 36
III.3.6.1Cas du convertisseur boost 36
III.3.6.2 Cas de l'onduleur à Z-source.....37
III.4 Conclusion……..37

CHAPITRE IV STRATEGE DE COMMANDE ONDULEUR Z_SOURCE

IV.1 Introduction : 41
IV.2 LES Stratégies de commande 41
IV.2.1 La commande d'élévation simple (Simple Boost Control SBC).....41
IV. 2.2 La commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control *MCBC*) :.....42
IV.2.3. Les stratégies de commande à l'onduleur h-bridge.....44
IV.3 Résultats de simulation 48
IV.3.1 Résultats de simulation SBC 48
IV.3.2 Résultats de simulation MCBC 51
IV.3.3 Résultats de simulation H-bridge 53
IV.4 Conclusion.....56

Table des matières

CHAPITRE I 1

Figure(I.1) Schéma de principe de l'onduleur 2

Figure (I.2) Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle 3

Figure (I.3) Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c) 3

Figure 1.4 : les types de convertisseurs multiniveaux 4

CHAPITRE II 10

Figure II.1 : Structure de l'onduleur Z-source 11

Figure II. 2: Schéma équivalent du mode 1 14

Figure II.3 : Schéma équivalent du mode 2 14

Figure II. 4 : Schéma équivalent du mode 3 15

Figure II.5 : Zone de fonctionnement de l'onduleur Z-source 17

Figure 6 : Evolution simplifiée de la tension des condensateurs et du courant dans la bobine pour une période T 18

Figure II.7: Structure hacheur survolteur en cascade avec un onduleur, équivalente a la structure Z-source. 20

Figure 8 : Zones de fonctionnement des deux structures. 21

Figure II.9: Surdimensionnement en tension de l'onduleur Z-source (%) en fonction de B 21

Figure II.10: Energie à stocker dans les condensateurs 22

Figure II.11: Energie à stocker dans les bobines 22

Figure II.22 : Modèles équivalents par séquence de fonctionnement pour l'établissement du modèle d'état 23

CHAPITRE III 25

Figure III.1: Structure de l'onduleur triphasé 26

Figure III.2 : structure du l'onduleur a z-source 29

Tableau III.3: Etats possibles pour l'onduleur triphasé de fonctionnement. 30

Figure III.3 – Représentation schématique de l'onduleur Z-source lors de la séquence hors *court-circuit*. 31

Figure III.4 – Représentation schématique de l'onduleur a Z-source lors de la séquence de *court-circuit* 32

Figure III.5 – Illustration du modèle pseudo-moyen considère par la suite, exemple d'une variable d'état quelconque $x(t)$. 33

CHAPITRE IV 40

IV.2.1 La commande d'élévation simple (Simple Boost Control SBC) 40

IV. 2.2 La commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control *MCBC*) : 41
Figure IV.2: Signaux de commande de la stratégie MCBC. 42
Figure IV.3 Illustration de la manière dont le décalage détermine le temps de passage t0 45
Figure IV.4 : tension (Vi, Ve et Vcz) 47
Figure IV.5 : Courant iLz 47
Figure IV.6: Tension simple après du filtre 48
Figure IV.7courant élevées à différentes fréquences après de filtre 49
Figure IV.9 (b) Courant iLz 50
Figure IV.10 Tension composée après de filtre 52
Figure IV.11: courant après de filtre 52
Figure IV.13: Tension sortie 54
Figure IV.14: Tension composé 54
Figure IV.16: Tension entre Born impédance 55

Liste des tableaux

CHAPITRE I.....1

Tableau (I-1): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux 5

Tableau (I-2): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux 5

Tableau (I-3): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux.....5

Tableau (I-4): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à neuf niveaux 6

Tableau (I-5): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux 6

CHAPITRE II 10

Tableau II.1 : états utilisés avec la commande Z-source 13

CHAPITRE III 25

Tableau III.1: Etas possibles pour un bras de l'onduleur de tension a deux niveaux 27

Tableau (III. 2) : Tensions simples triphasées 28

Tableau III.3: Etats possibles pour l'onduleur triphasé de fonctionnement. 31

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

LISTE DES ABRÉVIATIONS

INV Inverter (Onduleur)

MLI Modulation de Largeur d'Impulsion

NSI Nine Switch Inverter

VARIABLES ELECTRIQUES ET MECANIQUES

V_{DC}, Ve Tension continue de la source.

Vi Tension du bus continu du NSI.

Vcz Tension de la capacité du réseau d'impédance

Vlz Tension de l'inductance du réseau d'impédance

VARIABLES DE COMMANDE

T_e Période d'échantillonnage

S_a, S_b, S_c Variables booléennes de commande du convertisseur

S_a*, S_b*, S_c* Variables booléennes inverses des variables S_a, S_b, S_c

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est l'ensemble des disciplines qui permettent d'adapter une source d'énergie électrique à une charge pour laquelle elle n'est pas adaptée et dans la plupart des cas, de réguler le débit énergétique de façon simple pour l'adapter à un besoin particulier. Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance.

L'onduleur est l'un des montages les plus répandus de l'électronique de puissance ; il a de multiples applications :

les alimentations de secours ; les alimentations sans interruption ; le raccord des panneaux solaires au réseau électrique ; les nombreux dispositifs nécessitant de fonctionner à une fréquence spécifique: les générateurs d'ultrasons ou d'électricité utilisés dans le domaine médical, l'alimentation des lampes dites à cathode froide pour le rétro-éclairage des afficheurs à cristaux liquides, les variateurs de vitesse des machines alternatives : la tension du réseau est redressée puis un onduleur fabrique une tension dont la fréquence et la forme sont réglables ; les convertisseurs de tension continue/continue à découpage : la tension continue est d'abord ondulée en haute fréquence (quelques dizaines ou centaines de kHz) puis appliquée à un transformateur en ferrite et enfin redressée ……exc.

L'onduleur à Z-source est un convertisseur qui est apparu dans la littérature scientifique en 2011 . Il fait partie de la famille des onduleurs à source impédance dont le plus célèbre est l'onduleur à Z-source . Ce convertisseur DC-AC permet d'élever la tension du bus continu vDC en insérant dans le schéma de MLI des court- circuits de bras d'onduleur (interrupteurs haut et bas d'un même bras fermés simultanément).

Dans ce projet pour la fin de l'étude Nous allons parler à généralités et principes de fonctionnement et faire une modulation de l'onduleur z-source et faire comparaison entre l'onduleur z-source et une structure équivalente explique stratégie de commande MLI et principe de chaque stratégie.

CHAPITRE I

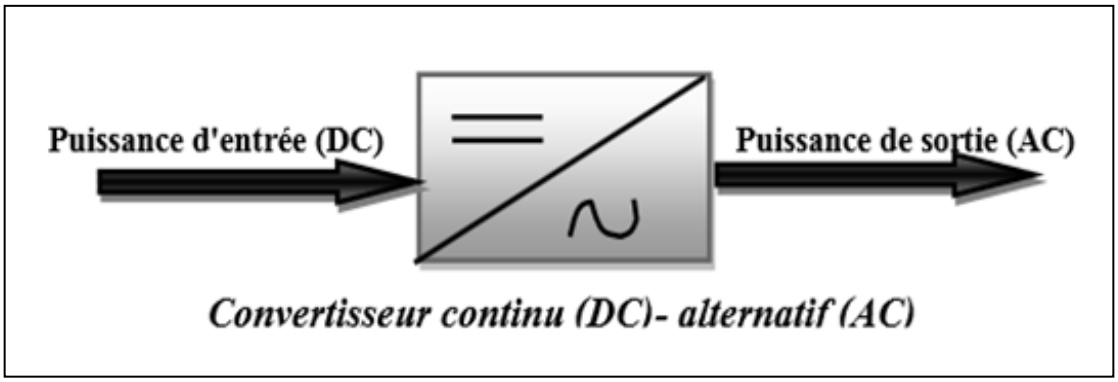
GENERAALITE SUR LES ONDULEUR MULTI-NIVEAUX

I.1 Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique, assurant la conversion continue alternatif. Ces dernières années, des convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des applications diverses. Certaines d'entre elles exigent une alimentation électrique à haute ou moyenne tension, facilement réglable et ayant de bonnes performances spectrales. De nouvelles techniques dites multi niveaux ainsi que de nouvelles topologies de convertisseurs ont été développées. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du convertisseur. Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés. Au cours dernier d'années, les conversions multi niveaux peuvent être domine le domaine d'application de moyen tension et de forte puissance car les avantages qui proposée. Dans ce travail nous intéressons à l'étude des convertisseurs multi niveaux et leur différents types , sont avantage et inconvénient et leur application dans le domaine industriel et plus la modélisation des ces convertisseur .

I.2. Définition de l'onduleur multi niveaux

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entrel'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie



Figure(I.1) Schéma de principe de l'onduleur

l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Par leur structure, Les onduleurs à trois niveaux sont réversibles. Il peuvent fonctionner en onduleur pour transférer l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse

I.3 principe de fonctionnement des convertisseurs multi niveaux

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue, On peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.

L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la Fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt Temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.

Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui Suppose Ve l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'unnombre suffisant de sources.

par exemple Quand K1–K2 sont fermés (On) et K3–K4 sont ouverts (Off) pour t1 < t <t2 on obtient une alternance positif U(t) =Vdc comme la montre la figure (I.2).

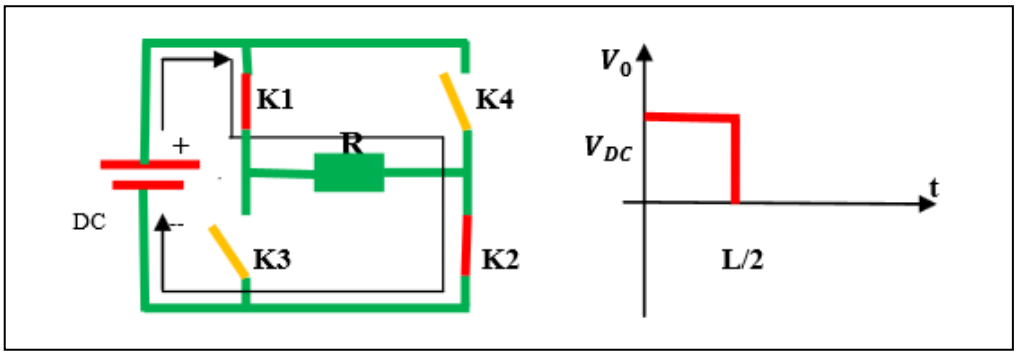


Figure (I.2) Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle

Ce paragraphe a pour but d'introduire le principe général du comportement multi-niveaux. La figure (I.3) aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multi-niveaux.

Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure (I.3.a) dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs: 0 ou 1.

Sur la figure (I.3.b) la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs: 0 ou 1 . dans la figure (I.3.c) le cas général de (m) niveaux est présenté

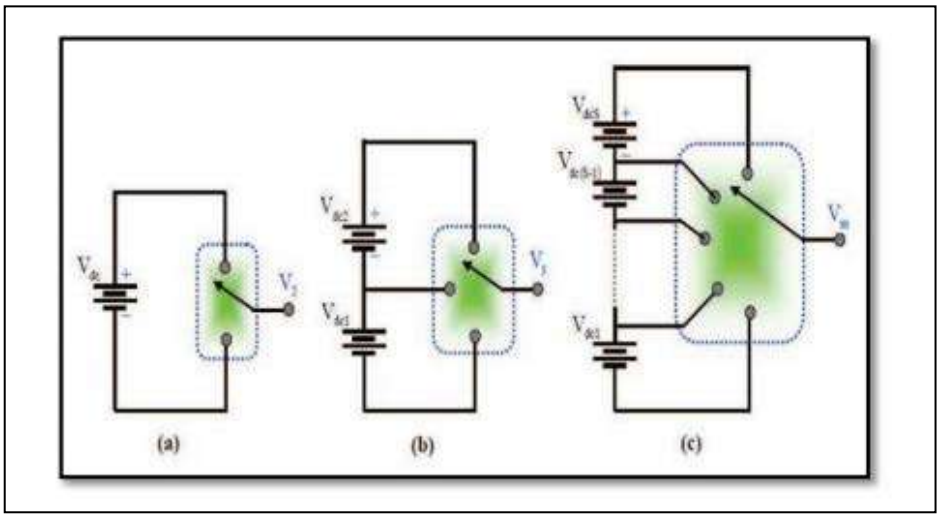


Figure (I.3) Onduleur à niveaux multiples à deux (a), à trois (b) et à m niveaux (c)

I.4 les Différents types de structure des convertisseurs multi niveaux

Les convertisseurs multi niveaux sont constitués en principe à des composants basés sur les semi-conducteurs de puissance. L'association de ces composants et leur connexion revient à des certaines topologies.

Deux catégories d'onduleurs multi niveaux sont actuellement répertoriées.

La première catégorie regroupe les onduleurs principaux en trois groupes :

1) les onduleurs à diodes de bouclage (en anglais clamping diodes appelé diode clamp) Neutral Point Clamped (NPC) et Multiple Point Clamped (MPC)
1. l'onduleur à condensateur flotteur [ou Flying Capacitor (FC)]
2. l'onduleur à pont en cascade H-bridge.

La deuxième catégorie des onduleurs multiniveaux comporte les assemblages hybrides des onduleurs de la première catégorie. Ainsi, on peut citer entre autres

2) NPC en cascade (CDC),
3) H-bridge en cascades (CMH),
4) NPC et H-bridge en cascade (CDCH)

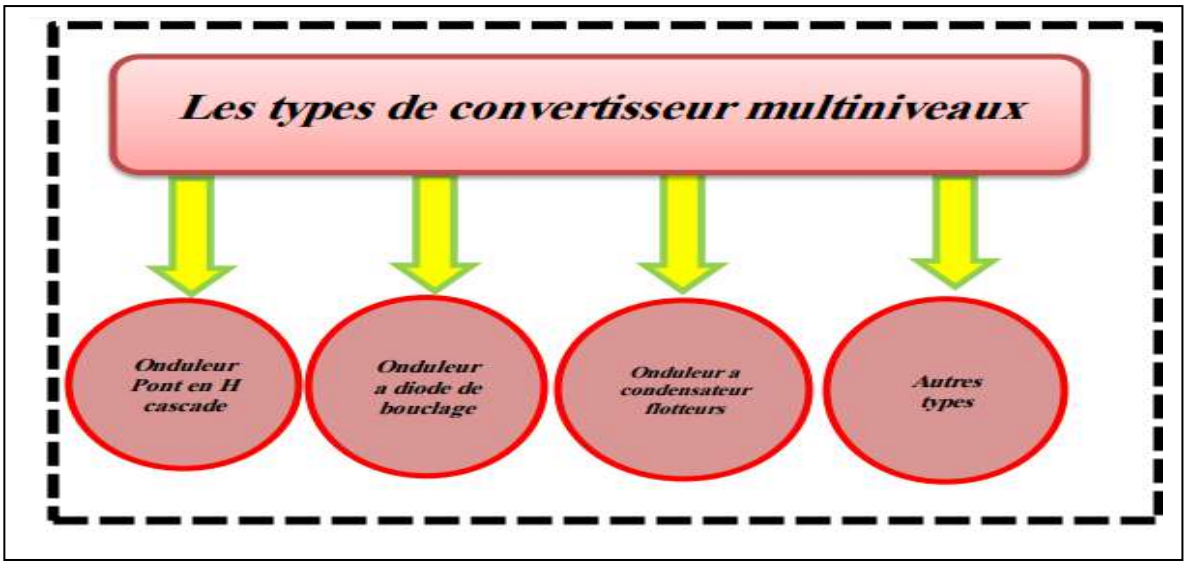


Figure 1.4 : les types de convertisseurs multi-niveaux

I.5 Propriétés des principales structures

I.5.1 Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique.

Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation : la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation

I.5.2 Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension, est identique. Pour maintenir des diodes, ce n'est pas nécessaire dans la configuration à

condensateur imbriqué et onduleur cascadé, ainsi que les condensateurs d'équilibrage ne sont pas obligatoires dans la

configuration à diode clampée et onduleur cascadé. Implicitement, l'onduleur cascadé exige le moindre nombre de composants.

Un autre avantage d'onduleur cascadé est la flexibilité de disposition de circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la même structure, et il n'y a aucune diode clampées supplémentaires ou un condensateur d'équilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut être facilement ajusté en ajoutant ou en enlevant les cellules de pont complet. Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir trois niveaux par branche, nous obtenons :

A l'aide des table aux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension est identique. Pour maintenir des diodes, ce n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadé [22], ainsi que les condensateurs d'équilibrage ne sont pas obligatoires dans la configuration à diode clampée et onduleur cascadé. Implicitement, l'onduleur cascadé exige le moindre nombre de composants.

Topologie	n	s	k	D	D_C	C
NPC	3	2	4	4	2	0
Cellules imbriquées	3	2	4	4	0	1
Cascade	3	1	4	4	0	1

Tableau (I-1): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux

Topologie	n	s	k	D	D_C	C
NPC	5	4	8	8	12	0
Cellules imbriquées	5	4	8	8	0	6
Cascade	5	2	8	8	0	0

Tableau (I-2): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux

Topologie	n	s	k	D	D_C	C
NPC	7	6	12	12	30	0
Cellules imbriquées	7	6	12	12	0	15
Cascade	7	3	12	12	0	0

Tableau (I-3): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux

Topologie	n	s	k	D	D_C	C
NPC	9	8	16	16	56	0
Cellules imbriquées	9	8	16	6	0	28
Cascade	9	4	16	16	0	0

Tableau (I-4): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à neuf niveaux

Topologie	n	s	k	D	D_C	C
NPC	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	(n-2)(n-1)	0
Cellules imbriquées	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	0	(n-2)(n-1)
Cascade	n	(n-1)/2	2(n-1)	2(n-1)	0	0

Tableau (I-5): Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux

Avec:

- n: le nombre de niveaux de tension obtenus,
- s: le nombre de sources à courant continu,
- K: le nombre de commutateurs principaux,
- D: le nombre de diodes principales,
- D_C: le nombre des diodes clampées,
- C: le nombre de condensateurs d'équilibrage,

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadées paraissent être la solution multi-niveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires

I.6 stratégie de commande des convertisseurs multi niveaux

Afin de générer une tension la plus sinusoïdal que possible, des techniques d'élimination des harmoniques et de commutation d'onduleurs ont été l'objet de recherche Les stratégies de commande des convertisseurs multi niveaux sont en générale une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs à deux niveaux. Dans cette partie, nous présentons quelques techniques de commande.

I.6.1. Classification des stratégies de modulation

Les méthodes de modulation utilisée dans les onduleurs multi niveaux peuvent être Classées en fonction de la fréquence de commutation. La Méthode la plus populaire dans les

applications industrielles est celle a MLI apporteuse sinusoïdale (SPWM) qui utilise la technique du décalage de phase pour réduire les harmoniques de la tension de charge.

I.6.1.1.Commande par modulation de largeur d'impulsions

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres décommande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire étale signal modulant. Se lon la stratégie adoptée, ce dernier peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse.

Dans cette partie, on analyse trois stratégies de modulation à MLI sinusoïdale: classique, à double triangle et modifiée. Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type
NPC, le signal de commande généré parchac une des trois techniques. Cette méthode de commande permet:

- de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

a. Modulation sinusoïdale classique

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus a partir des intersections des troissignaux de référence sinusoïdauxdéphasés entre eux de 120°, de fréquence féret d'amplitude $A\,ref$, avec un signal triangulaire d'amplitude Ap et de fréquence fp, très supérieure à fret

b. Modulation sinusoïdal triangles multiples

Cette technique est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale classique. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence f pet de même amplitude Ap .Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude $Aref$ et de fréquence f ref. C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux N supérieur à trois, latechnique sinusoïdale classique avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors, c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Cette technique nécessite $(N-1)$ signaux triangulaires de même fréquence fp et de même amplitude Ap.Le taux de modulation ma et le rapport de fréquence mf sont donné respectivement par les expressions (1.1) et (1.2).

$$m_a = A_{ref}/(N-1)A_p \qquad (1.1)$$

$$m_f = f_p/f_{ref} \qquad (1.2)$$

c. modulation sinusoïdale modifiée

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale à un point a pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation.

Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoïdale et la technique de MLI sinusoïdale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoïdale durant le début et la fin d'un intervalle de 60° par demi-cycle; c'est à dire 0 à 60° et de 120° à 180°.

Ce type de modulation est connu sous le nom de MLI sinusoïdale modifiée. Lac opposante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées

I.6.1.2 .modulation vectorielle

A la différence de la MLI interjective, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs afin d'obtenir en valeur moyenne une tension déréférence à partir des états de commutation de l'onduleur sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques.

Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation, par l'approximation MLI valeur moyenne. Si l'on sélectionne les vecteurs adéquats et si l'on les applique dans l'ordre correct il est possible d'obtenir une fréquence de commutation à la sortie relativement élevée avec une fréquence de commutation réduite au niveau de composante.

La modulation vectorielle diffère, entre autres, des techniques interjectives par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps

I.6.1.3.Elimination d'Harmoniques sélective.

Cette technique de modulation, qui est une méthode très efficace et très importante pour la commande des onduleurs deux niveaux afin d'améliorer beaucoup plus la qualité de leurs tensions de sortie. Elle consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables. Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période.

I.8 Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleur, dont chacun correspond à un type d'application déterminer ou permettent d'atteindre des performances recherchées. Dans ce chapitre, nous avons différentes structures de base d'onduleur de tension multi niveaux ou nous avons donné leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons aussi présenté les différentes techniques de modulation

CHAPITRE II

ONDULEUR Z-SOURCE

II.1 Introduction

Cet chapitre présente le fonctionnement des onduleurs Z-source. Ils utilisent un réseau d'impédance pour coupler l'onduleur à la source de tension continue. Ce réseau d'impédance est constitué d'une structure L C hybride croisée. Il permet à l'onduleur d'amplifier la tension de sortie grâce à une commande spécifique, ce qui le rend équivalent à la mise en cascade d'un hacheur survolteur avec un onduleur classique. L'étude du principe de fonctionnement ainsi qu'une comparaison avec une structure classique équivalente montreront les limites de cette structure récemment introduite.

II.2. Définition de l'onduleur Z-source

L'onduleur Z-source a été récemment introduit, la terminologie Z-source (Source d'Impédance) étant liée au remplacement du bus continu classique de l'onduleur par un étage continu L C 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". 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. La source continue d'entrée ne doit pas être réversible et la commande de l'onduleur est légèrement modifiée [1].

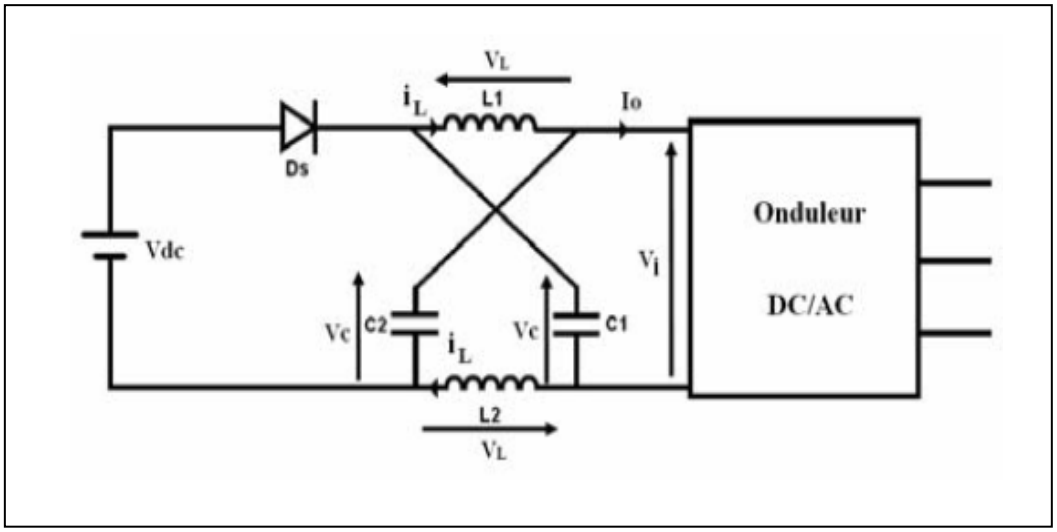


Figure II.1 : Structure de l'onduleur Z-source.

On définit V_i la tension d'entrée de l'onduleur (figure 1), $\tilde{V}_M$ la valeur crête du fondamental de la tension simple de sortie de l'onduleur, $\tilde{V}_i$ la valeur crête de la tension d'entrée de l'onduleur.

m, profondeur de modulation est définie par :

$$m = \frac{2\tilde{V}_M}{\tilde{V}_i} \qquad \text{(II.1)}$$

b, *amplification de l'étage continu est définie par :*

$$b = \frac{\tilde{V}_i}{\tilde{V}_{DC}} \qquad (II.2)$$

B, *amplification globale du système est définie par :*

$$B = mb = \frac{2\tilde{V}_M}{\tilde{V}_{DC}} \qquad (II.3)$$

L'étage continu de l'onduleur Z-source est une structure symétrique avec deux capacités nommée $C1$ et $C2$ de valeur C et deux inductances $L1$ et $L2$ de valeur L. Nous pouvons en déduire que les tensions aux bornes de capacités $C1$ et $C2$ sont identiques (notées V_c) ainsi que les courants dans les bobines (notés i_L).

II.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR Z-SOURCE

L'onduleur Z-source est un onduleur capable de régler les tensions de sortie grâce à sa profondeur de modulation m (comme dans un onduleur classique), mais aussi par modification de la tension d'entrée vi par réglage des durées de court-circuit de bras de l'onduleur.

Ces court-circuits sont effectués pendant les phases de roue libre sur la charge triphasée de l'onduleur (vecteurs nuls des MLI vectorielles). Les états de l'onduleur vus par la charge restent inchangés. Ainsi, la charge est insensible aux courts-circuits faits sur l'étage continu Z-source. L'amplification maximale b est obtenue lorsqu'on court-circuite le plus longtemps possible l'étage continu de l'onduleur. Cette durée dépend de la durée des vecteurs nuls, donc de la profondeur de modulation m.

Le fonctionnement du dispositif est lié aux comportements des éléments non linéaires entourant l'étage continu Z-source :

- l'état de la diode D_s : passante ou bloquée
- l'état de l'onduleur : roue libre, état actif (échange de puissance entre l'étage continu et la charge), courtcircuit des bras de l'onduleur

Le tableau 1 montre les différentes configurations réellement présentes avec les commandes classiques.

Etat de la diode D_s	Onduleur en roue libre	Onduleur actif	Z-source court-circuité
Passante	OUI	OUI	NON
Bloquée	NON	NON	OUI

Tableau II.1 : états utilisés avec la commande Z-source

En effet, le fonctionnement normal du montage ne permet pas la présence des 6 combinaisons au niveau du Zsource [3]:

- Si les bras de l'onduleur sont court-circuités, la diode est nécessairement bloquée (lié au mode élévateur du montage).

- Si l'onduleur est actif (échange de puissance entre l'étage continu et la charge), alors la diode Ds est passante.

- Si l'onduleur est en roue libre, *Ds* est normalement passante, ceci étant lié au choix de la fréquence de découpage de l'onduleur et aux valeurs usuelles de L et C.

II.3.1. Détermination des coefficients d'amplification

Afin de pouvoir calculer ces coefficients, une analyse succincte des trois états utiles de l'onduleur Z-source doit être effectuée, sur une période de modulation, pour déterminer les équations qui régissent ce système.

- Mode 1 - *Ds* passante et onduleur actif :

Durant cet état l'onduleur peut être représenté comme une source de courant vu de l'étage continu Z-source (figure II.2).

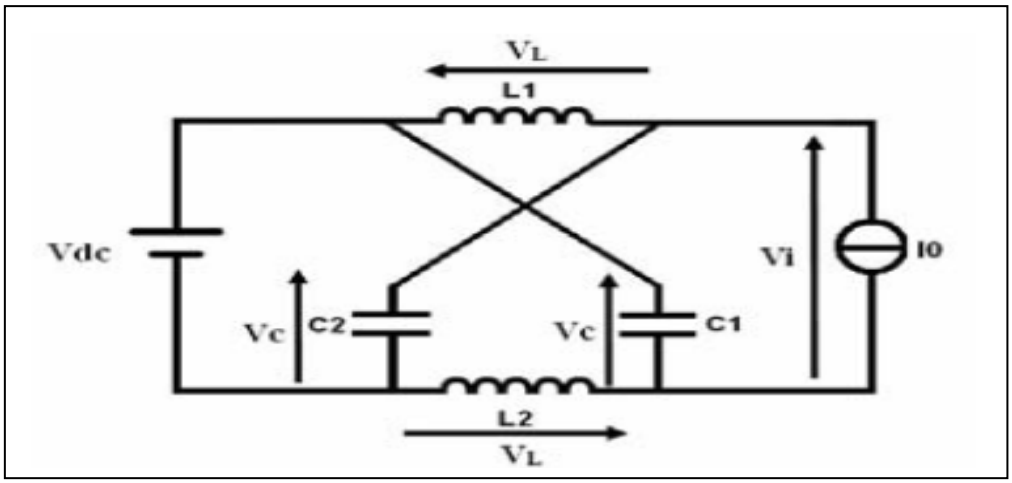


Figure II. 2: Schéma équivalent du mode 1

Les valeurs des tensions (4) et (5) peuvent être déterminées :

$$V_L = V_{dc} - V_C \quad \text{(II.4)}$$

$$V_i = V_C - V_L = 2V_{dc} - V_C \quad \text{(II.5)}$$

- Mode 2 - Ds passante et onduleur en roue libre (sans court-circuit):

Durant cet état, l'onduleur peut être représenté comme un circuit ouvert (figure 3) et les tensions V_C et vi restent identiques aux équations (4) et (5). C'est un cas particulier pour lequel i0 est nul.

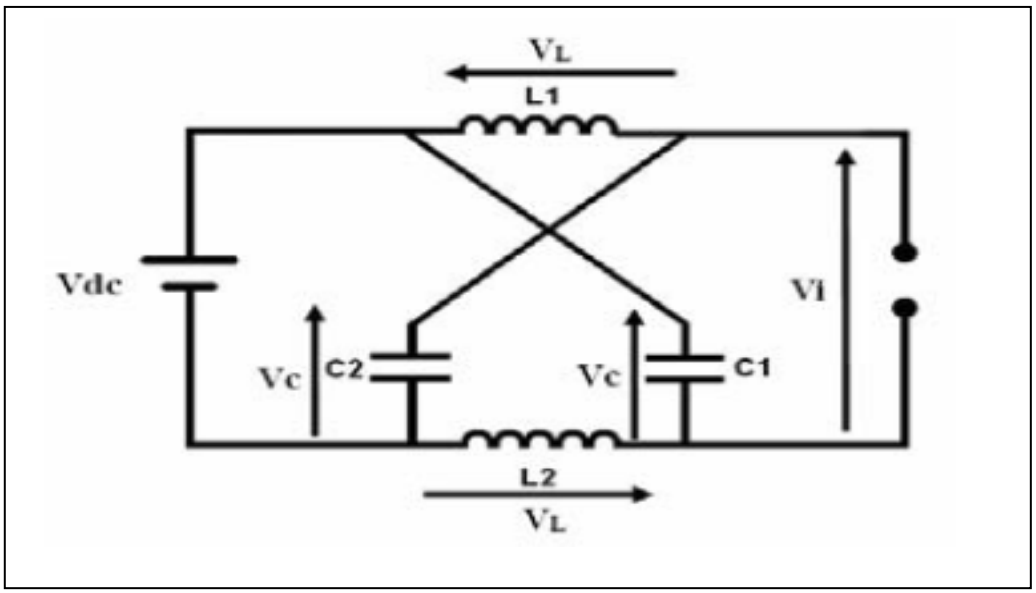


Figure II.3 : Schéma équivalent du mode 2

- Mode 3 – Ds bloquée et Z-source court-circuité :

Durant cet état, au moins un bras de l'onduleur est court-circuité, ce qui impose une tension nulle en sortie de l'étage continu Z-source (figure 4).

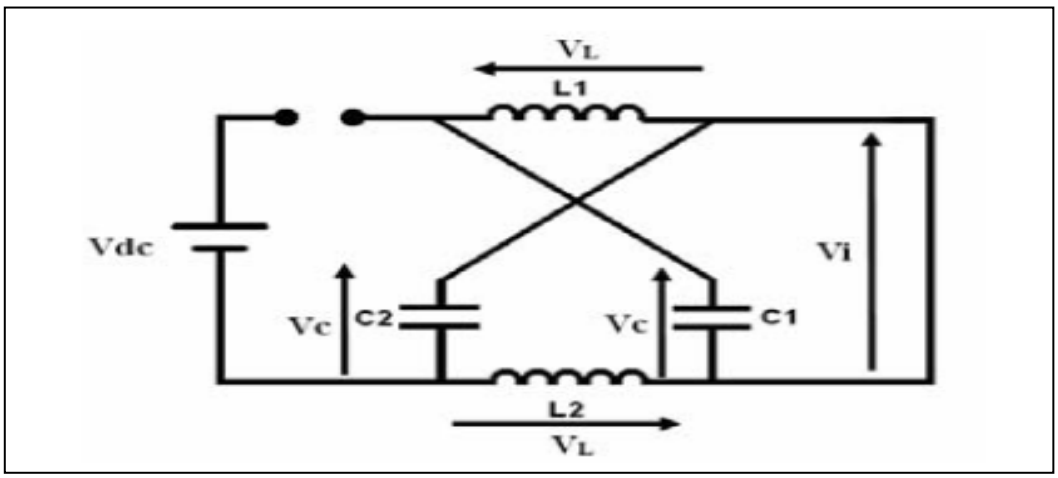


Figure II. 4 : Schéma équivalent du mode 3

A partir de la figure 4 nous pouvons déterminer les équations les tensions (II.6) et (II.7).

$$V_L = V_C \quad \text{(II.6)}$$

$$V_i = 0 \quad \text{(II.7)}$$

De ces équations électriques, il est possible de déduire la valeur des tensions du montage durant une période de modulation et de déterminer les valeurs des amplifications. T désigne la demi-période de la commande de la structure Z-source, la commande étant élaborée à partir de porteuses triangulaires:

$$T = T_0 + T_1 \quad \text{(II.8)}$$

avec T_0 durée des courts-circuits de l'onduleur Z-source ($Vi = 0$) et $T1$ la durée des états actifs de l'onduleur durant T. Le rapport cyclique de court-circuit $T0/T$ est noté $D0$.

$$V_L = \frac{T_0 * V_C * T_1\ (V_{dc} - V_C}{T} \quad \text{(II.9)}$$

La tension aux bornes des capacités peut être calculée à partir de l'équation (9).

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0}\ V_{dc} \quad \text{(II.10)}$$

$$V_i = \frac{T_1(2V_C - V_{dc})}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0}\ V_{dc} = V_C \quad \text{(II.11)}$$

La tension d'entrée maximale de l'onduleur $\tilde{V}i$, nous permet de calculer avec les équations (4) et (9), les coefficients d'amplification de la structure.

$$\tilde{V}_i = 2V_C - V_{dc} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} V_{dc} \quad \text{(II.12)}$$

Donc le rapport d'amplification de l'étage continu b est égal à :

$$b = \frac{\tilde{V}_i}{V_{dc}} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = \frac{1}{1 - 2D_0} \geq 1 \quad \text{(II.13)}$$

Afin de garder une tension positive vi aux bornes de l'onduleur, le rapport cyclique de court-circuit D0 doit être inférieur à 0.5.

Le coefficient d'amplification ou de réduction du dispositif complet (B) répond à l'équation:

$$V_M = m\frac{\tilde{V}_i}{2} = m * b\frac{V_{dc}}{2} = B * \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{(II.14)}$$

II.3.2. Etude de l'amplification maximale

L'amplification maximale est obtenue lorsqu'on court-circuite au maximum l'onduleur, avec un rapport cyclique de court-circuit maximal noté 0 Dˆ . Cette durée est limitée à celle des états nuls afin de ne pas modifier la modulation appliquée à la charge, donc cette valeur maximale dépend de l'indice de modulation [3].

$$D_0 = \frac{2\pi - 3\sqrt{3m}}{2\pi} \quad \text{(II.15)}$$

La contrainte sur le rapport cyclique de court-circuit maximal ($D^{\wedge}_0 < 0.5$)) implique une profondeur de Modulation $m > \frac{\pi}{3\sqrt{3}}$ ($\approx$ 0.6).

Nous pouvons en déduire, à partir des équations 3, 13 et 15, les coefficients d'amplification maximaux en fonction de la profondeur de modulation :

$$b^{\wedge} = \frac{\pi}{3\sqrt{3m} - \pi} \quad \text{(II.16)}$$

$$B^{\wedge} = \frac{\pi m}{3\sqrt{3m} - \pi} \quad \text{(II.17)}$$

La figure 5 montre l'amplification globale B possible en fonction de m. L'onduleur Z-source travaille sur la droite $B = m$ quand il n'y a pas d'amplification (sans court-circuit avec $0 < m < 1{,}15$). La zone 1<m< $\frac{2}{\sqrt{3}}$ correspond à l'utilisation classique de la sur modulation [3]. Par contre s'il y a une amplification, le coefficient B se trouve, selon la valeur de $D0$, dans l'aire grisée, avec m compris entre $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}$ et $\frac{2}{\sqrt{3}}$

En pratique, il est préférable de travailler pour un B donné à la valeur maximale de m (contour de la zone grisée représentée en trait plein), ce qui correspond à m maximal pour un B donné. Ce choix permet de diminuer au maximum la tension vˆi qui est appliquée aux composants de l'onduleur et réduit leur calibre en tension. Le segment vertical pour m = 1.154 ($\approx \frac{2}{\sqrt{3}}$) correspond à l'utilisation du léger temps de roue libre pour réaliser un court-circuit.

.

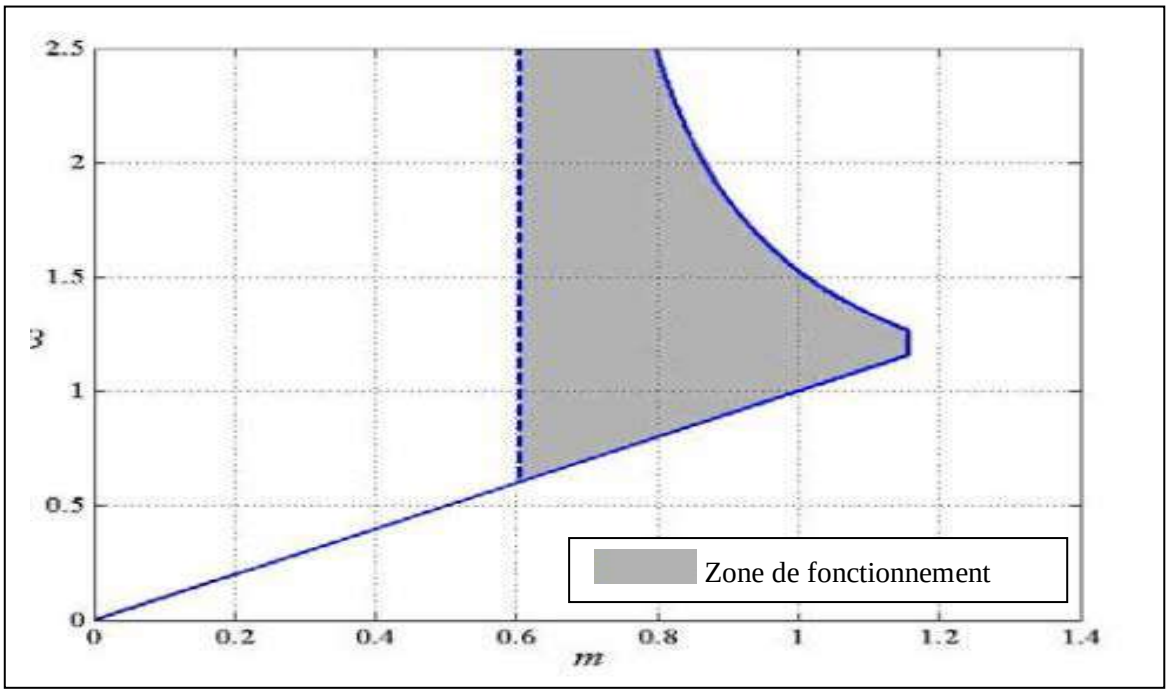


Figure II.5 : Zone de fonctionnement de l'onduleur Z-source

II.3.3. Dimensionnement et contraintes des composants:

L'évolution simplifiée des grandeurs de l'étage Z-source est représentée figure 6. Si l'ondulation est suffisamment petite [4], cette courbe est supposée linéaire. Ce n'est pas l'évolution réelle car des hypothèses simplificatrices ont été effectuées comme :

- utiliser une seule phase active de durée T1 alors que l'onduleur a classiquement quatre phases de fonctionnement
- introduire le temps de court-circuit T0 en une seule partie au lieu de trois parties séparées Ces hypothèses surévaluent la valeur de l'ondulation de Vc et iL.

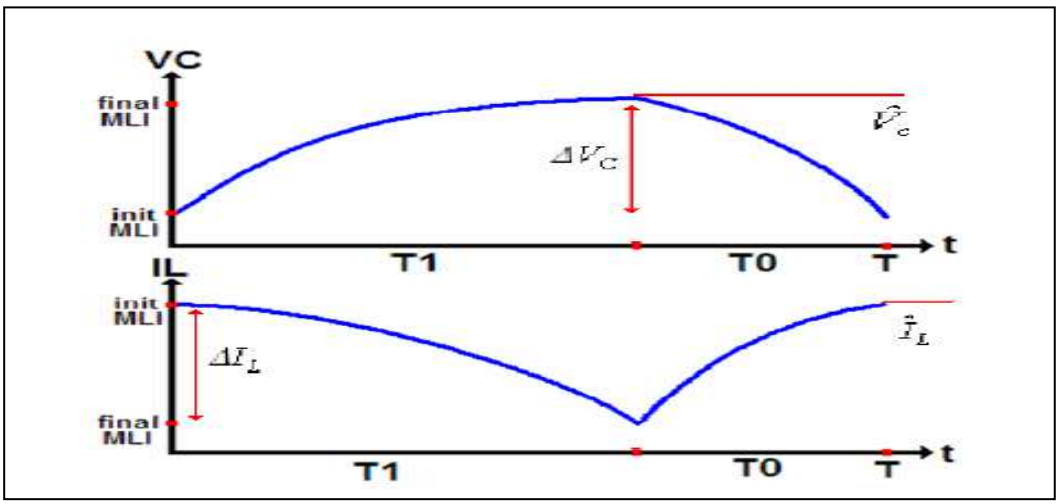


Figure 6 : Evolution simplifiée de la tension des condensateurs et du courant dans la bobine pour une période T

Donc :

$$\Delta V_C = \frac{i_c}{c}\Delta t \text{ et } \Delta i_2 = \frac{V_L}{L}\Delta t \quad \text{(II.18)}$$

On en déduit :

$$c = \frac{i_l}{2\Delta V_C}T \text{ et } L = \frac{V_c}{2\Delta i_2}T \quad \text{(II.19)}$$

Le coefficient d'ondulation K est défini par rapport à la valeur moyenne des grandeurs d'état (20) et est choisi ici identique pour les deux grandeurs.

$$K = \frac{Ondulation\ \ V_C}{v_C} = \frac{Ondulation\ \ I_L}{i_L} \quad \text{(II.20)}$$

Cette valeur est définie par l'utilisateur et est valable pour une période de MLI et permet de dimensionner L et C :

$$c = \frac{I_0}{2KV_{DC}}T_0 \text{ et } L = \frac{V_{DC}}{2KI_0}T \quad \text{(II.21)}$$

$$c = \frac{I_0 \times T_0}{2KV_{DC}}D \text{ et } L = \frac{V_{DC} \times T_0}{2KI_0}D \quad \text{(II.22)}$$

Avec ces équations le dimensionnement de l'étage filtre de l'onduleur Z-source peut être réalisé.

$$\frac{T_0}{T} = \frac{2V_M - V_{DC}}{4V_M - V_{DC}} \quad \text{(II.23)}$$

Les tensions nécessaires au système sont introduites (23) afin de pouvoir directement calculer les valeurs des éléments passifs.

$$c = \frac{I_0 T_0}{2KV_{DC}}\left(\frac{2V_M - V_{DC}}{4V_M - V_{DC}}\right) \quad \text{(II.24)}$$

$$L = \frac{V_{DC} T_0}{2KI_0}\left(\frac{2V_M - V_{DC}}{4V_M - V_{DC}}\right) \quad \text{(II.25)}$$

Des équations (10) et (13), nous pouvons en déduire les contraintes sur les éléments passifs (V_c et I_l sont les grandeurs crêtes importantes) (26 et 27). L'ondulation de ces grandeurs est supposée suffisamment petite pour pouvoir la négliger.

$$V_c = \frac{b+1}{2}V_{dc} \quad \text{(II.26)}$$

De même pour le courant dans la bobine :

$$V_c = \frac{1-D_0}{1-2D_0} I_0 = \frac{b+1}{2} I_0 \quad \text{(II.27)}$$

Avec le bilan de puissance nous pouvons calculer I0:

$$I_0 = \frac{3V_M I_M}{2V_{i(T1)}(1-D_0)} = \frac{3V_M I_M}{2(2V_c - V_{DC})(1-D_0)} \quad \text{(II.28)}$$

Les contraintes en tension-courant sur les semi-conducteurs peuvent également être estimées.

Contraintes sur la diode d'entrée :
La diode est bloquée seulement lorsque l'onduleur est en court-circuit (figure 4) et il y a une tension à ses bornes uniquement pendant ce moment, donc :

$$\tilde{V}_{DS} = V_{DS} - 2\tilde{V}_C = -b \times V_{Dc} \quad \text{(II.29)}$$

La diode est passante tout le reste du temps donc:

$$\hat{I}_{DS} = 2\hat{I}_L - I_0 = -b \times I_0 \quad \text{(II.30)}$$

Contraintes sur les transistors de l'onduleur :

Les transistors de l'onduleur doivent supporter la tension maximale, notée $\tilde{V}_{Tr}$, lorsque l'onduleur est en fonctionnement classique (figure 3) donc :

$$\tilde{V}_{Tr} = \tilde{V}_i = b \times V_{DC} \quad \text{(II.31)}$$

Le courant maximal noté $\hat{I}_{Tr}$ est obtenu lors d'une phase de court-circuit car les transistors doivent supporter le courant maximal de la charge mais aussi un courant de court-circuit supplémentaire, donc :

$$\hat{I}_{Tr} = 2I_L + I_M = (b-1)I_0 + \hat{I}_M$$

Avec $\hat{I}_M$, courant maximal dans les phases du moteur. Les contraintes critiques sur les composants sont donc liées à la valeur de b qu'il convient de minimiser.

II.4 COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR Z-SOURCE ET UNE STRUCTURE EQUIVALENTE

L'onduleur Z-source peut être comparée à une structure équivalente tel que le hacheur survolteur en cascade avec un onduleur (figure II.7) [10].

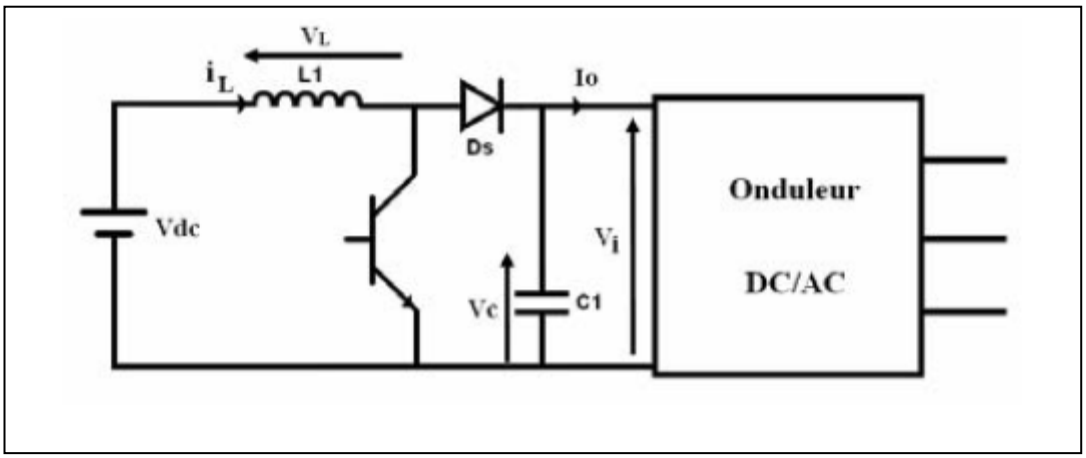


Figure II.7: Structure hacheur survolteur en cascade avec un onduleur, équivalente a la structure Z-source.

La figure 8 présente les zones de fonctionnement des deux structures. Elle fait remarquer que la commande séparée de la structure traditionnelle (gris clair) a une zone de fonctionnement plus étendue que la structure Z source (gris foncé). Le hacheur boost et l'onduleur se répartissent indépendamment l'amplification avec m pris maximal pour diminuer b pour l'onduleur, et b pour le hacheur survolteur.

Par contre l'onduleur Z-source doit effectuer une réduction de son indice de modulation m afin d'augmenter le temps des vecteurs nuls et amplifier suffisamment (m et b non indépendant (16). Le coefficient b doit être plus grand pour avoir une amplification globale identique.

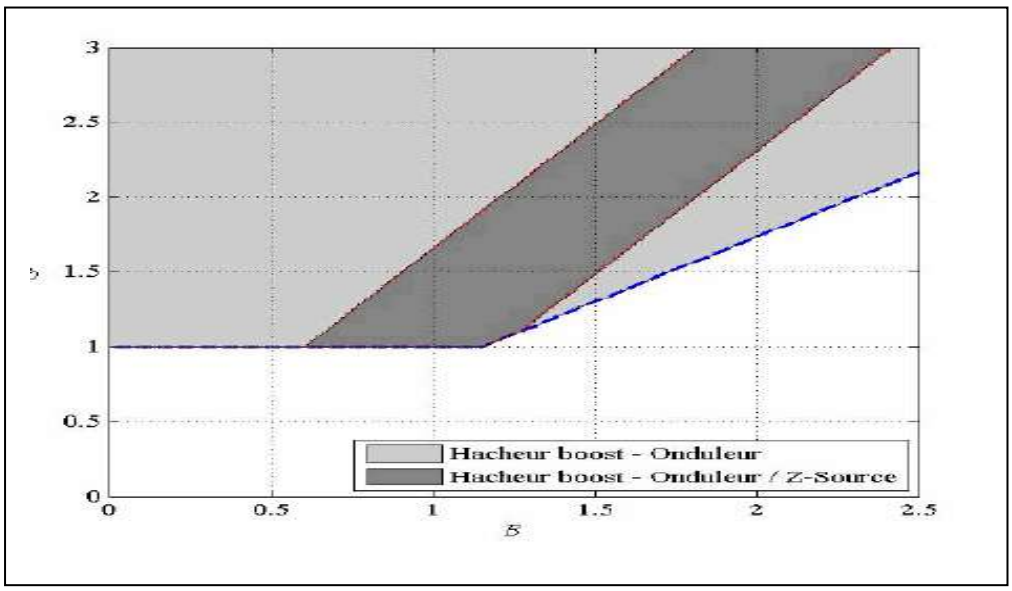


Figure 8 : Zones de fonctionnement des deux structures.

Pour une amplification globale donnée nous pouvons remarquer trois zones de fonctionnement pour un b minimal. De 0 à 1.154, nous utilisons uniquement la profondeur de modulation, de 1.154 à 1.27 (17) nous utilisons le peu de court circuit possible avec m égal à 1.154 puis, au dessus de 1.27, il nous faut jouer sur le couple m et b (limite droite de la zone grise foncée). Cette dernière partie impose un coefficient b plus grand pour le Z-source que la structure classique. Ce coefficient est directement lié la tension d'entrée de l'onduleur et donc au calibre des transistors de l'onduleur. Le taux de surdimensionnement en tension (en %) de l'onduleur Z-source par rapport à la structure équivalente est présenté sur la figure II.9. Il peut atteindre 91% pour une grande amplification B.

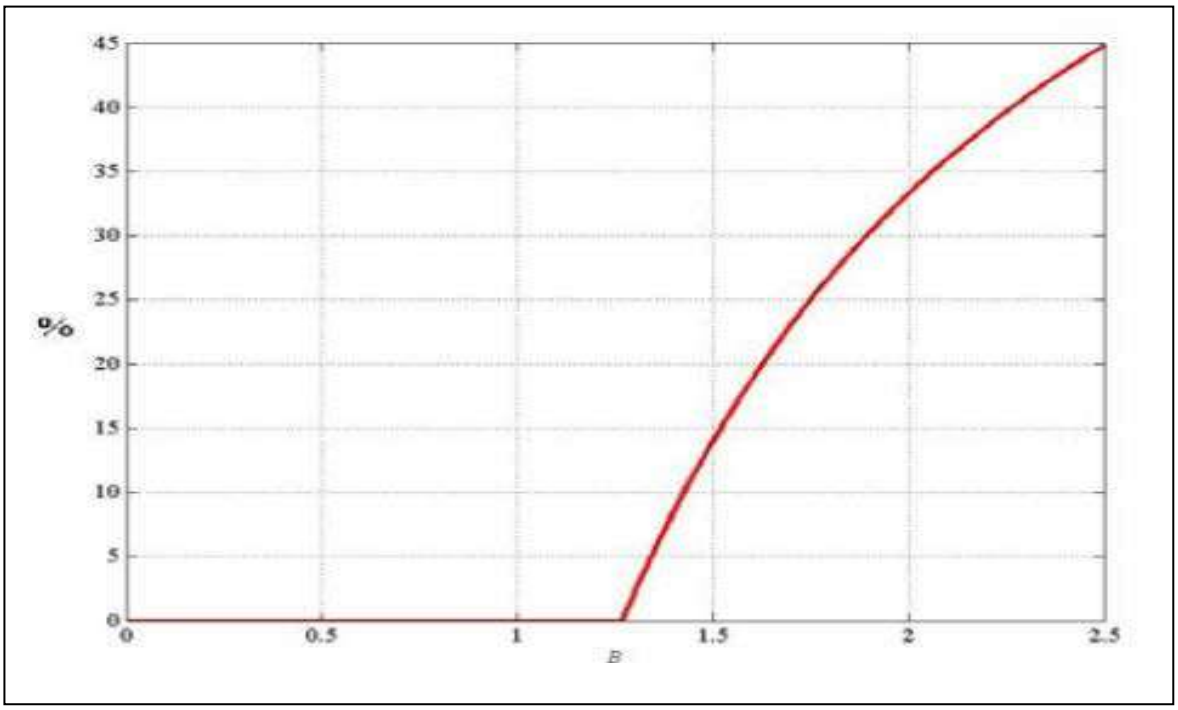


Figure II.9: Surdimensionnement en tension de l'onduleur Z-source (%) en fonction de B

L'onduleur Z-source effectue un nombre de commutations plus important (courts-circuits de l'onduleur), sous une tension et un courant plus grand. Les pertes par commutation seront par conséquent plus grandes. Les pertes par conduction sont aussi plus importantes à cause des phases de court-circuit. Il faut par conséquent

Sur dimensionner les semi-conducteurs aussi bien en tension qu'en courant. Nous pouvons aussi effectuer une comparaison de l'énergie à stocker dans les éléments passifs.

Les figures 10 et 11 ont été effectuées avec une tension d'alimentation Vdc de 100V, un courant moteur IM de 25A, une période T de 50µs. Le coefficient d'ondulation a été imposé à 0,05.

L'étage de stockage de l'onduleur Z-source aura une énergie légèrement plus faible à stocker dans les bobines et condensateurs pour des faibles valeurs de B. En revanche, une plus grande amplification introduit une augmentation importante de l'énergie à stocker dans l'étage continu L C hybride croisé. Les figures 11 et 12 montrent que l'évolution de l'énergie de stockage est similaire entre les bobines et les condensateurs.

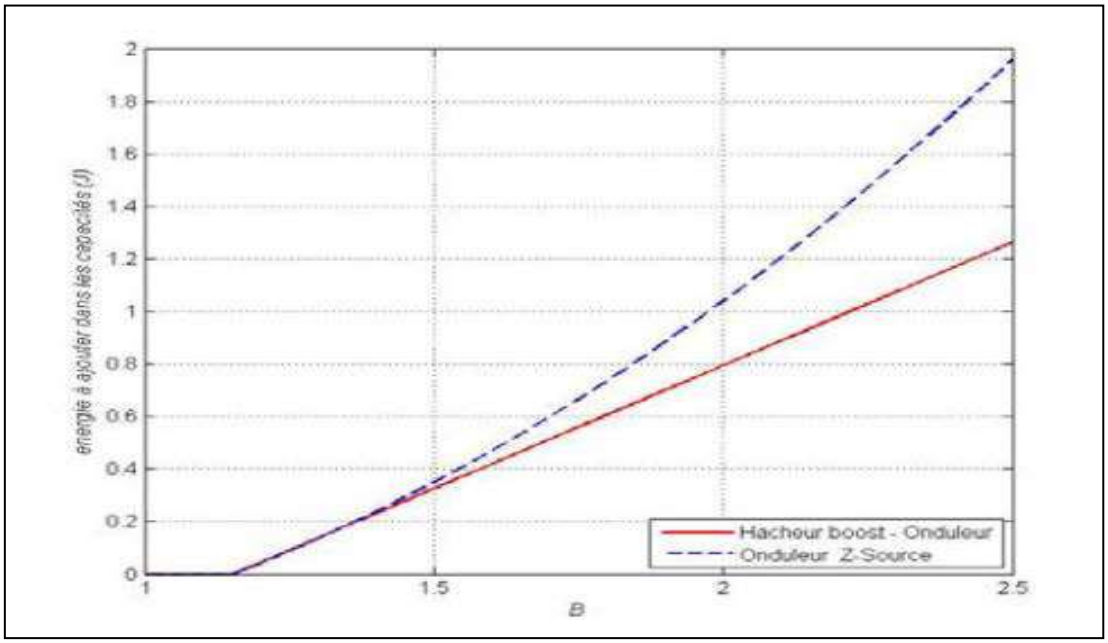


Figure II.10: Energie à stocker dans les condensateurs

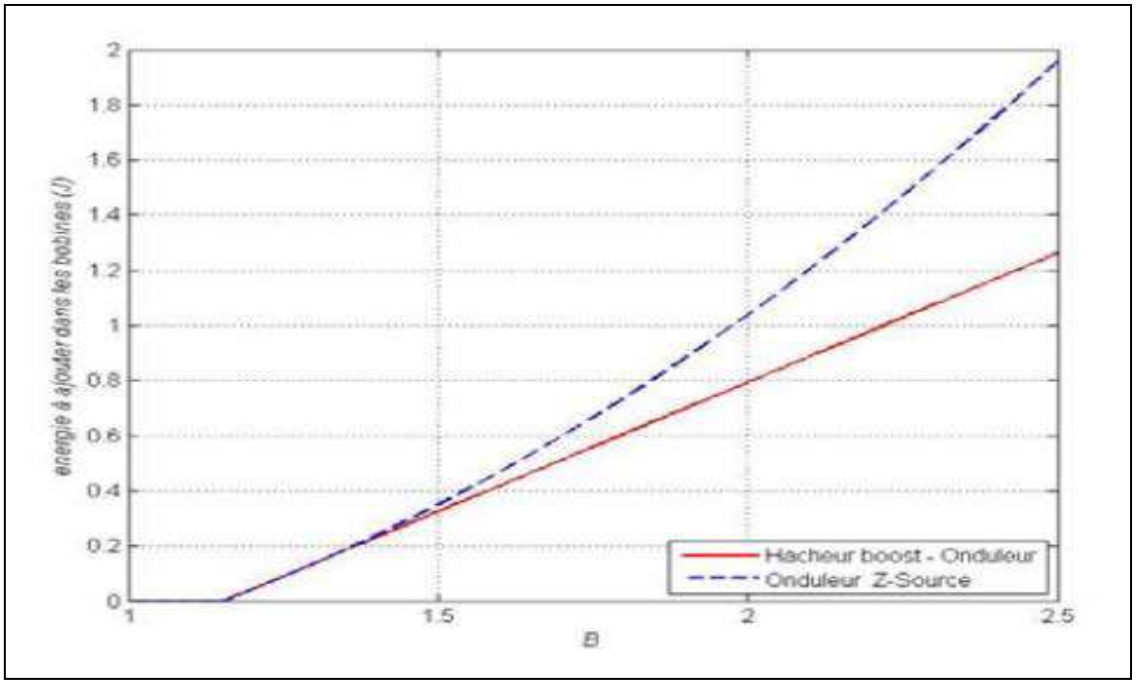
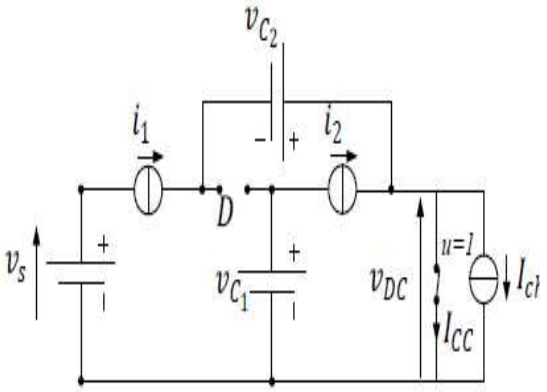


Figure II.11: Energie à stocker dans les bobines

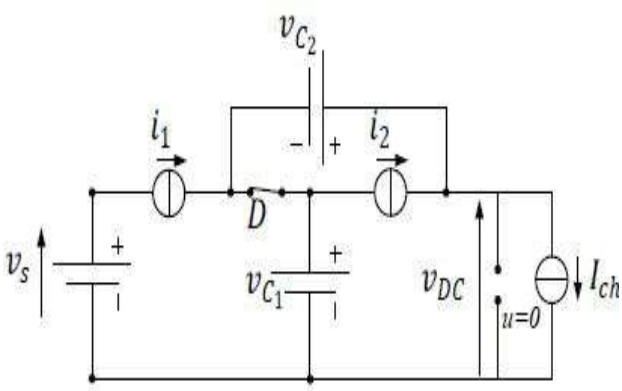
la partie la plus intéressante est le petit segment vertical de la figure 5 car pour une même amplification globale B nous utilisons une profondeur de modulation maximale m de 1.154 et nous utilisons le faible de temps de court-circuit disponible pour cet indice de modulation où nous avons un même coefficient d'amplification b pour les deux structures, et donc des contraintes proches.

II.5. Onduleur à Quasi Z-Source :

Ce convertisseur continu/alternatif permet d'élever la tension du bus continu v_{DC} en insérant dans le schéma de MLI des court-circuits de bras d'onduleur (interrupteurs haut et bas d'un même bras fermés simultanément). Cela permet la commutation de la diode D (en mode moteur) ou de l'interrupteur associé (en mode réversible) faisant intervenir un rapport cyclique d comme variable de commande. Il est alors possible d'exprimer le rapport d'élévation v_{DC}/V_S en considérant les deux séquences de fonctionnement du convertisseur, et qui dépendent de l'état de court-circuit ou non de l'onduleur. Dans le but de simplifier l'étude, les schémas des(Fig. II.12(a) et Fig. II.12(b)) pourront être utilisés.



(b) Séquence 1 : u = 1, séquence de court-circuit.



(a) Séquence 2: u = 0, séquence hors court-circuit.

Figure II.22 : Modèles équivalents par séquence de fonctionnement pour l'établissement du modèle d'état

A partir de ces figures données sur les deux séquences de fonctionnement, il est possible d'exprimer le système d'état global (1) du convertisseur. Celui-ci est donné en fonction de la variable logique u repérant l'état de l'onduleur et dont la valeur moyenne n'est autre que le rapport cyclique d de court-circuit. Le rapport d'élévation v_{DC} /v_s du convertisseur peut être exprimé en moyennant les deux premières équations de (1). La tension aux bornes de l'onduleur v_{DC} /v_s étant discontinue, c'est sa valeur non nulle ($\hat{v}_{DC} = v_{c1} + v_{c2}$) qui est prise en compte pour exprimer le rapport de tensions cherché. En effet, les court-circuits sont insérés dans le schéma de MLI lors des états zéros de l'onduleur (il s'agit des états pendant lesquels les trois interrupteurs du haut de l'onduleur ou les trois interrupteurs du bas sont fermés) de telle sorte que la machine n'en soit pas impactée et ne voit que la valeur de tension $\hat{v}DC$ hors de ces états (2).

$$\begin{cases} L\frac{di_1}{dt} = -ri_1 + v_s - v_{c1}.(1-u) + v_{c2}.u \\ L\frac{di_2}{dt} = -ri_2 - v_{c2}.(1-u) + v_{c1}.u \\ C\frac{dv_{c1}}{dt} = -i_2.u + i_1.(1-u) - i_{ond}.(1-u) \\ C\frac{dv_{c2}}{dt} = -i_1.u + i_2.(1-u) - i_{ond}.(1-u) \end{cases} \quad \text{(II.32)}$$

$\bar{v}_{Ci}$ représente la valeur moyenne de la grandeur $\bar{v}_{Ci}$. Ce résultat donne le rapport d'élévation bien connu de l'onduleur à Quasi Z-source avec un rapport cyclique évoluant dans l'intervalle [0,0.5].

La plupart des auteurs dans la littérature scientifique traitant des onduleurs à source impédance ne présentent que rarement des résultats avec étude de transitoires. La stabilité n'est ainsi jamais prise en compte car ils étudient ces onduleurs en phase d'élévation de la tension [4], ce qui repousse les limites de stabilité du fait que le système est contrôlé. Dans cet article, la tension du bus continu vDC n'est élevée qu'en cas de nécessité, ceci dans le but de réduire les pertes dans l'onduleur (commutation et conduction) [5], [6]. Ainsi, lorsque la tension de source est suffisante pour contrôler la machine, le rapport cyclique est maintenu à d = 0 et l'onduleur à Quasi Z-source peut être assimilé à un onduleur de tension alimenté par un filtre passif. C'est dans ces états de fonctionnement de l'onduleur à Quasi Z-source que peuvent apparaître des phénomènes d'instabilité, surtout si les éléments passifs ont été réduits

pour diminuer la taille du système (contrainte des systèmes embarqués). Afin de garantir une maîtrise des régimes transitoires pour l'adaptation de la tension du bus continu à la vitesse ou à la puissance absorbée par le moteur, un contrôle basé sur les propriétés de platitude différentielle [7] est implémenté. Il n'est cependant pas détaillé dans cet article.

Après une présentation de l'étude de stabilité du système et une validation par simulation sur un profil de vitesse en section 2, le stabilisateur ajouté sera présenté et validé par simulation en section 3. La section 4 se concentre sur la validation expérimentale et une conclusion de l'étude est donnée en section 5.[8]

II.6CONCLUSION

L'étude effectuée sur les contraintes des composants de l'onduleur Z-source montre que ses semi-conducteurs ne doivent pas être sur calibrés en tension et en courant, uniquement quand 1<B<1.27 et m égal à 1.154. Le dimensionnement des éléments passifs est équivalent à une structure classique (hacheur élévateur + onduleur) pour une petite amplification (1<B<1.4). Pour une amplification plus importante, l'étage Z-source est fortement surdimensionné en comparaison d'une structure classique équivalente.

Le rendement de l'onduleur Z-source sera limité par les pertes introduites par la modulation et la création des courts-circuits. La zone d'utilisation du Z-source est intéressante pour un B faible associé à un b le plus petit possible, en ayant conscience de l'augmentation des pertes introduites par les courts-circuits. Ces travaux mettent donc principalement en évidence l'intérêt d'utiliser le Z source pour une amplification faible (inférieure à .27). Au-delà, d'autres solutions paraissent plus intéressantes.

CHAPITRE III

DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION D'UN ONDULEUR Z-SOURCE

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons deux types de convertisseur dont l'élément commun est le même nombre des interrupteurs de puissance. Il s'agit d'un onduleur triphasé Dans la première partie, nous donnerons le principe de fonctionnement d'un onduleur Triphasé alimentant la charge . En plus, la modélisation de cet onduleur sera aussi discutée.

La deuxième partie de ce chapitre vise l'ajout d'un réseau d'impédance en amont avec le Convertisseur triphasé. et l'élévation du bus continu. Pour cela nous donnerons les différents états possibles de ce convertisseur et son principe de fonctionnement.

III.2. Structure de l'onduleur triphasé

L'onduleur de tension à deux niveaux est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs Sa et $\overline{Sa}$, Sb et $\overline{Sb}$, Sc et $\overline{Sc}$ doivent être contrôlés de manière complémentaire[13] .**Figure (III.1)**

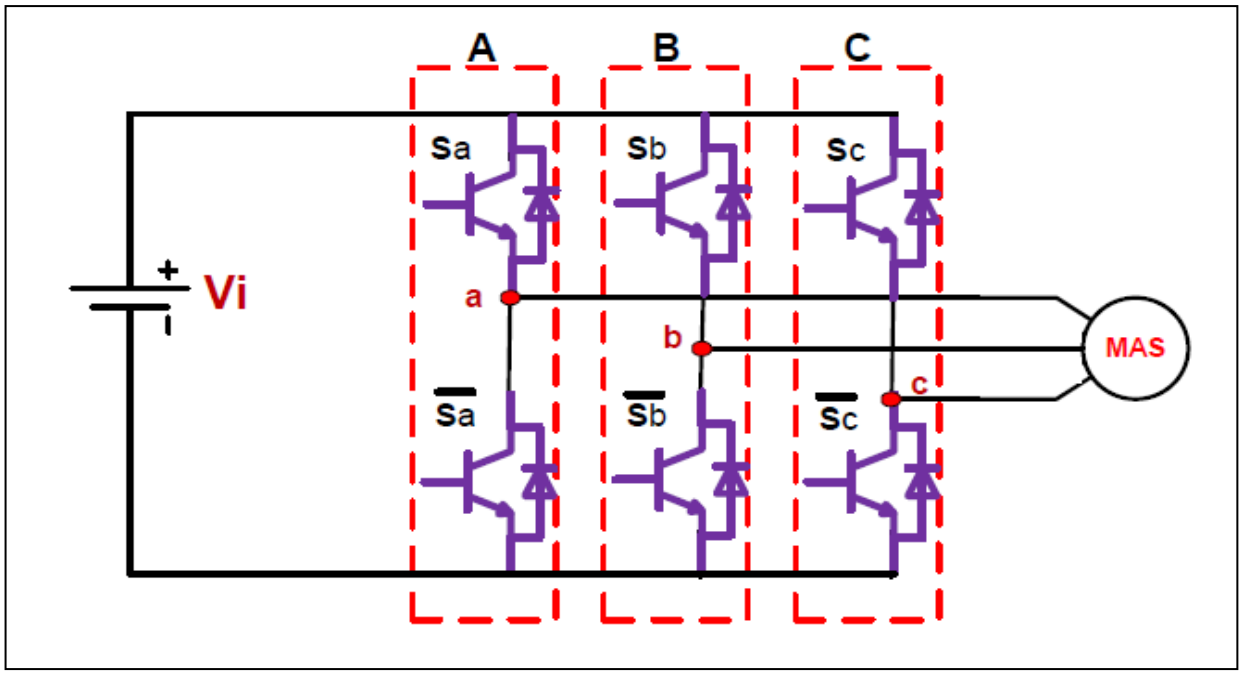


Figure III.1: Structure de l'onduleur triphasé

II.2.1.Modèle d'un onduleur triphasé

Le modèle de connaissance sert à écrire les expressions des grandeurs modulées en fonction des grandeurs commutées du convertisseur. En admettant que Sa, Sb et Sc représentent

les fonctions de connexion pour chaque interrupteur, les tensions de sorties peuvent être exprimées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3} Vi * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad \text{(III-1)}$$

L'expression précédente nous permet de déduire que les tensions composées sont déterminées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = Vi * \begin{bmatrix} Sa - Sb & 0 & 0 \\ 0 & Sb - Sc & 0 \\ 0 & 0 & Sa - Sc \end{bmatrix} \quad \text{(III-2)}$$

Ce modèle est utilisé seulement pour reproduire un fonctionnement du convertisseur proche de la réalité. Une autre solution peut être envisagée par l'ajout d'un réseau d'impédance au convertisseur pour assurer la fonction élévatrice

III.2.2.Les vecteurs tension de l'onduleur triphasé

Chaque interrupteur possède deux états (fermé ON ou ouvert OFF) et puisque chaque bras du convertisseur est constitué de deux interrupteurs alors il y'a quatre états possibles. Afin d'éviter le court-circuit du bus continu, les deux interrupteurs d'un bras ne peuvent être fermés en même temps. D'autre part pour éviter l'ouverture d'une source de courant (La charge), au moins un interrupteurs doivent être fermés. Donc seulement trois états ON-OFF sont possibles. Le Tableau II.1 montre ces états dénommés {1}, {0} et {-1}.Dans cette table, J se réfère au bras A, B ou C. Les lettres U et M

	$\{\mathbf{1}\}$	$\{\mathbf{0}\}$	$\{-\mathbf{1}\}$
SJ	**ON**	**OF**	**ON**
$\overline{\boldsymbol{SJ}}$	**OF**	**ON**	**ON**

Tableau III.1: Etas possibles pour un bras de l'onduleur de tension a deux niveaux

On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasée $Va.Vb.Vc$ t à un vecteur de tensions diphasées

La matrice de Concordia est donnée par :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3} Vi * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad \text{(III-3)}$$

Cette matrice est normée , elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes distensions et des courants, dans les système(a,B),sont multipliées par un coefficient23, donc pour déterminer dans le système réel, à partir du système (a,b) nous devons les diviser par ce coefficient. A l'aide des expressions (III-3) on peut dresser le tableau suivant :

Vecteurs D'espace	État de grandeurs booléennes De commande			Tension simple triphasées		
(V)i	(S)a	(S)b	(S)c	(V)a	(V)b	(V)c
(V)0	0	0	0	0	0	0
(V)1	1	0	0	$\frac{3}{2}Vdc$	$-\frac{1}{3}Vdc$	$-\frac{1}{3}Vdc$
(V)2	1	1	0	$\frac{1}{3}Vdc$	$\frac{1}{3}Vdc$	$-\frac{2}{3}Vdc$
(V)3	0	1	0	$\frac{-1}{3}Vdc$	$\frac{2}{3}Vdc$	$\frac{-1}{3}Vdc$
(V)4	0	1	1	$-\frac{2}{3}Vdc$	$\frac{1}{3}Vdc$	$\frac{1}{3}Vdc$
(V)5	0	0	1	$-\frac{1}{3}Vdc$	$-\frac{1}{3}Vdc$	$\frac{2}{3}Vdc$
(V)6	1	0	1	$\frac{1}{3}Vdc$	$-\frac{2}{3}Vdc$	$\frac{1}{3}Vdc$
(V)7	1	1	1	0	0	0

Tableau (III. 2) : Tensions simples triphasées

III.3.structure du l'onduleur a z-source

La topologie d'un onduleur de tension triphasé d'une structure z-source est donnée dans la Figure I.5. Il est constitué d'un onduleur triphasé connecté à la source de tension continue par l'intermédiaire d'un réseau d'impédance et une diode de protection pour empêcher la décharge des deux condensateurs dans la source de tension continue. Cette structure a été proposé pour remplacer la structure classique afin d'optimiser la chaine de puissance en terme de composants et de coût [7] [8] [9].

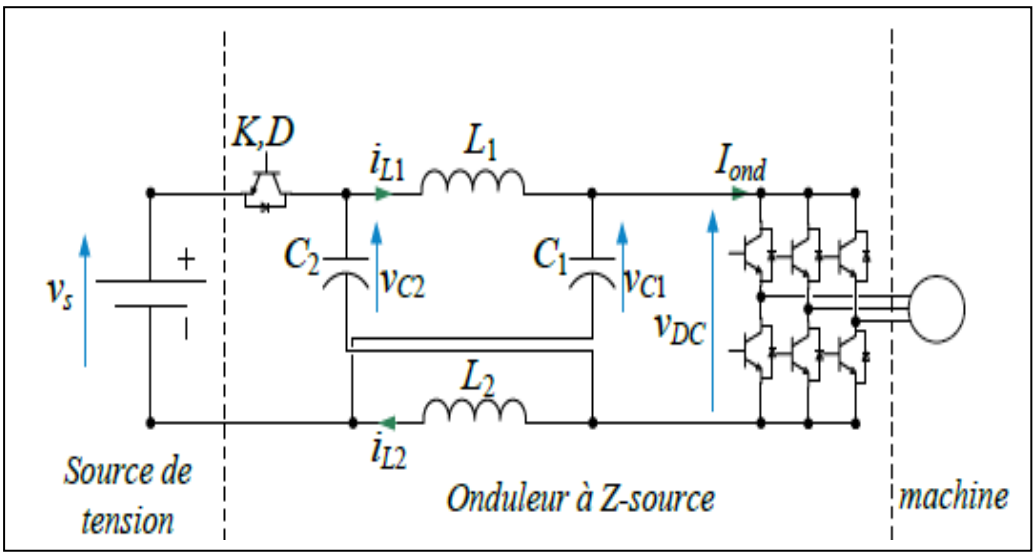


Figure III.2 : structure du l'onduleur a z-source

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 (charge et bus continu) [19].

III.3.1. Modèle de l'onduleur triphasé Z-source

On peut extraire le modèle du convertisseur DC/AC à neuf interrupteurs z-source à Partir du modèle de l'onduleur à neuf interrupteurs simple. En remplaçant l'équation (II-18)dans (II 4), on trouve le nouveau modèle donné par ;

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\frac{T}{T-2*T_{CC}} Vi * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad \text{(III-4)}$$

À partir de l'équation (II-21), on peut déduire que les tensions composées sont déterminées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\frac{T}{T-2*T_{CC}} Vi * [A]$$

Avec

$$[A] = \begin{bmatrix} Sa-Sb & 0 & 0 \\ 0 & Sb-Sc & 0 \\ 0 & 0 & Sa-Sc \end{bmatrix}$$

Ce modèle est utilisé seulement pour reproduire le fonctionnement du convertisseur, avec une estimation de la moyenne de l'élévation à une durée de simulation conséquente liée à la fréquence de découpage.

III.3.2. Vecteurs de tension de l'onduleur triphasé à Z-source

Un onduleur z-source triphasé peut avoir huit (08) vecteurs de tension classiques (de V0 à V7) et treize (13) vecteurs de court-circuit. Le Tableau I.3 présente les états possibles pour le

	Etat des interrupteurs								
Onduleur àZ source	Actifs			Sa	Sb	Sc	$\overline{Sa}$	$\overline{Sb}$	$\overline{Sc}$
			V1	1	0	0	0	1	1
			V3	1	1	0	0	0	1
			V2	0	1	0	1	0	1
			V6	0	1	1	1	0	0
			V4	0	0	1	1	1	0
			V5	1	0	1	0	1	0
	zéro	Sans Court-circuit	V0	1	1	1	0	0	0
			V7	0	0	0	1	1	1
		Court-circuit dans vecteur « v0 »	1 bras	1	0	0	1	1	1
				0	1	0	1	1	1
				0	0	1	1	1	1
			2 bras	1	0	1	1	1	1
				0	1	1	1	1	1
				1	1	0	1	1	1
			3 bras	1	1	1	1	1	1
		Court-circuit dans vecteur « v7 »	1 bras	1	1	1	1	0	0
				1	1	1	0	1	0
				1	1	1	0	0	1
			2 bras	1	1	1	1	0	1
				1	1	1	0	1	1
				1	1	1	1	1	0
			3 bras	1	1	1	1	1	1

Tableau III.3: Etats possibles pour l'onduleur triphasé de fonctionnement.

Il est bien clair que les valeurs des tensions alternatives à la sortie de l'onduleur ne sont pas affectées par l'insertion de ces configurations.

III.3.3. Modélisation et caractéristique statique d'élévation

Le schéma de la Figure III.2 sert de référence. Soit *u*(*t*) la grandeur de commande logique Permettant de repérer l'etat de *court-circuit* ou non de l'onduleur. *u*(*t*) = 1 signifie que l'onduleur est en état de *court-circuit*, c'est-a-dire que les interrupteurs haut et bas d'un mémé bras sont fermes simultanément, alors que *u*(*t*) = 0 signifie qu'il évolue hors de ces états.

On distingue ainsi deux séquences de fonctionnement données selon la valeur de la commande *u*(*t*). Une représentation schématique simplifiée du système de la Figure III.2 est adoptée ou les six interrupteurs de l'onduleur sont simplement représentes par un unique interrupteur note *T*. Le courant en entrée de l'onduleur est représente par une source de courant notée *Ich*.[19]

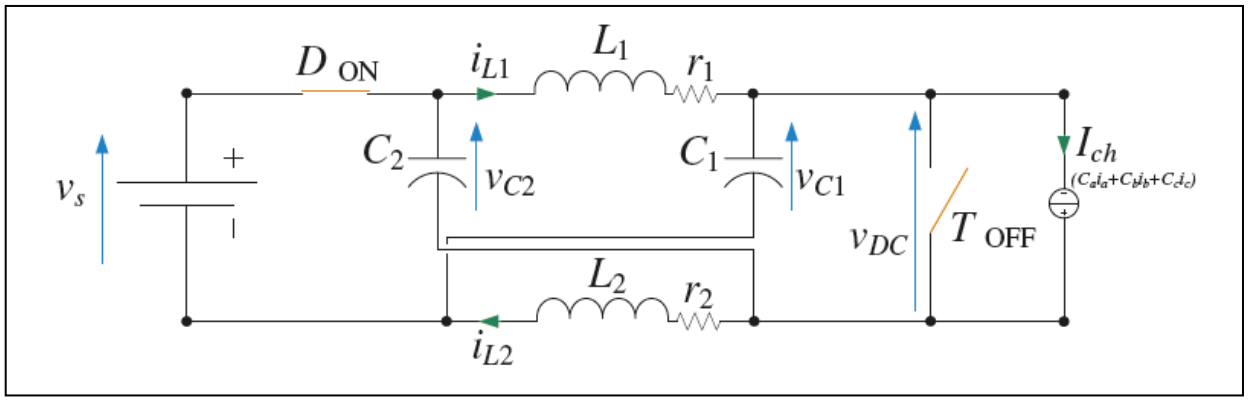


Figure III.3 – Représentation schématique de source impédance lors de la séquence hors *court-circuit*.

III.3.3.1 Séquence hors *court-circuit* de bras d'onduleur : *u* = 0

Une représentation schématique est donnée en Figure II.3. La première séquence de fonctionnement correspond au cas ou l'onduleur évolue de manière classique (avec commandes des interrupteurs haut et bas d'un mémé bras complémentées). L'expression du courant absorbe est identique a celle des onduleurs de tension classiques et donnée par Ich(t) = Ca(t) ia(t) +Cb(t) ib(t) + Cc(t) ic(t) ou Ca(t), Cb(t) et Cc(t) représentent les commandes des interrupteurs supérieurs de l'onduleur. Les courants *ia*(*t*), *ib*(*t*) et *ic*(*t*) sont les courants absorbes par une charge triphasée. Pendant cette séquencé, la diode de commutation *D* devient passante car elle voit une tension positive a ses bornes. Le courant la traversant qui doit être positif mène a la contrainte suivante : *iL*1(*t*) + *iL*2(*t*) > *Ich*(*t*) quel que soit l'état des commandes *Ca*,

Cb ou *Cc*. Les condensateurs se chargent pendant cette séquencé. Le système d'etat est donne par :

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_s - v_{C1}(t)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_s - v_{C1}(t) \qquad \text{(III-5)}$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t) - I_{ch}(t)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t) - I_{ch}(t)$$

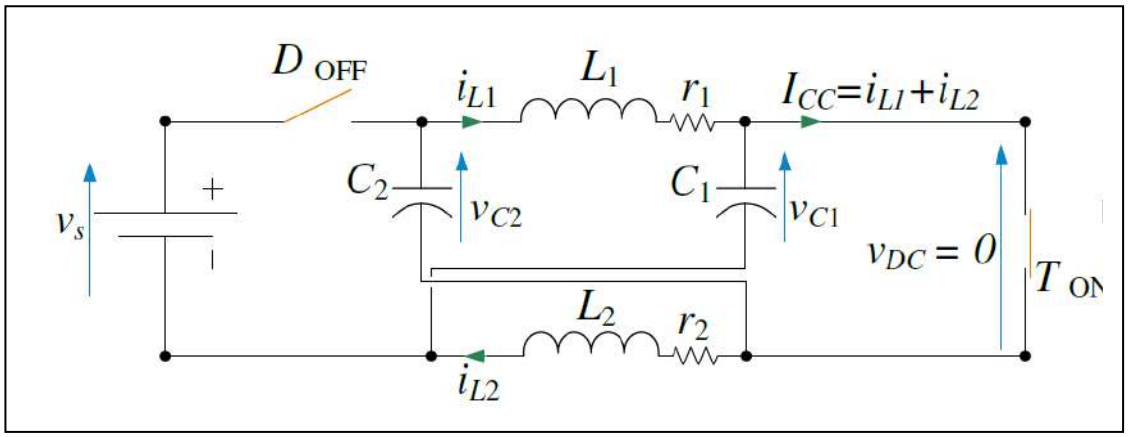


Figure III.4 – Représentation schématique de source impédance lors de la séquence de *court-circuit*.

III.3.3.2 Séquence de court-circuit de bras d'onduleur : u = 1

Une illustration de cette séquence est fournie en Figure III.4. Elle correspond a une séquence de court-circuit pour laquelle un ou plusieurs bras ont leurs interrupteurs haut et bas fermes simultanément. La tension du bus continu vDC est donc imposée à zéro, ce qui isole la charge (machine). Le courant de court-circuit, note ICC(t) est égal a la somme des courants traversant les inductances L1 et L2, soit ICC(t) = iL1(t)+iL2(t). La diode D est bloquée dans cette séquence car la tension vs − (vC1(t) + vC2(t)) est négative, ce qui permet la décharge des condensateurs dans les inductances. Le modèle d'état est donne par :

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{C2}(t)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{C1}(t) \qquad \text{(III-6)}$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t)$$

III.3.4.Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique d'élévation :

A partir des systèmes d'état (III-4) et (III-5) modélisant chaque séquence de fonctionnement, il est possible d'exprimer le système d'état global du convertisseur écrit en fonction de la variable logique de commande u(t) :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{c2}(t).u(t) + \big(v_s - v_{C1}(t)\big).(1-u(t)) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{c1}(t).u(t) + \big(v_s - v_{C2}(t)\big).(1-u(t)) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t).u(t) + \big(i_{L1}(t) - i_{ch}(t)\big).(1-u(t)) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t).u(t) + \big(i_{L2}(t) - i_{ch}(t)\big).(1-u(t)) \end{cases} \quad \text{(III-7)}$$

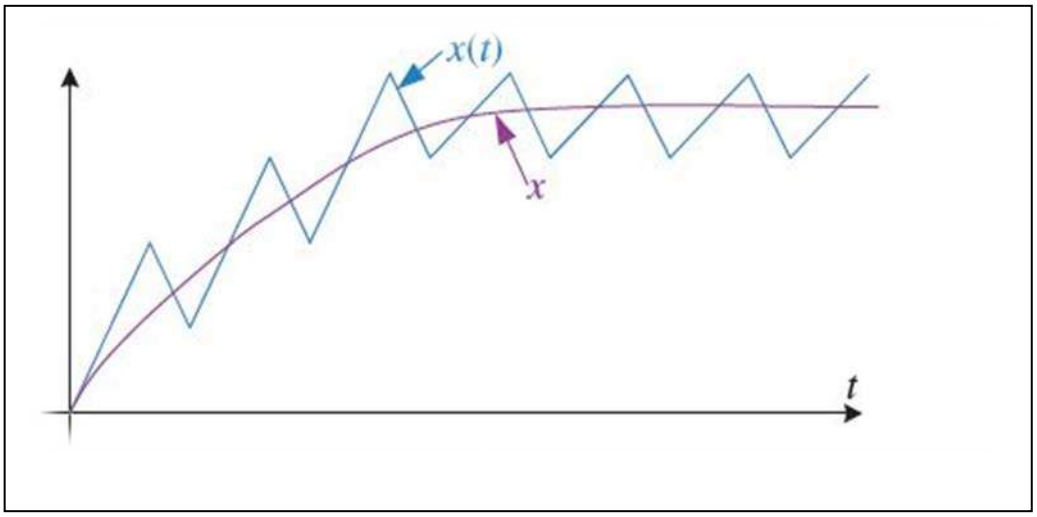


Figure III.5 – Illustration du modèle pseudo-moyen considère par la suite, exemple d'une variable d'état quelconque *x*(*t*).

Notées sans la dépendance au temps (t), ce qui permet de simplifier les équations. Une illustration de ce propos est donné en Figure (III.5)La grandeur x évolue bien en fonction du temps, mais les ondulations hautes fréquences sont omises.

L'écriture du modèle (III-7) en modèle "pseudo-moyen" est donne par :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{c2}(t).d + \big(v_s - v_{C1}(t)\big).(1-d) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{c1}(t).d + \big(v_s - v_{C2}(t)\big).(1-d) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t).d + \big(i_{L1}(t) - i_{ch}(t)\big).(1-d) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t).d + \big(i_{L2}(t) - i_{ch}(t)\big).(1-d) \end{cases} \quad \text{(III-8)}$$

Il est possible a présent de chercher a exprimer la caractéristique statique d'élévation v_{DC}/v_s du convertisseur a partir de ce modèle (III-8). La tension aux bornes de l'onduleurv_{DC} prend deux valeurs. Une valeur nulle lors des états de court-circuit et une valeur égale a $v_{C1}+ v_{C2}- v_S$en dehors de ces états. C'est cette dernière valeur qui sera prise en compte pour exprimer le rapport cherche. En effet, nous montrerons dans la suite que la manière d'insérer le court-circuit dans le schéma de commande par MLI fait en sorte que la charge ne voit que la valeur de tension non nulle. A ce stade, admettons ce résultat. En moyennant (III-8), on exprime la tension v_{DC} :

$$\hat{v}_{DC} = \bar{v}_{C1} + \bar{v}_{C2} - v_s = \frac{v_s}{1-2d} \quad \text{(III-9)}$$

Ou .v_{Ci} représente la valeur moyenne de la grandeur v_{Ci} et la notation $\hat{v}_{DC}$ insiste sur le fait que seule la valeur non-nulle (hors des états de court-circuit) est prise en compte. Ce résultat représente le rapport d'élévation bien connu de l'onduleur a Z-source dont le rapport cyclique *d* évolue dans l'intervalle [0, 0.5]. Il a été établi en négligeant les pertes dans les interrupteurs (Diodes et IGBTs de l'onduleur) ainsi que les chutes de tension résistives.

On peut exprimer $\widehat{Vi}$ en utilisant le rapport cyclique d de l'état de court-circuit, par la relation suivante :

$$\widehat{Vi} = \frac{1}{(1-2*d)} * Ve = B * Ve \quad \text{(III-10)}$$

Tel que $B = \frac{1}{(1-2*d)}$

Ce facteur est utilisé avec le rapport des amplitudes r (coefficient de réglage) pour définir le gain total du convertisseur G avec **[9]:**

$$G = \frac{V_{out\ max}}{V_e} = B*r = \frac{1}{1-2*d} \quad \text{et} \quad r = \frac{V_{out\ max}}{V_i/2}$$

L'expression de ce gain montre que l'onduleur à structure z-source peut fonctionner en deux modes élévateur et abaisseur 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 **[9] [12]**.

III.3.5Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance :

III.3.5.1. Dimensionnement de l'inductance LZ :

L'inductanceL_Z assure le stockage d'énergie électrique et le lissage du courant que la traverse, ce dernier présente une ondulationΔi_{LZ}, qui est définie comme étant la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du courant [19].

Pendant l'état de court-circuit (shoot through state) les tensions aux bornes de l'inductance et du condensateur sont égales, ce qui nous permet d'écrire:

$$\begin{cases} v_{Cz} = \frac{1-d}{1-2d} V_e \\ f_m = \frac{1}{T} \end{cases} \quad \text{(III-11)}$$

$$\Delta i_{Lz} = i_{Lzmax} - i_{Lzmin} = \frac{v_{cz}.d.T}{L_z} \quad \text{(III-12)}$$

On peut déduire de ces deux relation que:

$$\Delta i_{Lz} = \frac{d.(1-d)}{\Delta i_{Lz}.f_m(1-2d)} V_e \quad \text{(III-13)}$$

La valeur maximale admissible pour $i_L$résulte d'un compromis :

- une valeur trop faible de Δi_{Lz}conduit à une valeur excessive de l'inductance L_z ;
- une valeur trop élevée de Δi_{Lz}augmente la valeur maximale du courant que les interrupteurs et la diode doivent supporter, le maximum correspond en outre au courant que les interrupteurs doivent pouvoir interrompre.

Le choix de la fréquence de commutation *fm* 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.

III.3.5.2. Dimensionnement du condensateur Cz :

Le but du condensateur est d'absorber l'ondulation du courant et de maintenir une tension assez constante afin de générer des tensions de sortie sinusoïdales. Pendant l'état court-circuit, le condensateur charge les inductances, et le courant traversant le condensateur est égale au courant de l'inductance **[5]**. Ce qui nous permet d'écrire :

$$i_{Cz} = i_{Lz} = C_Z \frac{\Delta v_{Cz}}{\Delta t} \quad \text{(III-14)}$$

On peut déduire que :

$$C_z = \frac{i_{Lz}.d}{\Delta v_{Cz}.f_m} \quad \text{(III-15)}$$

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

$$i_{Lz} = \frac{P}{V_e} \qquad \text{(III-16)}$$

Finalement, le condensateur doit être dimensionné tout en respectant la relation suivante :

$$C_z = \frac{P.d}{V_e.f_m.\Delta v_{cz}} \qquad \text{(III-17)}$$

III.3.5.3. Dimensionnement de l'onduleur :

Afin de déterminer les valeurs numériques des éléments passifs (Cz et Lz) du réseau d'impédance, il est nécessaire de connaitre la puissance de l'onduleur, la tension continue d'entrée Ve, 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 **[19]**.

Pour un onduleur caractérisé par:

$$\begin{cases} V_e = 200V \\ P = 5\,KW \\ f_m = 10KHz \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} d = 0.4 \\ \Delta i_{Lz}/i_{Lz} = 10\% \\ \Delta v_{Cz}/v_{Cz} = 3\% \end{cases}$$

On trouve que :

$$\begin{cases} L_z = 9.6mH \\ C_z = 5.5mF \end{cases}$$

III.3.6.Considération du stockage d'énergie dans les convertisseurs

La section précédente basée sur une comparaison d'un point de vue puissance montre que les onduleurs à source impédance n'apportent pas de réels avantages en termes de rendement. Ce critère est souvent rédhibitoire quant au choix d'une structure de puissance.

De ces calculs, on en déduit les énergies stockées dans les éléments passifs pour les deux structures étudiées : Z-source, et convertisseur boost associe a un onduleur de tension.

III.3.6.1Cas du convertisseur boost

Pour des ondulations hautes fréquences ΔI_{LBC} en courant dans l'inductance L_{BC} et en tension Δv .DC aux bornes du condensateur CBC l'expression de l'énergies totale stockée est donnée par :

$$E_{boost} = \frac{1}{2} L_{BC} \bar{\imath}_{LBC}^2 + \frac{1}{2} C_{BC} \bar{v}_{DC}^2$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{v_s}{\Delta i_{LBC}} \left(1 - \frac{v_s}{v_{DC}}\right) T_{BC} \right) \left(\frac{P_0}{v_s}\right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{I_{max}}{\Delta v_{DC}} \left(1 - \frac{v_s}{v_{DC}}\right) T_{BC} \right) \bar{v}_{DC}^2$$

III.3.6.2 Cas de l'onduleur à Z-source

De la même manière que précédemment et d'après les calculs l'énergie totale stockée dans l'onduleur a Z-source est données par :

$$E_{ZC} = L_{zs} \bar{\imath}_{Li}^2 + C_{zs} \bar{v}_{ci}^2$$

Pour l'onduleur à Z-source symétrique, les valeurs moyennes des courants I_{L1} et I_{L2} dans les inductances et des tensions V_{C1} et V_{C2} aux bornes des condensateurs sont égales. On aboutit finalement a :

$$E_{ZS} = \left(\frac{1}{8} \left(1 + \frac{v_{DC}}{v_s}\right) \left(1 - \frac{v_s}{v_{DC}}\right) \frac{v_s}{\Delta i_{Li}} \frac{T}{K} \right) \left(\frac{P_0}{v_s}\right)^2 + \left(\left(\frac{P_0}{v_s \Delta i_{Ci}} \frac{1}{2} \right) \left(1 - \frac{v_s}{v_{DC}}\right) \frac{T}{2} \right) \left(\frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{DC}}{v_s}\right) \right)^2$$

Nous rappelons que le coefficient *k* permet de considérer ou non des inductances couplees (avec un couplage du type $L_1 = L_2 = L \simeq M$ OU M est l'inductance mutuelle). Il est définit par :

$$\begin{cases} k = 1 \; cas \; non \;\; couplé \\ k = 2 \; cas \; couplé \end{cases}$$

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux types de convertisseurs dont l'accent a été mis sur un onduleur triphasé à z-source. Cette structure peut assurer simultanément la fonction d'un hacheur élévateur et la conversion DC/AC pour alimenter un charges triphasées.

Dans ce contexte, une modélisation a été faite avec le principe de fonctionnement afin d'élaborer des stratégies de commande à base des techniques existantes pour les convertisseurs classiques.

D'autre part, un dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance en z a été aussi fait pour faire fonctionner l'onduleur dans les meilleures conditions. Le chapitre suivant vise les stratégies de contrôle de l'onduleur triphasé à structure z-source en utilisant la modélisation décrite dans ce chapitre.

CHAPITRE IV

COMMANDE DE L'ONDULEUR Z-SOURCE MULTI-NIVEAUX

IV.1 Introduction :

Ce chapitre va présenter les différentes stratégies de la commande d'onduleur à z-source, ces dernières sont générées à partir des techniques de la commande d'onduleur conventionnel. La simulation de chaque stratégie nous permet d'avoir une idée sur les performances de chaque stratégie et donc élaborer une étude comparative entre elles.

IV.2 La Stratégie de la commande MLI

IV.2.1 La commande d'élévation simple (Simple Boost Control SBC)

a) Principe de la commande :

Cette stratégie est caractérisée principalement par sa simplicité et elle s'articule sur le transfert partiel de l'état zéro vers l'état du court-circuit. Elle est basée sur la commande MLI sinusoïdale traditionnelle avec l'ajout de deux lignes droites comme signaux de référence supplémentaires, l'une est positive et l'autre est négative, passant respectivement par les valeurs maximale et minimale du signal sinusoïdal de référence pour produire la durée de l'état du court-circuit[14][15][16][17].

L'insertion de cet état est générée lorsque la porteuse est supérieure ou inférieure respectivement aux deux lignes droites positive et négative. La Figure IV.2 représente les signaux de commande de cette stratégie.

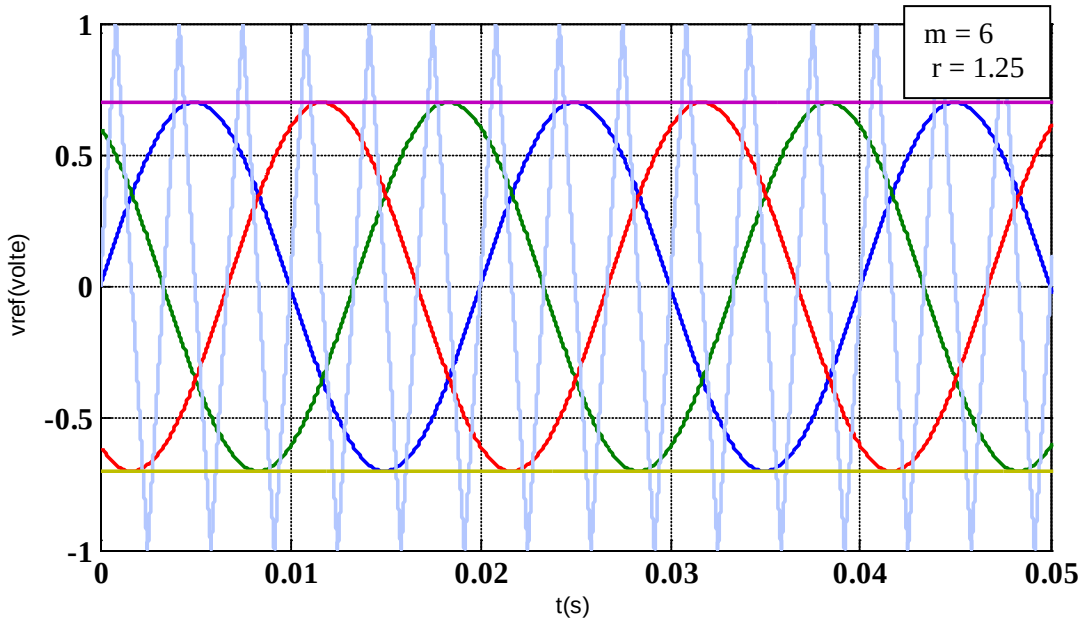


Figure IV.1: Signaux de commande de la stratégie SBC

b) Calcul du facteur d'élévation B :

Le rapport cyclique de l'état du court-circuit dans cette stratégie est lié indirectement au rapport des amplitudes r par la relation cité ci-après, exprimée à partir de la figure IV.1:

$$d = 1 - r \qquad (IV.1)$$

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

$$\begin{cases} d_1 = \frac{4}{T} * t - 1 \\ d_2 = 1 - \frac{4}{T} * (t - \frac{T}{2}) \end{cases} \qquad (IV.2)$$

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

$$\frac{4}{T} * t_1 - 1 = -r = \frac{4}{T} * \frac{T_0}{4} - 1 \qquad (IV.3)$$

A partir de cette relation, on peut déduire que :

$$\frac{T_0}{T} = d = 1 - r \qquad (IV.4)$$

Le remplacement de la dernière expression du rapport cyclique *d* de l'état du court-circuit dans les relations *II-11* et *II-12*, nous donne les expressions du facteur d'élévation *B* et du gain total G de l'onduleur en fonction de rapport des amplitudes r:

$$\begin{cases} B = \frac{1}{2*r-1} \\ G = \frac{r}{2*r-1} \\ B = 2G - 1 \end{cases} \qquad (IV.5)$$

IV. 2.2 La commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control *MCBC*) :

Cette stratégie de commande est développée dans le but de remédier aux contraintes des deux stratégies précédentes 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 r. Elle s'articule sur l'insertion de l'harmonique trois de la tension de référence.

a) Principe de commande

Le principe de cette stratégie est basé sur l'injection de l'harmonique trois du fondamental, cette injection génère un nouveau signal de référence Les deux signaux supplémentaires de référence *Vp* et *Vn* dans cette stratégie, sont des lignes droites passant respectivement par les valeurs maximale et minimale du nouveau signal de référence. L'insertion de l'état du court-

circuit est générée dès que la porteuse est supérieure ou inférieure respectivement aux deux lignes droites positive et négative. Ce principe est similaire à celui de la stratégie SBC.

La figure suivante représente les signaux de commande de la dite stratégie

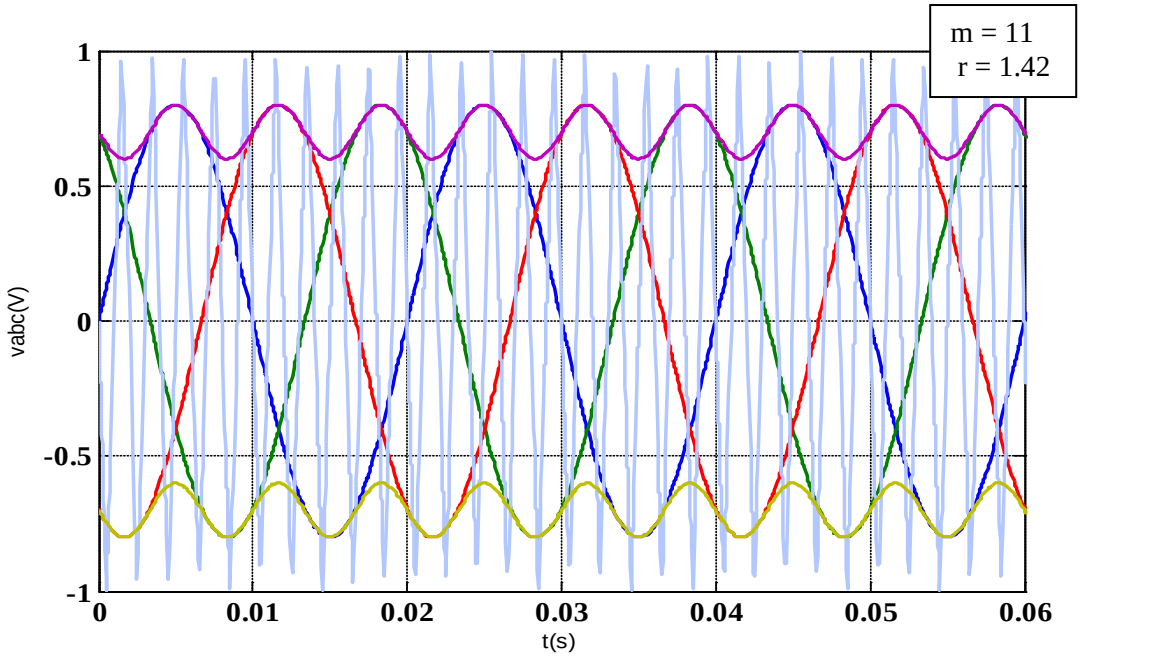


Figure IV.2: Signaux de commande de la stratégie MCBC.

b) Calcul du facteur d'élévation

Ce facteur d'amplification dépend de l'amplitude de l'harmonique à injecter dans le fondamental, l'expression générale de cet harmonique pour la tension *Va* est donnée par la relation suivante :

$$h_3(t) = a.\sin(3.\omega.t) \qquad \text{(IV.6)}$$

Si on prend :

$$a = \frac{1}{6}.r \qquad \text{(IV.7)}$$

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

$$V'_a(t) = v_a(t) + h_3(t) = r.\sin(\omega.t) + \frac{r}{6}.\sin(3.\omega.t) \qquad \text{(IV.8)}$$

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

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}.r}{2} \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2}.r \end{cases} \qquad \text{(IV.9)}$$

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

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}.r}{2} \quad \text{(IV.10)}$$

Le remplacement de la dernière expression du rapport cyclique *d* dans les relations *I-10* et *I-11*, nous donne les expressions du facteur d'amplification *B* et du gain total *G* de l'onduleur en fonction du rapport des amplitudes *r* :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3}.r-1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3}.r-1} \\ B = \sqrt{3}.G - 1 \end{cases} \quad \text{(IV.11)}$$

IV.2.3. Les stratégies de commande à l'onduleur H-bridge

Le but de ce travail est de mettre en place un module QZSI pouvant passer d'une entrée 5 V CC à une sortie 15 V CA. Au début, le QZSI est conçu pour être contrôlé en tant que module, avant que nous ne le connections à deux modules supplémentaires en cascade. Une fois que le module a réussi l'objectif, les modules doivent ensuite être mis en cascade pour définir une tension de sortie totale de 45 V CA. Notre approche pour résoudre les problèmes posés va être décrite de la conception de la topologie à l'étude des résultats pour l'onduleur multiniveau à pont en H en cascade QZS.

Pour générer des impulsions de porte afin de contrôler la commutation du pont en H, un bloc de commande de porte a été créé pour délivrer quatre impulsions (G1-G4). Le gate-driver a trois entrées: signal de commande (Vref), signal de commutation (Vtri) et un décalage d'amplitude. Ces entrées sont utilisées pour la modulation de largeur d'impulsion (MLI). La construction du MLI est repensée selon un schéma de commutation unipolaire. Les valeurs utilisées pour le MLI sont

fréquence de commutation fs = 2,5 kHz, (mf = 50)

fréquence de modulation f1 = 50Hz,

indice de modulation ma = 0.6,

où l'onde triangulaire, Vtri, présente des pics compris entre +1 V et -1 V. Pour permettre la traversée directe, les signaux Vref des commutateurs de la même branche doivent avoir un décalage d'amplitude plus proche des pics Vtri. Le décalage réduira l'intervalle de désactivation de l'un des commutateurs et les conduira simultanément (coup de fusil). Plus le décalage est élevé, plus la durée de vie sera longue. Lorsque Vref est à l'intervalle positif, l'amplitude des commutateurs supérieurs (TA + et TB +) est augmentée avec le décalage pour définir la plage de passage. Pendant l'intervalle négatif, les commutateurs du bas sont abaissés pour l'intervalle de passage négatif de la sortie.

La méthode consistant à obtenir un décalage entre les signaux Vref a été utilisée dans la conception d'origine pour définir un temps de suppression afin d'éviter toute interruption. L'objectif de la simulation est de contrôler les MOSFET avec une modulation de largeur d'impulsion qui assure un tir suffisant pour notre facteur de renforcement de référence.

Le rapport cyclique de tir Ds est le décalage d'amplitude pour le système. Le décalage entre les deux signaux Vref établit un délai de commutation car l'un d'eux atteindra la forme d'onde Vtri plus tard que l'autre. Ce délai permettra aux deux interrupteurs d'être allumés en même temps pendant un court intervalle, comme indiqué à la figure 3.2. Le moyen d'obtenir le boost maximum dans le système consiste à avoir le signal de commande Vref au maximum du signal triangulaire Vtri. La valeur d'amplitude Vtri fixée est 1. La somme de l'indice de modulation, de ma et du rapport cyclique ne peut pas dépasser le point maximum. Ce qui signifie que la limite de cycle de travail est égale à 1 ma. Cependant, pour éviter que Vref ne dépasse le pic Vtri, une fonction de porte logique limitant a été créée, Le rapport cyclique est calculé dans un bloc fonction Matlab qui calcule le facteur d'amplification en divisant le gain souhaité par l'indice de modulation. Le facteur de renforcement sera ensuite utilisé pour calculer le cycle de service.

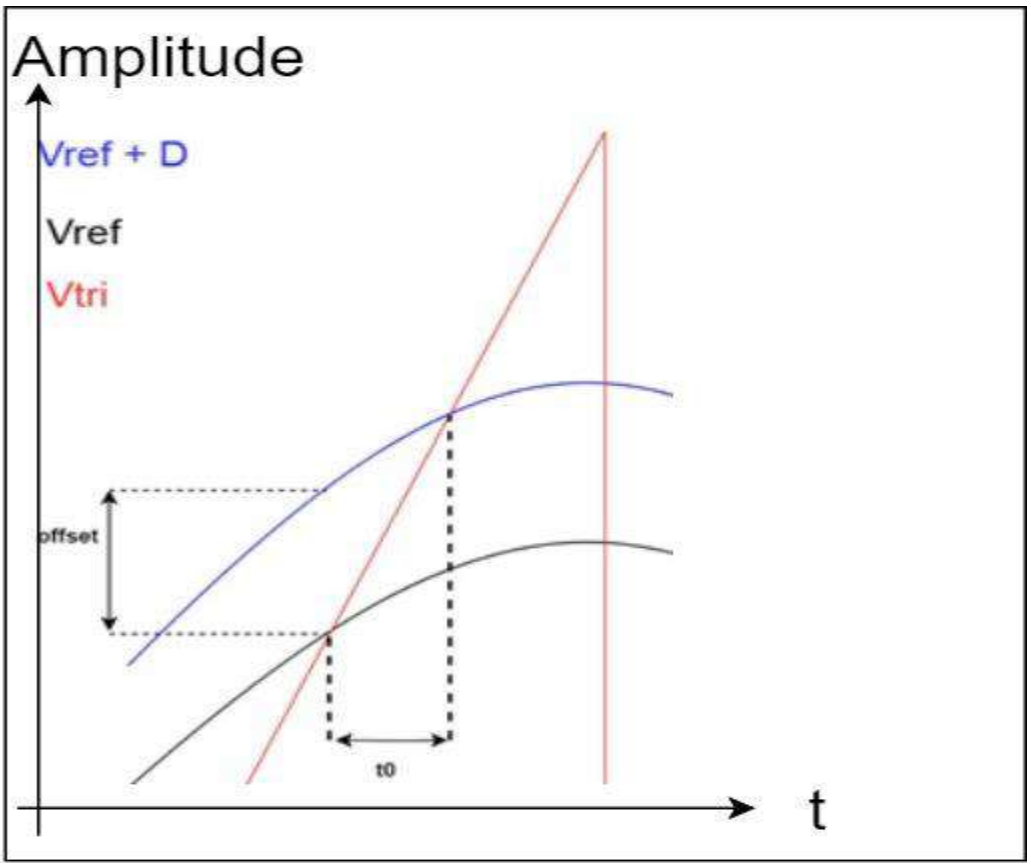


Figure IV.3 Illustration de la manière dont le décalage détermine le temps de passage t0.

Le système est configuré pour avoir une charge résistive avec une puissance de sortie de 3W. Lorsque la sortie de courant alternatif de pointe est de 15 V Vac, la résistance de charge peut être estimée à

$$RL = \frac{(\frac{V_{ac}}{\sqrt{2}})^2}{p}$$

où RL est la résistance de charge d'un module QZSI.

Les valeurs des composants pour QZSI ont été calculées par la technique mentionnée précédemment dans la théorie 2.9, qui a été implémentée dans Matlab pour pouvoir augmenter la tension. La structure du QZSI a été simili en Matlab Dans un cas idéal, la résistance de l'inductance était réglée à 0,1 Ohm et la tension directe de la diode à 0,7 V. Ensuite, les valeurs calculées pour les inductances L1 = L2 = 6,8mH et les condensateurs C1 = C2 = 750uF.

L'objectif de ce module est d'utiliser 5V en tant qu'entrée CC puis d'augmenter la tension avec un facteur d'augmentation = 11−2. Après l'augmentation de tension, le pont en H inversera la tension à 15V AC. Avec la tension de sortie simulée, les harmoniques vont être mesurés à l'aide de l'outil d'analyse FFT du powergui.

Notre première approche pour lancer une SMLI unipolaire à plusieurs niveaux consiste à déphaser le signal triangulaire Vtri avec 120 ° entre chaque module de pont en H, comme indiqué dans la section 2.8. Pour mettre en cascade les modules, la sortie positive du premier module est connectée au port négatif du second module. Le résultat devrait donner une tension de sortie avec moins de THD que sans la mettre en cascade, comme mentionné dans les études précédentes [1].

IV.3 Résultats de simulation

Cette partie consacrée par les résultats de simulation dont illustre ci-dessous.

IV.3.1 Résultats de simulation SBC :

Afin de valider cette technique, une simulation a été effectuée en utilisant les paramètres suivants :

$$\begin{cases} L_z = 10mH \\ r_{Lz} = 1\Omega \\ C_z = 4.7mF \end{cases}$$

En utilisant les relations analytiques précédentes, on trouve que :

$$\begin{cases} d = 0.3 \\ B = 2.5 \\ G = 1.75 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_i = 1000\ V \\ V_{CZ} = 550\ V \end{cases}$$

Cette simulation a donné les résultats suivants :

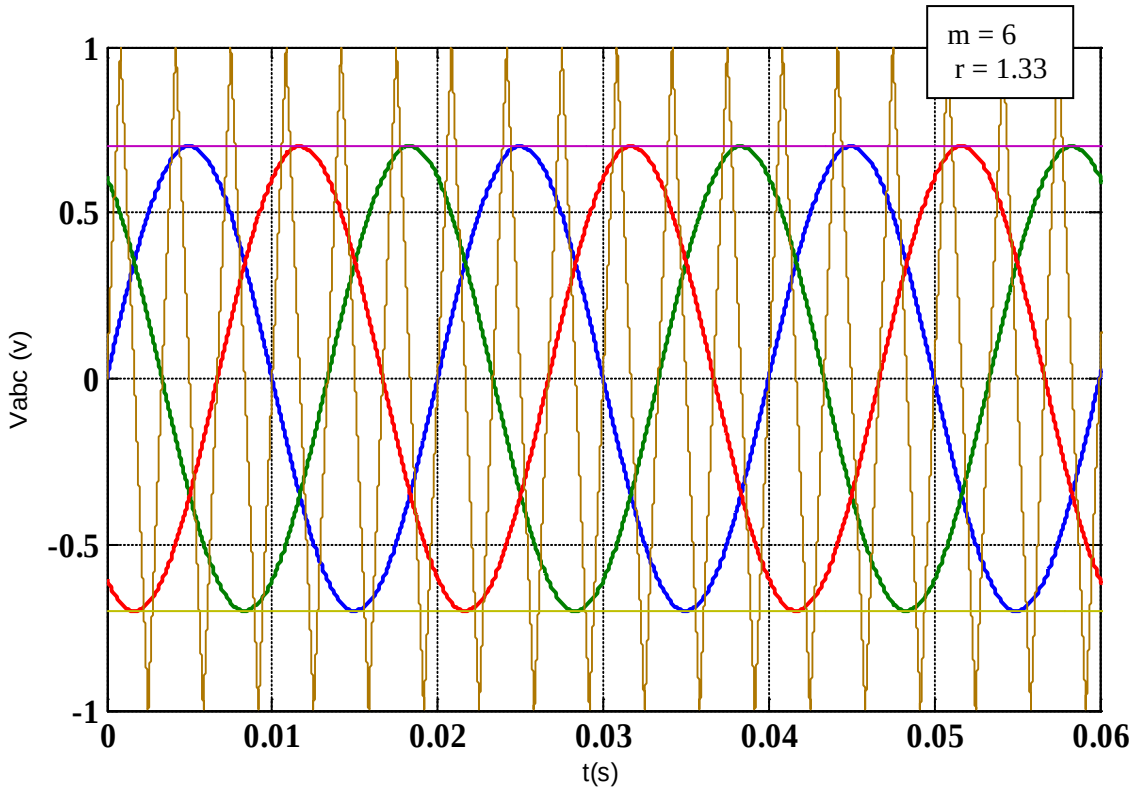


Figure IV.4 : tension (Vi, Ve et Vcz)

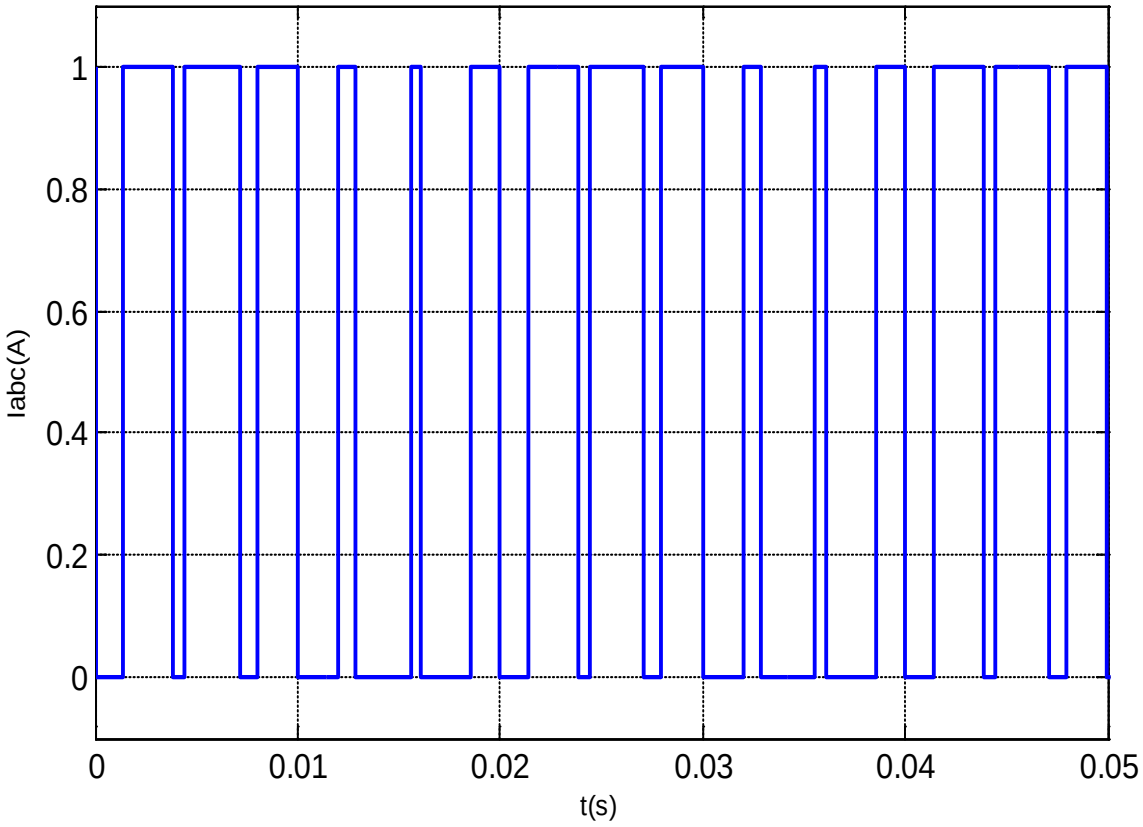


Figure IV.5 : Courant iLz.

De la figure III.3 (a), on constate que la tension continue fournit à l'onduleur Vi est proche de celle calculé analytiquement qui est due aux pertes joules dans les deux inductances *Lz*.

On note aussi, que le taux d'ondulation du courant traversant l'inductance, a une valeur tolérée avec un taux d'ondulation de la tension *VCz* très faible. Ces dernières caractéristiques présentent les avantages majeurs de cette stratégie.

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

$$\begin{cases} \hat{V}_i = 1100\ V \\ V_{cz} = 600\ V \end{cases} \qquad \begin{cases} B = 2.47 \\ d = 0.297 \end{cases} \qquad \begin{cases} i_{Lzmin} = 1.4\ A \\ i_{Lzmax} = 1.75A \end{cases}$$

Les figures suivantes montrent les tensions simples :

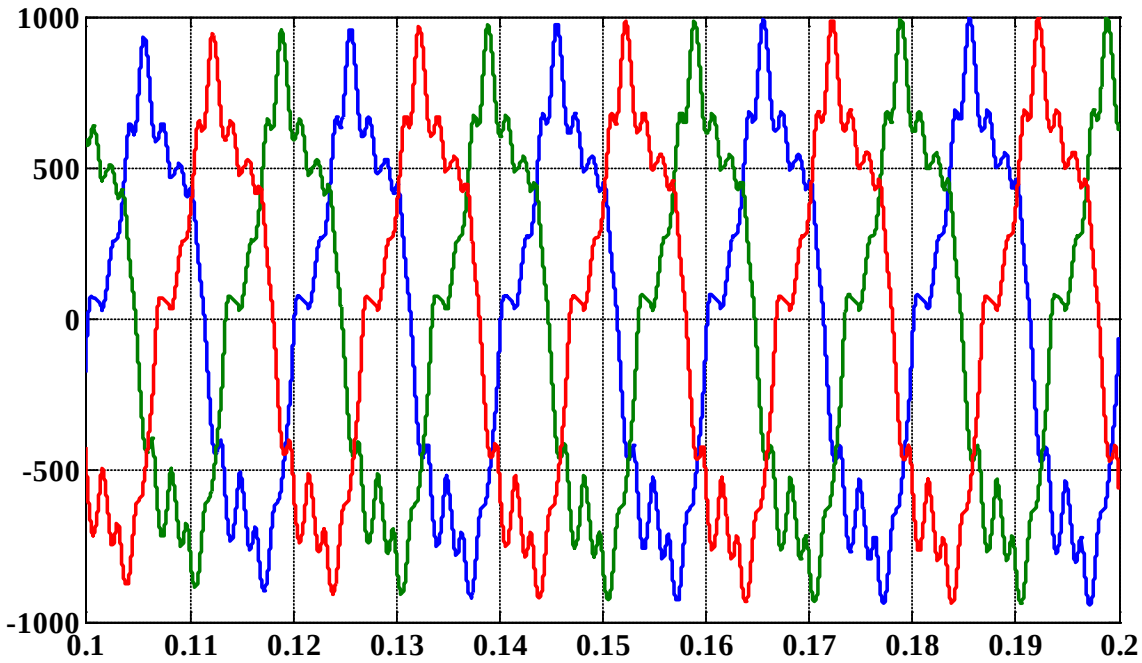


Figure IV.6: Tension simple

Les résultats de cette technique montrent que L'onduleur alimente la charge avec tensions élevées à différentes fréquences.

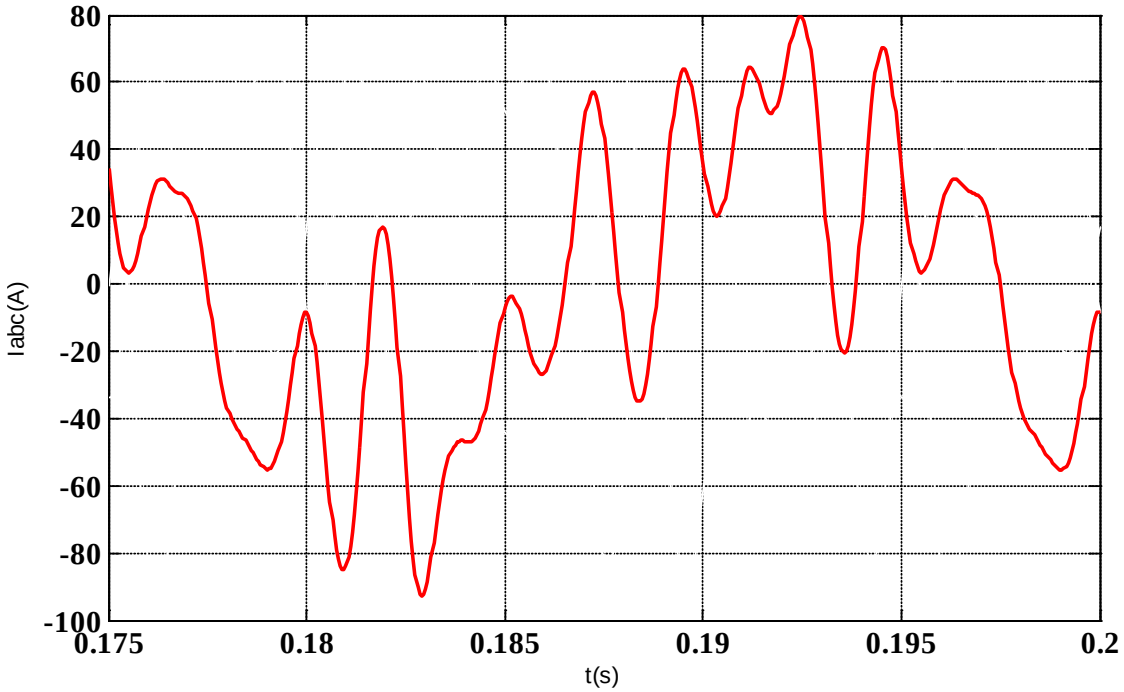


Figure IV.7courant élevées à différentes fréquences

IV.3.2 Résultats de simulation MCBC En utilisant les mêmes paramètres des simulations précédentes, une validation de cette stratégie a été effectuée. En exploitant les relations de cette stratégie on trouve les résultats

analytiques suivants :

$$\begin{cases} d = 0.39 \\ B = 4.70 \\ G = 3.29 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_i = 1412\ V \\ V_{CZ} = 861\ V \end{cases}$$

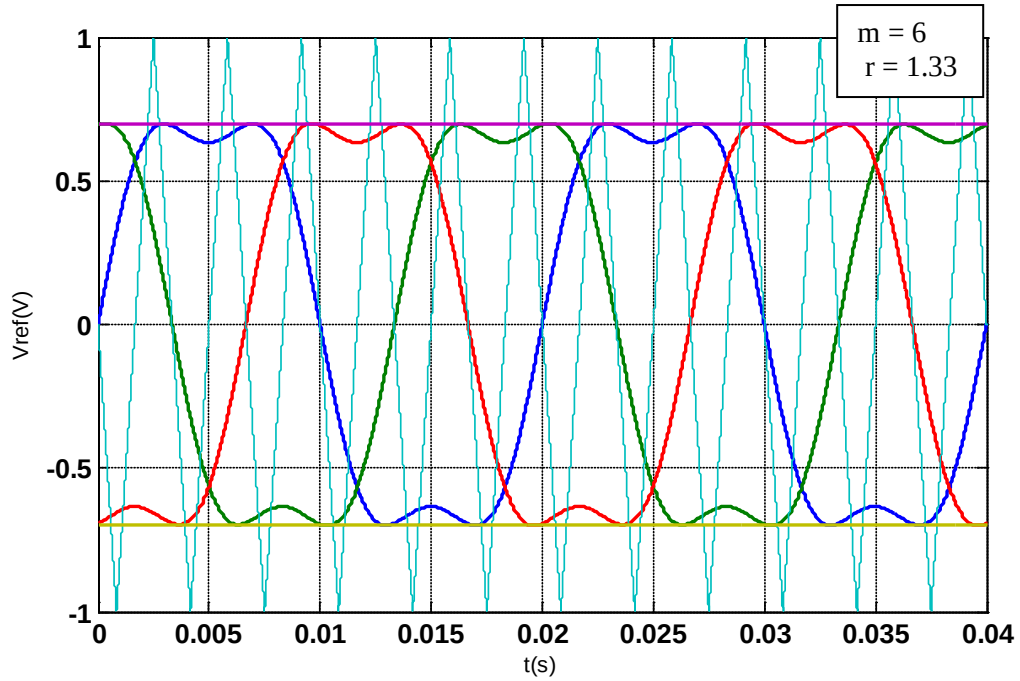


Figure IV.8: (a) Tensions (Vi, Ve et Vcz)

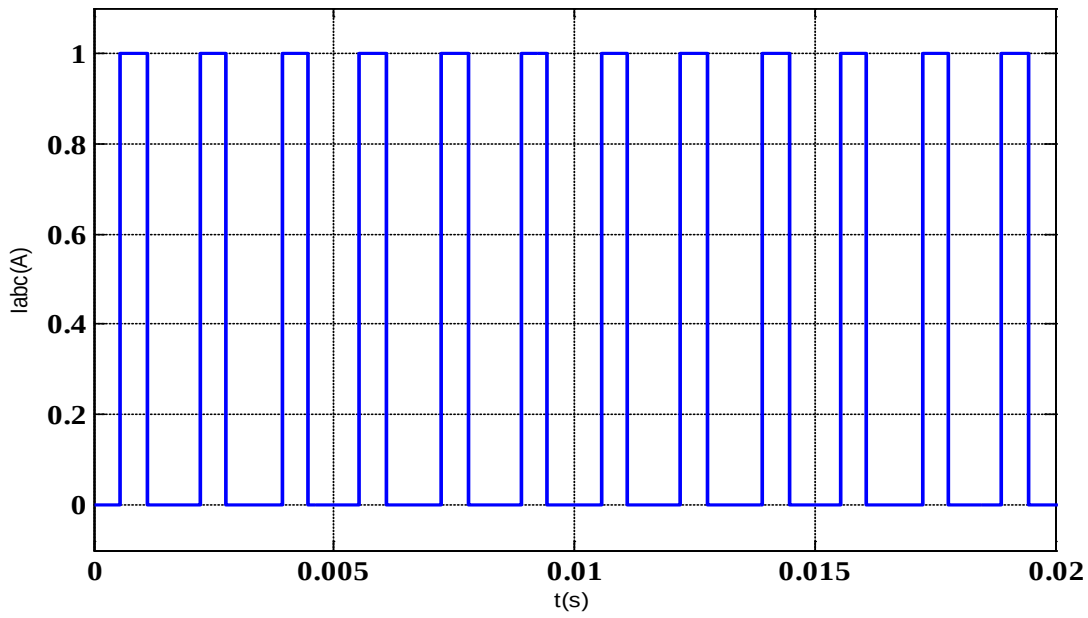


Figure IV.9 (b) Courant iLz.

On constate que les tensions *Vi* et *VCz* sont importantes, néanmoins ces valeurs sont différentes de celles du calcul analytique qui est due au courant traversant l'inductance *Lz* ce qui engendre des chutes de tensions importantes dans les deux inductances. On constate aussi que le taux d'ondulation du courant *ILz* est réduit par rapport la stratégie MBC avec une valeur tolérée. Donc, cette technique rassemble les avantages des deux stratégies précédentes**.**

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

$$\begin{cases} \widehat{V}_i = 1220\ V \\ V_{cz} = 775\ V \end{cases} \qquad \begin{cases} B = 4.08 \\ d = 0.37 \end{cases} \qquad \begin{cases} i_{Lzmin} = 0.65 \\ i_{Lzmax} = 1.25 \end{cases}$$

On constate que les tensions *Vi* et *VCz* sont importantes, néanmoins ces valeurs sont différentes de celles du calcul analytique qui est due au courant traversant l'inductance *Lz* ce qui engendre des chutes de tensions importantes dans les deux inductances.

Les figures suivantes montrent la tension simple :

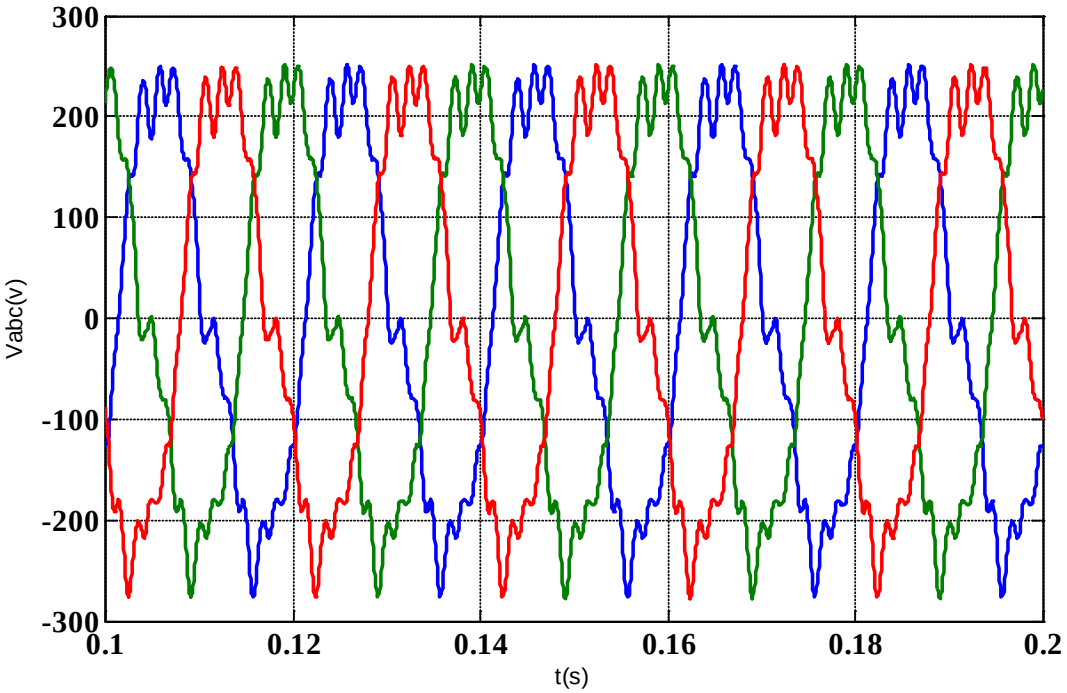


Figure IV.10 Tension composée

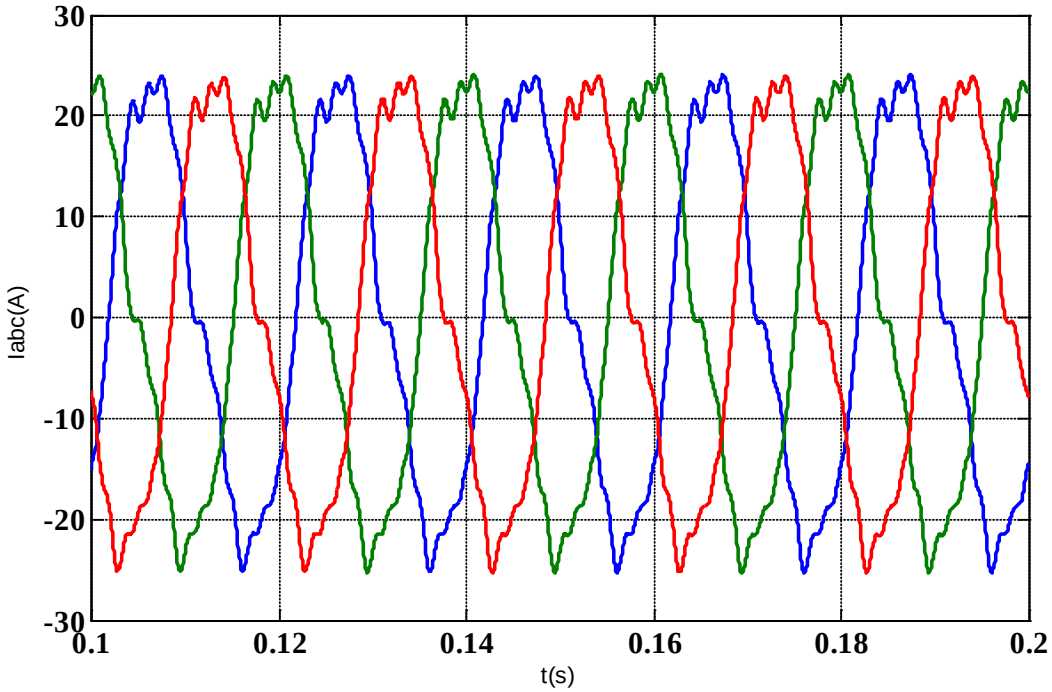


Figure IV.11: courant

IV.3.3 Résultats de simulation H-bridge

Les MOSFET utilisés dans le module en pont en H sont les IRF540 de Vishay. Pour calculer les pertes de puissance de l'onduleur, nous allons nous référer à sa fiche technique et à nos sources d'alimentation simulées.

Les valeurs pour notre calcul de perte sont:

• Ton = 728ns,

• Toff = 56ns,

• Fs = 2500Hz,

• r_on = 0.077ohm,

• duty_cycle = ma,

et Vpn et I_out (Iv_rms) seront mesurés à partir de la simulation.

Les calculs de pertes de puissance et de construction ont été faits dans Excel. Les formules utilisées pour ces calculs sont indiquées dans la section 2.5. Pour la perte de puissance sur les inductances, l'approche consiste à mesurer la résistance interne du composant et le courant d'entrée, Iin.

Le QZSI sera construit à l'entrée du module et connecté avec un pont en H. Cela donnera l'occasion de vérifier les simulations Matlab et d'étudier la distorsion des harmoniques dans la tension de sortie en utilisant la distorsion harmonique totale (THD) dans Labview. Le THD donnera les harmoniques en% et sera le résultat. En poursuivant plus tard, deux ponts en H

supplémentaires seront connectés en cascade sans la source quasi-Z. Cela donnera également l'occasion d'étudier les modifications de la distorsion harmonique et de la tension de sortie.

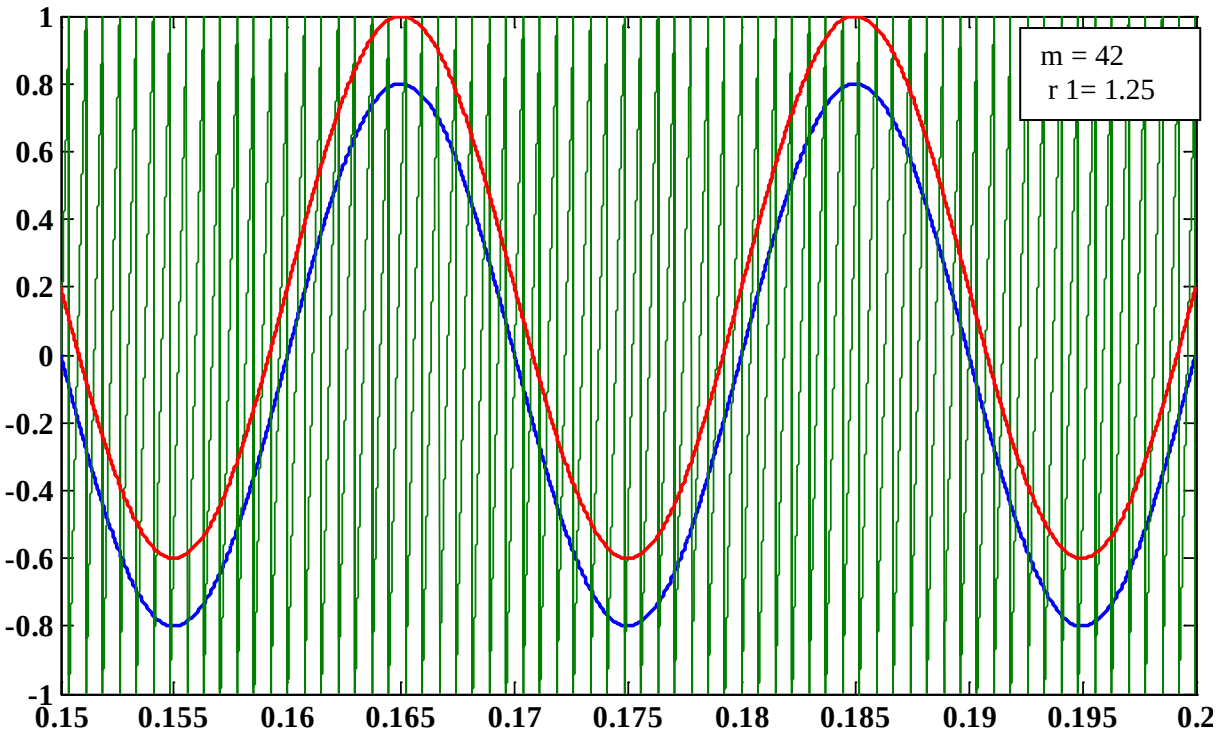


Figure IV.12: Tension entrée

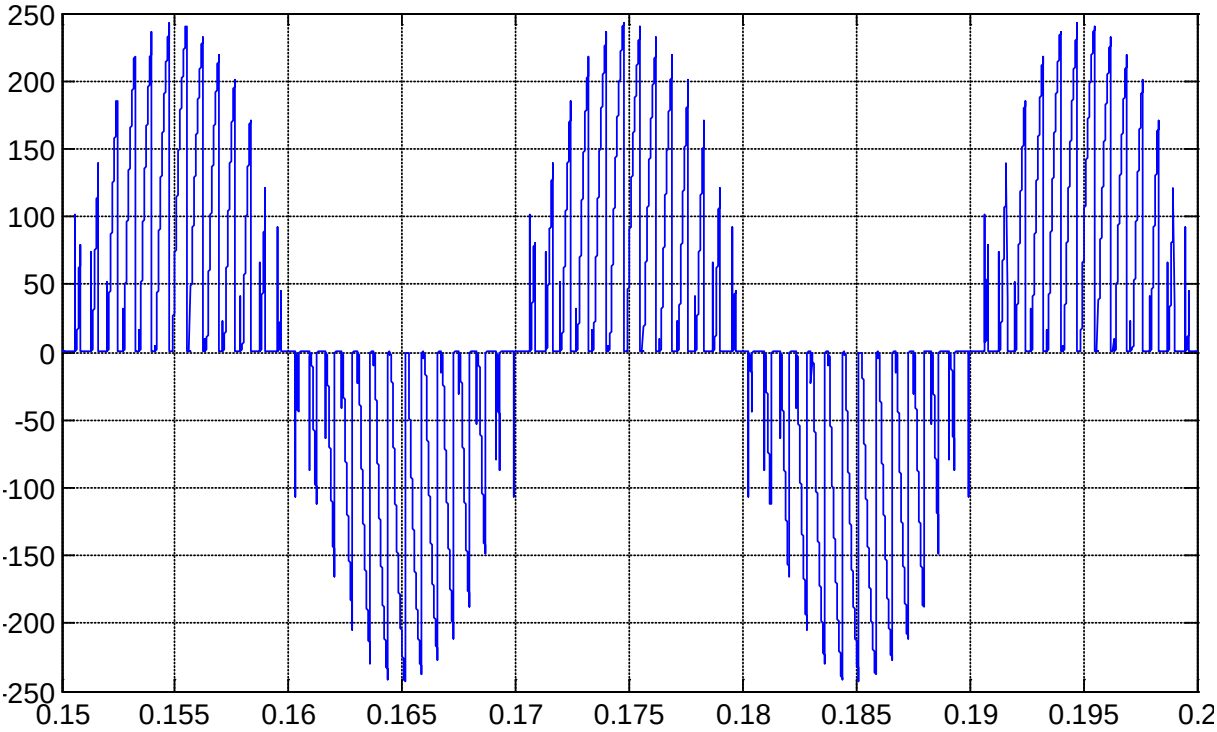


Figure IV.13: Tension sortie

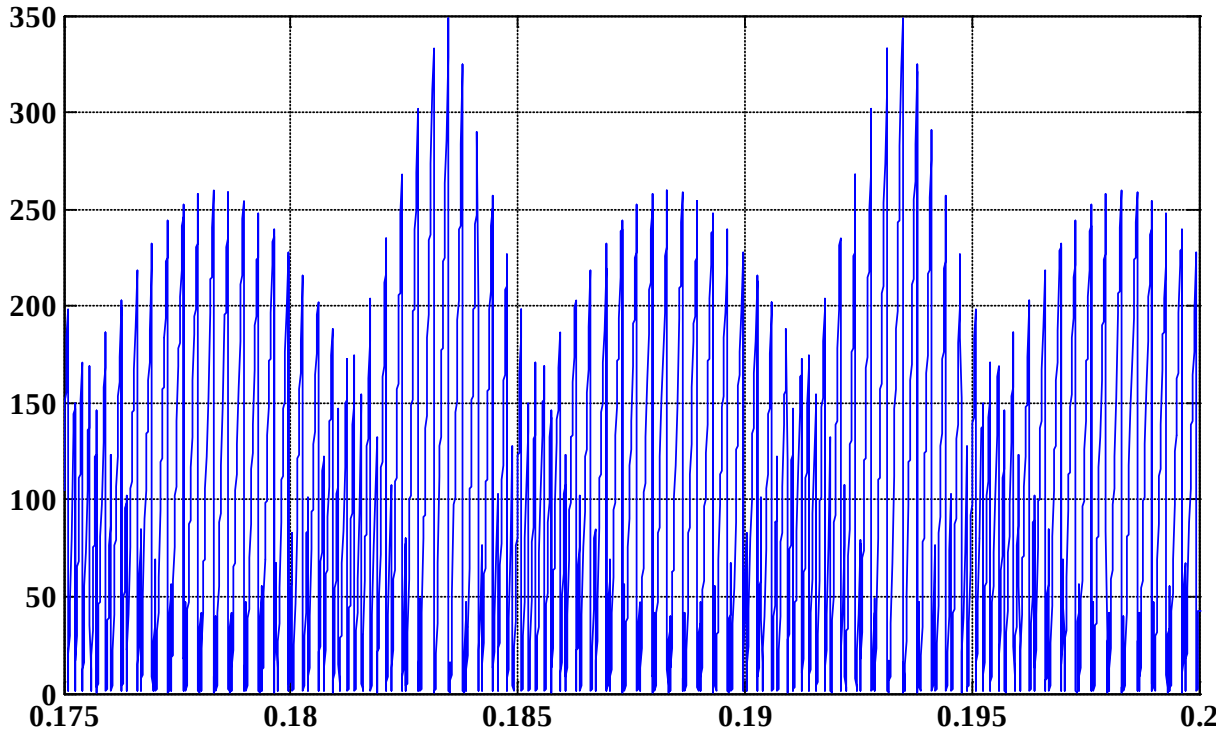


Figure IV.14: Tension composé

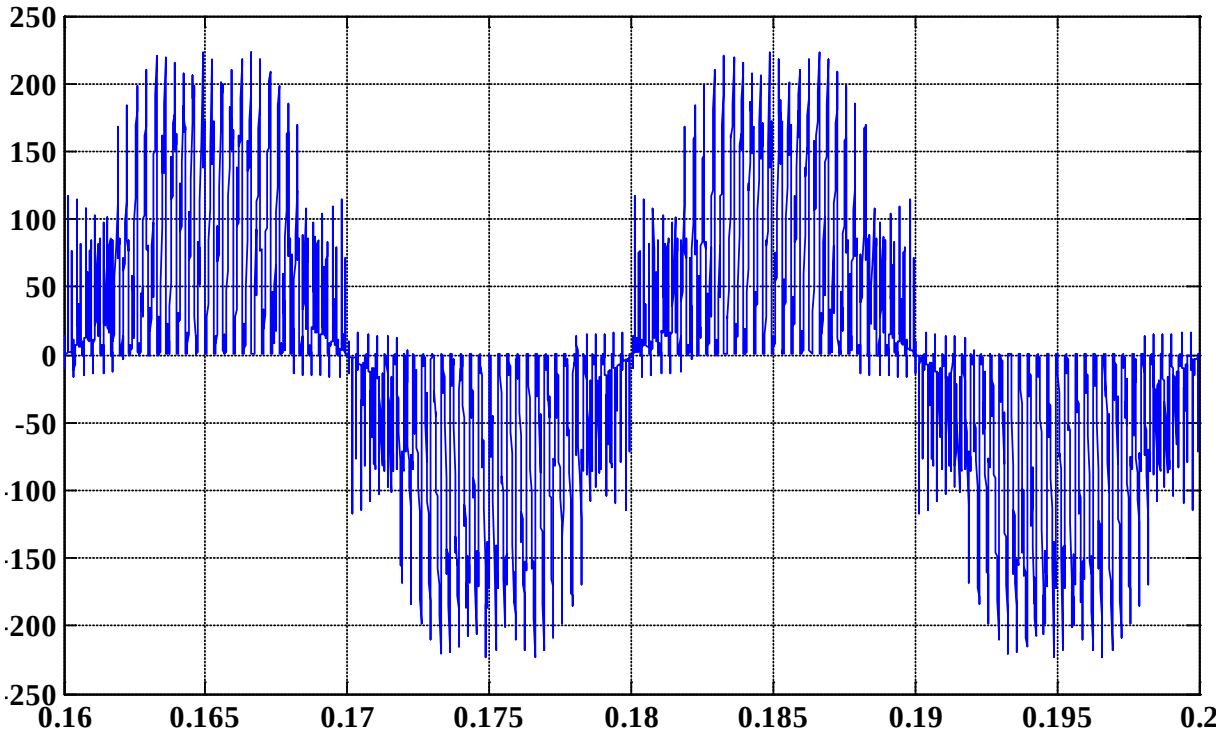


Figure IV.15: courant sortie

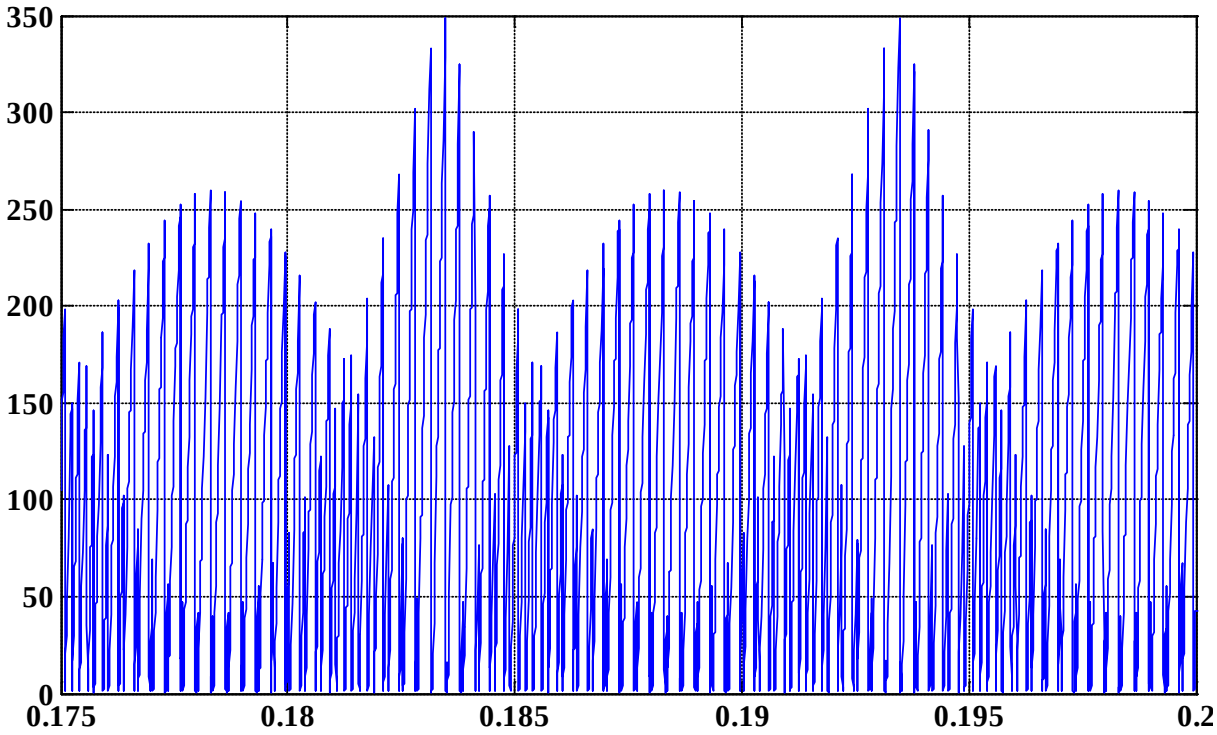


Figure IV.16: Tension entre Born impédance

IV.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présentés les résultats de simulation des différentes stratégies de la commande d'un onduleur à z-source, qui sont élaborées à partir des techniques de la commande MLI sinusoïdale.

La stratégie SBC présente l'avantage d'être simple avec un faible taux d'ondulation du courant iLz. Le facteur d'élévation et le taux d'ondulation du courant iLz élevé caractérisant la stratégie SBC.

La stratégie MCBC présente un bon facteur d'élévation avec un taux d'ondulation du courant iLz faible.

D'après la simulation on a trouvé que ces stratégies de commande à l'onduleur H-bridge sont élevé la tension, a rôle principale d'un filtrage de tension et courant et diminuer les composent posés dans les autre sources comme les convertisseurs AC/DC et les éléments de filtrage classiques.

Conclusion générale

Le convertisseur à Z-source surmonte l'obstacle conceptuels et théoriques et limitations du traditionnel convertisseur tension-source et convertisseur source-source et fournit un nouveau concept de conversion d'énergie.

La source Z concept peut être appliquée à presque tous les DC-à-AC, AC-à-DC, AC-à-AC, et la conversion de puissance DC-à-DC. Ce projet est intéressé par la description de principe de fonctionnement, analysé les caractéristiques du circuit, et a démontré son concept et sa supériorité.

Les résultats analytiques, de simulation et ont été présenté. L'onduleur Z-source peut alimenter la tension, minimiser le nombre de composants, augmenter l'efficacité et réduire le Coût.

Il convient de noter à nouveau que le concept Z-source peut être appliqué à toute la gamme de conversion de puissance. Basé sur concept, il est évident que de nombreux circuits de conversion Z-source peuvent être dérivés. Le système redresseur / inverseur Z-source peut produire une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée ca en contrôlant le facteur de relance, ce qui est impossible pour le traditionnel.

[1] BOUDJEMA Noureddine . HAMRARAS Mohamed « Etude et implémentation des stratégies de commande MLI : Application à un onduleur à deux niveaux » projet de fin d'études master génie électrique, Université Dr YAHIA FARES ; MEDEA, 2015

[2]MERABET kamel « COMMANDE MU D'UN ONDULEUR TRIPHASÉ BASÉE SUR LA DISPERSION DELA TENSION TRlPHASÉE » » projet de fin d'études master GÉNIE ÉLECTRIQUE Université du Québec à Trois-Rivières , decembre 2011

[3] CHETTIH Kheireddine « Réalisation d'un onduleur monophasé avec un bras redondant » » projet de fin d'études master en électrotechnique université des f reres mentouri ;constantine,2015

[4] BATTISTON alexandre « Modélisation, commande, stabilité et mise en oeuvre des onduleurs àSource impédante », Thèse Doctorat ,génie électrique , Université de Lorraine, 2014.

[5] BELKHIRI Fayssal « Etude et réalisation d'un onduleur à neuf interrupteurs-Z-source alimentant deux moteurs asynchrones » Thèse Doctorat, Ingénieur d'Etat en Électrotechnique

[6] CAPITANEANU Stefan Laurentiu « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux » Thèse Doctorat Génie Electrique, 2002

[7] S.M.DEHGHAN, A.AMIRI, M.MOHAMADIAN et M.A.E.ANDERSEN, "Modular space-vector pulse-width modulation for nine-switch converters", *IET Power Electronics, pp 1-3, Décembre 2012.*

[8] P.PREETI "Performance Analysis of Different Control Methods of Z-Source Inverter Feeding Industrial Drives", *Master of engineering of power systems, Thapar University, 2012.*

[9] V. S. NEVE "A literature survey on z-source inverter", *VSRD International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Vol. 2 No. 11 November 2012.*

[10] T. Mohamed. ACHOUR "Etude et commande d'un onduleur triphasé a structure z-source
: application aux systemes multi-sources", *Mémoire de Magistère, École Militaire polytechnique, Mars 2016.*

[11] L.SURESH, G.R.S. NAGA KUMAR, M.V. SUDARSAN & K.RAJESH, "Simulation of Z-Source Inverter Using Maximum Boost Control PWM Technique", *IJSS Vol.7 No.2 July-December 2013, pp.49-59.*

[12] Yu Tang, Jukui Wei, and Shaojun Xie "A new direct peak dc-link voltage control

strategy of z-source inverters". *In Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2010), pages 867 –872, feb. 2010.*

[13] G. SEN "Voltage and current programmed modes in control of the z-source converter" *Master of Science, University of Akron 2008.*

[14] F.Z.PENG, M.SHEN, and Z.QIAN "Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter". *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 20, NO. 4, JULY 2005.*

[15] J.-P. FERRIEUX, F. FOREST "Alimentations à découpage – Convertisseur à résonance ", *édition Masson, p. 249-257, 1994.*

[16] M. OLSZEWSKI "Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles", *U.S Department of Energy FreedomCAR and Vehicle Technologies, 2005.*

[17] M. RAZALI "Simple boost switching technique for z-source inverter", *Faculty of Electrical Engineering UniversityTechnologi Malaysia.*

[18] M. SHEN "Constant Boost Control of the Z-Source Inverter to Minimize Current Ripple and Voltage Stress", *IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 3, may/june 2006.*

[19] A. BATTISTON, "Modélisation, commande, et mise en oeuvre des onduleurs à source impédentes", *thèse de doctorat Université Lorraine. France 2014.*

[20] C.ROFF, "Space Vector Pulse-Width-Modulation For use with Inverters", *Application Note, Department of Computer and Electrical Engineering Michigan State University East Lansing, 2005.*

[21] S. THANGAPRAKASH "Modified Space Vector Pulse Width Modulation for ZSource Inverters", *International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol 2, No. 6, November 2009.*

[22] O.ELLABBAN "Z-Source Inverter for Automotive Applications" *New Generation of Electric Vehicles, 2012.*