

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



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus

Mémoire

DE MASTER EN AUTOMATIQUE

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UN ONDULEUR
DEUX NIVEAUX À STRUCTURE Z-SOURCE**

Présenté par :

BENKOUIDER Ouarda

Sous la direction de Pr. E.M.BERKOUK
Présentée et soutenue publiquement le 29 juin 2017

ENP 2017

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

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



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus

Mémoire

DE MASTER EN AUTOMATIQUE

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UN ONDULEUR
DEUX NIVEAUX À STRUCTURE Z-SOURCE**

Présenté par :

BENKOUIDER Ouarda

Sous la direction de Pr. E.M.BERKOUK
Présentée et soutenue publiquement le 29 juin 2017

ENP 2017

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

DEDICACES

Je dédie ce travail :

A

*Mes précieux parents: qu'Allah les protège, qui ont toujours
cru en moi et qui*

m'ont accompagné moralement tout au long de mes études

Ma Grande mère

Mes frères : Mohammed, Djamel, Rabie, Hakim et Youssef

et leurs petits poussines

surtout Yassine, Isslem, Bassem

Mes sœurs

Ma cousine Sara

M'amie Hadjaidjei Fatma Zahra et sa famille

Tous les Benkouider

A m'amie dès l'enfance : « Mebarka »

A mes enseignants du primaire « Houass .A », moyen

« Houass.A, Bahirra.K, Khoudja.N, Hamdan, Sillami »,

secondaire « Laboukhe.L, Dourban »

Tous les enseignants de l'ENP d'Alger.

Et à tous ceux qui m'aiment et j'aime

Ouarda

ملخص

يتمحور العمل المقترح في هذه المذكرة حول دراسة المموج من نوع مصدر ممانع و التحكم فيه في البداية قمنا بوصف مبدأ عمله ، قمنا بإعطاء نموذج متوسط وتقنية التحكم MLI ثم قمنا باعداد قانون التحكم في التوتر المستمر عند مخرج شبكة الممانعات بواسطة وضع الانزلاق

الكلمات المفتاحية : مموج ذو مصدر ممانع ، دائرة قصيرة ، نمذجة ذات إشارات قصيرة ، الانحراف الكلي للموجات,وضع الانزلاق .

Abstract

The work presented in this thesis focused on studies and control of Z source inverter, in first time we give the work mod of this inverter then w have give the middle model and the MLI technique and we have applied sliding-mode control (SMC) to a z-source converter to control output dc voltage of impedance network.

Key words: Z inverter, shoot through stat, middle model, PWM control, sliding mode.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire s'articule autour l'étude et la commande de l'onduleur Z source en premier lieu on a décrit le principe de fonctionnement de cet onduleur, on a donné le modèle moyenne et une stratégie de commande dit MLI modifie puis on a élaborer une loi de commande de la tension à la sortie du réseau d'impédance par le mode glissant

Mots clés : Onduleur Z source, état du court-circuit, modélisation petits signaux, commande MLI, La distorsion totale d'harmonique THD, mode glissant.

TABLE DES MATIÈRES

Liste des sigles	
Liste des abréviations	
Introduction générale.....	8
Chapitre I. Generalites Sur Un Onduleur Z Source	
I.1. Introduction.....	10
I.2. Généralité sur les onduleurs traditionnels (Conventionnels).....	10
I.3. Description d'un onduleur Z source	11
I.3.1. Configurations d'un onduleur triphasé à structure z-source	12
I.3.2. Topologie d'un onduleur triphasé à Z source	13
I.3.3. Commande du bus continu de Z source	13
I.3.3.1. Méthode Indirecte	13
I.3.3.2. Méthode directe	14
I.3.4. Commande de l'onduleur Z source	15
I.3.5. Nouvelles topologies du convertisseur Z source.....	15
I.3.6. Les différentes adaptations d'un convertisseur Z source	16
I.4. Principe de fonctionnement	16
I.5. Modélisation de l'onduleur triphasé a structure Z-source	19
I.5.1. Modélisation de la partie DC-DC	19
I.5.1.1. Modèle de connaissance (niveau 1) :.....	19
I.5.1.2. Modèle moyen (niveau 2).....	20
I.5.2. Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance	21
I.5.2.1. Dimensionnement de l'inductance L_z	22
I.5.2.2. Dimensionnement du condensateur C_z	22
I.5.3 Validation.....	23
I.6. Stratégies de commande d'un onduleur à structure Z source	26
I.6.1. La commande à MLI intersective (sinusoïdale) classique	26
I.6.2 Modification de la technique MLI classique pour ajouter des états de court-circuit de bras	27
I.6.2.1 Commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC).....	27
I.7. Conclusion	32
Chapitre II. Contrôle De L'onduleur A Structure Z Source	
II.1. Introduction	33
II.2. Contrôle de la tension continue Vdc.....	33

II.3. Commande par mode glissant de la tension v_{dc}	34
II.3.1. Conception de la commande par mode de glissement	35
II.3.2. Commande de l'onduleur Z source par le mode glissant	35
II.3.3. Résultats de la simulation	36
II.4. Analyse des résultats de la simulation	39
II.5. Conclusion	39
III. Conclusion générale	40

LISTE DES SIGLES

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

LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
<i>AC</i>	Courant Alternatif
<i>DC</i>	Courant Continu
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>MBC</i>	Maximum Boost Control
<i>MCBC</i>	Maximum Constant Boost control
<i>MLI</i>	Modulation de la Largeur d'Impulsions
<i>SBC</i>	Simple Boost Control
<i>THD</i>	Total Harmonic Distorsion
<i>ZS</i>	Z source
<i>ZSI</i>	Z source inverter
<i>ZSC</i>	Z source converter

INRODUCTION GENERALE

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

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

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

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

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

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

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

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

Le premier chapitre est destiné à introduire la nouvelle topologie d'onduleur en commençant par l'énumération des limitations conceptuelles des convertisseurs conventionnels qui ont motivés les chercheurs à introduire la nouvelle structure dite Z-source, la description de la topologie de l'onduleur triphasé à structure Z-source, l'analyse du principe de fonctionnement de l'onduleur Z-source, et la modélisation avec une simulation du modèle moyenne afin de valider ce dernier, puis à présenter et simuler une stratégie de commande MLI d'un onduleur Z-source dite Maximum Constant Boost. Qui est générée à partir des techniques de commande MLI conventionnelles.

.Le deuxième chapitre traite les lois de contrôle d'un onduleur Z-source par le mode glissant pour le réglage de la tension à la sortie du surcircuit d'impédance,.

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

CHAPITRE.I.

GENERALITES SUR UN ONDULEUR Z SOURCE

I.1. Introduction

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

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

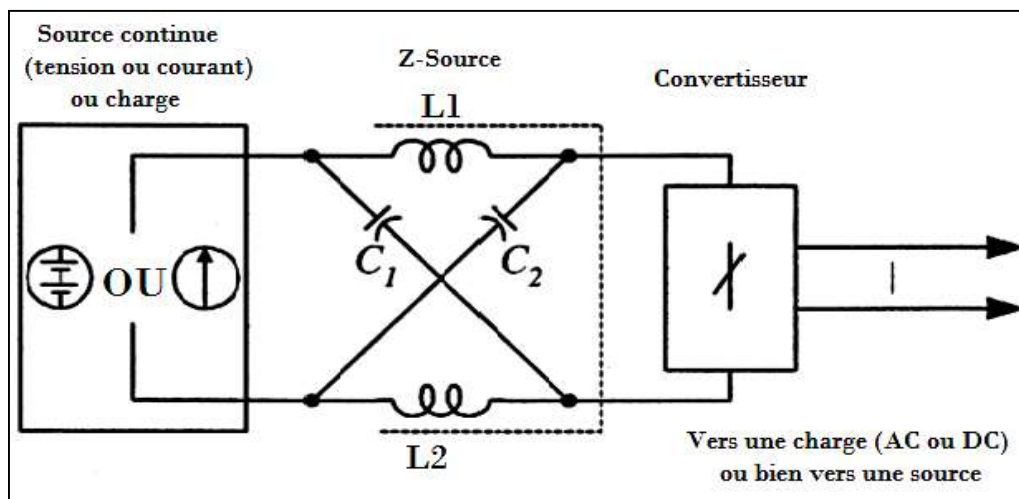


Figure I.1. Structure générale d'un convertisseur Z source

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

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

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

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

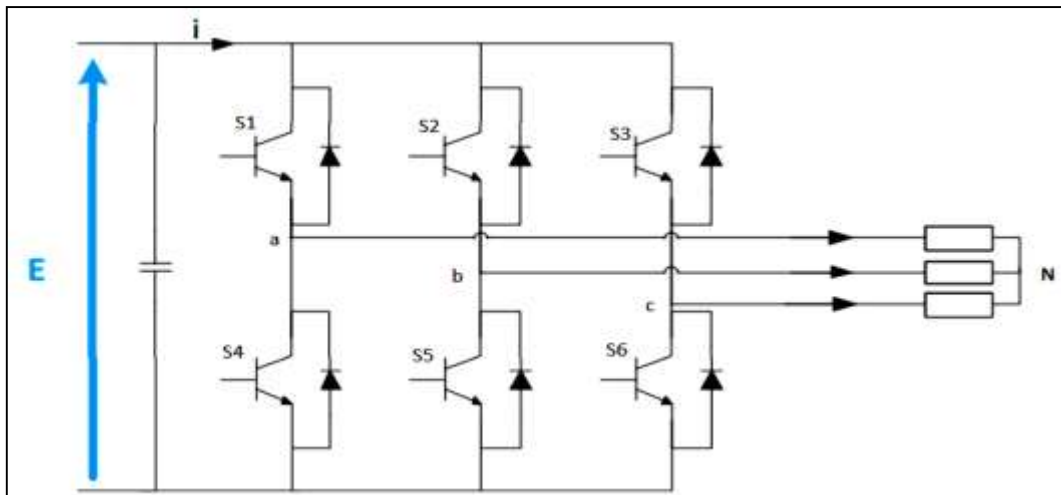


Figure I.2. Structure du convertisseur de tension DC-AC conventionnel

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

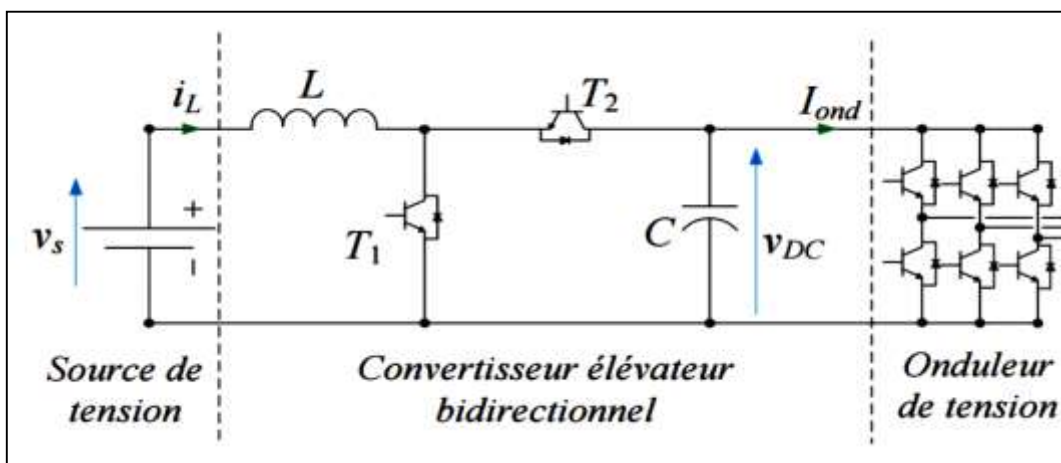


Figure I.3. Onduleur de tension avec un étage élévateur utilisant un convertisseur bidirectionnel [3]

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

I.3. Description d'un onduleur Z source

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

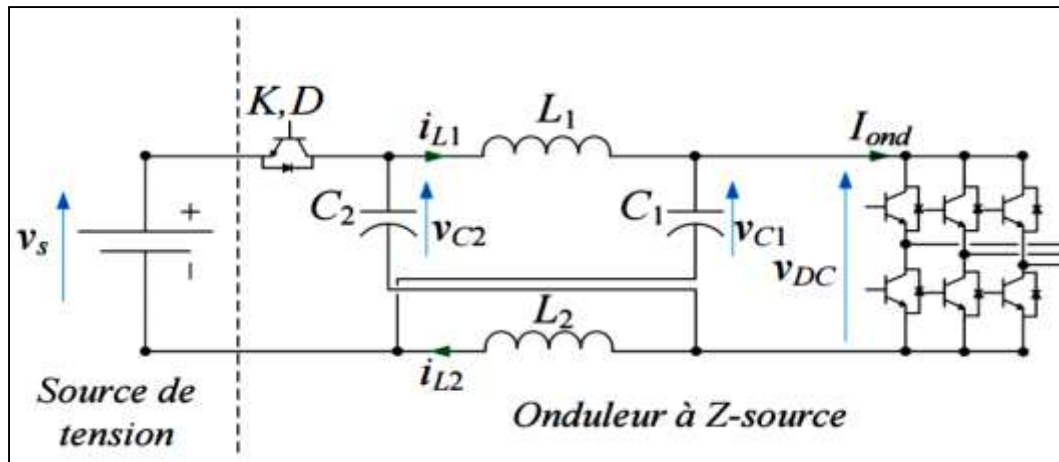


Figure I.4. Structure générale d'un onduleur Z source [3]

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

I.3.3. Commande du bus continu de Z source

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

I.3.3.1. Méthode Indirecte

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

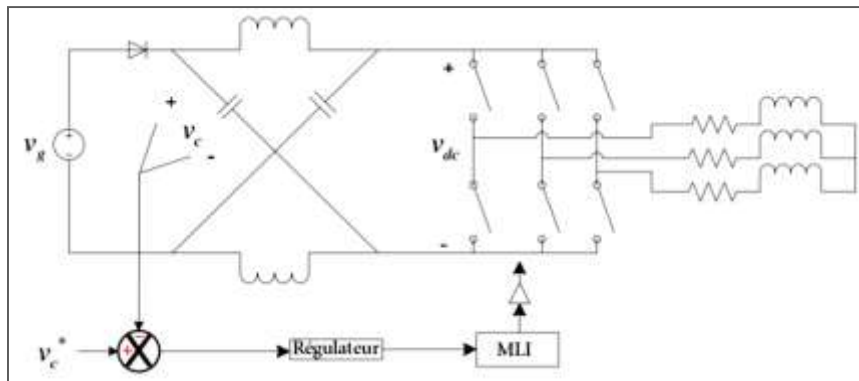


Figure I.5. Méthode de commande Indirecte

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

I.3.3.2. Méthode directe

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

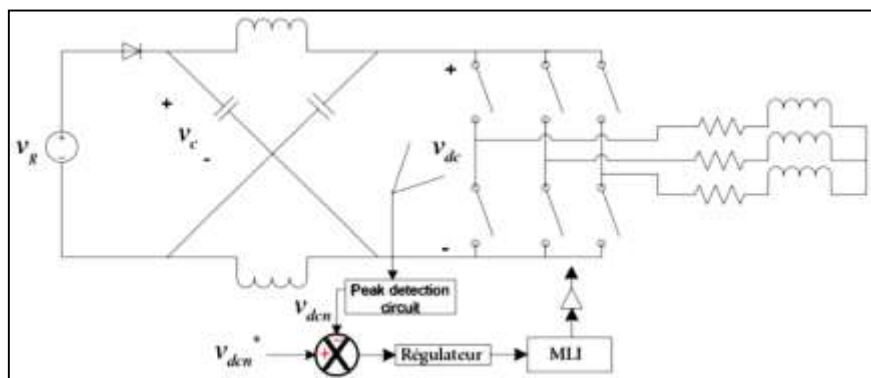


Figure I.6. Méthode de commande directe

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

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

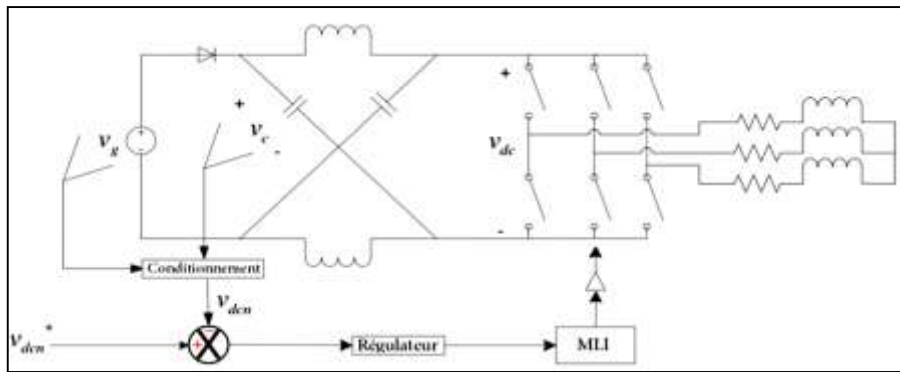


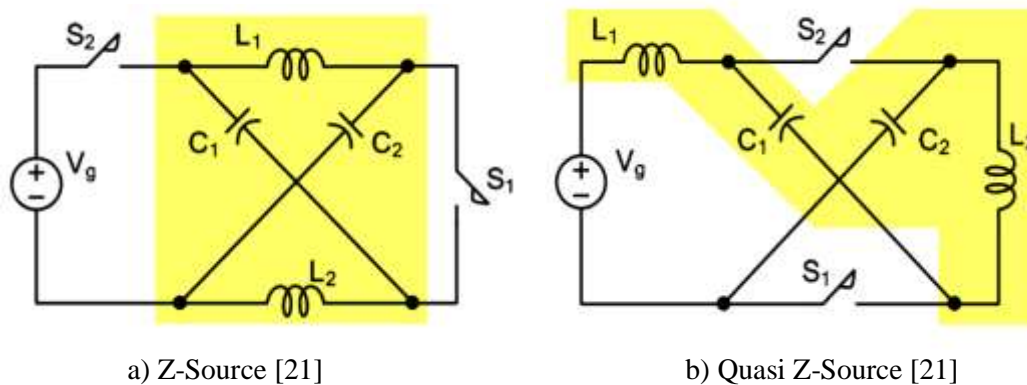
Figure I.7. Nouvelle méthode de commande

I.3.4. Commande de l'onduleur Z source

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

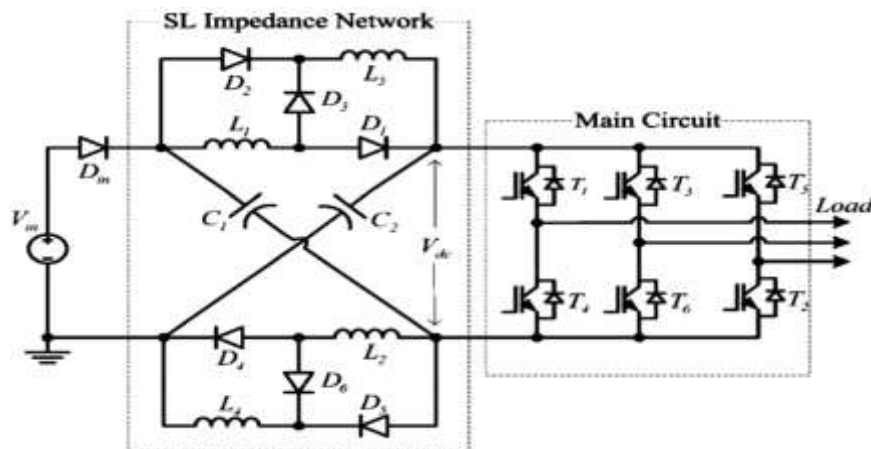
I.3.5. Nouvelles topologies du convertisseur Z source

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



a) Z-Source [21]

b) Quasi Z-Source [21]



c) Switched Inductance ZS [22]

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

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

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

I.4. Principe de fonctionnement

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

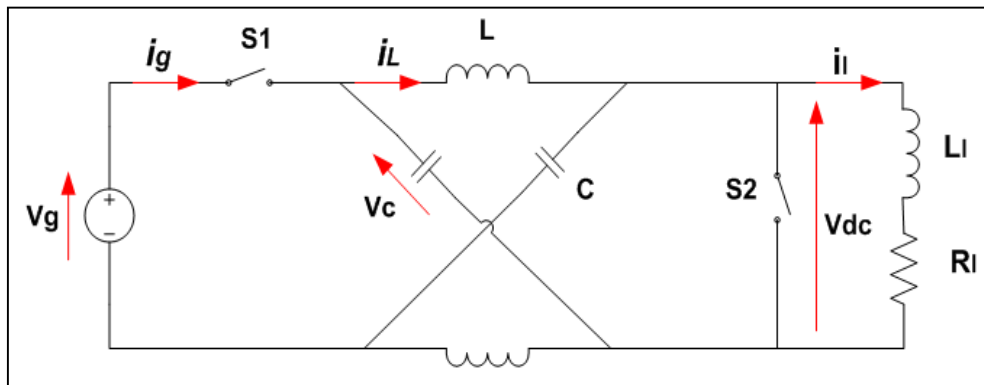


Figure II.1. Schéma simplifié d'un onduleur ZSC

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

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

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

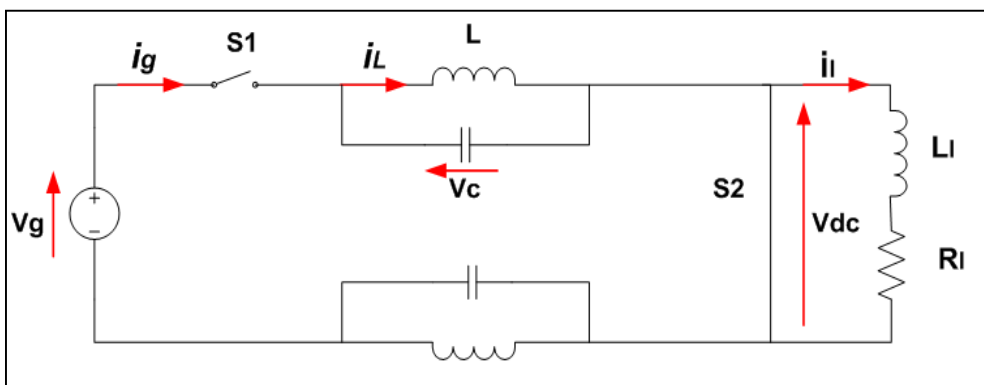


Figure II.2. Etat Shoot-Through

Les équations suivantes expliquent le fonctionnement de cet état :

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

2. États actifs :

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

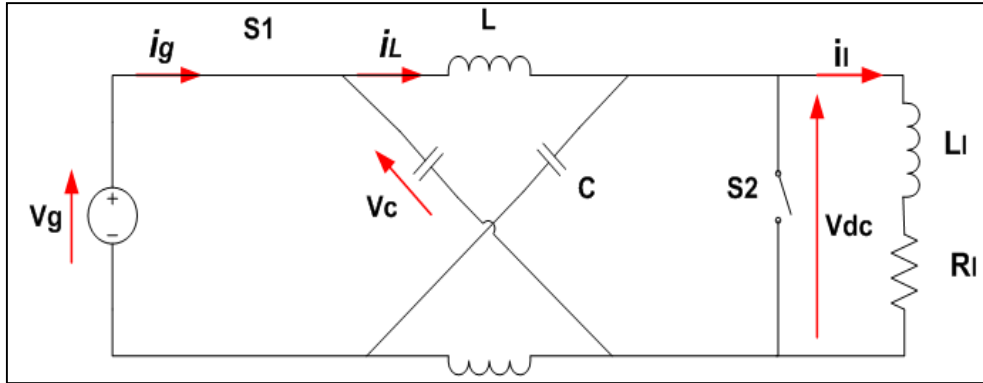


Figure II.3. Etat Actif

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

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

Facteur de survoltage B :

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

$$V_L = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_0} v_c dt + \int_{T_0}^T (v_c - v_{dc}) dt \right] = 0 \quad \text{I - 3}$$

$$V_L = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_0} v_c dt + \int_{T_0}^T (V_g - v_c) dt \right] = 0 \quad \text{I - 4}$$

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

$$V_c = \frac{1-d}{1-2d} V_g \quad \text{I - 5}$$

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

$$V_{dcn} = 2V_c - V_g \quad \text{I - 6}$$

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

$$V_{dcn} = \frac{1}{1-2d} V_g = B V_g \quad \text{I - 7}$$

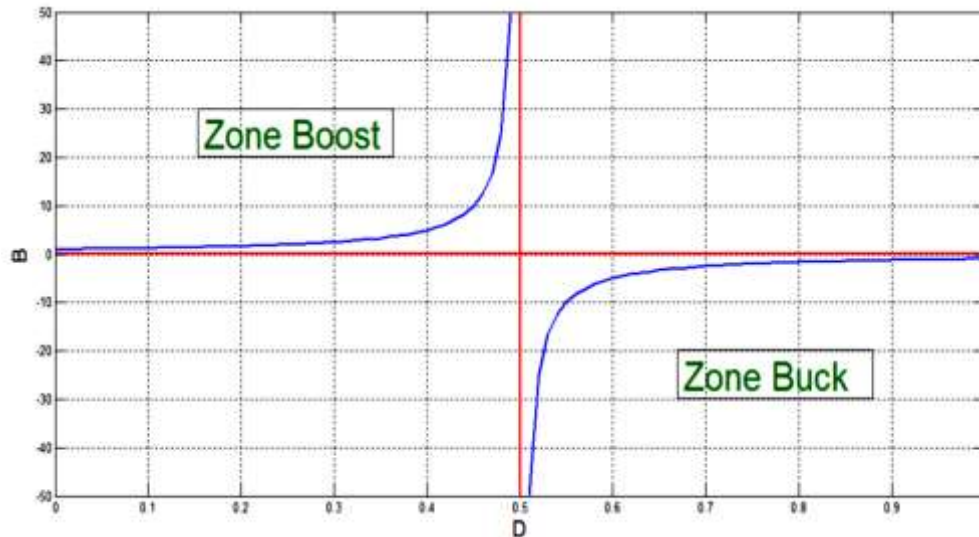


Figure II.4. Variation du facteur de survoltage en fonction du rapport cyclique

- **Interprétation**

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

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

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

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

$$G = \frac{\hat{v}_{ac}}{v_g/2} \quad M = \frac{\hat{v}_{ac}}{\hat{v}_{dc}/2} \quad B = \frac{\hat{v}_{dc}}{v_g} \quad \text{I - 8}$$

Le gain de tension est donné par la relation suivante :

$$G = BM = \frac{M}{1 - 2D} \xrightarrow{\text{donc}} \hat{v}_{ac} = V_{an_{max}} = M \frac{V_{dc}}{2} = MB \frac{V_g}{2} \quad \text{I - 9}$$

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

I.5. Modélisation de l'onduleur triphasé a structure Z source

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

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

I.5.1. Modélisation de la partie DC-DC

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

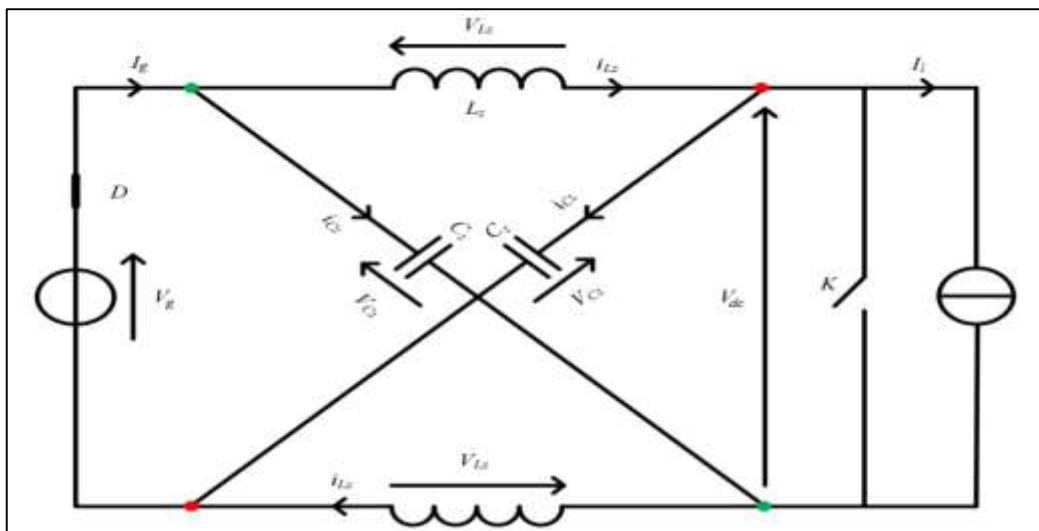


Figure II.5. Circuit équivalent d'un onduleur triphasé à structure Z source

I.5.1.1. Modèle de connaissance (niveau 1) :

Cette modélisation permet de représenter le fonctionnement de l'onduleur en se basant sur les équations de l'analyse de fonctionnement étudiée dans la partie précédente, le modèle de connaissance peut être établi selon les variables d'état du système et la fonction de conversion F_K définissant l'état de l'interrupteur fictif K , comme suit :

$$\begin{cases} v_{L1}(t) = (1 - F_k)(V_g - v_{c2}(t)) + F_k v_{c1}(t) \\ v_{L2}(t) = (1 - F_k)(V_g - v_{c1}(t)) + F_k v_{c2}(t) \\ i_{c1}(t) = (1 - F_k)(i_{L2}(t) - i_l(t)) + F_k (-i_{L1}(t)) \text{ Et } F_k \in \{1,0\} \\ i_{c2}(t) = (1 - F_k)(i_{L1}(t) - i_l(t)) + F_k (-i_{L2}(t)) \\ v_l(t) = (1 - F_k)(v_{c1}(t) + v_{c2}(t) - V_g) + F_k(-R_l i_l(t)) \end{cases} \quad \text{I - 10}$$

Et en utilisant un réseau d'impédance équilibré :

$$i_{c1}(t) = i_{c2}(t) = i_c(t), v_{c1} = v_{c2} = v_c, i_{L1} = i_{L2} = i_L \text{ et } v_{L1} = v_{L2} = v_L \quad \text{I - 11}$$

Le système d'équations dans II - 12 devient :

$$\begin{cases} v_L(t) = (1 - F_k)(V_g - v_c(t)) + F_k v_c(t) \\ i_c(t) = (1 - F_k)(i_L(t) - i_l(t)) + F_k (-i_L(t)) \\ v_l(t) = (1 - F_k)(2 \cdot v_c(t) - V_g - R_l i_l(t)) + F_k(-R_l i_l(t)) \end{cases} \quad \text{I - 12}$$

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

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} 1 - F_k & 0 \\ 0 & 1 - F_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g - v_c(t) \\ i_L(t) - i_l(t) \end{bmatrix} + F_k \begin{bmatrix} v_c(t) \\ -i_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{Lz} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{I - 13}$$

I.5.1.2. Modèle moyen (niveau 2)

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

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \overline{i_L(t)} = \overline{V_g} - \overline{v_c(t)} + \overline{2F_k v_c(t)} - \overline{F_k V_g} - r_{Lz} \overline{i_L(t)} \\ C \frac{d}{dt} \overline{v_c(t)} = -\overline{i_l(t)} + \overline{F_k i_l(t)} + \overline{i_L(t)} - \overline{2F_k i_L(t)} \end{cases} \quad \text{I - 14}$$

On définit d(t) tel que :

$$d(t) = F_{kg} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t F_k \cdot dt \quad \text{I - 15}$$

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

$$\begin{cases} \overline{v_c(t)} = v_c(t) \\ \overline{i_L(t)} = i_L(t) \\ \overline{V_g} = V_g \end{cases} \quad \text{I - 16}$$

Et :

$$\begin{cases} \overline{F_k v_C(t)} = \overline{F_k} \cdot \overline{v_C(t)} = d(t) \cdot v_C(t) \\ \overline{F_k i_L(t)} = \overline{F_k} \cdot \overline{i_L(t)} = d(t) \cdot i_L(t) \\ \overline{F_k V_g} = \overline{F_k} \cdot \overline{V_g} = d(t) \cdot V_g \end{cases} \quad \text{I - 17}$$

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

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_L(t) = V_g - v_C(t) + d(t) \cdot (2 \cdot v_C(t) - V_g) - r_{Lz} i_L(t) \\ C \frac{d}{dt} v_C(t) = d(t) \cdot i_L(t) + i_L(t) - i_l(t) \end{cases} \quad \text{I - 18}$$

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

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_L(t) = v_C(t) + (1 - d(t)) \cdot (V_g - 2 \cdot v_C(t)) - r_{Lz} i_L(t) \\ C \frac{d}{dt} v_C(t) = i_L(t) - (1 - d(t)) i_l(t) \end{cases} \quad \text{I - 19}$$

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

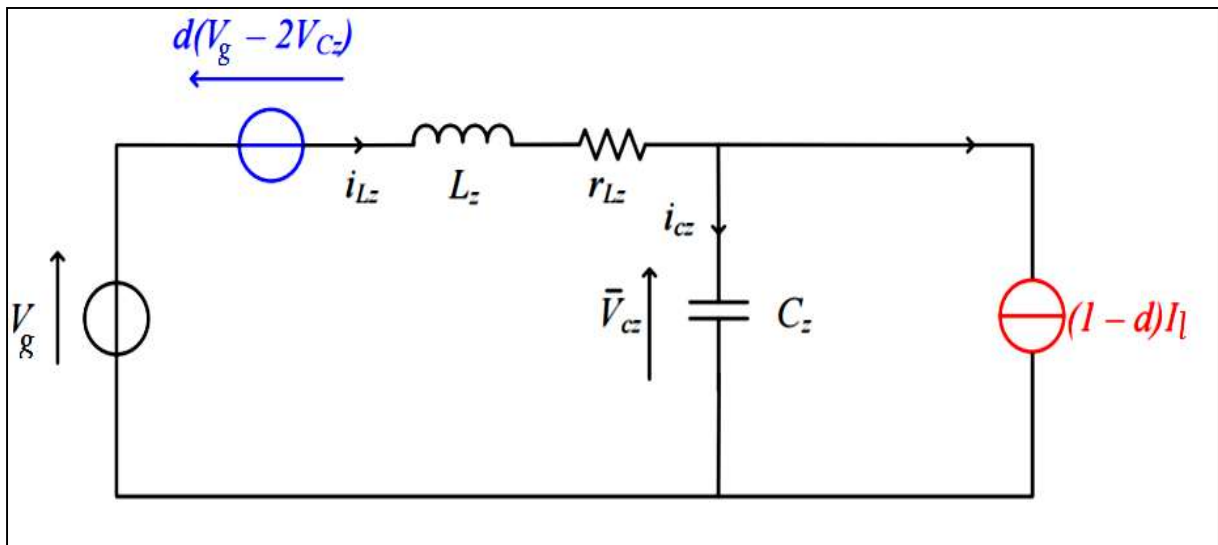


Figure II.6. Circuit équivalent au modèle pseudo-moyen

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

I.5.2 Dimensionnement des éléments passifs du réseau d'impédance

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

I.5.2.1. Dimensionnement de l'inductance L_z

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

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

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} = \frac{v_c \cdot d \cdot T}{L} \quad \text{I - 20}$$

En utilisant les deux relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_c = \frac{1-d}{1-2d} v_g \\ f_m = \frac{1}{T} \end{array} \right. \quad \text{I - 21}$$

L'expression de l'ondulation devient :

$$\Delta i_L = \frac{d(1-d)}{L \cdot f_m \cdot (1-2d)} v_g \quad \text{I - 22}$$

Où f_m représente la fréquence de commutation des IGBT.

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

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

$$L \geq \frac{d(1-d)}{\Delta i_L \cdot f_m \cdot (1-2d)} v_g \quad \text{I - 23}$$

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

I.5.2.2. Dimensionnement du condensateur C_z

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

$$i_C = i_L = C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} \quad \text{I - 24}$$

On tire l'expression du condensateur :

$$C = \frac{i_L \cdot \Delta t}{\Delta v_c} \quad \text{I - 25}$$

Avec Δt la durée de court-circuit donc :

$$\Delta t = T_0 = \frac{d}{f_m} \quad \text{I - 26}$$

On peut déduire que:

$$C = \frac{i_L \cdot d}{\Delta v_c \cdot f_m} \quad \text{I - 27}$$

Le courant i_L peut être estimé par la relation suivante :

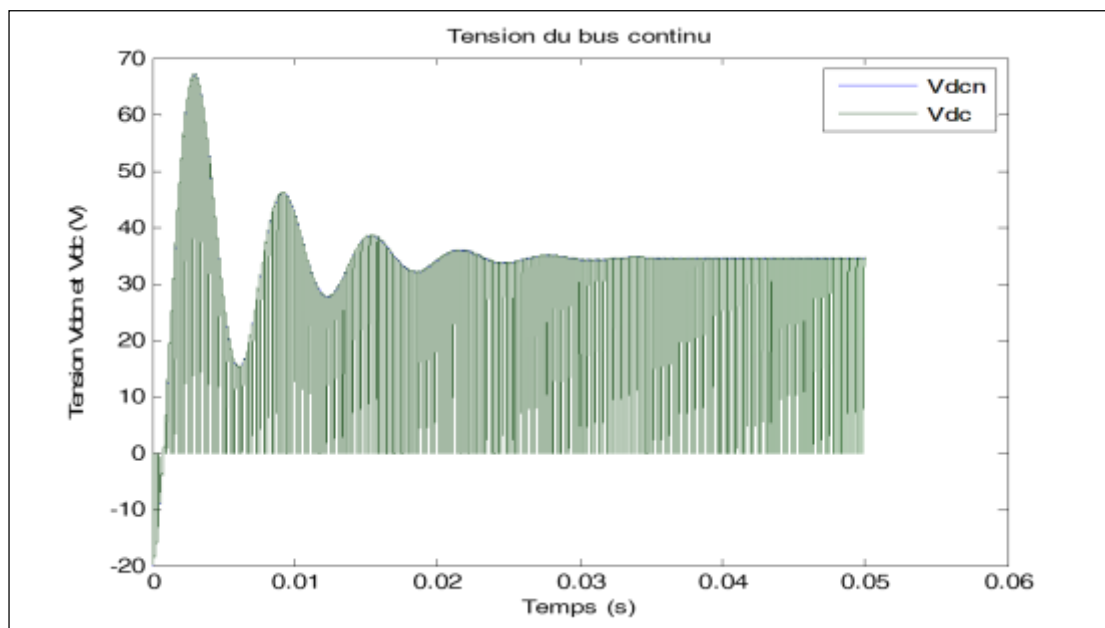
$$i_L = \frac{P}{v_g} \quad \text{I - 28}$$

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

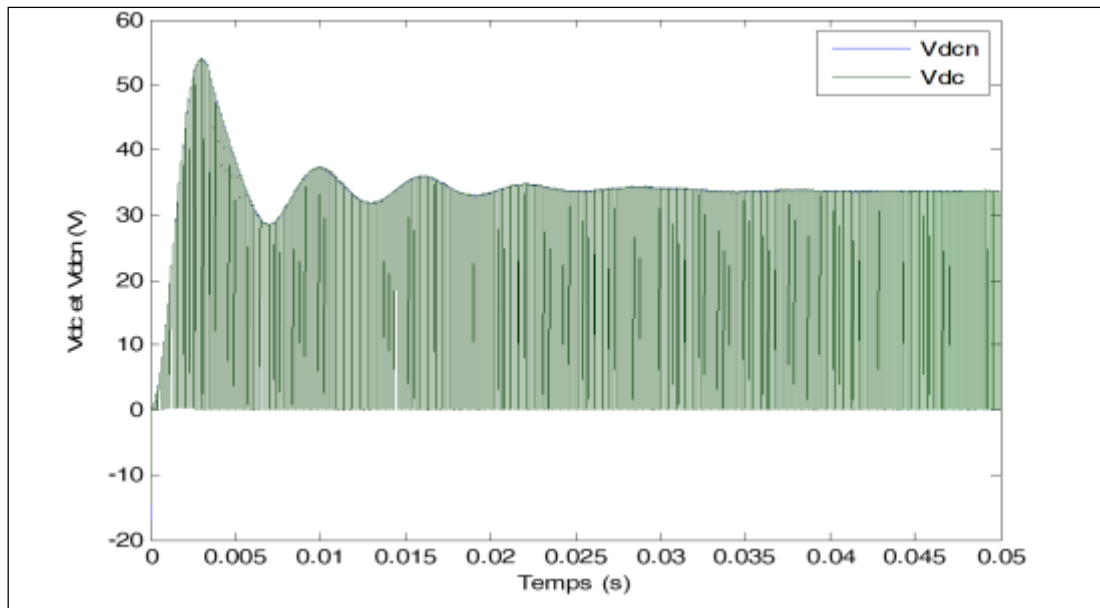
$$C \geq \frac{P \cdot d}{\Delta v_c \cdot v_g \cdot f_m} \quad \text{I - 29}$$

I.5.3 Validation

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



a) le modèle à petit signaux



b) le modèle de connaissance

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

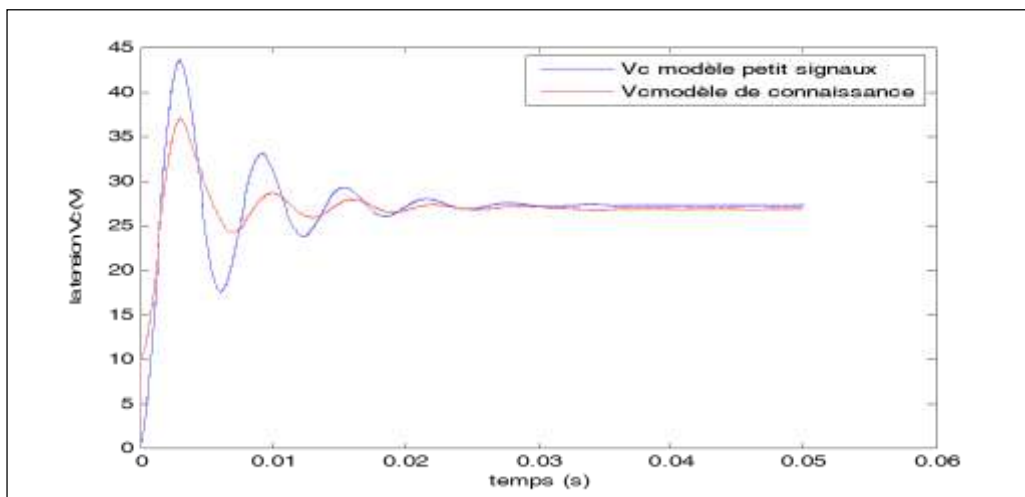


Figure II.12. Allure de la tension v_C du condensateur

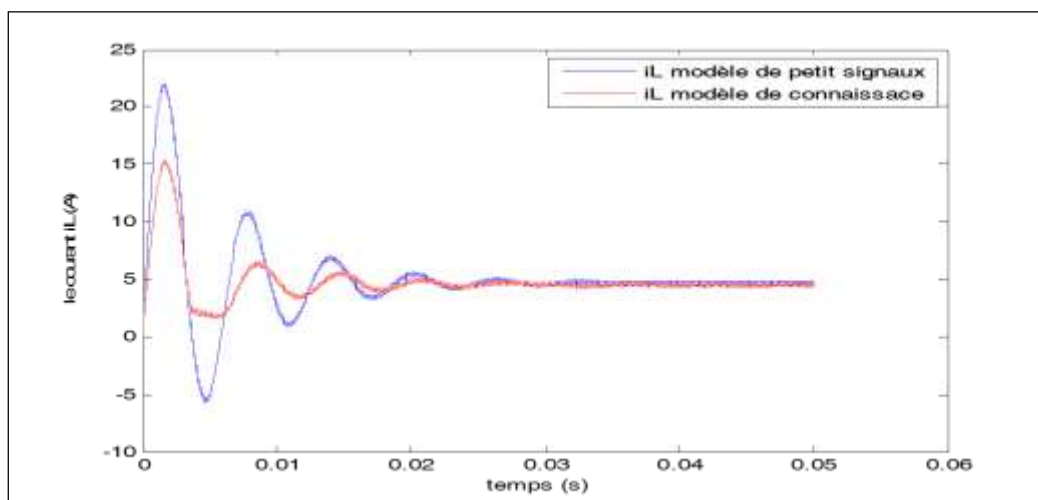
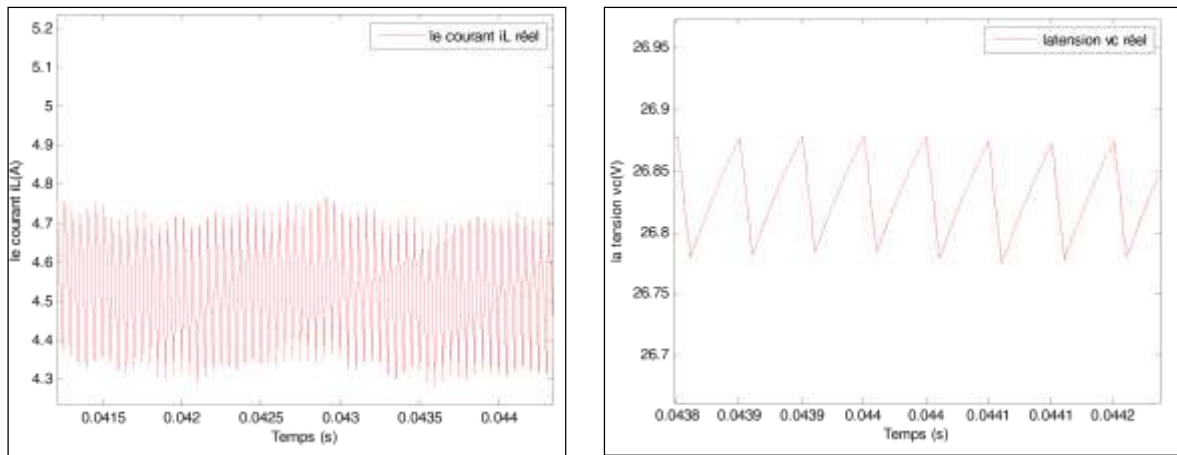


Figure II.13. Allure du courant i_L de l'inductance



a) Allure du courant i_L (Zoom)

b) Allure de la tension v_C (Zoom)

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

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

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

Table II.1. Paramètre de simulation

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

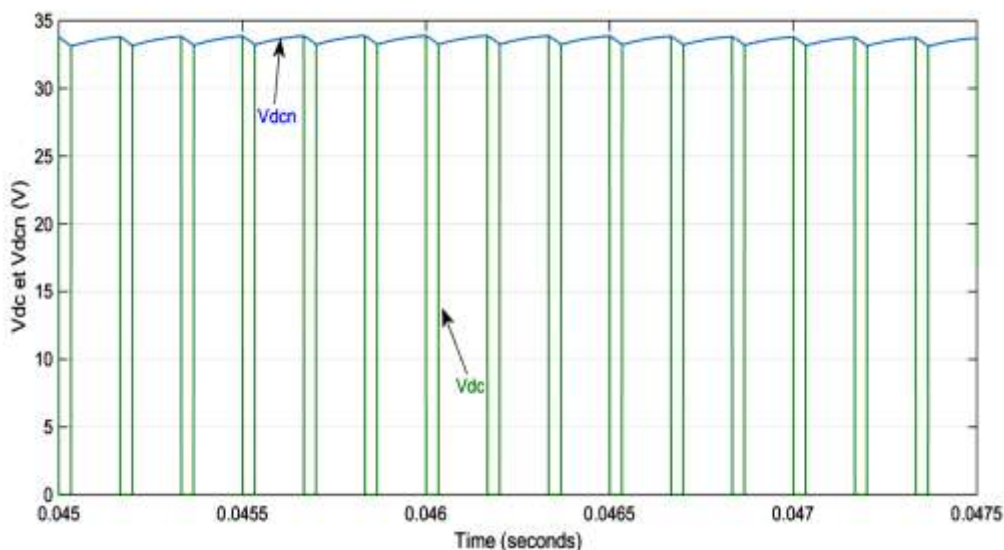


Figure II.15. Un zoom sur la tension du bus continu en régime permanent

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

I.6. Stratégies de commande d'un onduleur à structure Z source

L'onduleur triphasé à structure Z source peut être commandé par plusieurs stratégies de commande, chacune à des avantages et des inconvénients, ainsi que des domaines d'applications appropriés. Ces stratégies sont développées à partir des techniques de commande de la Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) sinusoïdale et vectorielle, utilisées dans les onduleurs conventionnels, dans cette partie on va élaborer la stratégie constante et maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC) à cause de ces avantages en maximisation du gain G et la minimisation des ondulations

I.6.1. La commande à MLI intersective (sinusoïdale) classique

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

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

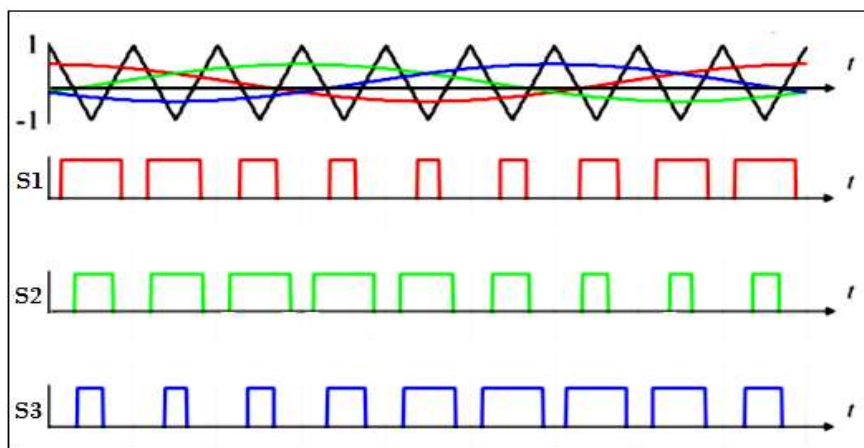


Figure III.1. Commande MLI classique

Cette technique MLI est caractérisée par les paramètres suivants :

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

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

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

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

I.6.2. Modification de la technique MLI classique pour ajouter des états de court-circuit de bras

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

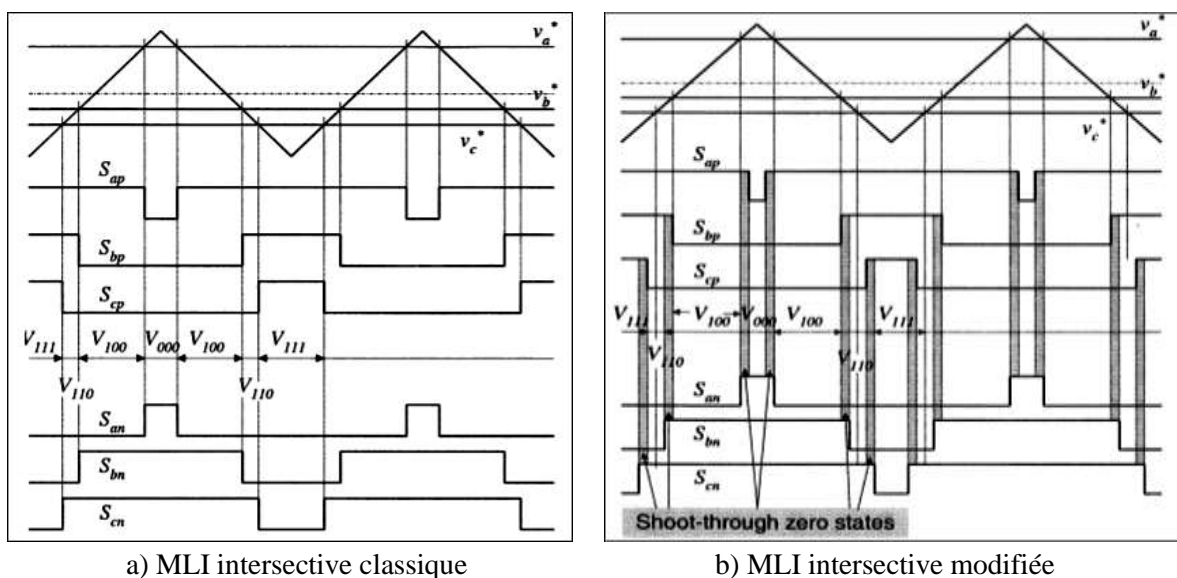


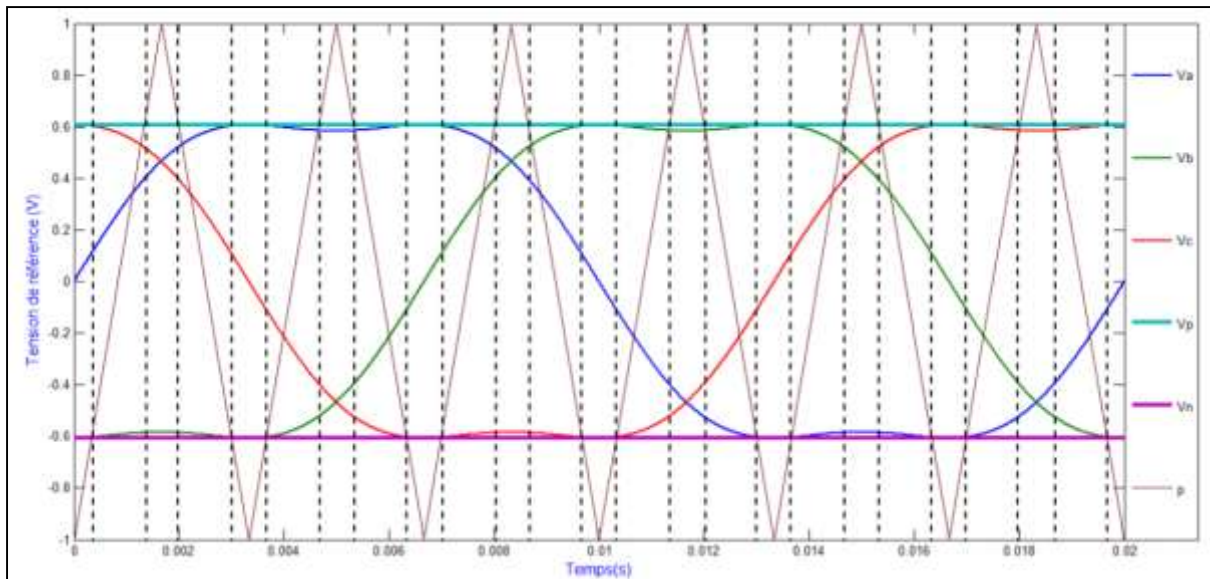
Figure III.2. Insertion des états de court-circuit dans un schéma de MLI intersective

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

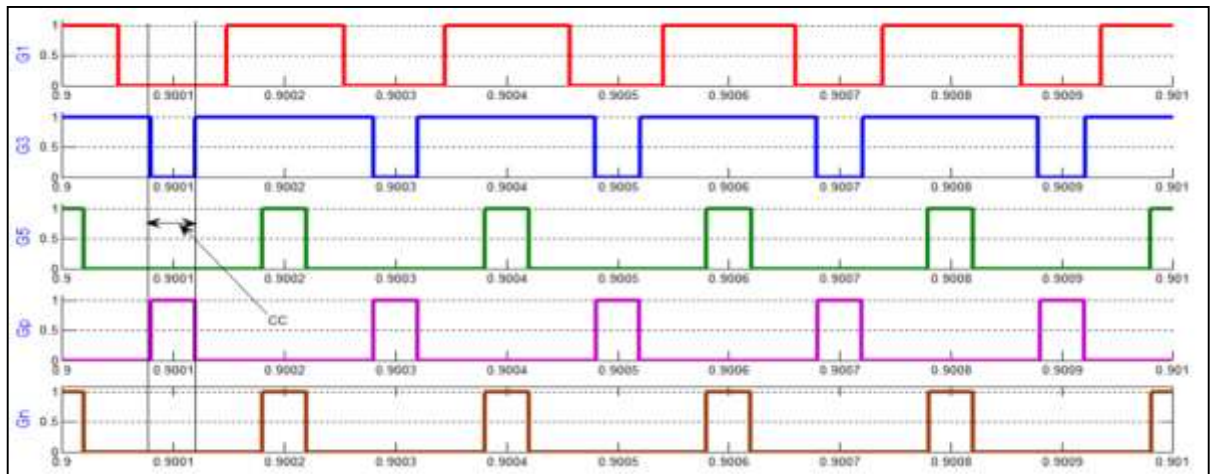
Le principe général de ces stratégies, est basé sur l'addition de deux signaux de références supplémentaires, destinés à la génération de l'état de court-circuit.

I.6.3. Commande d'élévation constante et maximale (Maximum Constant Boost Control MCBC)

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



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



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

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

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

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

$$h_3(t) = a \sin(3\omega t) \quad I - 30$$

On prend

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

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

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

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

$$\begin{cases} V_p = \frac{\sqrt{3}}{2}M \\ V_n = -\frac{\sqrt{3}}{2}M \end{cases} \quad \text{I - 31}$$

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

$$d = \frac{T_0}{T} = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad \text{I - 32}$$

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

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad \text{I - 33}$$

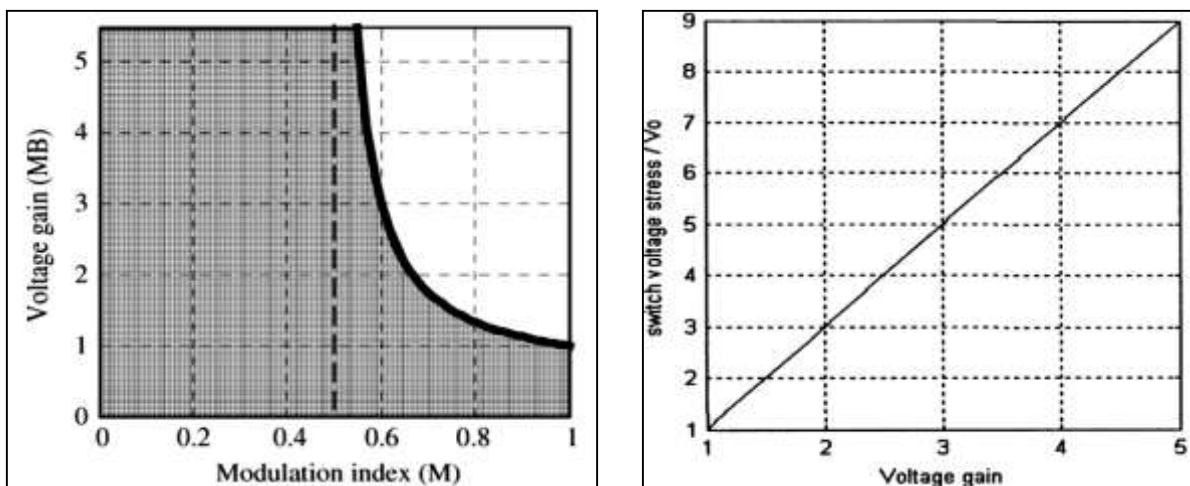
Et du gain total G de l'onduleur en fonction du taux de modulation M :

$$G = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad \text{I - 34}$$

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

$$B = \sqrt{3}G - 1 \quad \text{I - 35}$$

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



a) Allures de la caractéristique G/M

b) Allures de la caractéristique B/G

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

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

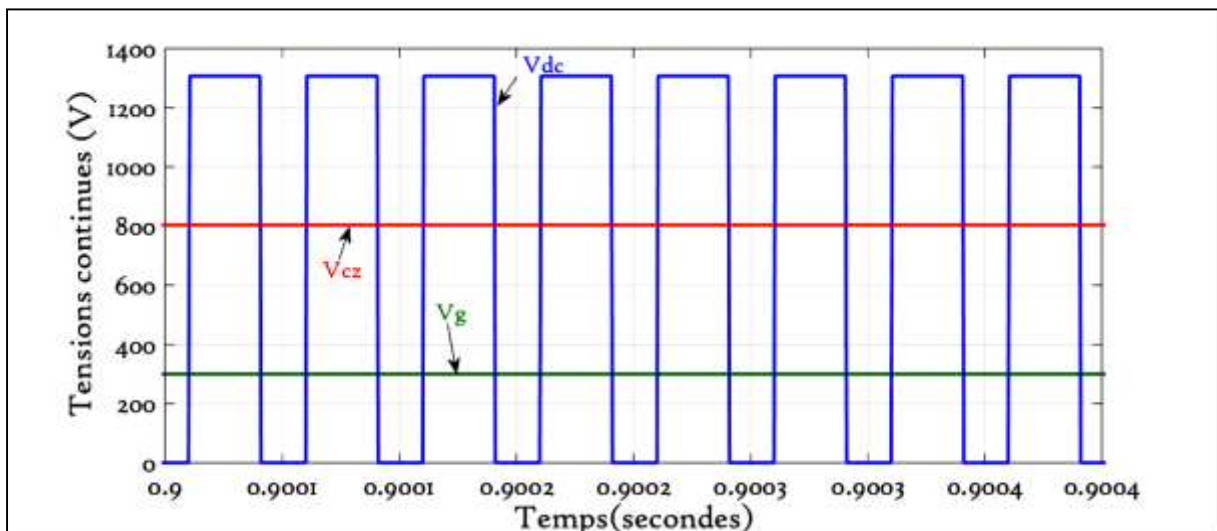
La courbe de variation de la tension aux bornes des interrupteurs bloqués pendant les états actifs, en fonction de la variation du gain total de l'onduleur G , montre que ces tensions sont légèrement supérieures à celles de la stratégie MBC et elles sont plus faibles que celles de la stratégie SBC.

Résultat de simulation :

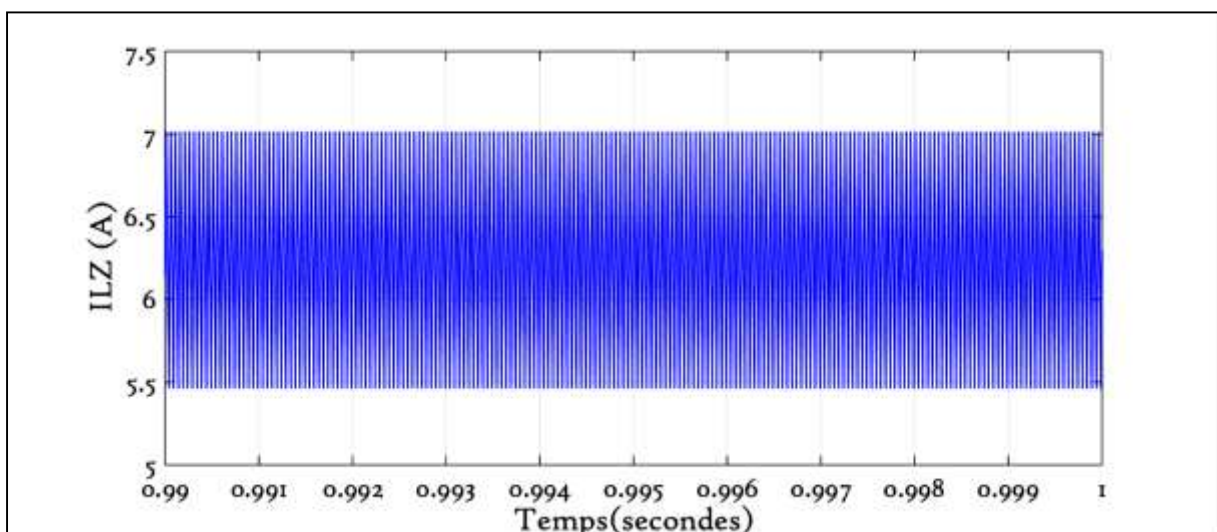
$$d = 0,39 ; \quad B = 4,71 ; \quad G = 3,295$$

Et

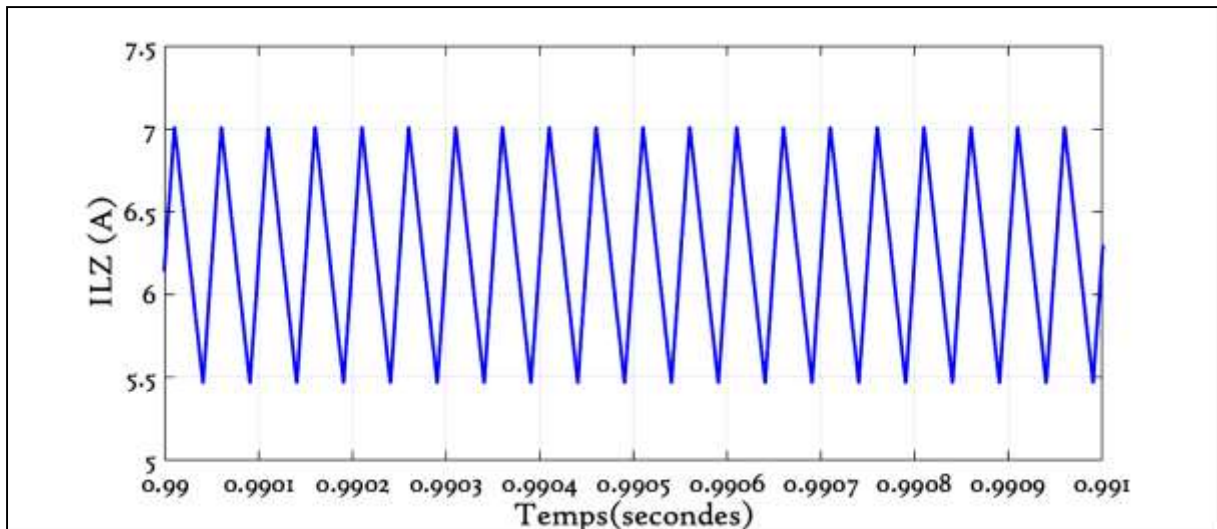
$$V_{Cz} = 861V ; \quad V_{dc} = 1412,19V ; \quad V_{an_{max}} = 494,26V$$



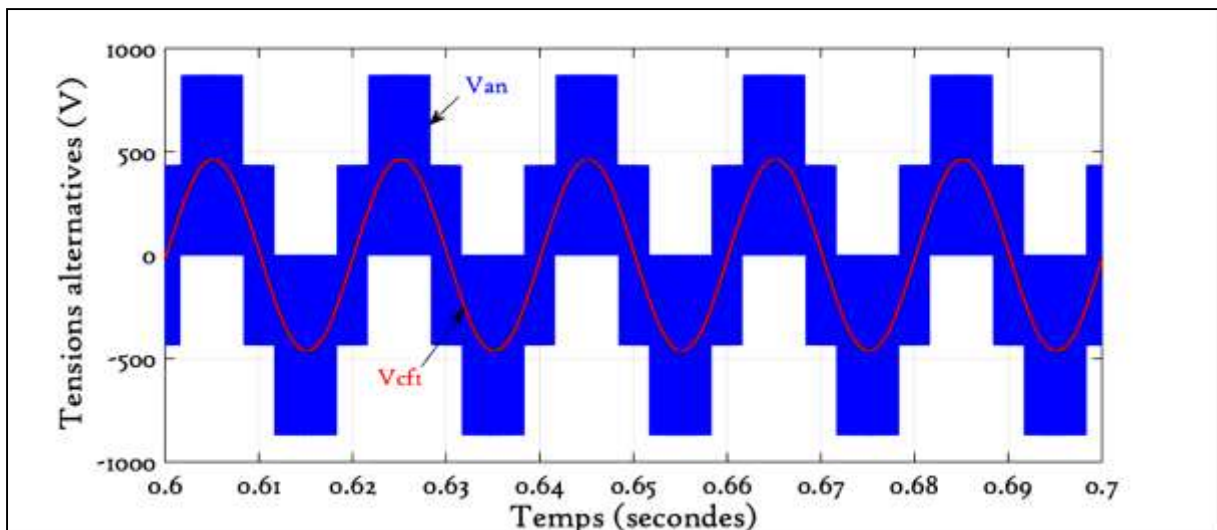
a) Allures des tensions V_{dc} , V_{Cz} et V_g



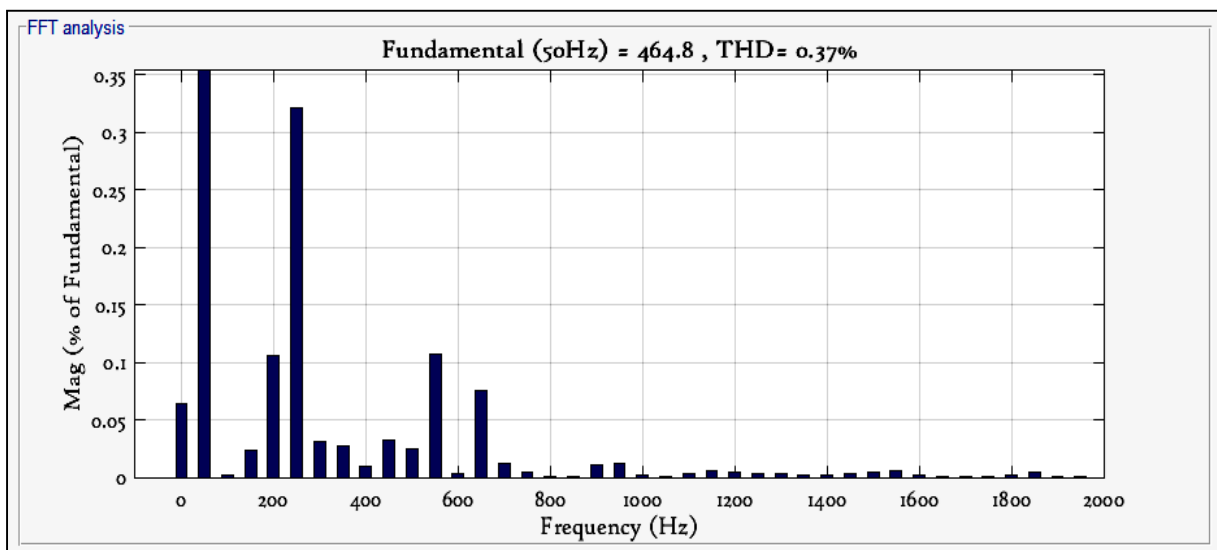
b) Allure du courant I_{Lz}



c) Allure du courant IL_z (Zoom)



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



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

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

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

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

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

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

Ces constatations affirment que cette stratégie rassemble les avantages des deux autre stratégies MLI simple boost et maximum boost.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre on a introduit une nouvelle structure de convertisseur dite onduleur Z source puis on définit son principe de fonctionnement et on donner un modèle qui sert par la suite au calcul de la loi de commande, ensuite on a introduit la notion de la stratégie de commande MLI sinusoïdale modifiée et on a mis l'accent sur la stratégie MCBC qui est plus appropriée pour commander l'onduleur à structure Z source

Chapitre II. Contrôle de l'onduleur à structure Z source

II.1. Introduction

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

II.2. Contrôle de la tension continue Vdc

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

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

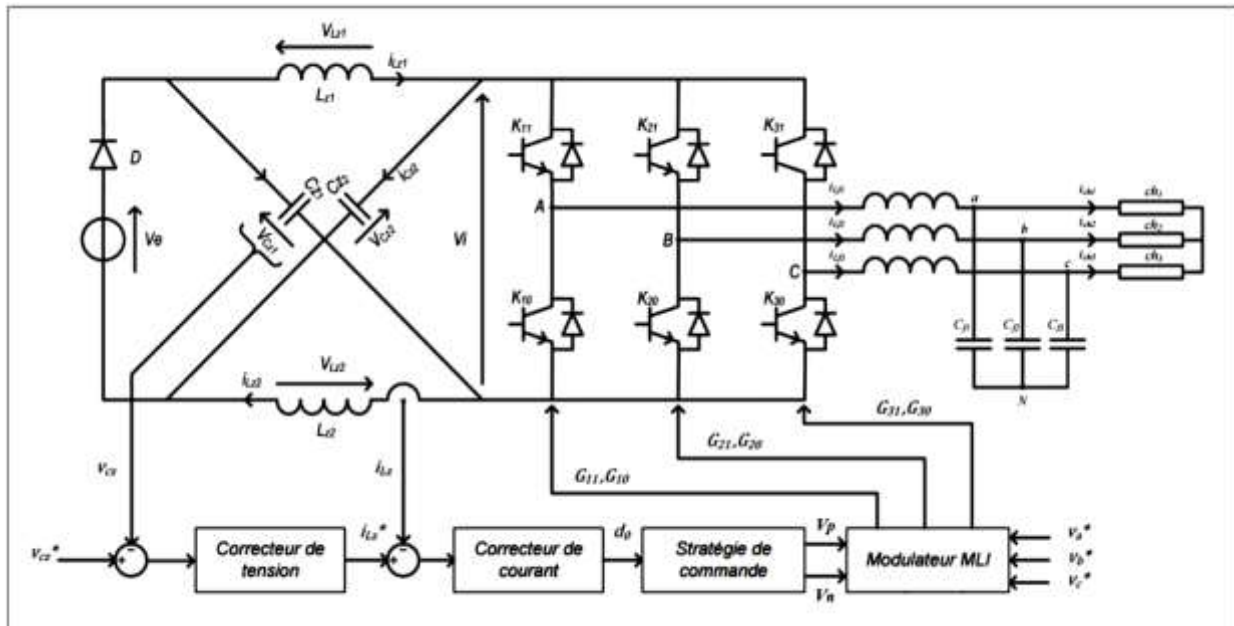


Figure II.1. Contrôle de la tension V_{dc}

II.3. Commande par mode glissant de la tension v_{dc} :

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème.

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale dérivée, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Afin d'obtenir ce régime glissant, une loi de commande est requise pour avoir une nature discontinue, c'est à dire que la structure du système a besoin d'être modifiée dans le temps. Un tel système est appelé système à structure variable.

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie a priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système.[]

Dans cette partie le mode glissant est appliqué au ZSC pour contrôler la tension du bus continu.

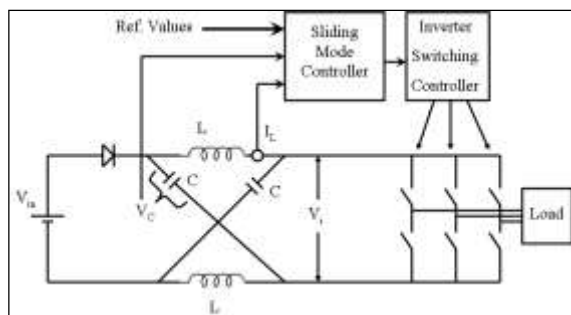


Figure II.2 : schéma de commande par mode glissant

II.3.1. Conception de la commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

II.3.2. Commande de l'onduleur Z source par le mode glissant :

La quantité v_{cref} représente la référence de la tension aux bornes de condensateur et liée à la valeur crête \widehat{v}_{dc} de la tension du bus continu. Dans les articles traitant de la commande par mode de glissement de l'onduleur à Z-source

Dans ce manuscrit, une méthode indirecte est considérée et permet de raisonner sur le modèle pseudo-moyen et en considérant deux boucles imbriquées l'un pour le réglage de courant de l'inductance i_L et qui donne en sortie le rapport cyclique d et l'autre pour le réglage de tension aux bornes de condensateur v_c et qui génère la référence de courant i_L

- **Choix de la surface de glissement:**

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. Le professeur J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial x} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad \text{III.1}$$

$e(x)$: L'écart de la variable à régler. $e(x) = x_{ref} - x$

λ : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

Réglage du courant i_L :

On constate que le courant est de degré relatif $r=1$ par rapport au d donc la surface de Slotine devient :

$$S_{iL} = \lambda_{iL} (i_L - i_{Lref}) \quad \text{III.2}$$

Chapitre II

Réglage de tension v_c :

On constate que la tension est de degré relatif $r=1$ par rapport au courant donc la surface de Slotine devient :

$$S_{vc} = \lambda_{vc}(v_c - v_{cref}) \tag{III.3}$$

- **Condition de l'existence d'une commande par mode glissant**

On a la condition d'attractivité si $\dot{S}S < 0$

Donc :

$$\dot{S} = -K \text{sign}(S) - Q.S \tag{III.4}$$

Le terme en $-QS(X)$ permet de rallier la surface de glissement vers l'hyperplan $S(X) = 0$. Ce terme est actif quand les variables d'état se situent au voisinage de leur valeur de référence. En revanche, lorsque ces derniers s'en éloignent trop, c'est le second terme $-K\text{Sign}(S(X))$ qui agit pour rallier rapidement la surface de glissement à l'hyperplan $S(X) = 0$. Avec ce choix de loi de ralliement, la condition de convergence est garantie par le choix de coefficient K et Q positifs.

- **La détermination de la loi de commande.**

$$d = \left(\frac{\lambda_{iL}}{L} (2 \cdot v_c - v_g)\right)^{-1} (-K_{iL} \text{sign}(S_{iL}) - Q_{iL} \cdot S_{iL} + \frac{\lambda_{iL}}{L} (v_c - v_g) + \frac{r}{L} \lambda_{iL} \cdot i_L + \lambda_{iL} i_{Lref}) \tag{III.5}$$

$$i_{Lref} = \left(\frac{\lambda_{vc}}{C}\right)^{-1} (-K_{vc} \text{sign}(S_{vc}) - Q_{vc} \cdot S_{vc} + \frac{\lambda_{vc}}{C} i_l + \lambda_{vc} v_{cref}) \tag{III.6}$$

II.3.3. Résultat de simulation :

Tableau II .1 : Les paramètres de simulation

V_g	L_z	r_z	C_z	L_f	r_f	C_f	f_m
320V	452 μ H	1 Ω	275 μ F	10Mh	1 Ω	60 μ F	5kHz

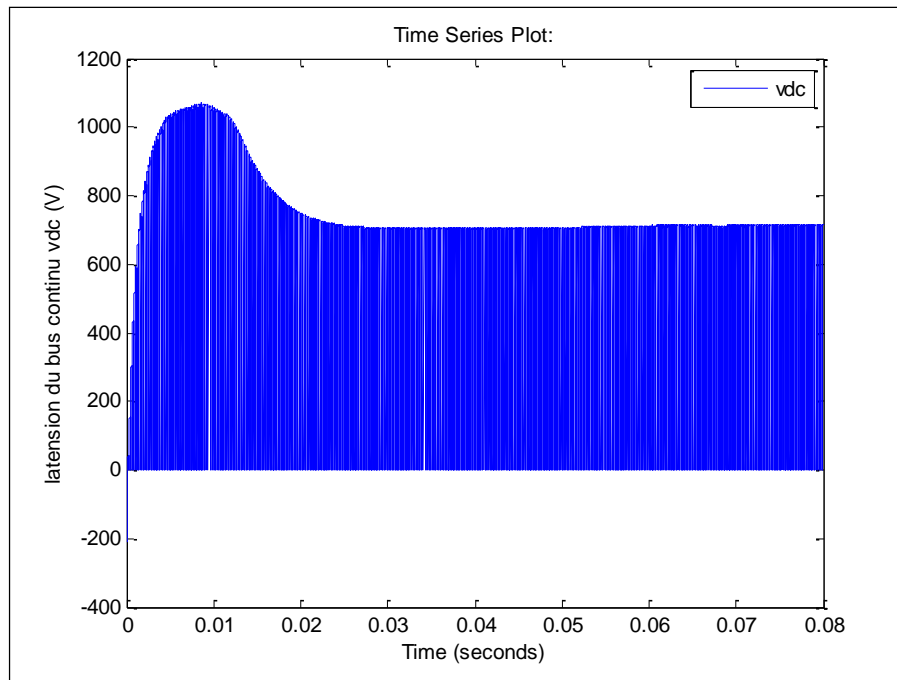


Figure II.3 :la tension du bus continu vdc

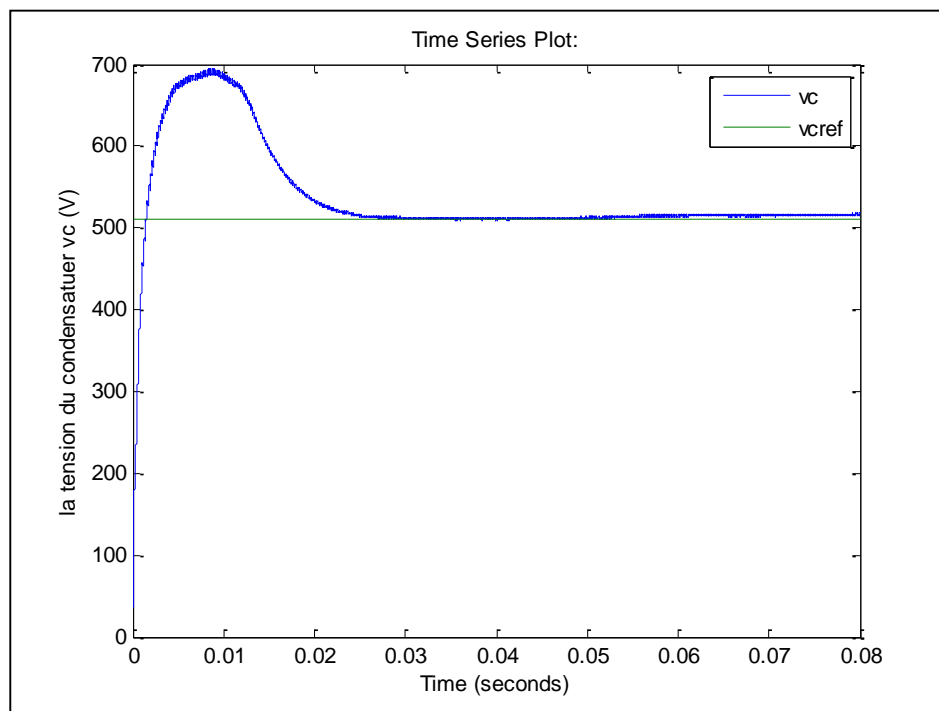


Figure II.4 :la tension de condensateur vc et sa référence vcref

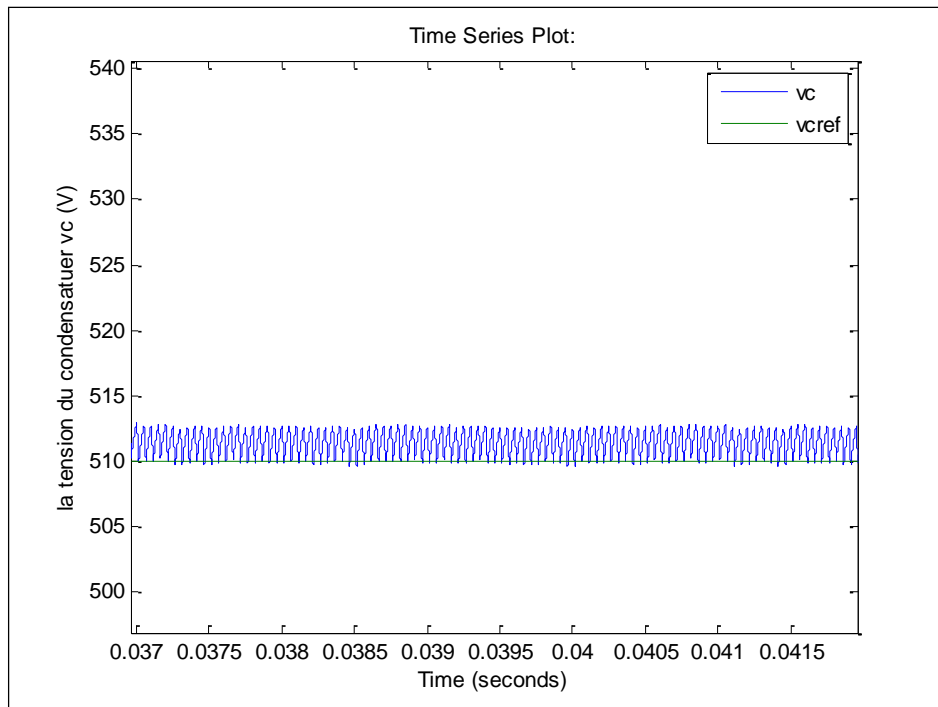


Figure II.5 :un zoom sur la tension de condensateur vc

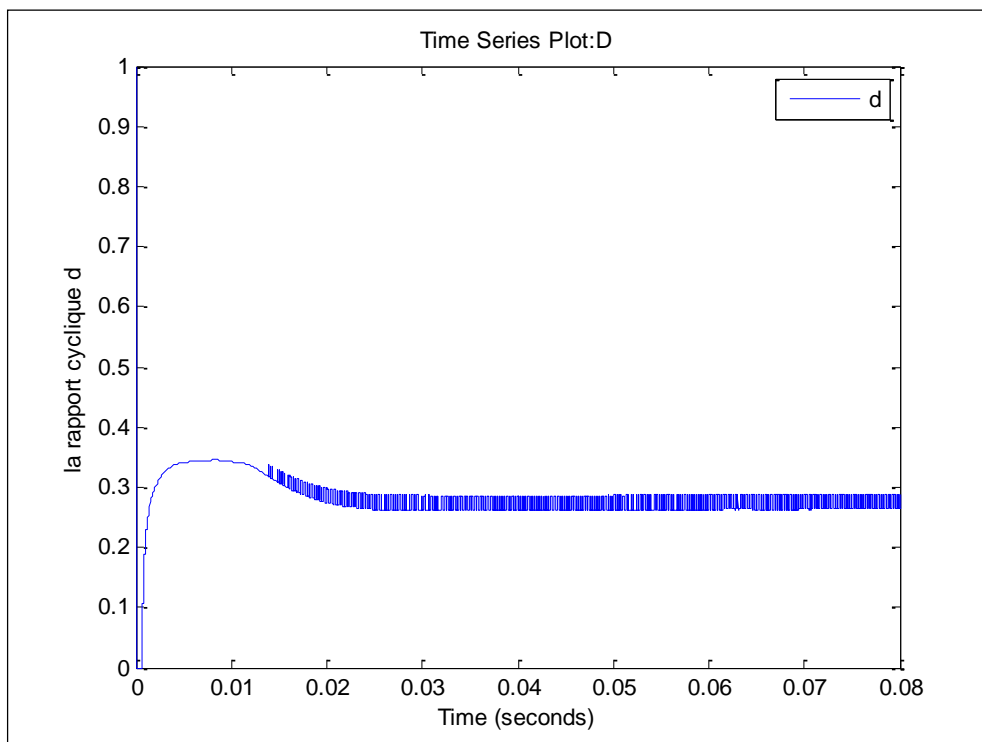


Figure II. 6:le rapport cyclique d

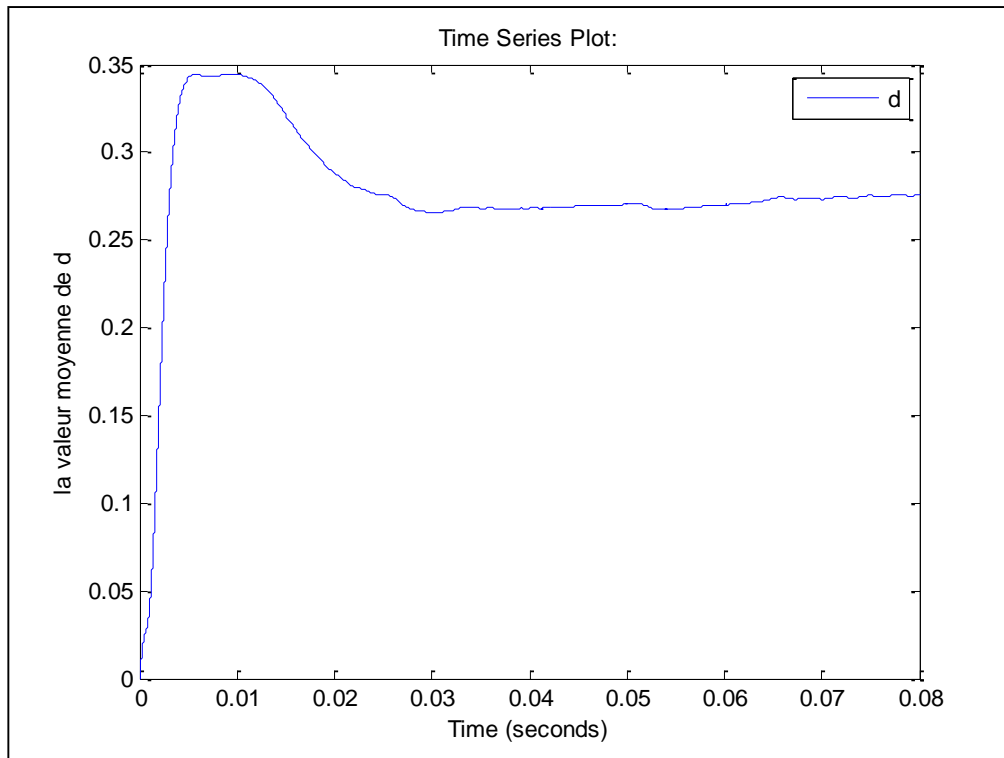


Figure II.7 :la valeur moyenne de rapport cyclique

II.3.4. Analyse des résultats de la simulation

On constate que la tension v_c aux bornes du condensateur du réseau d'impédance, suit sa référence imposé par la valeur crête de v_{ac} on constate aussi la présence du phénomène de *chattering*, et que la valeur moyenne du rapport cyclique est proche de celle calculé analytiquement en appliquant la relation en régime permanent ce que permet de valider cette méthode

II.4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'élaboration des modèles du contrôle de la tension d'entrée de l'onduleur ainsi que la synthèse de la loi de commande robuste par le mode glissant qui nous a donné des résultats acceptable

CONCLUSION GENERALE

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

Le mémoire a commencé par une brève description de l'onduleur conventionnel en donnant quelque limitation qui ont motivées plusieurs chercheurs à élaborer une nouvelle structure basée sur l'insertion d'un réseau d'impédances possède des caractéristiques qui le distinguent des onduleurs conventionnels et lui permettant de surmonter les limitations de ces derniers par L'exploitation de l'état Shoot-Through interdit dans les convertisseurs conventionnels et qui assure un boosting "théoriquement infini" (Sous contrainte des technologies des composants utilisés), ce qui donne plus de flexibilité dans le dimensionnement de l'étage de commutation. Puis on a donné les deux méthodes de commande du bus continu de *Z*-sourc , l'explication du principe du fonctionnement de cet onduleur qui montrent que ce dernier assure en même temps les fonctions d'un hacheur élévateur et d'un convertisseur *DC-AC* classique. De plus la modélisation de la partie DC/DC de ce dernier, puis une présentation de la technique MLI modifiée de type *MCBC*

Dans la quatrième partie du mémoire on a élaboré la loi de contrôle à base de mode glissant par deux boucles imbriquées de réglage de la tension à l'entrée de l'onduleur afin d'assurer la robustesse par rapport à la variation de la tension d'entré

BIBLIOGRAPHIE

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

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

- [30] G.SEGUIER, R.BAUSIERE et F.LABRIQUE, “Les convertisseurs de l'électronique de puissance _ La conversion continu-alternatif“, 2eme édition Edition Dunod, 1995.
- [31] A. DAVIGNY, « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie », Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 11 décembre 2007.
- [32] M.A.BENZIADA, M.OUAIL, “Utilisation du convertisseur Z-source dans un système photovoltaïque“, Thèse d'ingénieur, Ecole Polytechnique, Alger, Algérie, 2015.
- [33] M.OMAR, „Conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour une meilleur gestion énergétique” Mémoire magistère Tlemcen 2011.
- [34] C. Collombet et al, “ Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement ”, Extrait du Cahier Technique Schneider Electric n° 152,1999 novembre.