الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE.YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Electrotechnique

Option: Commande et électronique industrielle

THEME

modélisations et commande d'un Onduleur Z_source

Proposé et dirigé par :

Dr. HENINI NOUREDDINE

Préparé et présenté par :

Mr. GUEFAIFI HICHAM

Mr. HADJ MOUSSA OMAR

Année universitaire 20116-2017

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 également monsieur ***Mr. TLEMCANI*** *et 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.*

Omar, Hichem

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 ***RAMADAN*** *je ne trouverai jamais les mots justes pour tes remercier ;Que Dieu les préserve.*

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

– A mon maitre ***Mr. TLEMCANI*** *.*

– A mon trinôme ***OMAR*** *et sa famille (****HADJ MOUSSA****)*

– A tous mes intimes: ***AYMEN–ABD EL REZAK–BOUDJLAL–IMAN*** *et pour tous les moments vécus a leur cotés.*

–A mes amies : REDHOUN–ABD EL HAK–ABD REZAK–YACINE–HAMZA–MAMOUNE –OTHMAN.

– 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 2017,*

et tous qui connaisse ***HICHAM GUEFAIFI***

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 ***ABD EL AZIZ****je ne trouverai jamais les mots justes pour tes remercier ;Que Dieu les préserve.*

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

– A mon maitre ***Mr. TLEMCANI*** *.*

– A mon trinôme ***HICHAM*** *et sa famille (****GUEFAIFI****)*

– A tous mes intimes: ***MAHDJOUB–MOUHAMED–BOUDJLAL–ZOUHIR*** *et pour tous les moments vécus a leur cotés.*

–A mes amies : REDHOUN–ABD EL HAK–ABD REZAK–ILYES –TOUFIK–MAMOUNE –BOUBAKER.

– 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 2017,*

et tous qui connaisse ***OMAR HADJ MOUSSA***

Remerciements.....
Dédicace.....
Résumé.....
Table des matières.....
Liste de figure ……
Liste des symboles et abréviations ……

Introduction générale…….....
Chapitre I :généralité sur les onduler et onduler spécial ……
I.1. Introduction……..2
I. 2. Définition de l'onduleur……..2
I. 3. Types d'onduleurs …….....3
I. 3. 1. Onduleur autonome ……3
I. 3. 2. Onduleur non autonome …….3
I. 4. Principe général de fonctionnement…….....3
I. 5. Les applications des onduleurs ……..4
I. 5. 1. Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone…….....5
I. 5. 2. Alimentation de secours…….5
I.5. 3. Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes……...6
I.6. Les Stratégies de commande…….6
I.6.1. Commande pleine onde……..7
I.6.2. Commande décalée……...8
I.6.3. MLI (sinus-triangle)……..9
I.6.4 La MLI Vectorielle……10
I .7.Onduleur spécial …….....11
I.7.1)- Intérêt de la structure onduleur Z-source …….11
I.7.2.1. princeps de fonctionnent d'onduler à Z source……..12
I.7.2.2.Détermination des coefficients d'amplification ……..13
I.7.2.3.Etude de l'amplification maximale……..15
I.7.2.4. Comparaison entre onduler à Z source et une structure équivalent……16
I.7.2. Onduleur à Quasi Z-Source……21

I.8.Conclusion ……..24

Chapitre II: Description et modélisation d'un onduleur triphasé à structure Z-source……

II.1. Introduction……..25

II.2. Structure de l'onduleur triphasé……...25

II.2.1.Modèle d'un onduleur triphasé……..26

II.2.2.Les vecteurs tension de l'onduleur triphasé……...26

II.3.structure du l'onduleur a z-source……..28

II.3.1. Modèle de l'onduleur triphasé Z-source…….29

II.3.2.Vecteurs de tension de l'onduleur triphasé à Z-source……29

II.3.3. Modélisation et caractéristique statique d'élévation……...31

II.3.3.1 Séquence hors *court-circuit* de bras d'onduleur : $u = 0$……32

II.3.3.2 Séquence de *court-circuit* de bras d'onduleur : $u = 1$……...33

II.3.4.Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique d'élévation……34

II.3.5Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance…….…..36

II.3.5.1. Dimensionnement de l'inductance LZ……..36

II.3.5.2. Dimensionnement du condensateur Cz…….....36

II.3.5.3. Dimensionnement de l'onduleur ……..37

II.3.6.Considération du stockage d'énergie dans les convertisseurs……...37

II.3.6.1.Cas du convertisseur boost …….37

II.3.6.2. Cas de l'onduleur à Z-source…….38

II.4 Conclusion…….39

Chapitre III :les stratèges de command d'un onduleur z-source…….....

III.1. Introduction……....40

III.2 . Stratégies de commande de l'onduleur z-source……...40

III.2.1. Les stratégies de commande à MLI sinusoïdale……..40

III.2.1.1. La commande d'élévation simple (Simple Boost Control SBC)…….40

a) Principe de la commande……40

b) Calcul du facteur d'élévation B……..41

C) Résultats de simulation…….....42

III.2.1.2. La commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control *MCBC*)……44
a) Principe de commande……45
b) Calcul du facteur d'élévation……..45
c) Résultats de simulation……46
III.3. Conclusion……...49
CONCLUSION GENERALE
ANNEXE 1
BIBLIOGRAPHIE

Résumé

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

لقد أظهرنا أن ذاتية المصدر عند العمل في ظل ظروف الرنانة، يمكن أن تعمل كمحول مرشح متكامل. هذا التكامل يلغي الضوضاء وتغيير مستوى الجهد من المدخل في حين خفض التكلفة مقارنة مع المحولات المعتادة.

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.

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

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I. 1 : Schéma de principe de la conversion Continu-Alternative (DC–AC).

Figure I. 2 : Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome.

Figure I. 3 : *K* en position (1).

Figure I. 4 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.

Figure I. 5 : Alimentation de secours.

Figure I. 6 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.

Figure I.7 : le principe de commande d'un bras

Figure I.8 : commande pleine onde

Figure I.9 : la commande décalée

Figure I.10 : la commande MLI sinus-triangle

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

***Figure* I.12:** Schéma équivalent du mode 1

Figure I.13 : Schéma équivalent du mode 2

Figure I.14 : Schéma équivalent du mode 3

Figure I.15 : Zone de fonctionnement de l'onduleur Z-source

Figure I.16: Structure hacheur survolteur en cascade avec un onduleur, équivalente a la structure Z-source.

Figure I.17 : Zones de fonctionnement des deux structures

Figure I.18: Surdimensionnement en tension de l'onduleur Z source (%) en fonction de B

Figure I.19: Energie à stocker dans les condensateurs

Figure I.20: Energie à stocker dans les bobines

Figure I.21 : Système de traction électrique où la machine est alimentée par un onduleur à Quasi Z-source.

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

CHAPITRE II

FigureII.1: Structure de l'onduleur triphasé

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

Figure II.3 : Représentation schématique de l'onduleur Z-source lors de la séquence hors *court-circuit.*

Figure II.4 : Représentation schématique de l'onduleur a Z-source lors de la séquence de *court-circuit.*

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

CHAPITRE III

Figure III.1: Principe de fonctionnement de l'onduleur à triphasée z-source

Figure III.2: Signaux de commande de la stratégie SBC

Figure III.3 : (a) Tensions (Vi, Ve et Vcz) (b) Courant iLz.

Figure III.4: Tension simple

Figure III.6: (a) Tensions (Vi, Ve et Vcz) (b) Courant iLz.

Figure III.5: Signaux de commande de la stratégie MCBC.

Figure III.7: Tension composée

Liste des tableaux

CHAPITRE I

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

CHAPITRE II

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

Tableau (II. 2) : Tensions simples triphasées

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

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.[2]

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 simultanéments).[5]

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.[4]

I.1. Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement command ables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions.

Les convertisseurs DC/AC de types onduleurs à source impédance, sont apparus dans la Littérature scientifique dans les années 2000 a travers les travaux du Professeur (Fang Zheng Peng).

Ce chapitre présente le fonctionnement des onduleurs Z-source. Ils utilisent un réseau d'impédance pour coupler l'onduleur à la source de tension continue et étude du principe de fonctionnement ainsi qu'une comparaison avec une structure classique équivalente montreront les limites de cette structure récemment introduite.

I. 2. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. La Figure (I.1) représente schéma de principe de l'onduleur. **[1]**

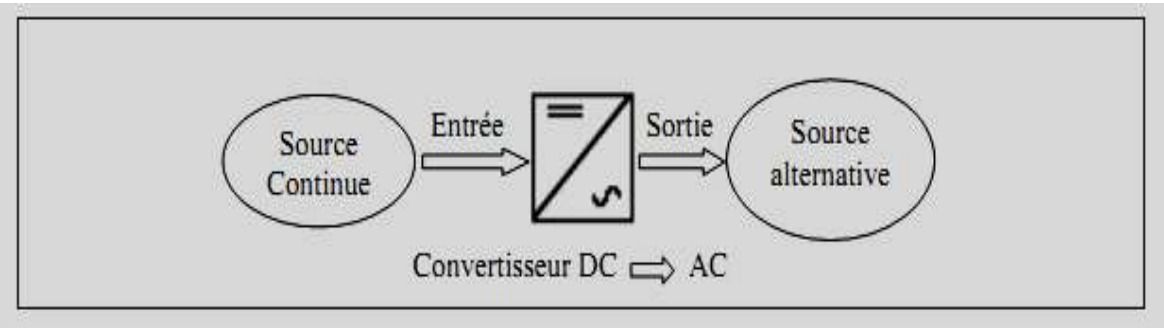


Figure I. 1 : Schéma de principe de la conversion Continu-Alternative (DC–AC).

Les onduleurs sont classés en deux grandes catégories :

I. 3. Types d'onduleurs

I. 3. 1. Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre a lui pour la commutation des thyristors ou l'autre semi conducteurs dans ce cas nous commandons la fréquence la forme d'onde de la tension de sortie. On distingue deux types d'onduleurs autonomes [**1-2**]

- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue.

I. 3. 2. Onduleur non autonome

C'est le nom donné au montage redresseur tous les thyristors (pont de Graëtz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cycloconvertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs méga watt, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO,

I. 4. Principe général de fonctionnement de l'onduleur

Pour réaliser un onduleur autonome, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur *K* et d'une source de tension continue E comme le montre la Figure I.2.

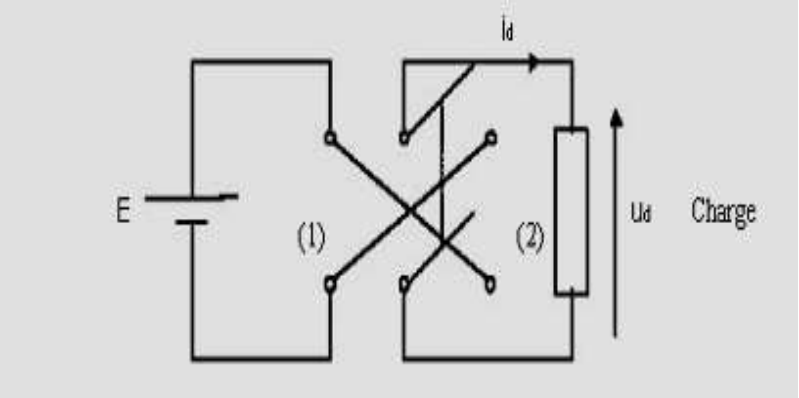


Figure I. 2 : Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome.

Lorsque *K* est en position (1), on obtient le montage de la Figure (I.3) :

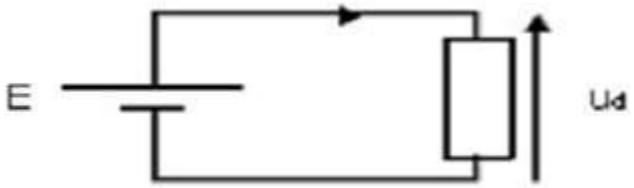


Figure I. 3 : *K* en position (1).

Soit : Ud=E

Lorsque *K* est en position (2), on obtient : Ud = - E.

I. 5. Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe a commutation forcée : Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils constituent à ce titre, le principe déboucle actuel des onduleurs autonomes [**1-2**].

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forces : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.

I. 5. 1. Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.

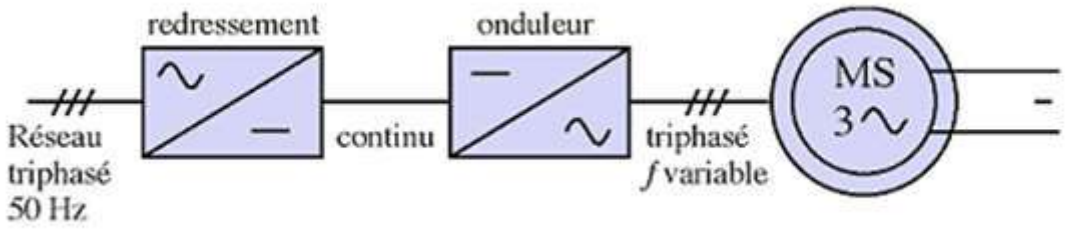


Figure I. 4 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.

Remarque : pour que la puissance du moteur reste nominale lorsque la fréquence varie, il faut en fait conserver le rapport (f/v) constant. (Si la fréquence augmente, il faut augmenter la tension d'alimentation proportionnellement).

I. 5. 2. Alimentation de secours

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur [**3**].

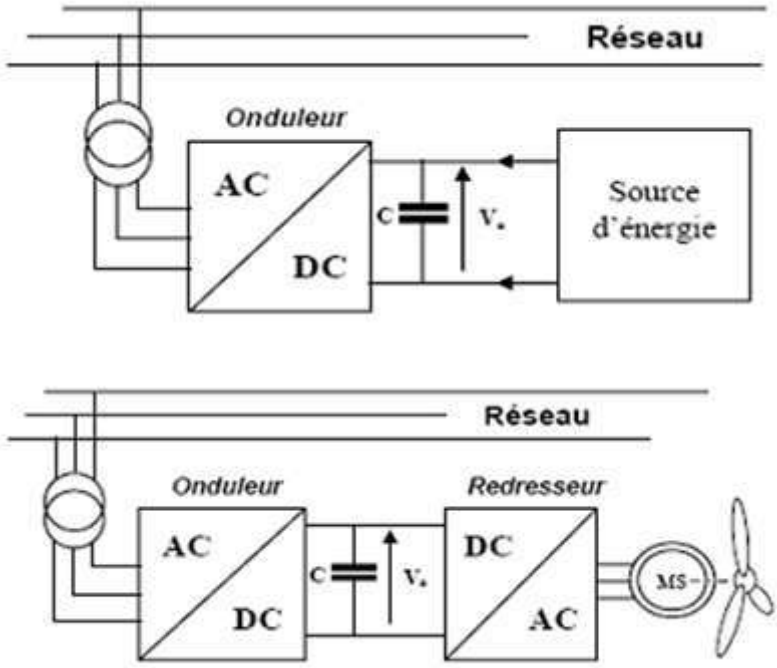


Figure I. 5 : Alimentation de secours.

I. 5. 3. Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

La France fournit de l'énergie électrique à la Grande-Bretagne, mais la fréquence du réseau anglais est 60 Hz. Il faut donc adapter la fréquence.

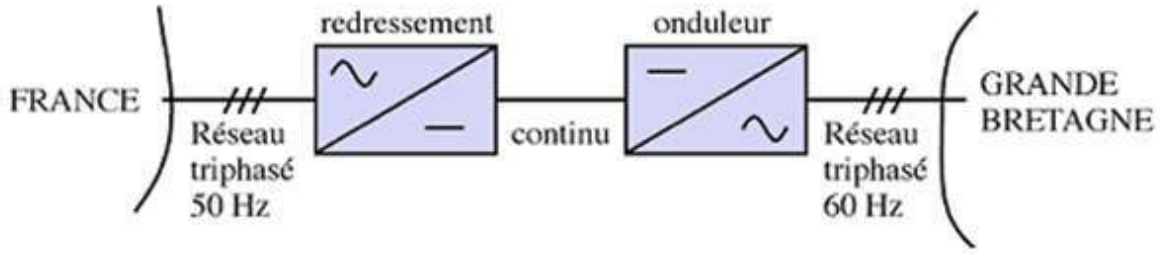


Figure I. 6 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.

I.6. Les Stratégies de commande

On peut, à présent, envisager les différentes commandes possibles pour un onduleur de tension monophasée. Le principe de commande d'un onduleur monophasée présenté sur la **figure I.7** valable pour un bras de commutation

D'onduleur Le principe de la commande est de comparer un signal de modulation à un signal de type «triangle» ou « dent de scie » notée Sp appelée la porteuse. Le résultat de cette comparaison crée un signal de commande pour les gâchettes des interrupteurs (MOSFET) d'une façon complémentaire. Dans ce cas, doit donc être selon toute logique de doubler la chose pour obtenir la commande de deux bras de commutation. La commande décrite ici est sous sa forme la plus complexe, dans la mesure où les deux bras de commutations du convertisseur peuvent être commandés de manière indépendante.

Quand bien même la porteuse est identique pour les deux bras, deux signaux de commandes indépendants sont générés pour commander les deux bras. Pour un onduleur de tension monophasée, on distingue principalement deux types de modulation:

- Les modulations à rapport cyclique fixe (plaine onde, décalée), ou le rapport cyclique de chacune des cellules de commutation est maintenu constant.
- Les modulations de largeur d'impulsion (MLI), ou le rapport cyclique est[2]

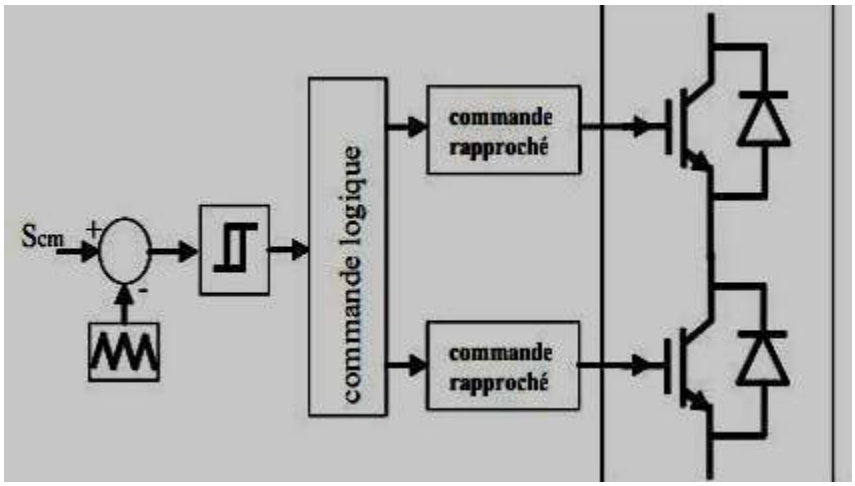


Figure I.7 : le principe de commande d'un bras

I.6.1. Commande pleine onde

Les commandes sont déduites de la comparaison entre le signal constant Scst et de porteuse Sp **Figure I.8** (a), Le résultat de cette comparaison donne un signal de commande Scm **Figure I.8** (b).variable, sinusoïdalement pour un grand nombre d'applica**Figure I.8** : commande pleine onde

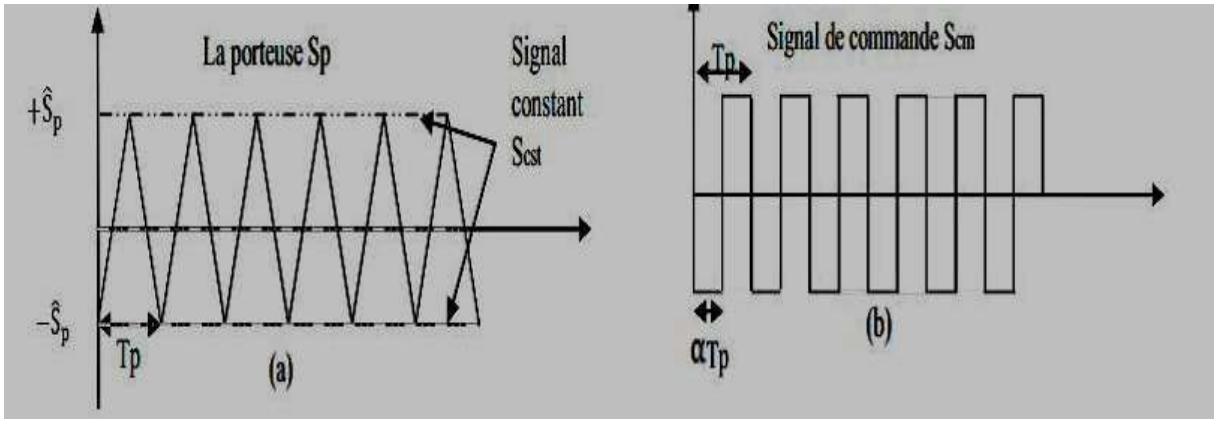


Figure I.8 : commande pleine onde

Tout croisement des signaux de Scst avec la porteuse Sp se traduit par un changement de l'état des interrupteurs du bras de commutation.

Scst ≥ p l'interrupteur Q1 amorcé, Q2 bloqué. Scst ≤ p l'interrupteur Q2 amorcé, Q1 bloqué.

$$Ucmoy = T\,[E\alpha T - E(1-\alpha)T] = (2\alpha - 1)\,E \qquad \textbf{I-1}$$

Où : α = rapport cyclique

I.6.2. Commande décalée

Dans ce cas la **Figure I.9**, la commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras.n donne la tension

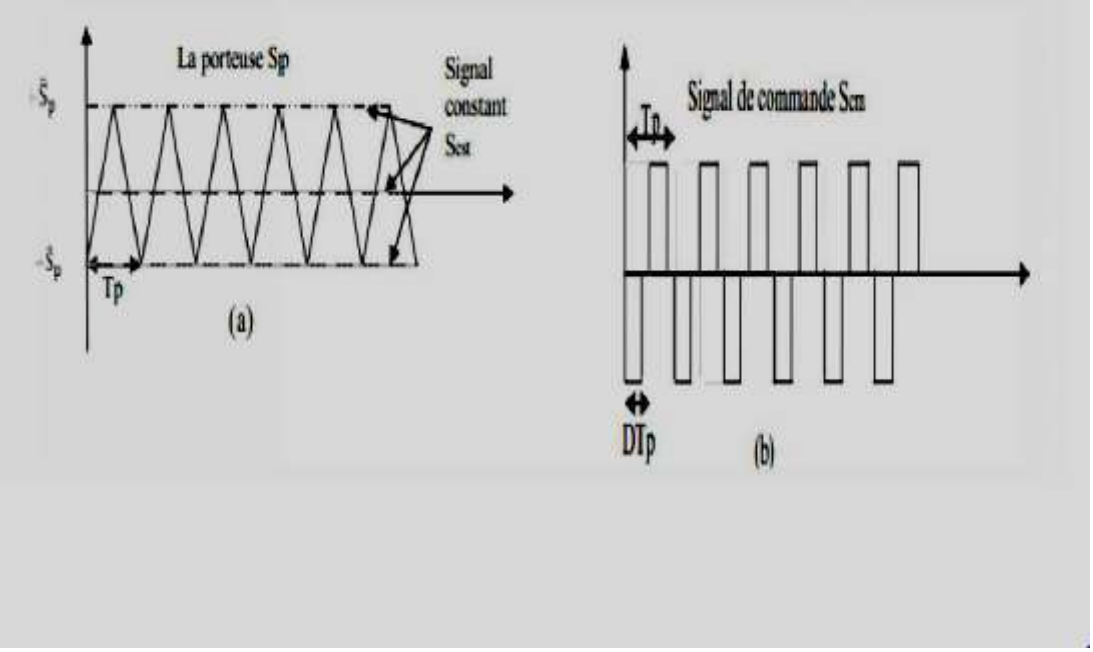


Figure I.9 : la commande décalée

Avec cette technique de commande, chaque interrupteur fonctionne pendant une période t0 de tell sorte que on obtient une tension aux bornes de la charge de trois niveaux comme dans la **figure I.9.[3]**

I.6.3. MLI (sinus-triangle)

Les commandes sont déduites de la comparaison entre le signal variable Svar (sinusoïdal d'amplitude variable et de fréquence f qui détermine la fréquence de la tension de sortie) et de porteuse Sp (triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence très élevée).

Le résultat est un chronogramme de commande Scm **Figure I.10.**

Le réglage en amplitude et en fréquence de la tension de sortie de l'onduleur est défini par le coefficient de réglage en tension (représentant le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de la porteuse), et l'indice de modulation (donnant le rapport des fréquences de la porteuse et de la référence) [**2-3**].

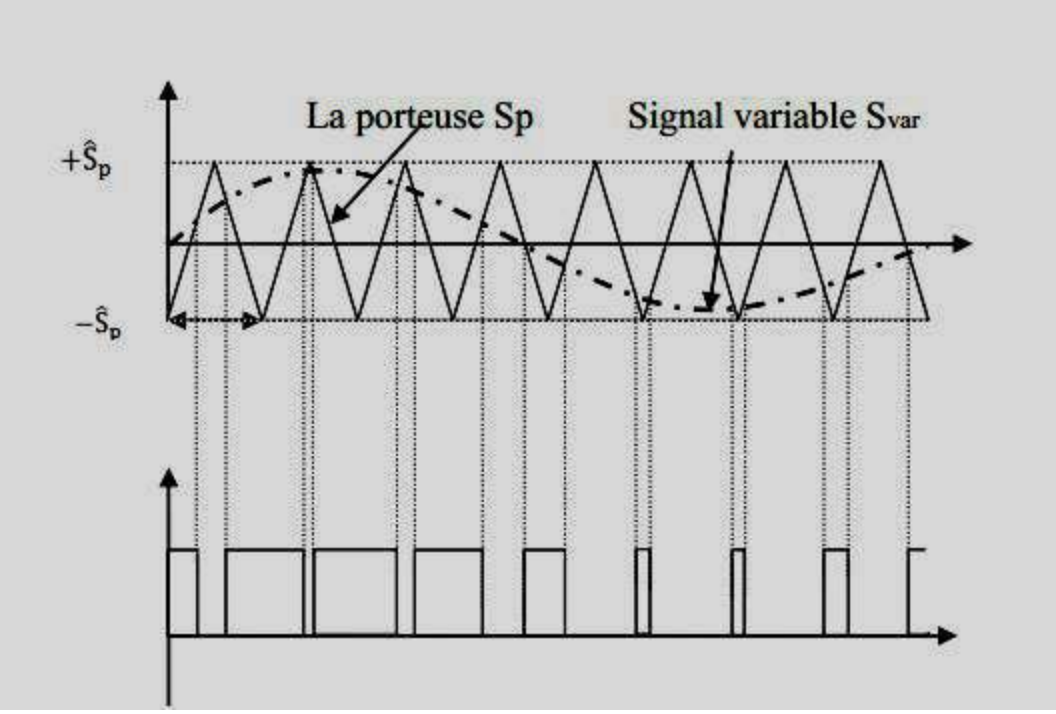


Figure I.10 : la commande MLI sinus-triangle

I.6.4 La MLI Vectorielle

L'utilisation des techniques numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (Space Vector Modulation). Qui représente la méthode de modulation ou de commande la plus adoptée au contrôle des machines à courant alternatif beaucoup plus les machines asynchrones.

En effet, contrairement à la modulation sinusoïdale, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Mais elle traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Concordia. Donc le principe de base de cette modulation consiste à reconstruire le vecteur de tension de sortie de l'onduleur à partir des huit vecteurs de tension correspondant aux huit états possibles de l'onduleur de tension.[**1]**

I.7.Onduleur spécial

I.7.1)- Intérêt de la structure 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.[**4]**

On

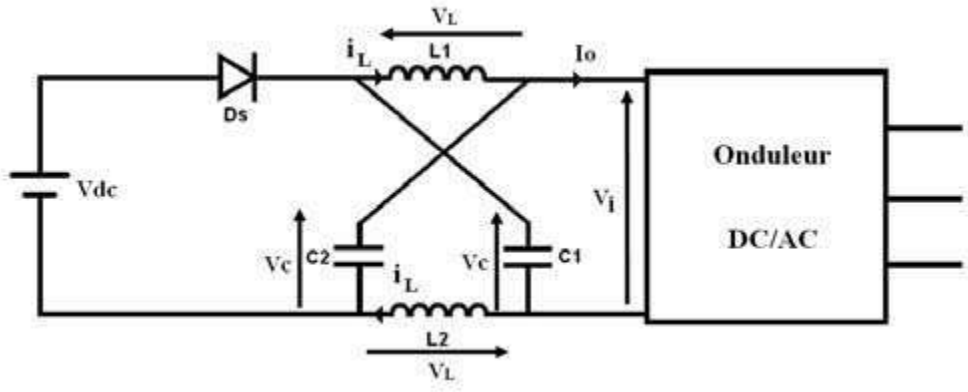


Figure I.11 : Structure de l'onduleur Z-source.

On définit vi la tension d'entrée de l'onduleur (figure I.11), $V_M$la valeur crête du fondamental de la tension simple de sortie de l'onduleur, $\hat{v}_i$la valeur crête de la tension d'entrée de l'onduleur m, profondeur de modulation est définie par :

$$m = \frac{2\hat{V}_M}{\hat{v}_i} \qquad \textbf{(I-2)}$$

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

$$b = \frac{\hat{v}_i}{V_{dc}} \qquad \textbf{(I-3)}$$

B, amplification globale du système est définie par :

$$B = mb = 2\frac{\hat{V}_M}{V_{dc}} \qquad \textbf{(I-4)}$$

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 VC) ainsi que les courants dans les bobines (notési_L)

I.7.2. 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.[5-6]

Ces courts-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.[6]

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 Ds : passante ou bloquée
- l'état de l'onduleur : roue libre, état actif (échange de puissance entre l'étage continu et la charge), court-circuites bras de l'onduleur

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

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

Tableau I.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 Z source [6]:

- 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 entrenl'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.[**4-5]**

I.7.2.1.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 I.12).

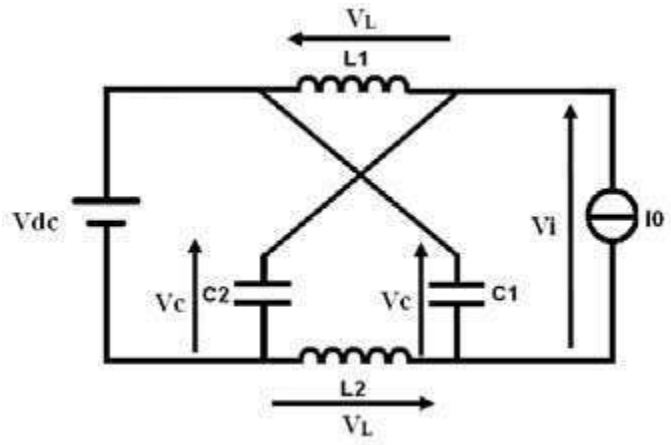


***Figure* I.12:** Schéma équivalent du mode 1

Les valeurs des tensions (I-5) et (I-6) peuvent être déterminées :

$$v_L = V_{dc} - v_c \qquad \textbf{I-5}$$

$$v_i = v_C - v_L = 2v_C - V_{dc} \qquad \textbf{I-6}$$

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 I.13) et les tensions vc et vi restent identiques aux équations (I-15) et (I-6). C'est un cas particulier pour lequel i0 est nul.

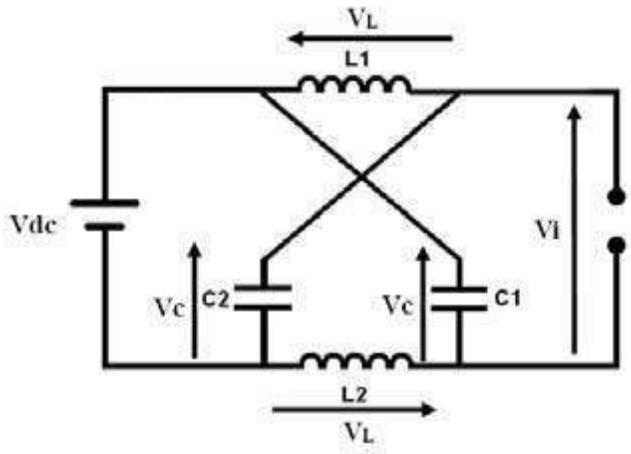


Figure I.13 : Schéma équivalent du mode 2

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

Durant cet état, au moins un bras de l'onduleur est court circuit, ce qui impose une tension nulle en sortie de l'étage continu Z-source (figure I.14).

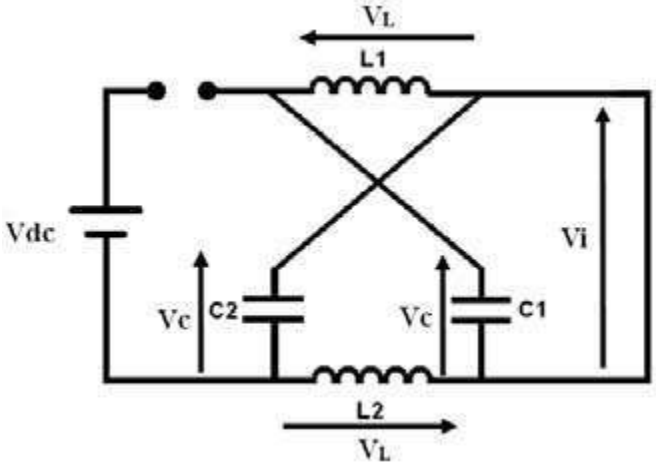


Figure I.14 : Schéma équivalent du mode 3

A partir de la(figure I.16) nous pouvons déterminer les équations les tensions (**I-7**) et (**I-8)**

$$v_L = v_c \quad \textbf{I-7}$$

$$v_i = 0 \quad \textbf{I-8}$$

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:

$$T = T_0 + T_1 \quad \textbf{I-9}$$

Avec T0 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.

$$< v_l >= \frac{T_0 \times v_c + T_1 \times (V_{dc} - V_C)}{T} = 0 \quad \textbf{I-10}$$

La tension aux bornes des capacités peut être calculée à partir de l'équation(**I-10**).

$$v_{c1} = v_{c2} = v_c = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} \quad \textbf{I-11}$$

$$< v_i >= \frac{T_1 \times (2V_c - V_{dc})}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} = v_c \quad \textbf{I-12}$$

La tension d'entrée maximale de l'onduleur *vˆi,* nous permet de calculer avec les équations (**I-5**) et (**I-10**), les coefficients d'amplification de la structure.

$$\hat{v}_i = 2v_c - V_{dc} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{dc} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} V_{dc} \quad \textbf{I-13}$$

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

$$b = \frac{\hat{v}_i}{V_{dc}} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = \frac{1}{1 - 2D_0} \geq 1 \quad \textbf{I-14}$$

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:

$$V_M = m\frac{\hat{v}_i}{2} = m \times b \times \frac{V_{dc}}{2} = B \times \frac{V_{dc}}{2} \quad \textbf{I-15}$$

I.7.2.2.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 [7].

$$\widehat{D}_0 = \frac{2\pi - 3\sqrt{3m}}{2\pi} \quad \textbf{I-16}$$

La contrainte sur le rapport cyclique de court-circuit maximal (5 . 0 Dˆ 0 <) implique une profondeur de modulation$m > \frac{\pi}{3\sqrt{3}}$(≈ 0.6) Nous pouvons en déduire, à partir des équations 3, 13 et15, les coefficients d'amplification maximaux en fonction de la profondeur de modulation :

$$\hat{b} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}m - \pi} \quad \textbf{I-17}$$

$$\hat{B} = \frac{\pi m}{3\sqrt{3}m - \pi}$$

La(figure I.17) 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 $v\hat{i}$ 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.[6-7]

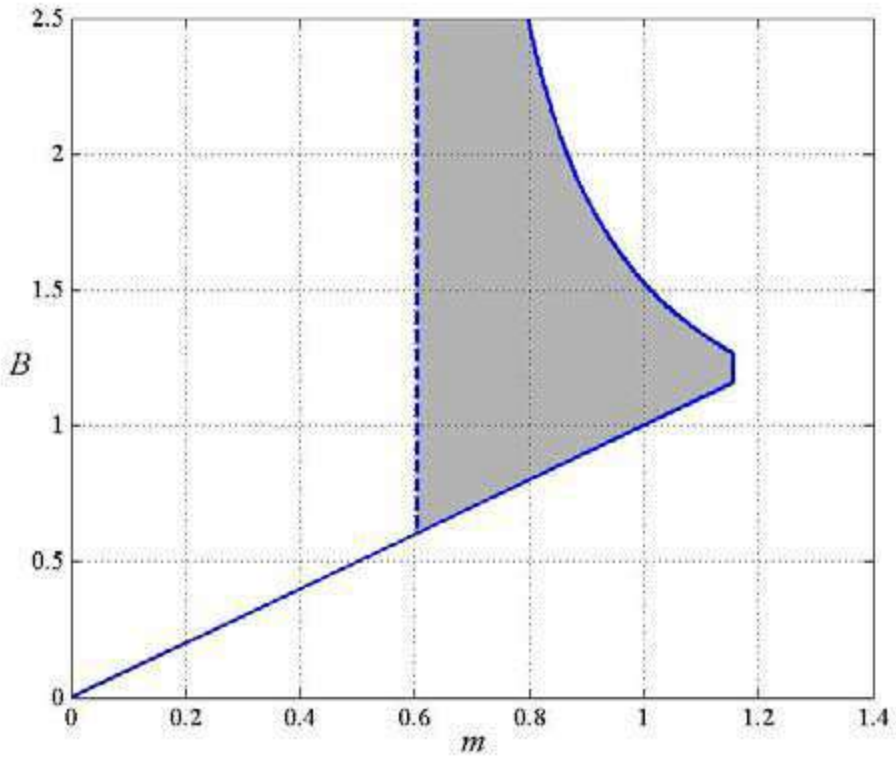


Figure I.15 : Zone de fonctionnement de l'onduleur Z-source

I.7.3.COMPARAISON ENTRE L'ONDULEUR Z-SOURCE ET UNE STRUCTURE EQUIVALENTE :

L'onduleur Z-source peut être comparé à une structure équivalente tel que le hacheur survolteur en cascade avec un onduleur (figure I.18) [10].

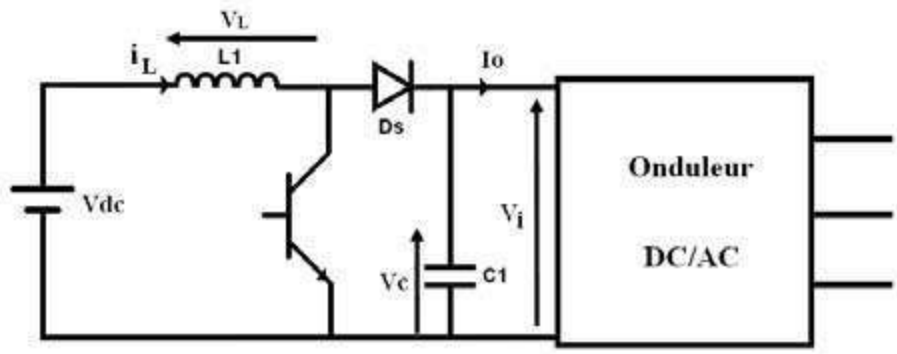


Figure I.16: Structure hacheur survolteur en cascade avec un onduleur, équivalente a la structure Z-source.

La figure I.19 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. La zone foncée de(la figure I.16) représente la zone de fonctionnement de l'onduleur Z-source.

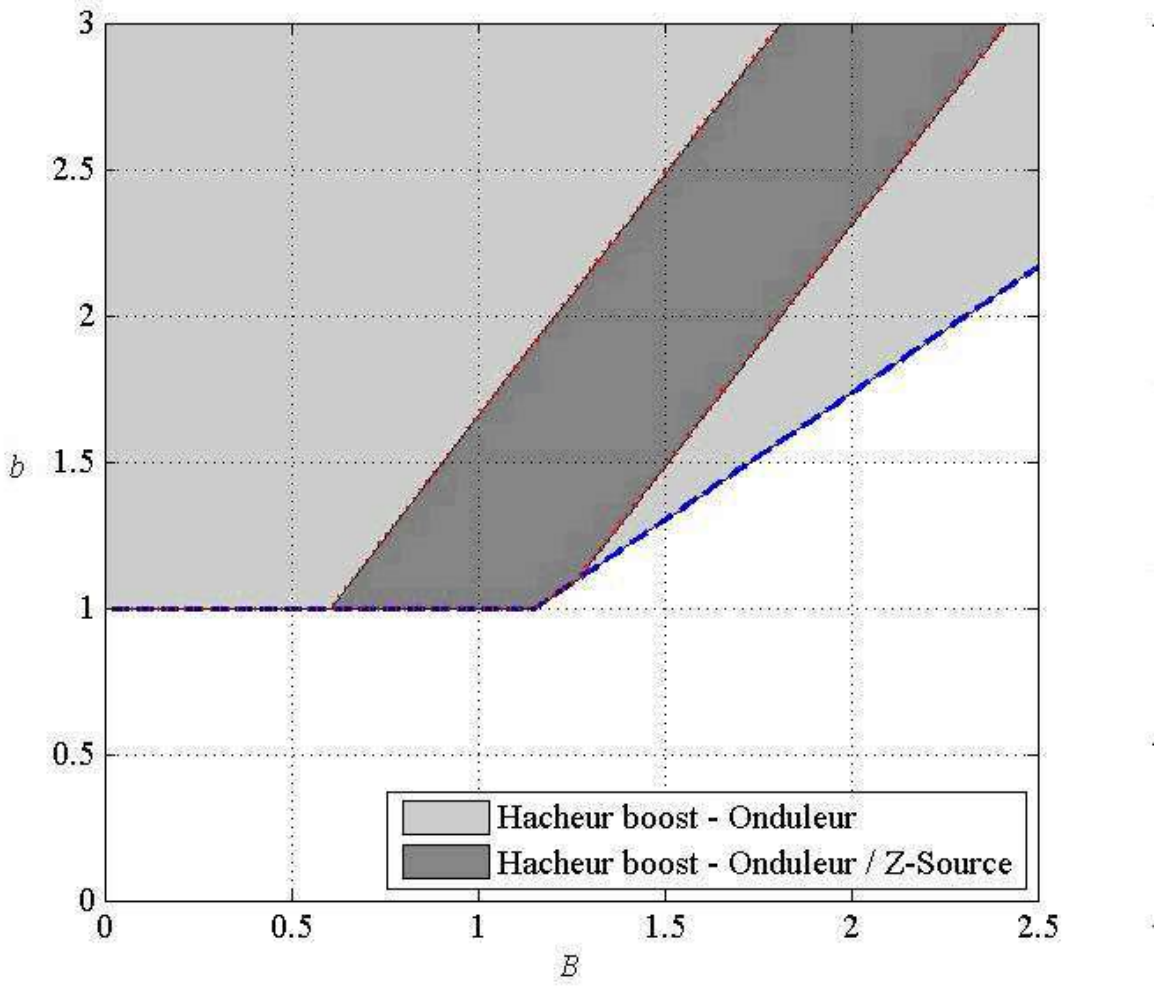


Figure I.17 : Zones de fonctionnement des deux structures

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 (limites droites 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 I.18). Il peut atteindre 91% pour une grande amplification B.[9-7]

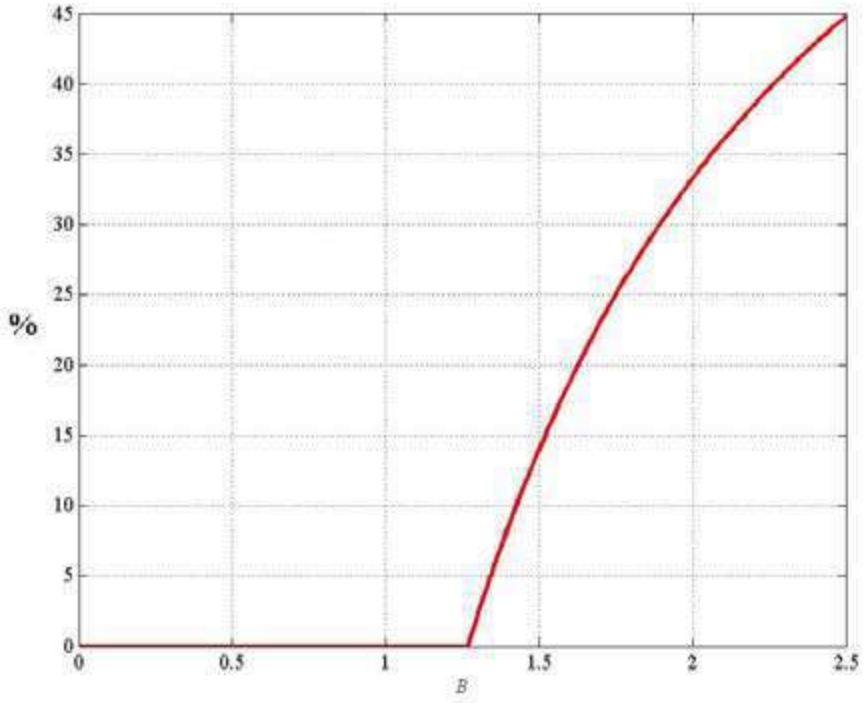


Figure I.18: Surdimensionnement en tension de l'onduleur Z source (%) en fonction de B

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. [11-8]

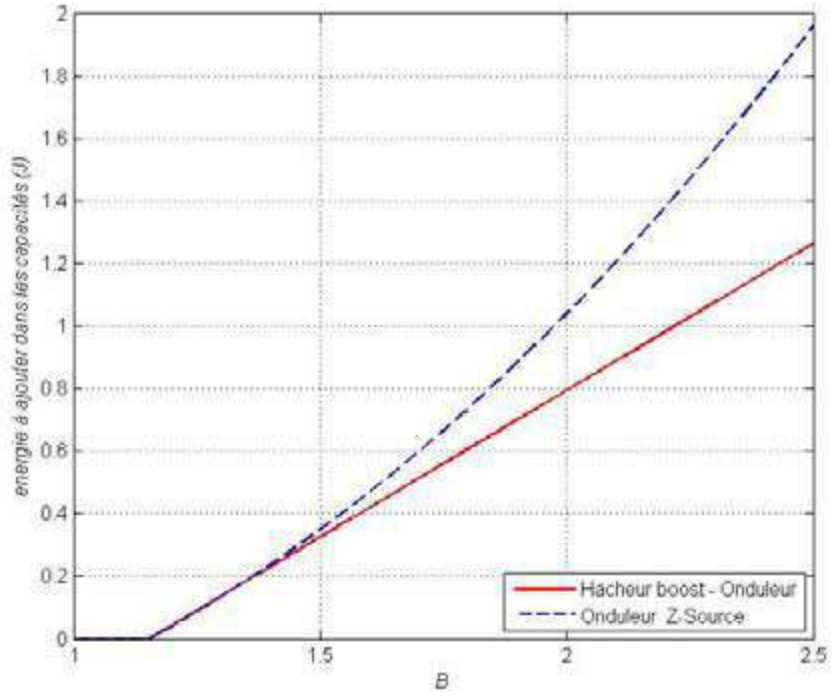


Figure I.19: Energie à stocker dans les condensateurs

Les(figures I.19 et I.20) ont été effectuées avec une tension d'alimentation V_{dc} 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 I.19 et I.20) montrent que l'évolution de l'énergie de stockage est similaire entre les bobines et les condensateurs.[12]

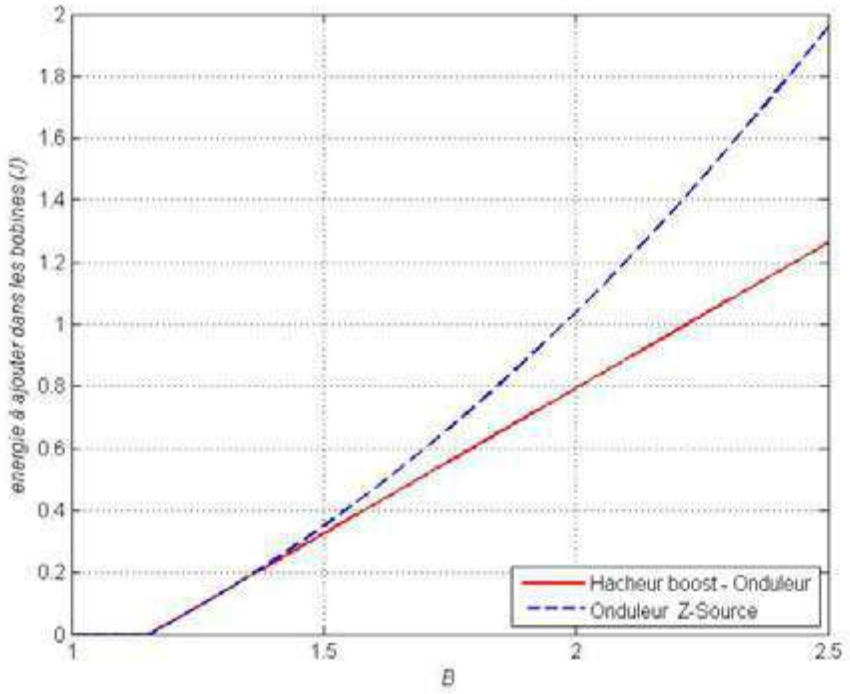


Figure I.20: Energie à stocker dans les bobines

Finalement, la partie la plus intéressante est le petit segment vertical de la(figure I.20) 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.[12]

I.7.2. Onduleur à Quasi Z-Source :

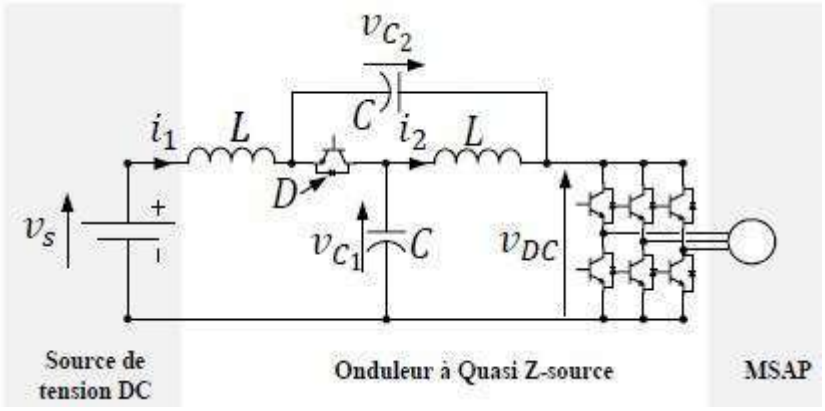
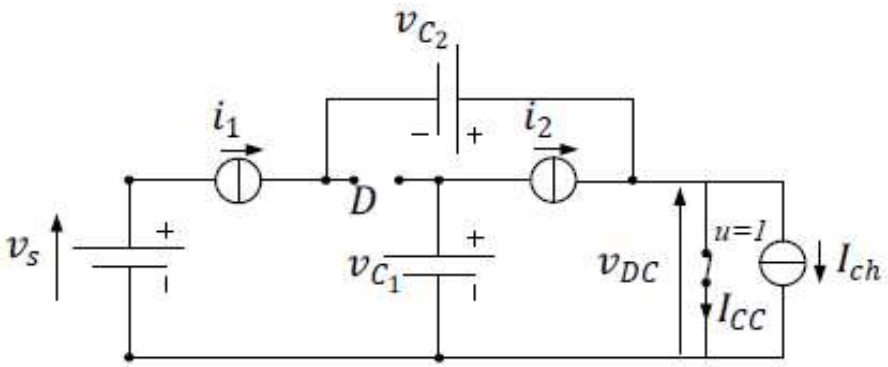
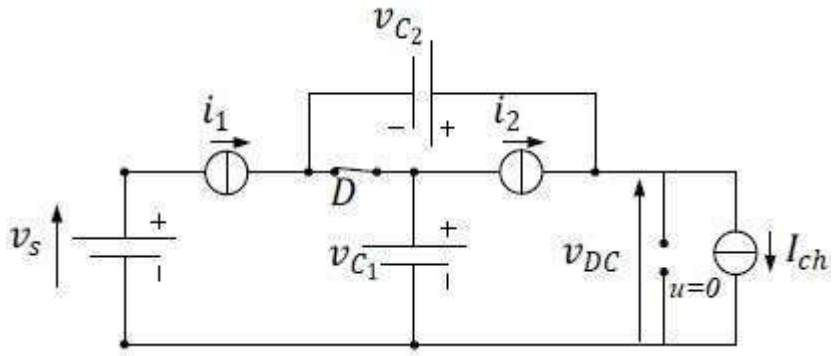


Figure I.21 : Système de traction électrique où la machine est alimentée par un onduleur à Quasi Z-source.

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. I.22(a) et Fig. I.22(b)) pourront être utilisés.



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



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

Figure I.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 vDC 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).

$$\begin{cases} L\frac{di_1}{dt} = -ri_1 + v_s - v_{c1}.(1-u) + v_{c2}.u \\ L\frac{di_2}{dt} = -ri_2 - v_{c2}.(1-u) + v_{c1}.u \\ C\frac{dv_{c1}}{dt} = -i_2.u + i_1.(1-u) - i_{ond}.(1-u) \\ C\frac{dv_{c2}}{dt} = -i_1.u + i_2.(1-u) - i_{ond}.(1-u) \end{cases} \quad \textbf{I-18}$$

$$\hat{v}_{DC} = \hat{v}_{C1} + \hat{v}_{C2} = \frac{1}{1-2d}.v_S \quad \textbf{I-19}$$

$\bar{v}_{Ci}$ 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]

I.8.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur les onduleurs, sa constitution Physique élémentaire, son fonctionnement, leurs principales applications et nous avons présenté les différentes structures des onduleurs.

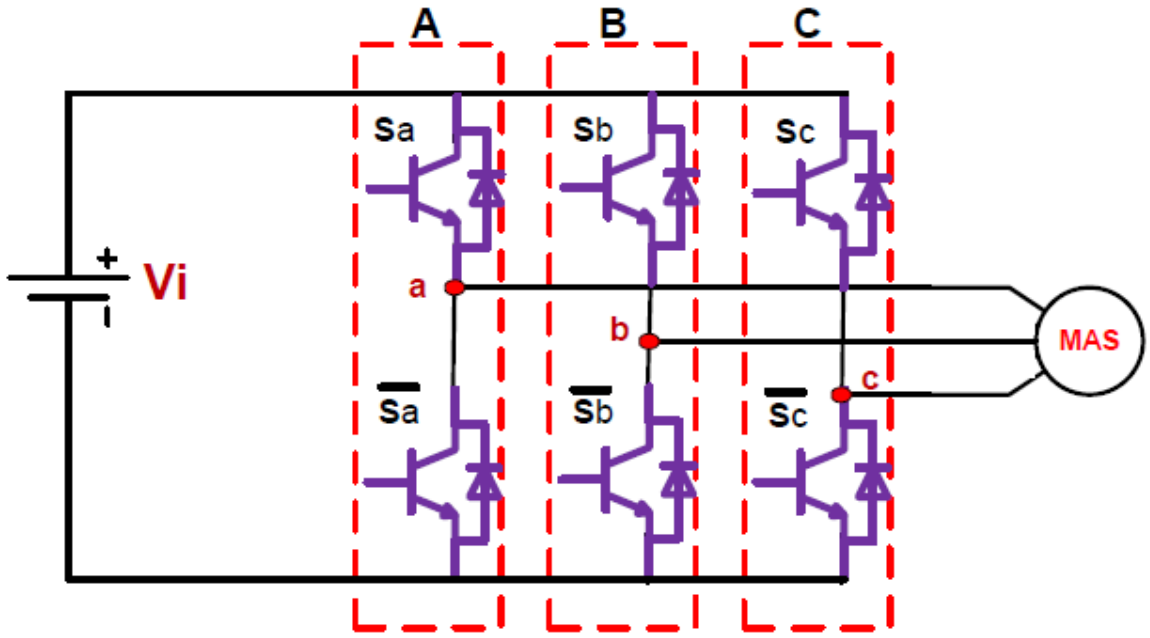
La zone d'utilisation du *Z*-source est intéressante pour un *B* faible associé à un *b* le plus petit possible.

II.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.

II.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 **Figure (II.1)** [13].



FigureII.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 :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_i * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \qquad \textbf{II-1}$$

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

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = V_i * \begin{bmatrix} Sa - Sb & 0 & 0 \\ 0 & Sb - Sc & 0 \\ 0 & 0 & Sa - Sc \end{bmatrix} \qquad \textbf{II-2}$$

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

II.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 interrupteur 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 II.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 $VaVbVc$ t à un vecteur de tensions diphasées

La matrice de Concordia est donnée par :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_i * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \qquad \textbf{II-3}$$

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 II-3 on peut dresser le tableau suivant :

Vecteurs D'espace	Etata 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 (II. 2) : Tensions simples triphasées

II.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]**.

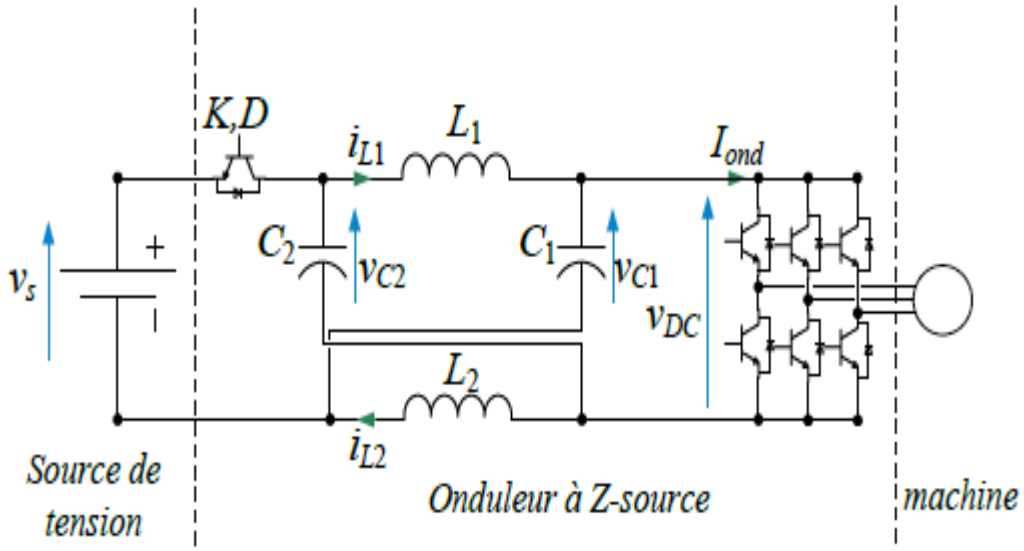


Figure II.2 : structure du l'onduleur a z-source

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].

II.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

(I-18)dans (I-4), on trouve le nouveau modèle donné par ;

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\frac{T}{T-2*T_{CC}} Vi * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad \textbf{II-9}$$

À partir de l'équation (I-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.

II.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 II.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.

II.3.3. Modélisation et caractéristique statique d'élévation

Le schéma de la Figure II.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 II.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]

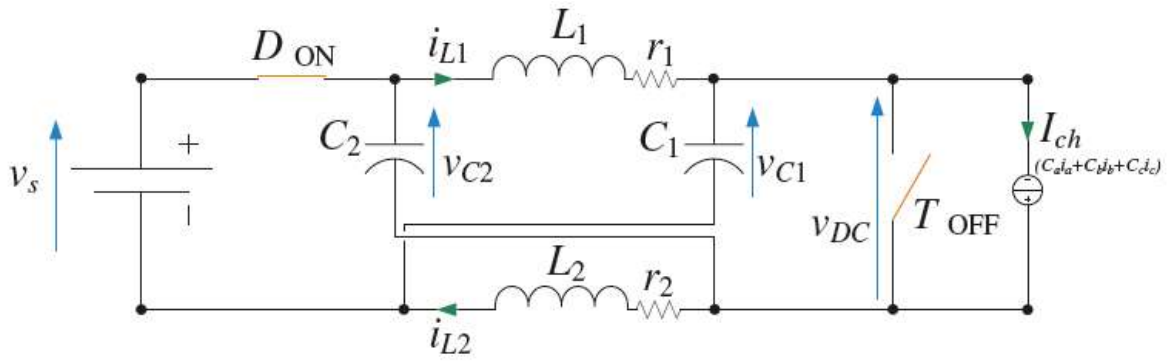


Figure II.3 – Représentation schématique de l'onduleur Z-source lors de la séquence hors *court-circuit*.

1.3.3.1 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 :

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

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_s - v_{C1}(t) \qquad \textbf{II-4}$$

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

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

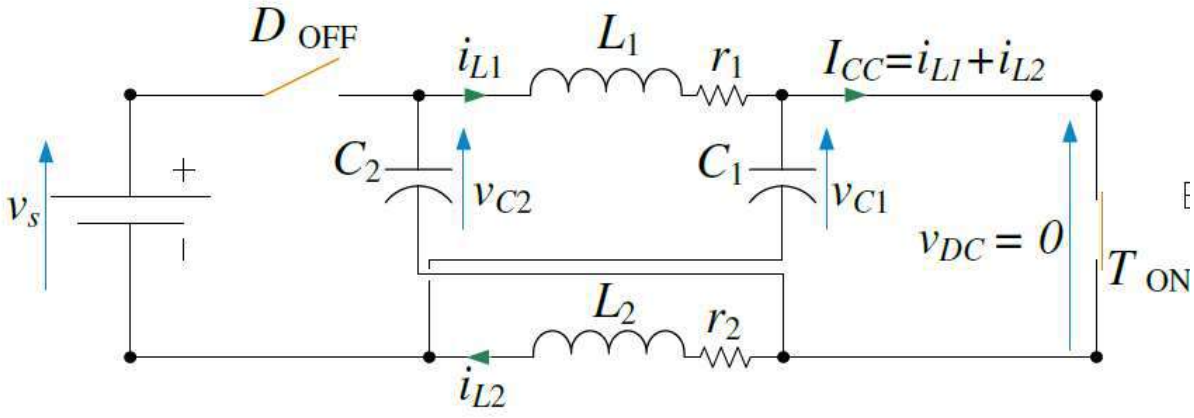


Figure II.4 – Représentation schématique de l'onduleur a Z-source lors de la séquence de *court-circuit*.

1.3.3.2 Séquence de *court-circuit* de bras d'onduleur : $u = 1$

Une illustration de cette séquence est fournie en Figure II.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 *L*1 et *L*2, soit *ICC*(*t*) = *iL*1(*t*)+*iL*2(*t*). La diode *D* est bloquée dans cette séquence car la tension *vs* − (*vC*1(*t*) + *vC*2(*t*)) est négative, ce qui permet la décharge des condensateurs dans les inductances. Le modèle d'état est donne par :

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= -r_1 i_{L1}(t) + v_{C2}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= -r_2 i_{L2}(t) + v_{C1}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= -i_{L2}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= -i_{L1}(t) \end{aligned} \qquad \textbf{II-5}$$

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

A partir des systèmes d'état (II-4) et (II-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*) :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{c2}(t).u(t) + \big(v_s - v_{C1}(t)\big).(1-u(t)) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{c1}(t).u(t) + \big(v_s - v_{C2}(t)\big).(1-u(t)) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t).u(t) + \big(i_{L1}(t) - i_{ch}(t)\big).(1-u(t)) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t).u(t) + \big(i_{L2}(t) - i_{ch}(t)\big).(1-u(t)) \end{cases} \qquad \textbf{II-6}$$

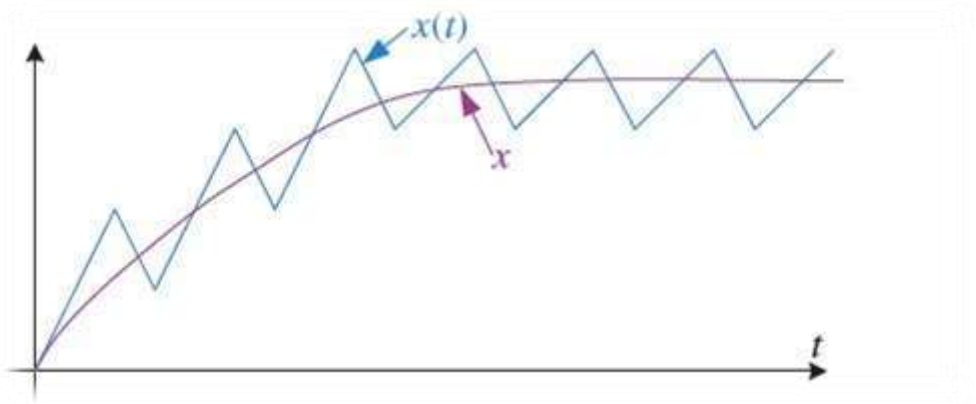


Figure II.5 – Illustration du modèle pseudo-moyen considère par la suite, exemple d'une variable d'état quelconque *x*(*t*).

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

L'écriture du modèle (II-6) en modèle "pseudo-moyen" est donne par :

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

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 (II-7). 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 (II-7), on exprime la tension v_{DC}:

$$\hat{v}_{DC} = \bar{v}_{C1} + \bar{v}_{C2} - v_s = \frac{v_s}{1-2d} \quad \textbf{II-8}$$

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 :

$$\widehat{Vi}=\frac{1}{(1-2*d)} * Ve = B * Ve \qquad \textbf{II-9}$$

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]**.

II.3.4Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance :

II.3.4.1. 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:

$$\begin{cases} v_{Cz} = \frac{1-d}{1-2d} V_e \\ f_m = \frac{1}{T} \end{cases} \qquad \textbf{II-10}$$

$$\Delta i_{Lz} = i_{Lzmax} - i_{Lzmin} = \frac{v_{cz}.d.T}{L_z} \quad \textbf{II-11}$$

On peut déduire de ces deux relation que:

$$\Delta i_{Lz} = \frac{d.(1-d)}{\Delta i_{Lz}.f_m(1-2d)} V_e \quad \textbf{II-12}$$

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.

II.3.4.2. 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 :

$$i_{Cz} = i_{Lz} = C_Z \frac{\Delta v_{Cz}}{\Delta t} \quad \textbf{II-13}$$

On peut déduire que :

$$C_z = \frac{i_{Lz}.d}{\Delta v_{Cz}.f_m} \quad \textbf{II-14}$$

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

$$i_{Lz} = \frac{P}{V_e} \quad \textbf{II-15}$$

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

$$C_z = \frac{P.d}{V_e.f_m.\Delta v_{cz}}$$

II.3.4.3. 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:

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

On trouve que :

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

II.3.5.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.

II.3.5.1Cas du convertisseur boost

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

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

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

II.3.5.2 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 :

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

II.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 une charge triphasée.

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.

III.1 Introduction :

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

III.2 Stratégies de commande de l'onduleur z-source :

Les stratégies de contrôle de l'onduleur triphasé à structure z-source sont développées à partir des techniques de commande de la Modulation de la Largeur d'Impulsion (*MLI*) sinusoïdale et vectorielle, utilisées dans les onduleurs conventionnels **[14]**.

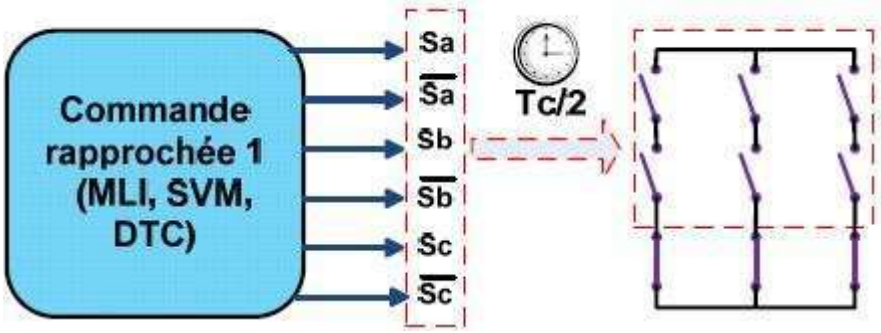


Figure III.1: Principe de fonctionnement de l'onduleur à triphasée z-source

III.2.1 Les stratégies de commande à MLI sinusoïdale :

Les stratégies de commande à MLI sinusoïdales sont basées sur le transfert partiel ou total de l'état zéro de l'onduleur vers l'état du court-circuit. Dans ce contexte, on peut distinguer trois (*03*) types de commandes.

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

III.2.1.1 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 III.2 représente les signaux de commande de cette stratégie.

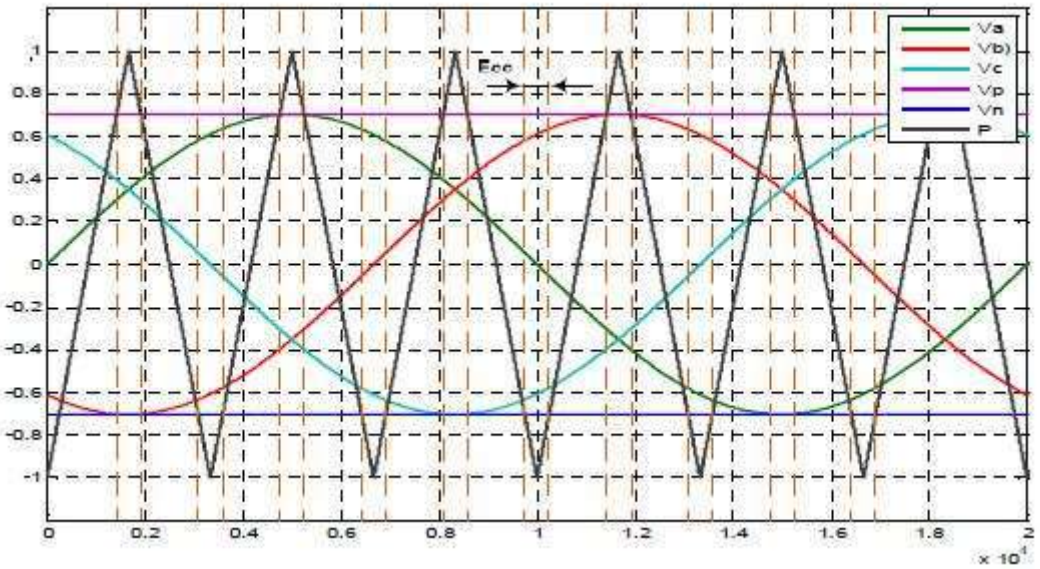


Figure III.2: Signaux de commande de la stratégie SBC

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 III.1:

$$d = 1 - r \qquad \text{III.1}$$

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

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

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

$$\frac{4}{T} * t_1 - 1 = -r = \frac{4}{T} * \frac{T_0}{4} - 1 \qquad \text{III.3}$$

A partir de cette relation, on peut déduire que :

$$\frac{T_0}{T} = d = 1 - r \qquad \text{III.4}$$

Le remplacement de la dernière expression du rapport cyclique d de l'état du court-circuit dans les relations *I-1* et *I-2*, nous donne les expressions du facteur d'élévation *B* et du gain total G de l'onduleur en fonction de rapport des amplitudes r:

$$\begin{cases} B = \frac{1}{2*r-1} \\ G = \frac{r}{2*r-1} \\ B = 2G - 1 \end{cases} \qquad \text{III.5}$$

C) Résultats de simulation :

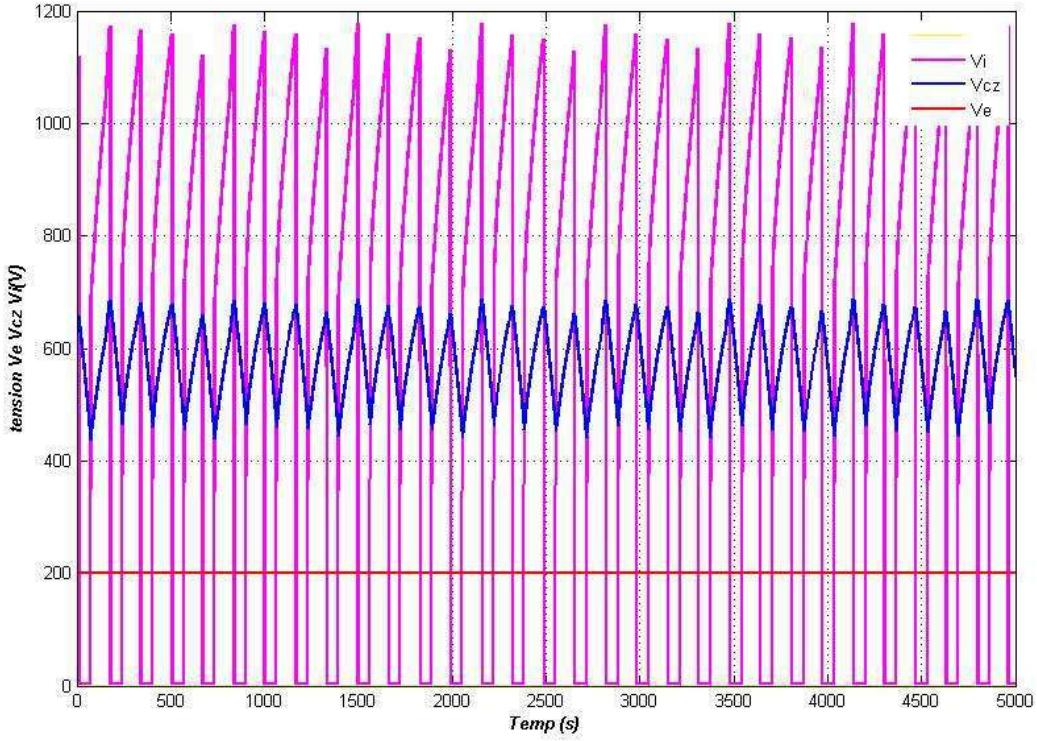
Afin de valider cette technique, une simulation a été effectuée en utilisant les paramètres suivants :

$$\begin{cases} L_z = 10mH \\ r_{Lz} = 0.7\Omega \\ C_z = 4.7mF \end{cases}$$

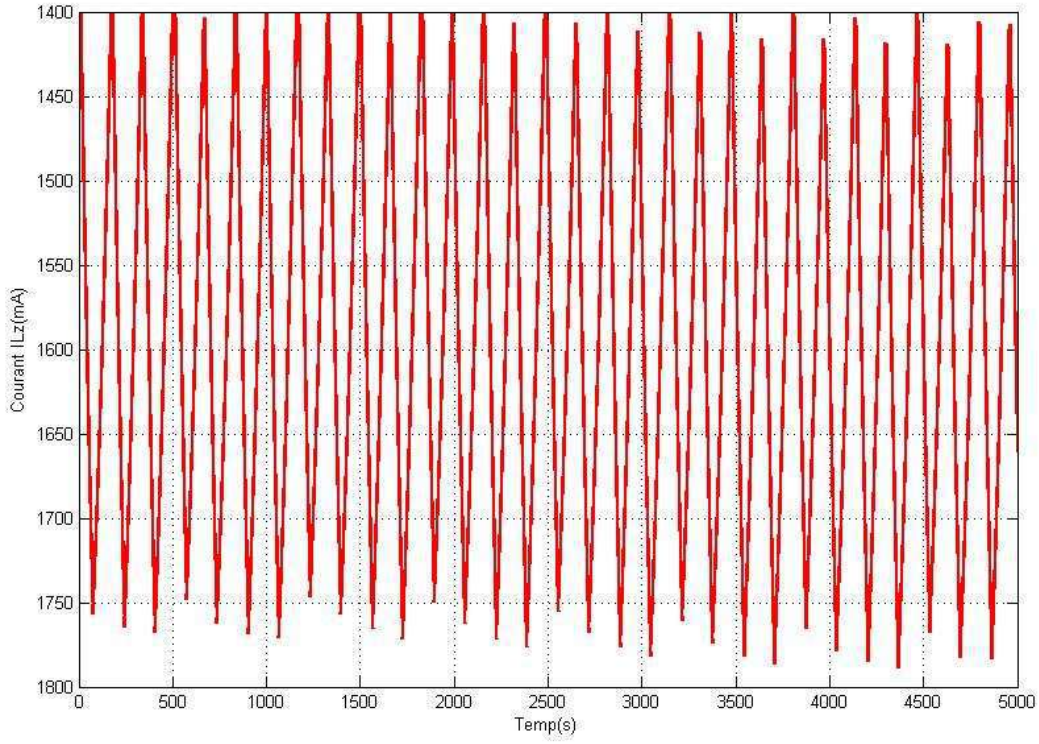
En utilisant les relations analytiques précédentes, on trouve que :

$$\begin{cases} d = 0.4 \\ B = 2.5 \\ G = 1.75 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_i = 1000\ V \\ V_{CZ} = 550\ V \end{cases}$$

Cette simulation a donné les résultats suivants :



(a)



(b)

Figure III.3 : (a) Tensions (Vi, Ve et Vcz) (b) 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 :

$$\begin{cases} \hat{V}_i = 1100\ V \\ V_{cz} = 600\ V \end{cases} \qquad \begin{cases} B = 2.47 \\ d = 0.397 \end{cases} \qquad \begin{cases} i_{Lzmin} = 1.4\ A \\ i_{Lzmax} = 1.75A \end{cases}$$

Les figures suivantes montrent les tensions simples :

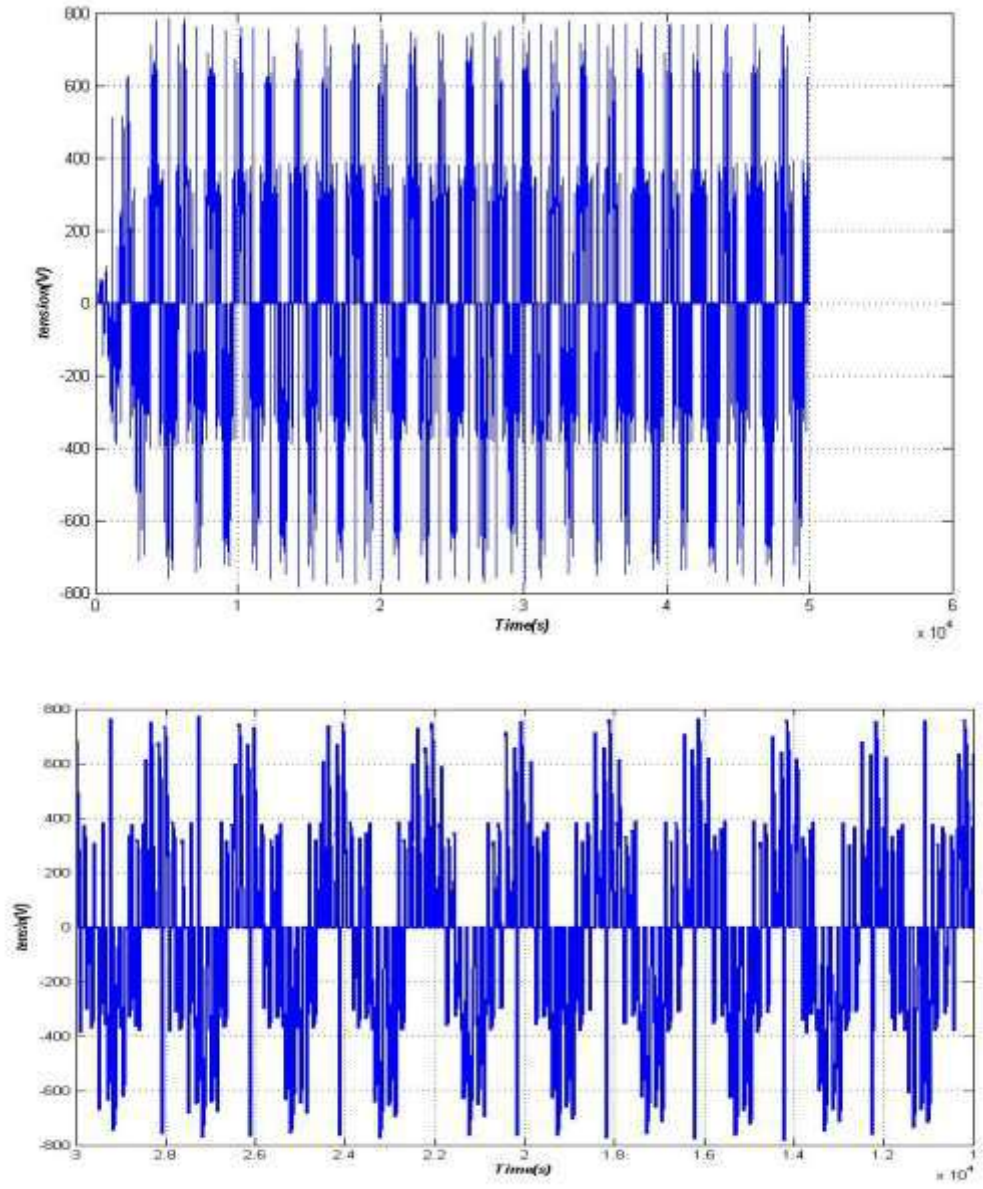


Figure III.4: Tension simple

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

III.2.1.3 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.

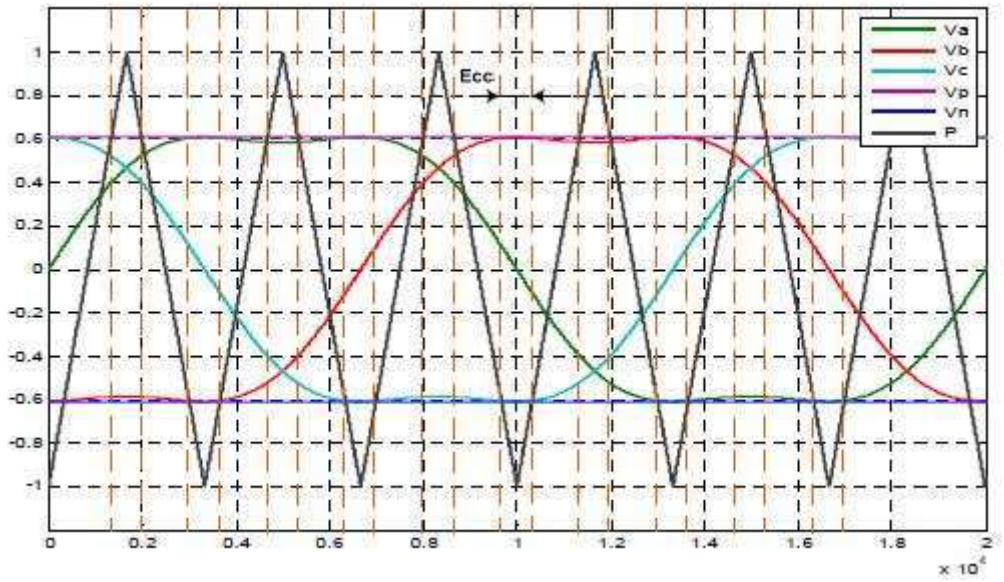


Figure III.5: Signaux de commande de la stratégie MCBC.

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 :

$$h_3(t) = a.\sin(3.\omega.t) \qquad \text{III.14}$$

Si on prend :

$$a = \frac{1}{6}.r \qquad \text{III.15}$$

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

$$V'_a(t) = v_a(t) + h_3(t) = r.\sin(\omega.t) + \frac{r}{6}.\sin(3.\omega.t) \qquad \text{III.16}$$

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 :

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}.r}{2} \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2}.r \end{cases} \qquad \text{III.17}$$

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

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}.r}{2} \qquad \text{III.18}$$

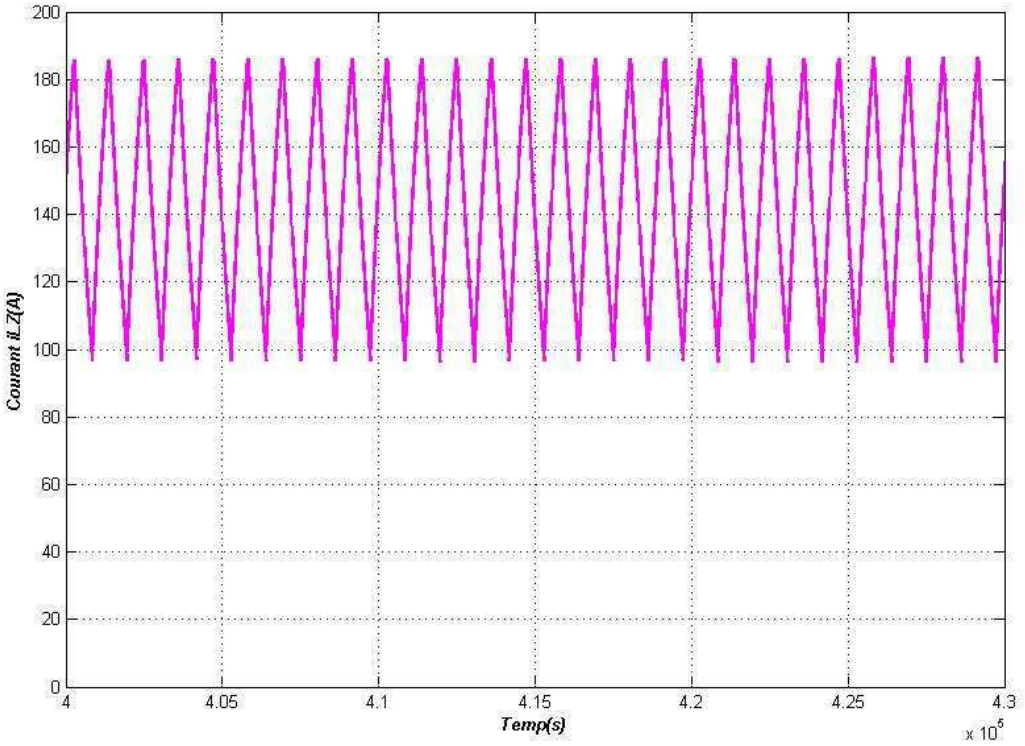
Le remplacement de la dernière expression du rapport cyclique *d* dans les relations *I-10* et *I-11*, nous donne les expressions du facteur d'amplification *B* et du gain total *G* de l'onduleur en fonction du rapport des amplitudes *r* :

$$\begin{cases} B = \frac{1}{\sqrt{3}.r-1} \\ G = \frac{r}{\sqrt{3}.r-1} \\ B = \sqrt{3}.G - 1 \end{cases} \qquad \text{III.19}$$

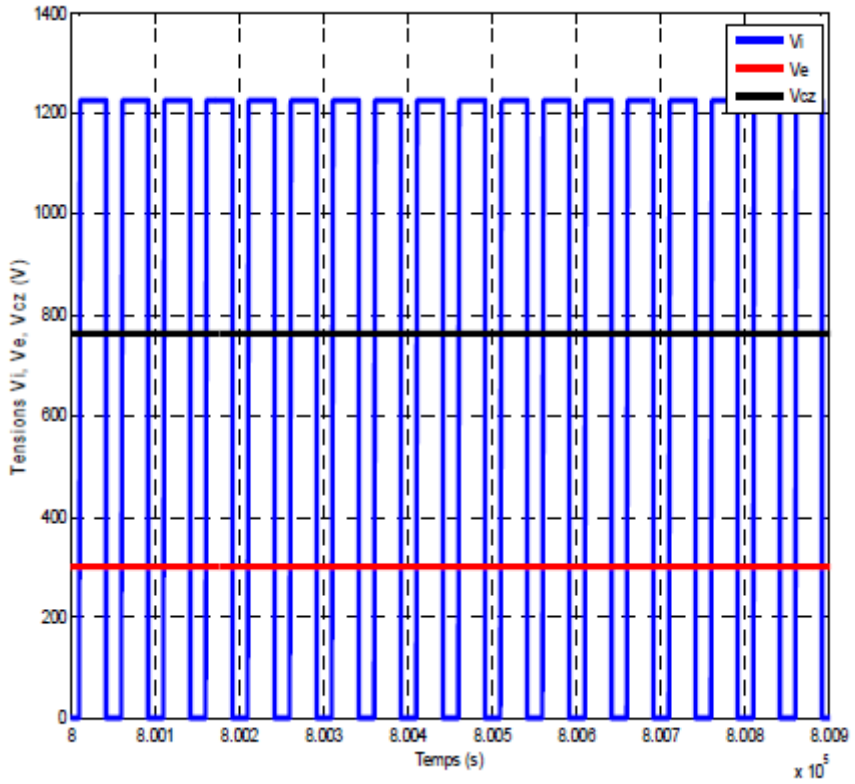
c) Résultats de simulation

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 :

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



(b)



(b)

Figure III.6: (a) Tensions (Vi, Ve et Vcz) (b) Courant iLz.

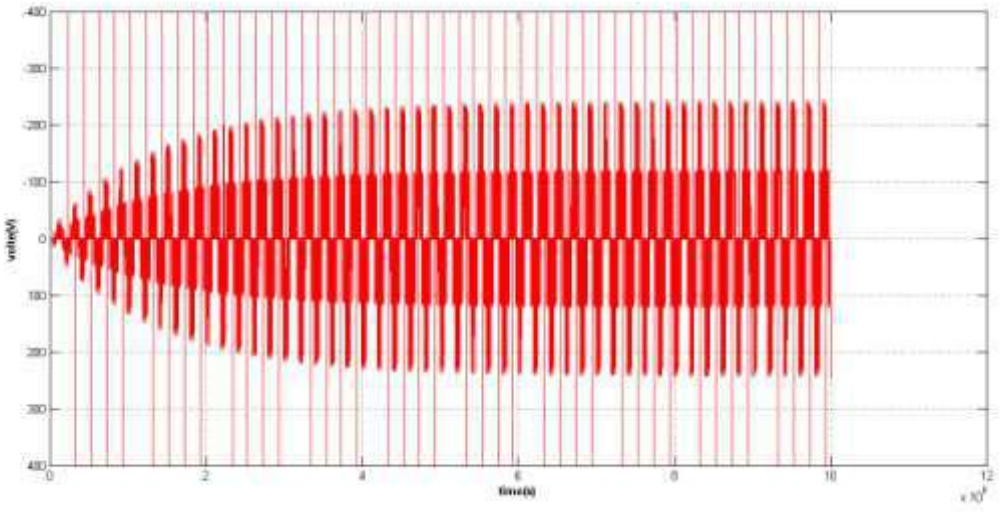
On constate que les tensions *Vi* et *VCz* sont importantes, néanmoins ces valeurs sont différentes de celles du calcul analytique qui est due au courant traversant l'inductance *Lz* ce qui engendre des chutes de tensions importantes dans les deux inductances. On constate aussi que le taux d'ondulation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



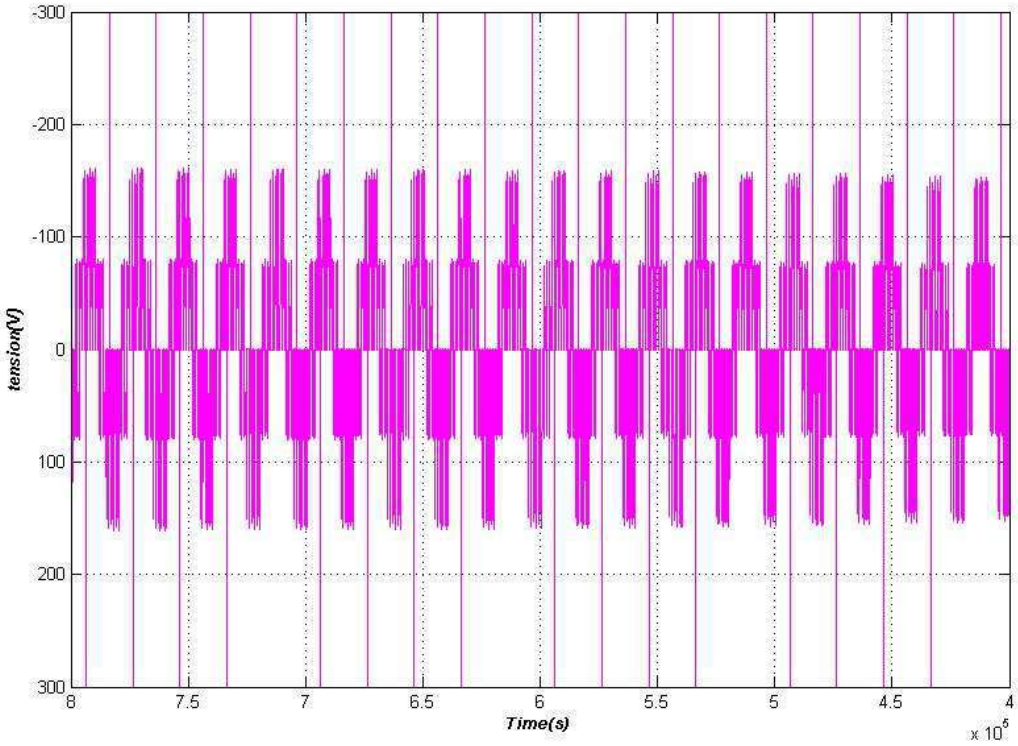


Figure III.7: Tension composée

III.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons énumérés les différentes stratégies de commande d'un onduleur z-source, qui sont élaborées à partir des techniques de 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 MBC.

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

Conclusion générale

Le convertisseur Z-source surmonte l'obstacle conceptuels et théoriques et limitations de la traditionnelle 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 concentré sur description le 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.

ANNEXE I

Les paramètres d'onduler à Z--source

paramètres	signification
v_e =200V	tension de source
L_Z =10mH	Inductance
C_Z =4.7mF	Impédance
R_{LZ} =0.7 Ω	Résistance entérine d' Inductance
P=4 kW	La puissance

BIBILOGRAPHIE

[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.*