



Université Ahmed Draia Adrar
Faculté des sciences et de la technologie
Département des sciences technologiques

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de Master en :

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Thème intitulé :

ETUDE ET COMMANDE D'ONDULEUR Z-SOURCE TRIPHASEE

Préparer par :

- Mr. BOURAGBAOUI Said
- Mr. HAMMAOUI Ilyes

Sous la supervision :

Dr. OULED ALI Omar

Membres de jury

Dr. OULED ALI Omar	MCB	Encadreur	Univ. Adrar
Dr. GHITAOUI Touhami	MCA	Examineur	Univ. Adrar
Dr. CHABACHI Salem	MAA	Examineur	Univ. Adrar

Année universitaire

2021/2022



Dédicaces

Je remercie Je remercie ceux qui ont été les compagnons tout au long du parcours scolaire. Ma mère n'a ménagé aucun effort pour être ici aujourd'hui et me voir au sommet de la réussite, alors merci d'abord.

Et aussi à ceux qui m'ont manqué dans ce monde, mais le reste de ma mémoire à mon cher père, qui était oui les conseils et l'éducateur.

À ma famille et à tous mes frères et sœurs qui m'ont soutenu tout au long de ma carrière d'étude et à tous mes amis que j'ai rencontrés tout au long de ma carrière d'étude

À mes estimés enseignants qui ne nous ont pas abandonnés avec leur patience pour nous apprendre

Said





Dédicaces

Je dédier ce présent travail à : ma père et ma mère pour leurs sacrifices consentis à mon égard. Mes frères pour leurs encouragements et tous les membres de mes grandes familles. Tous mes ami(e)s. Toute personne ayant participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Ilyes





Remerciements

Remerciements iront au Dr. OULED ALI Omar pour nous avoir encadrés durant toute la période d'élaboration de ce mémoire de fin d'études.

Nous remercions aussi les membres du jury Dr. GHITAOUI Touhami maitre de conférence "A", et Mr. CHABACHI Salem maitre-assistant "A", d'avoir accepté de juger notre travail.

Nos vifs remerciements vont également à tous nos ami(e)s pour leur soutien moral tout le long de la préparation de ce mémoire. Nous ne pouvons pas clôturer nos remerciements sans se retourner vers les personnes les plus chères à nous :

« Nos parents qui ont un rôle essentiel et permanent dans notre réussite »





SOMMAIRE

Table de matière

Liste de figure	V
Liste de tableau	IV
Liste des nomenclatures et des abréviations	X
Introduction général	1
Chapitre 01 : Etat de l'Art	
I.1. Introduction	3
I.2. Convertisseur statique	3
I.3. Définition des onduleurs	4
I.4. Types d'onduleur	5
I.4.1. Types d'onduleur selon la source continue	5
I.4.2. Types d'onduleur selon la commande	5
I.4.2.1. Onduleur autonome	5
I.4.2.1.1. onduleurs à fréquence fixe	5
I.4.2.1.2. onduleurs à fréquence variable	5
I.4.2.2. Les onduleurs non autonomes	5
I.5. Les applications des onduleurs autonomes	6
I.5.1. Applications des onduleurs autonomes à fréquence fixe	6
I.5.2 Applications des onduleurs autonomes à fréquence variable	6
I.6. Principe général de fonctionnement d'onduleur autonome	7
I.6.1. Principe de fonctionnement onduleur triphasée	8
I.6.2. Les onduleurs deux niveaux classiques	9
I.7. Onduleur z-source	10
I.8. Historique de développement onduleur z-source	10
I.9. Description et structure onduleur z-source	13
I.10. L'onduleur z-source pour la commande des Motors asynchrone	13

I.11. Divers topologie d'onduleur z-source	14
I.11.1 Onduleur quasi z-source	14
I.11.2. Onduleur de source bidirectionnel-Z	15
I.11.3. Onduleur Trans-Z-source	16
I.11.4. Onduleur z source avec inducteur commuté (SL-ZSI)	16
I.11.5. Onduleur z-source amélioré (IZSI)	17
I.11.6. Onduleur z-source avec inducteur commuté amélioré (ISL-ZSI)	17
I.12. Avantages des onduleurs z-source	18
I.13. Conclusion	18
Chapitre 02 : Modélisation d'onduleur z-source	
II.1. Introduction	19
II.2. Modélisation onduleur triphasée classique	19
II.2.1. Les onduleurs de tension	19
II.2.1.1. Tension de sortie	20
II.2.1.2. Les tensions simples	21
II.2.1.3. Tension composée	21
II.2.1.4. Les courants de sortie	22
II.2.2. Transformation de Clarke	22
II.2.3. Limites techniques des onduleurs de tension	23
II.3. Modélisation onduleur z source	23
II.3.1 Principe de fonctionnement d'onduleur Z-source	23
II.3.2 L'Etat de fonctionnement	25
II.3.3. Détermination des coefficients d'amplification	29
II.4. Performances des onduleurs	31
II.4.1. Effet négatifs des harmoniques	31
II.4.2. Filtre LC	32

II.5. Conclusion	32
Chapitre 03 : Les techniques de commande d'onduleur z-source	
III.1. Introduction	33
III.2. Les différents types de stratégies MLI	33
III.2.1. L'onduleur z-source de tension à MLI naturelle	34
III.2.2 MLI vectorielle	35
III.2.2.1. Principe de commande	35
III.2.2.2. Réalisation de Space Vector PWM	36
III.2.2.3. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel	36
III.3. Les différentes stratégies de commande d'onduleur z-source par MLI	39
III.3.1. Simple Boost (MLI simple Boost Control SBC)	39
III.3.2. MLI Maximum boost control MBC	41
III.3.3. Commande de suralimentation constante maximale MCBC	41
III.4. Simulation de commande d'onduleur classique de tension par MLI sinus-triangle	43
III.4.1. Résultats de simulation	44
III.5. Simulation de commande d'onduleur z-source de tension par MLI sinus-triangle (PWM).	46
III.5.1. Résultats de simulation	47
III.6. Simulation de commande d'onduleur z-source de tension par MLI vectorielle (SVPWM)	49
III.6.1. Résultats de simulation	50
III.7. Interprétation des résultats	53
III.8. Conclusion	54
Chapitre 04 : dimensionnement d'onduleur z-source alimenté un MAS	
IV.1. Introduction	55
IV.2. Définition de la machine asynchrone	55
IV.3. Constitution de la machine asynchrone	55

IV.3.1. Parties principales	55
IV.3.1.1. Stator	55
IV.3.1.2. Rotor	56
IV.4. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone	57
IV.4.1. Physique Globale	57
IV.4.2. Création de champ tournant	57
IV.5. Critère de choix de machine asynchrone électrique	58
IV.6. Dimensionnement des interrupteurs de puissance	58
IV.6.1. Critères de choix de composants	58
IV.7. Présentation de MOSFET	59
IV.7.1. Choix de MOSFET	59
IV.7.2. Caractéristique du MOSFET IRF740	60
IV.8. Dimensionnement et contraintes des composants de cellule Z	60
IV.8.1. Dimensionnement de l'inductance L_z	60
IV.8.2. Dimensionnement du condensateur	61
IV.9. Réalisation d'onduleur z-source	62
IV.9.1. Calcule la valeur d'inducteur	62
IV.9.2. Calcule la valeur de condensateur	62
IV.10 Validation de system	63
IV.10.1. Résultats de simulation	63
IV.11. Conclusion	66
Conclusion générale	67
Bibliographie	69

Liste de figures	
Chapitre 01 : Etat de l'Art	
Figure I.1 : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance	4
Figure I.2 : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)	5
Figure I.3 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone	6
Figure I.4 : Alimentation de secours	7
Figure I.5 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes	7
Figure I.6 : Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome	7
Figure I.7 : Tension avec K en position (1) et (2)	8
Figure I.8 : Ondes de tension correspondantes à : (a) une entrée DC (b) un bras d'onduleur deux niveaux (c) un bras d'onduleur trois niveaux (d) un bras d'onduleur multiniveau	8
Figure I.9 : Circuit de puissance de l'onduleur triphasé classique deux niveaux	9
Figure I.10 : onduleur de tension classique	11
Figure I.11 : onduleur classique avec un transformateur	11
Figure I.12 : Le système traditionnel d'entraînement à vitesse	12
Figure I.13 : onduleur z source	12
Figure I.13 : Configuration du circuit principal de système de réglage de la vitesse(a)l'onduleur classique (b) onduleur de source Z	13
Figure I.14 : (a) onduleur quasi z-source avec entrée de courant continue (b) Onduleur quasi-z-source avec tension de condensateur inférieure	15
Figure I.15 : onduleur Z-source bidirectionnel	15
Figure I.16 : Onduleur Trans-Z-source	16
Figure I.17 : Onduleur z source avec inducteur commuté	16
Figure I.18 : Onduleur z-source amélioré	17
Figure I.19 : Onduleur z-source avec inducteur commuté amélioré (ISL-ZSI)	17
Chapitre 02 : Modélisation d'onduleur z-source	
Figure II.1 : Onduleur de tension	19

Figure II.2 : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux	20
Figure II.3 : Structure de l'onduleur Z-source	24
Figure II.4 : Onduleur z-source dans l'état actif	25
Figure II.5 : onduleur z-source dans l'état de roue libre	26
Figure II.6 : onduleur z-source état D bloquée et Z-source court-circuité	27
Figure II.7 : état de tire (shoot through)	29
Figure II.8 : Variation du facteur de modulation en fonction du rapport cyclique	30
Figure II.9 : Schéma triphasée équivalent du filtre LC	32
Chapitre 03 : Les techniques de commande d'onduleur z-source	
Figure III.1 : Diagramme des différents types de stratégies MLI	33
Figure III.2 : Principe de commande des courants par MLI	34
Figure III.3 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux	38
Figure III.4 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux dans le repaire d-q	38
Figure III.5 : les états d'intercepteur	39
Figure III.6: MLI simple Boost Control SBC	40
Figure III.7: MLI Maximum boost control MBC	41
Figure III.8 : constante maximale MCBC	42
Figure III.9 : block de commande MLI sinus-triangle par Simulink	43
Figure III.10 : architecteur de commande d'onduleur classique de tension par SPWM sous matlab	44
Figure III.11 : les trois signaux de référence de commande MLI sinus-triangle	44
Figure III.12 : signale de porteuse triangulaire	44
Figure III.13 : Tension de sorti d'onduleur classique par PWM	45
Figure III.14 : les courbes de tension de sortie aux borne la charge RL	45
Figure III.15 : les courbes de courant de sortie aux borne la charge RL	45
Figure III.16 : FFT analyse de signal de sortie dans la charge RL par SPWM	46
Figure III.17 : Architecture de l'onduleur Z-source sous MATLAB/SIMULINK	46

Figure III.18 Tension de sorti d'onduleur z-source par PWM	47
Figure III.19 : les courbes de tension de sortie z-source aux bornes la charge RL par PWM	47
Figure III.20 : les courbes de courant de sortie z-source aux bornes la charge RL par PWM	47
Figure III.21 : la tension de sortie de la cellule z-source par SPWM	48
Figure III.22 : la tension à la borne de condensateur de cellule z par SPWM	48
Figure III.23 : le courant passant dans l'inducteur par SPWM	48
Figure III.24 : FFT analyse de tension à la borne la charge RL	49
Figure III.25 : block de commande SVPWM par Simulink	49
Figure III.26 : les trois signaux de référence	50
Figure III.27 : transforme de Clark de tension de référence	50
Figure III.28 : block de secteur des anges de référence	50
Figure III.29 : le tension de sortie d'onduleur z-source après filtre par SVPWM	51
Figure III.30 : la tension de sortie de la cellule z-source par SVPWM	51
Figure III.31 : La tension à la borne le condensateur de cellule z-source par SVPWM	51
Figure III.32 : les courbes de tension de sortie z-source aux bornes la charge RL par SVPWM	52
Figure III.33 : les courbes de courant de sortie z-source aux bornes la charge RL par SVPWM	52
Figure III.34 : FFT analyse de signal de tension aux bornes la charge par SVPWM	53
Chapitre 04 : dimensionnement d'onduleur z-source alimenté un MAS	
Figure IV.1 : La conversion d'énergie électromécanique	55
Figure IV.2 : Exemple de rotor d'une MAS	56
Figure IV.3 : principe de la loi de la place	57
Figure IV.4 : Architecteur de la commande da MAS par onduleur z-source	63
Figure IV.5 : La courbe de tension aux bornes de MAS	63
Figure IV.6 : La courbe Vitesse rotorique	64
Figure IV.7 : La courbe de Courant statorique	64

Figure IV.8 : La courbe de couple électromagnétique c_e	65
Figure IV.9 : Les courbes de flux rotorique	65

Liste de tableau	
Chapitre 01 : Etat de l'Art	
Tableau I.1 : comparaison entre onduleur classique et z-source	19
Chapitre 02 : Modélisation d'onduleur z-source	
Tableau II.1 : états utilisés avec la commande Z-source	24
Tableau II.2 : Etats des interrupteurs dans les trois états de fonctionnement	28
Chapitre 03 : Les techniques de commande d'onduleur z-source	
Tableau III.1 : relation entre les intercepteurs et la tension de vecteurs d'espace	36
Tableau. III.2 : Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur vs dans le plan (d – q)	37
Tableau III.3 : Les paramètres de simulations	43
Tableau III.4 : paramètres de cellule Z-source	46

Liste des nomenclatures et des abréviations

S_{xi}	Interépteurs d'onduleur z-source
IGBT	isolated gate bibolaire transistor
MOSFET	metal –oxide-semiconducteur field-effect transistor
MLI	Modulation Largeur impulsion
PWM	pulse with modulation
SVPWM	space vector pulse with modulation
DC	direct courant
AC	alternative courant
ZSI	z source inverter
FD	Le facteur de la distorsion
FHn	Le facteur d'harmonique
TDHT	Le taux de distorsion harmonique total
MAS	machine asynchrone
D_s	La diode
L_z	Inducteur de la cellule Z
C_z	Condensateur de la cellule Z
V_{dc}	Tension continu (V)
$U_{a0} U_{b0} U_{c0}$	Les trois tensions simples (V)
$U_{ab} U_{bc} U_{ca}$	Les trois tensions composées (V)
$U_{s\alpha}$	La tension simple dans le repaire alpha (V)
$U_{s\beta}$	La tension simple dans le repaire beta (V)
$V_d V_q$	la tension composée dans le repaire d-q (V)
$i_a i_b i_c$	Les courants de sortie (A)
V_L	La tension aux bornes l'inducteur (V)
V_C	La tension aux bornes le condensateur (V)
V_i	La tension d'entrée de l'onduleur (V)
i_L	Le courant passant dans l'inducteur (A)
i_C	Le courant passe dans le condensateur (A)
i_{ch}	Le courant passant dans la charge (A)

\hat{V}_m	La valeur crête du fondamental de la tension simple de sortie de l'onduleur (V)
\hat{V}_i	La valeur crête de la tension d'entrée de l'onduleur (V)
T_0	Durée des court-circuits de l'onduleur Z-source (S)
T_1	La durée des états actifs de l'onduleur (S)
D	Le rapport cyclique de court-circuit (S^{-1})
$\langle V_L \rangle$	La valeur moyenne de tension d'inducteur durant une période de modulation (V)
$\langle V_i \rangle$	La tension moyenne d'entrée de l'onduleur (V)
\hat{V}_i	La tension d'entrée maximale de l'onduleur (V)
b	Le rapport d'amplification
m	profondeur de modulation
B	Amplification globale du système
M	L'indice de modulation
f_r	Fréquence de la tension de référence (Hz)
f_p	Fréquence de la porteuse (Hz)
f_m	Fréquence de commutation (Hz)
r	Le Taux de modulation
a	L'indice de modulation de commande SVPWM
G	Le gain en tension de l'onduleur Z
Δi_{LZ}	L'ondulation du courant de l'inducteur (A)
ΔV_{CZ}	L'ondulation de la tension du condensateur (V)
P	la puissance totale de la machine asynchrone (Watt)



**INTRODUCTION
GENERALE**

Introduction générale

Dans le-vingt-un siècle nous avons avoir un grand progrès et développement dans le domaine de l'électronique de puissance. Les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Parmi ces applications est la commande des machines asynchrone.

La filière de contrôle électrique est plus large. Il contrôle diverses mécaniques industrielles de manière efficace et sécurisée pour obtenir le résultat le plus précis du résultat souhaité. Les moteurs électriques triphasés asynchrones sont considérés comme l'une des machines les plus utilisées dans l'industrie.

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone s'effectue logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour permettre cette action, il est nécessaire d'avoir une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée [1].

Les onduleurs sont des équipements très important dans notre domaine surtout dans la filière électronique de puissance et beaucoup des systèmes de commande de la machine asynchrone basée sur les onduleurs. Dans sa recherche on a découvert comment commander des machines asynchrones par l'onduleur spécifiquement l'onduleur z-source car il est caractérisé par des avantage très important par rapport les onduleurs classique,

Et nous avons aussi utilisé de l'onduleur dans certains systèmes comme les systèmes alimenté par les panneaux photovoltaïques pour convertir la tension de la sortie de système PV de forme direct en forme alternative sinusoïdale.

Récemment, le contrôle de ces moteurs asynchrones est devenu très important, de sorte que beaucoup de méthodes et de techniques sont trouvées pour les contrôler, et ils sont en constante évolution. L'un des méthodes les plus importants qui leur permet de contrôler l'onduleur de Z-source c'est la modulation largeur d'impulsion.

L'objective poursuivi dans ce mémoire est la modélisation, la technique de commande, et le dimensionnement de l'onduleur à Z-source.

A cet effet, nous avons structuré notre étude :

- Le premier chapitre est un découvert état de l'Art sur les onduleurs est sont caractéristique est les défèrent type. Est aussi l'évolution de l'onduleur est la nécessité de créé l'onduleur z-source est le développement jusqu'à les architecture moderne de lui.
- Dans le deuxième chapitre, nous allons étudier la modélisation de l'onduleur z-source est considérée comme partie théorique. Dans celui-ci nous allons tirer toutes les équations nécessaires de l'onduleur z-source et tous les équations de commande d'onduleur z-source à partir l'onduleur classique de tension jusqu'à l'onduleur z-source.
- Dans le troisième chapitre, nous traiterons la simulation de la commande d'onduleur de tension à deux niveaux et l'onduleur z-source commandé par modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur, et en particulier la modulation par la commande MLI sinus triangulaire est par le commande MLI vectorielles et les différents résultats de ces commande.
- Dans le quatrième et le dernière chapitre, nous allons faire le dimensionnement d'onduleur z-source alimenté un machine asynchrone (MAS). Nous allons citer les étapes nécessaire pour le choisir les bonnes composant pour commander le MAS.

Enfinement nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale et des perspectives.



CHAPITRE 1
ETAT DE L'ART

I.1. Introduction

L'énergie électrique est distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales avec des paramètres stables. L'électronique de puissance permet de modifier ces paramètres pour les adapter aux différents besoins.

Les sources primaires de l'électrotechnique sont les suivantes : Le réseau alternatif, sinusoïdal, monophasé ou triphasé, à valeur efficace de tension imposée constante V (source de tension) et à fréquence constante f . La fréquence et la valeur efficace de tension de ces source est généralement liée par la région géographique. Aussi il y'a des sources de tension continue comme l'énergie solaire. Un convertisseur continu-alternatif permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une source de tension continue [6].

Dans ces chapitre nous découvrirons l'onduleur classique et son différents types et aussi son principe de fonctionnement, puis nous découvrirons l'onduleur z-source et ses divers topologies et développement de l'architecteur Z.

I.2. Convertisseur statique

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut dire que les convertisseurs statiques remplacent les machines par l'utilisation des composants électroniques en commutation. Parmi les avantages de ces convertisseurs [6] :

- Transfert de puissance peut-être contrôlé et même régulé
- Système moins encombrant et moins lourd
- Un rendement excellent
- Grâce à l'automatisation une facilité de mise œuvre
- Protections plus efficaces

Le diagramme ci-après représente les types de convertisseurs

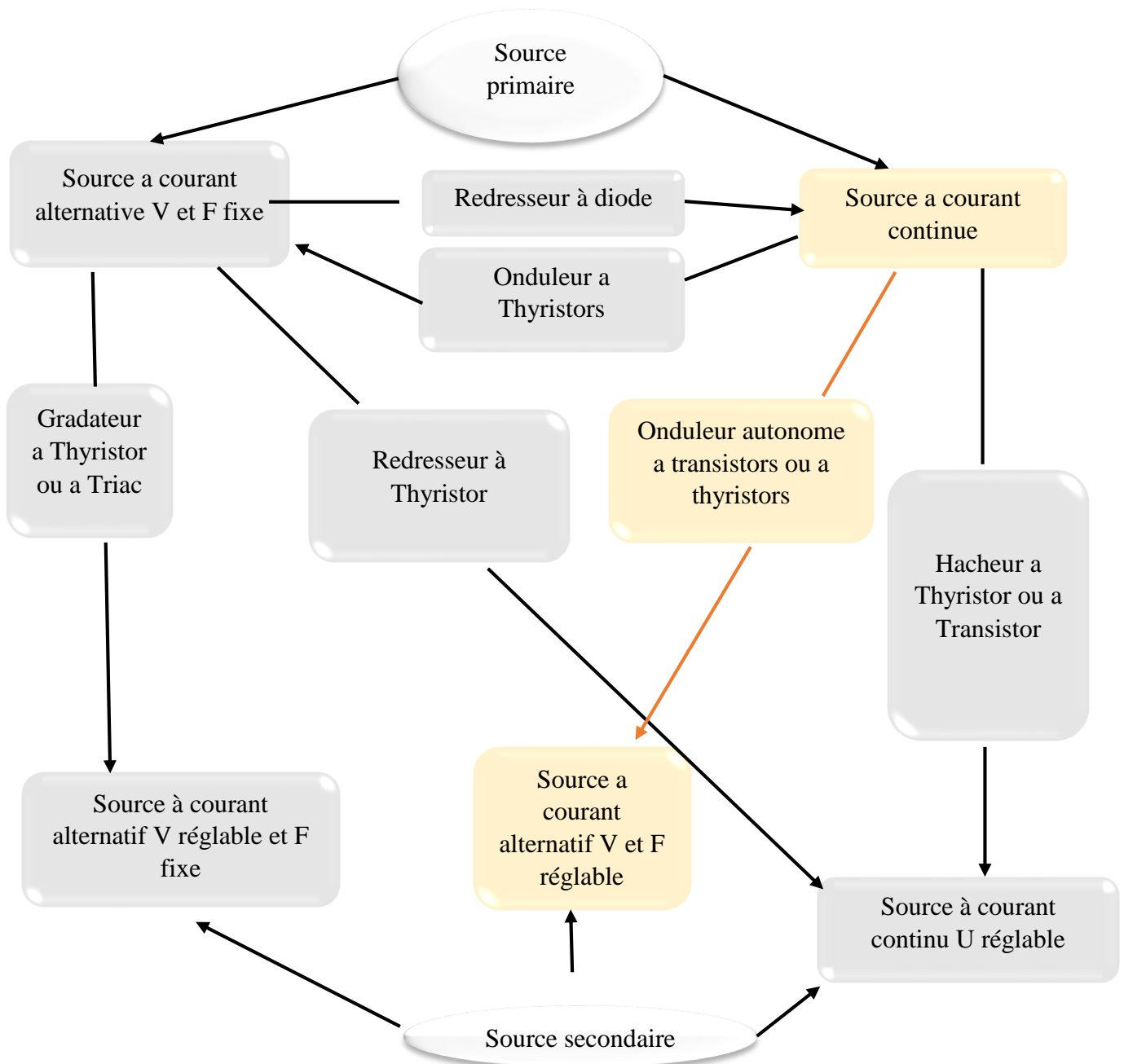


Figure I.1 : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance

I.3. Définition des onduleurs

Les onduleurs sont conçus pour la transformation de la tension continue en tension alternative. Ils permettent d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace. De tels appareils doivent délivrer une tension à fréquence déterminée et le signal généré (tension ou courant) doit être le plus sinusoïdal possible [2], [5].

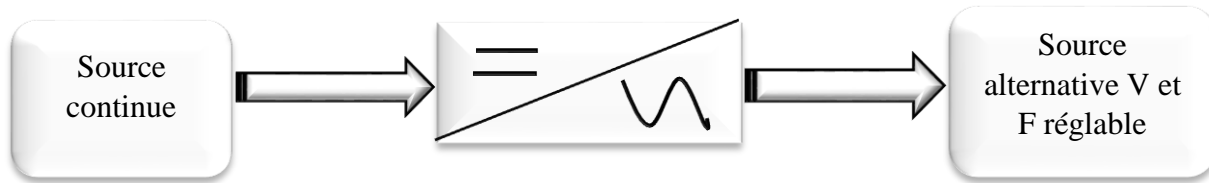


Figure I.2 : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

Ce dispositif joue un rôle prépondérant dans plusieurs applications industrielles.

I.4. Types d'onduleur

Les onduleurs sont classés selon le type d'application et les performances désirées.

Actuellement, il existe deux types d'onduleur selon la source continue et selon la fréquence :

I.4.1. Types d'onduleur selon la source continue

- Onduleur de courant
- Onduleur de tension

I.4.2. Types d'onduleur selon la commande

I.4.2.1. Onduleur autonome

Les onduleurs autonomes (ou oscillateurs) qui génèrent leur propre fréquence et leur propre tension alternative. Dans ces onduleurs la commutation est forcée [8]

Un onduleur autonome, pour lequel les interrupteurs qui le constituent sont commandés par des circuits auxiliaires indépendants du réseau alternatif, est dit autonome. Il impose aux bornes de la charge une tension alternative quel que soit le signe du courant dans la charge. [2], [5].

Les onduleurs autonomes sont utilisés dans de nombreux domaines et sont classés comme suit :

I.4.2.1.1. Onduleurs à fréquence fixe

Ils sont alimentés le plus souvent par des accumulateurs et utilisés généralement comme alimentations de secours [2].

I.4.2.1.2. Onduleurs à fréquence variable

Ils sont alimentés via le réseau par l'intermédiaire d'un redresseur. Ils délivrent à la charge une tension de fréquence variable utilisée surtout pour faire fonctionner à vitesse variable un moteur à courant alternatif. L'inconvénient majeur d'un tel onduleur réside dans le fait qu'il présente des pertes à vide et à faibles charges [2].

I.4.2.2. Les onduleurs non autonomes

Dont la fréquence et la tension alternative est imposées par le réseau qu'ils aliment. Dans ces onduleurs la commutation est naturelle. Elle est naturelle en sens que ce sont les tensions alternative du réseau qui effectuent le transfert du courant d'un thyristor a l'autre [8].

Il est caractérisé par le fait que la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif auquel il est lié (alimentation des machines synchrones) [2].

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, cyclo convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO [5].

I.5. Les applications des onduleurs autonomes

I.5.1. Applications des onduleurs autonomes à fréquence fixe

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe à 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

I.5.2 Applications des onduleurs autonomes à fréquence variable

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcées : 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 [5].

- Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone et asynchrone

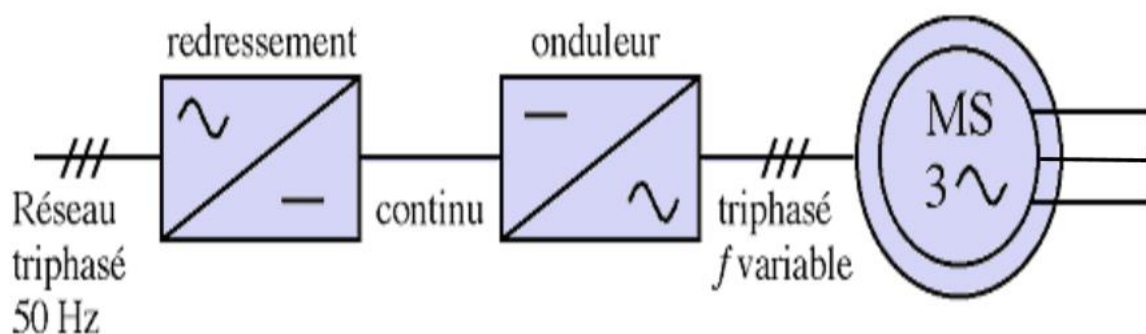


Figure I.3 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

Remarque : pour que la puissance du moteur reste nominale lorsque la fréquence varie, il faut en fait conserver le rapport (f/V) constant.

- Alimentation de secours

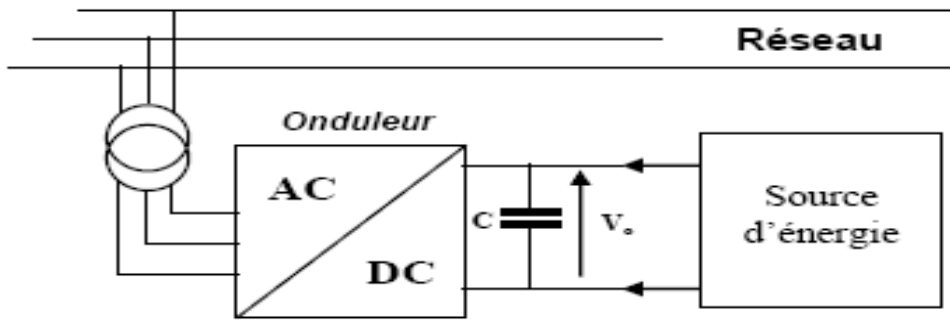


Figure I.4 : Alimentation de secours

- Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

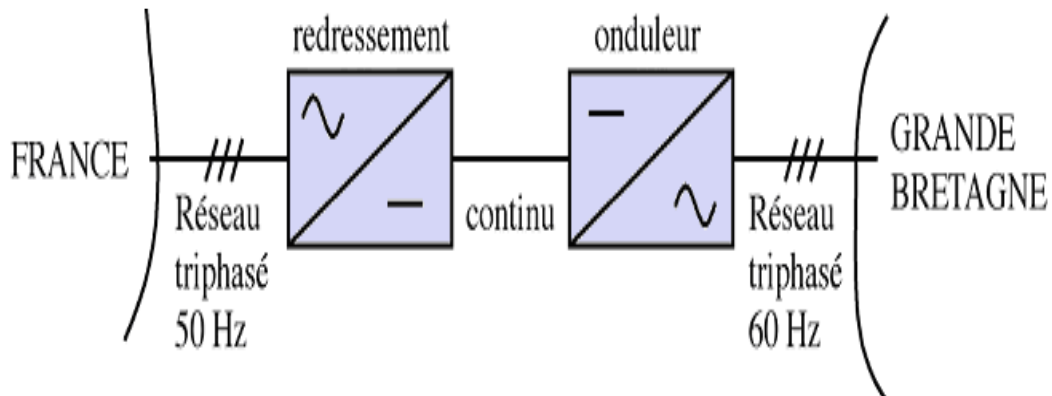


Figure I.5 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

I.6. Principe général de fonctionnement d'onduleur autonome

Pour réaliser un onduleur autonome, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur **K** et d'une source de tension continue E [5] comme le montre la Figure 1.6

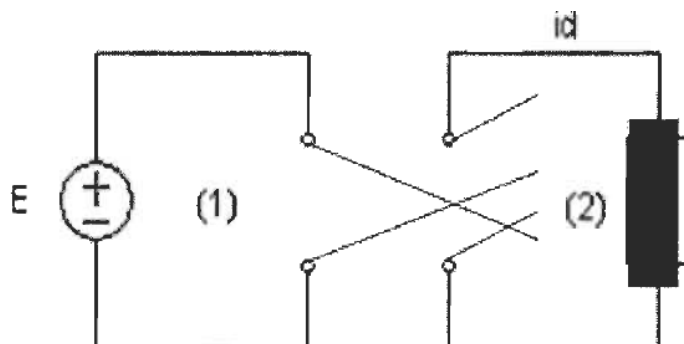


Figure I.6 : Principe de fonctionnement de l'onduleur autonome

Soit : $U(t) = E$

Lorsque **K** est en position (1) $U = E$.

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

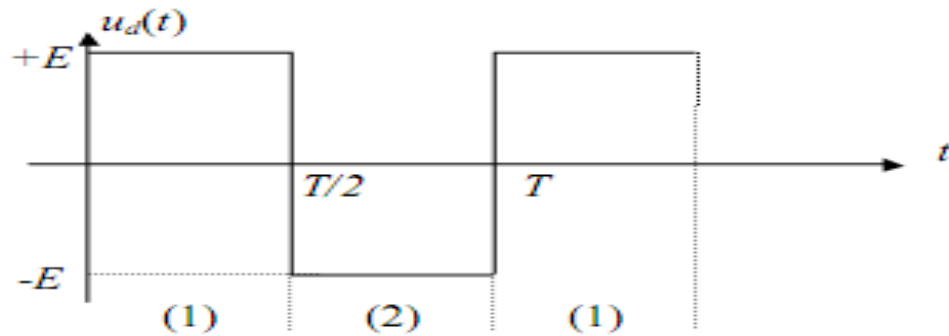


Figure I.7 : Tension avec K en position (1) et (2).

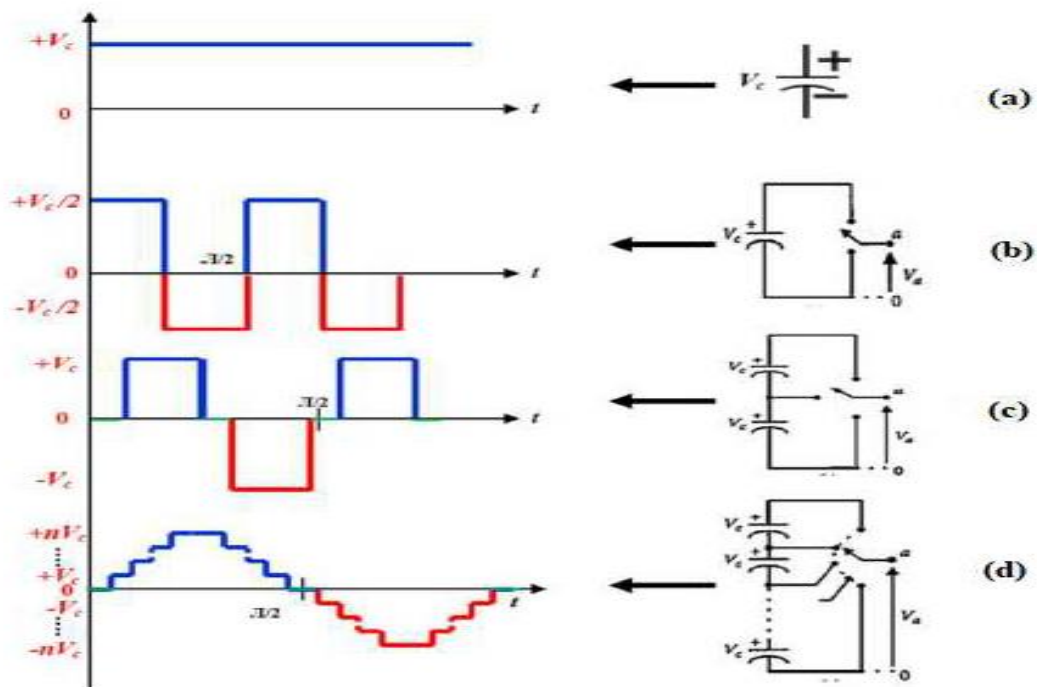


Figure I.8 : Ondes de tension correspondantes à : (a) une entrée DC (b) un bras d'onduleur deux niveaux (c) un bras d'onduleur trois niveaux (d) un bras d'onduleur multiniveau.

I.6.1. Principe de fonctionnement onduleur triphasée

Le principe de fonctionnement d'un onduleur basée sur une électronique de commutation qui génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue pour réaliser cette conversion une paire d'interrupteurs élémentaires est utilisée

Il est capable de régler la fréquence de tension d'entrée par contrôle de la durée de fermeture de ces interrupteurs. Ce contrôle est fait par des commandes spécifiques. Ce contrôle se fait par une commande spécifique

Le contrôle de l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), ou soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources [6].

I.6.2. Les onduleurs deux niveaux classiques

Les onduleurs classiques sont des structures en pont constituées par des interrupteurs d'électronique de puissance (IGBT, MOSFET, ...) qui génèrent à leurs sorties des tensions à deux niveaux. Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée, le plus souvent par modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM en anglais), la tension continue fournie par la source est modulée afin d'obtenir à la sortie de l'onduleur une tension alternative à la fréquence désirée. La structure du circuit de puissance d'un onduleur triphasé classique à deux niveaux de tension qui est constitué de trois bras est donné par la figure I.9. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée [3].

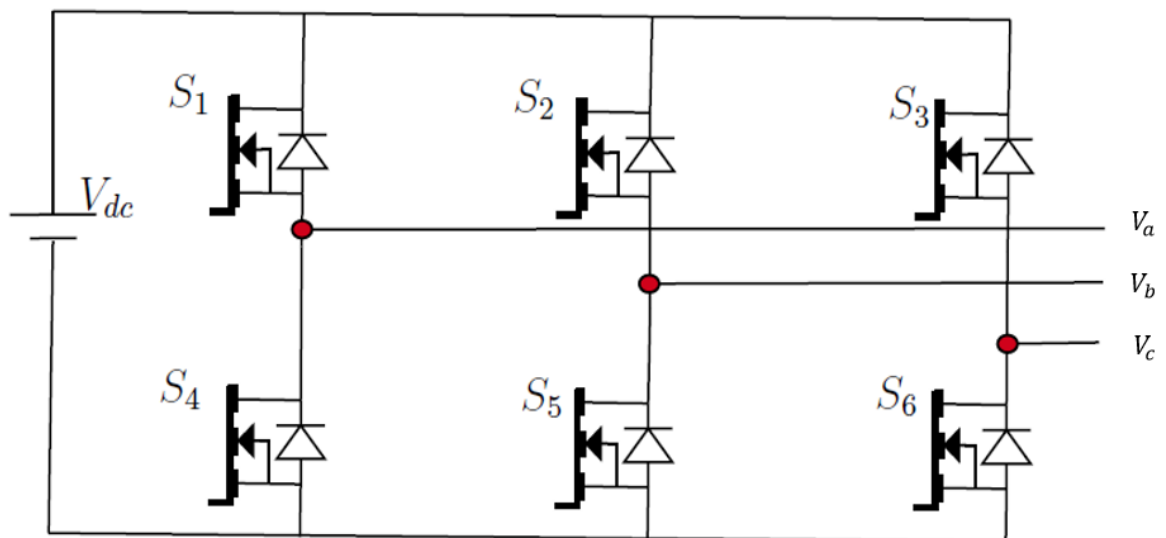


Figure I.9 : Circuit de puissance de l'onduleur triphasé classique deux niveaux

Durant ces dernières années, l'efficacité de ces onduleurs ne cesse de croître. L'amélioration de leur rendement peut être obtenue en optimisant les composants utilisés afin d'avoir le moins de pertes possible ce qui est extrêmement important pour l'amélioration de la durée de vie des composants et donc des onduleurs.

Moins de pertes signifient également que les systèmes de refroidissement sont réduits et que les dimensions des boîtiers des onduleurs peuvent être plus petites. L'augmentation incessante des niveaux de puissance se traduit par une hausse des niveaux de tension et de courant, qui conduit à une augmentation des contraintes sur les deux interrupteurs de chaque bras. Cela limite l'utilisation des onduleurs classiques à deux niveaux à des applications de faible et de moyenne puissance. En plus, un onduleur de tension deux niveaux génère à sa sortie un système de tension sous forme de grands créneaux modulés en largeur d'impulsions qui implique un THD (taux d'harmonique) en tension très important. Pour de nombreuses applications pour limiter le THD en courant, il faut ajouter des inductances en série à la sortie de l'onduleur. Mais ces inductances apportent d'importantes chutes de tension une diminution du rendement [3].

I.7. Onduleur z-source

L'onduleur z-source est un interrupteur de puissance utilise dans le domaine de électronique de puissance pour la conversion des signaux et aussi pour la commande des machine électrique.

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 publiés dans l'article de congrès paru en 2002 [13].

Jusqu'à aujourd'hui beaucoup de recherches ont été faites sur cette onduleur pour améliorer et développer cet onduleur.

I.8. Historique de développement onduleur z-source

D'après l'étude qui a été faite sur ces deux onduleurs classiques, la remarque pertinente qu'on peut tirer c'est qu'ils ont quelques problèmes communs à savoir :

1. Ils sont des convertisseurs élévateur ou abaisseur de tension, c'est-à-dire leur gamme de sortie est limitée à plus ou moins la tension d'entrée.
2. Pour mesure de sécurité des convertisseurs, il faut toujours assurer la non fermeture simultanée des interrupteurs d'un seul bras dans les onduleurs de tension, et la non ouverture simultanée des interrupteurs d'un seul bras dans les onduleurs du courant.
3. Le circuit principal ne peut pas être interchangeable. Cela signifie que pour une fonction spécifique de Puck ou booste de fonctionnement seul le circuit spécifique est utilisé.

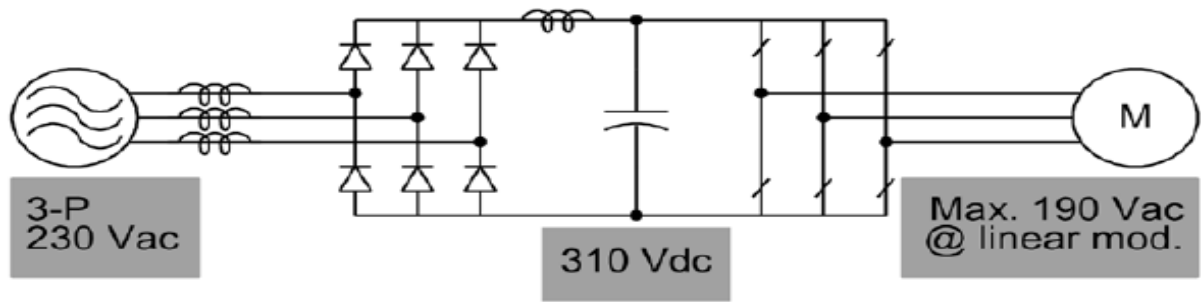


Figure I.10 : Onduleur de tension classique

Pour surmonter ces problèmes, deux solutions communes ont été proposées.

La figure I.11 montre qu'en ajoutant un transformateur (Tr), la tension de sortie peut être contrôlée soit plus grande soit plus petite. Cela rendra le système devient plus grand, augmenter le poids et la plage de réglage de la tension de sortie est limitée par le rapport de tension du transformateur [12].

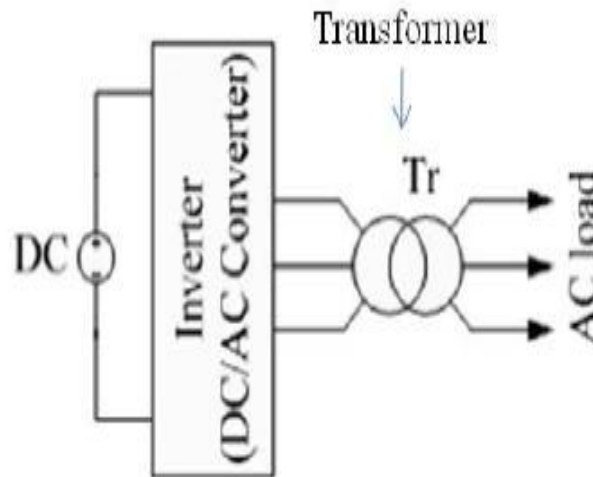


Figure I.11 : Onduleur classique avec un transformateur

Autre solutions ils été recherchées pour l'industrie de vitesse réglable fournit des options en utilisant le convertisseur (flyback) ou booste convertisseur avec stockage d'énergie ou redresseur de diodes (Figure I.12) pour réaliser le parcours cependant, ces options venir avec des pénalités de coût, de taille/poids, et de complexité [11].

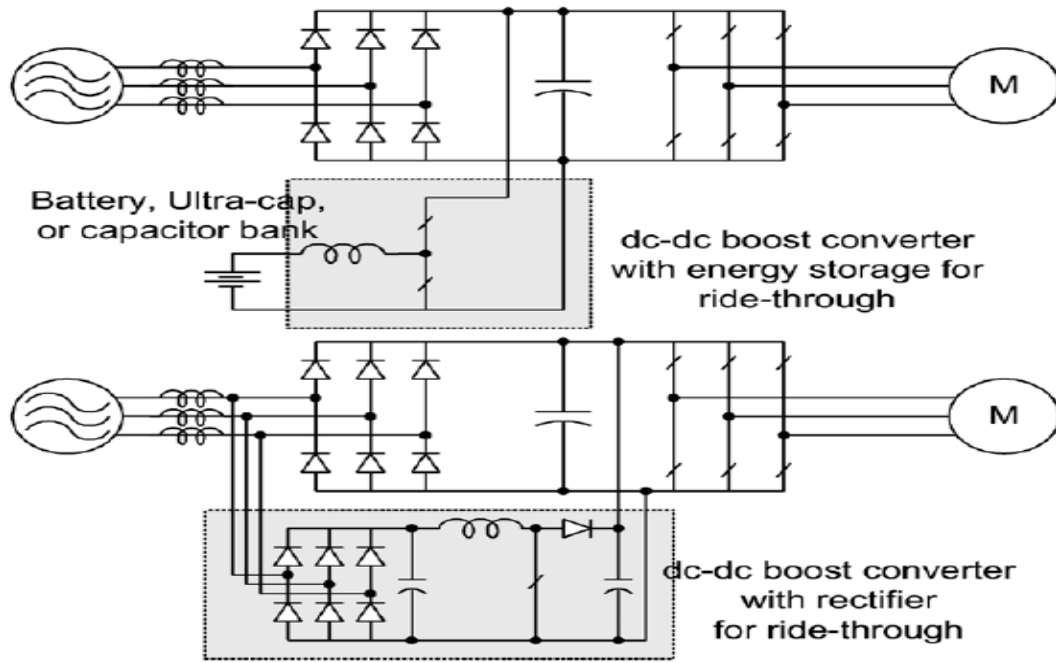


Figure I.12 : Le système traditionnel d'entraînement à vitesse

La nécessité d'utiliser un convertisseur DC-DC supplémentaire dans certaines applications. Pour surmonter la limitation mentionnée ci-dessus de l'onduleur classique, une topologie de convertisseurs innovants appelés onduleur Z-source (ZSI) est proposée et développée. Un onduleur récemment développé, l'onduleur de source Z, pour les systèmes de vitesse réglable pour surmonter les problèmes.

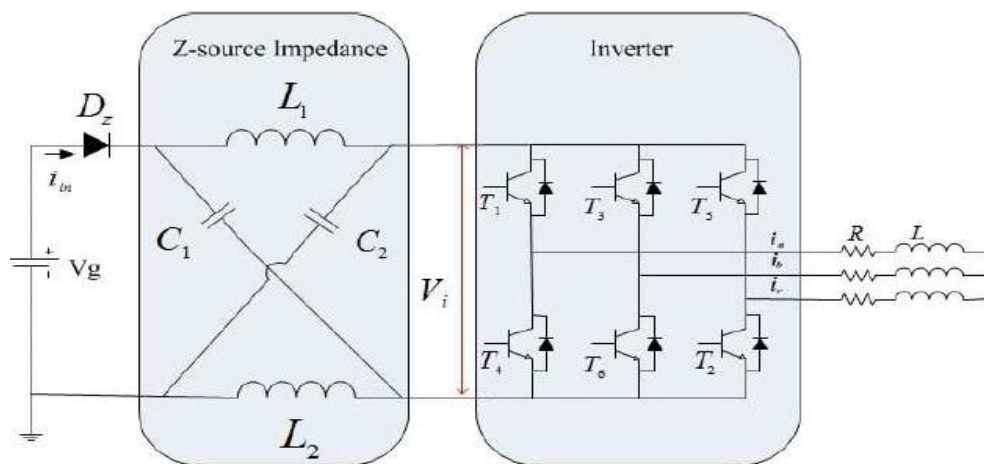


Figure I.13 : Onduleur z source

I.9. Description et structure onduleur z-source

Le réseau à Z-Source est symétrique, Il utilise une combinaison de deux inductances et deux condensateurs, connecté en forme de X. Ce sont des éléments de stockage d'énergie et de filtrage. Comme la fréquence de commutation est beaucoup plus élevée que celle de la source, les inductances et les condensateurs devraient être faibles [8].

L'onduleur à Z-source (ZSI) est une topologie très émergente des convertisseurs d'électronique de puissance, elle offre des propriétés très intéressantes telles que : la conversion en une seule étape, et l'élévation et la diminution de la tension. En conséquence, le ZSI a récemment reçu beaucoup d'attention [8].

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 "booste 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 [7].

I.10. L'onduleur z-source pour la commande des Motors asynchrone

Le circuit principal du système de vitesse réglable à source Z comprend de trois parties :

- une source de tension continue ou un redresseur de diodes (pour assurer la source de tension continue)
- un circuit de liaison (cellule z-source)
- un onduleur pont.

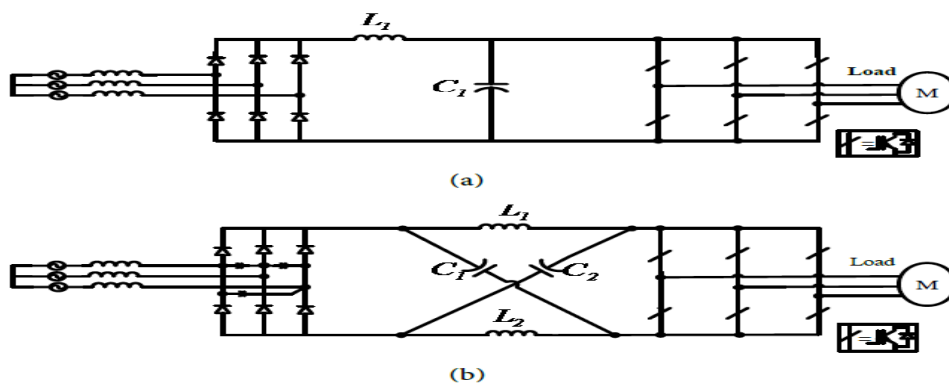


Figure I.13 : Configuration du circuit principal de système de réglage de la vitesse (a)l'onduleur classique (b) onduleur de source Z

Les différences sont que le circuit de liaison (DC) courant continue est mis en œuvre par le réseau Z-source (C_1 C_2 et L_1L_2) et les petits condensateurs d'entrée ($C_aC_bC_c$) sont connectés au redresseur de diodes. Ces changements peuvent être facilement modernisés et mis en œuvre des systèmes de réglage de la vitesse traditionnels.

Depuis l'onduleur Z-source le pont peut augmenter la tension continue par les condensateurs (C_1 et C_2) à n'importe quelle valeur supérieure à la valeur moyenne d'entrée continue du redresseur, une tension de sortie désirée est toujours disponible quelle que soit la tension de ligne. En utilisant le système 230 V à titre d'exemple, la tension du condensateur (dc) peut être augmentée à 350 V ou plus afin de produire une sortie 230 V, quelle que soit la tension de la ligne. Théoriquement, la tension du condensateur peut être augmentée à n'importe quelle valeur au-dessus de la tension continue moyenne (310–325 V pour une ligne de 230 V) du redresseur, en utilisant des états de commutation de zéro par balayage lorsqu'une tension de sortie plus élevée est nécessaire [11].

Remarque :

La source continue peut être batterie, redresseur (diode ou thyristor), générateur PV,

I.11. Divers topologie d'onduleur z-source**I.11.1 Onduleur quasi z-source**

Figure I.14 (a) est la topologie avec un courant d'entrée continu. Il adopte une structure asymétrique, l'inducteur est connecté à l'alimentation en série, pour rendre le courant d'entrée de l'onduleur de source Z continu. En attendant, cette topologie peut effectivement simplifier le circuit de filtre et réduire le coût du système.

Figure I.14 (b) ajuste la position de la cathode du condensateur sur la base de la figure I.14 (a), ce qui rend la tension du condensateur compatible avec l'alimentation électrique, réduisant ainsi la tension du condensateur [13].

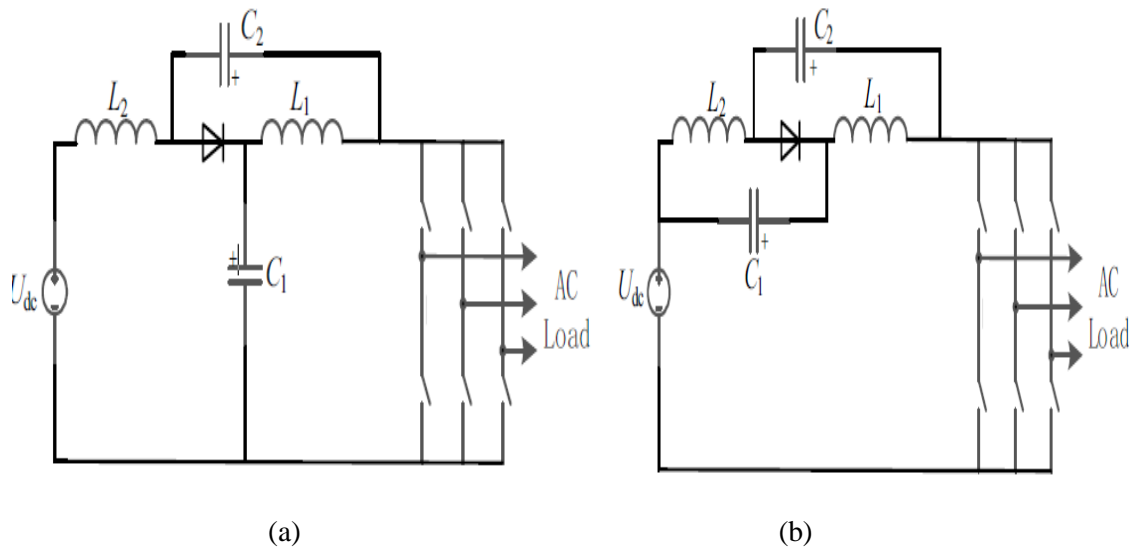


Figure I.14 : (a) Onduleur quasi z-source avec entrée de courant continu
 (b) Onduleur quasi-z-source avec tension de condensateur inférieure

I.11.2. Onduleur de source bidirectionnel-Z

Un onduleur Z-source bidirectionnel (BZSI) est formé en remplaçant la diode d'entrée D par le commutateur bidirectionnel S1 de la version traditionnelle de ZSI [14].

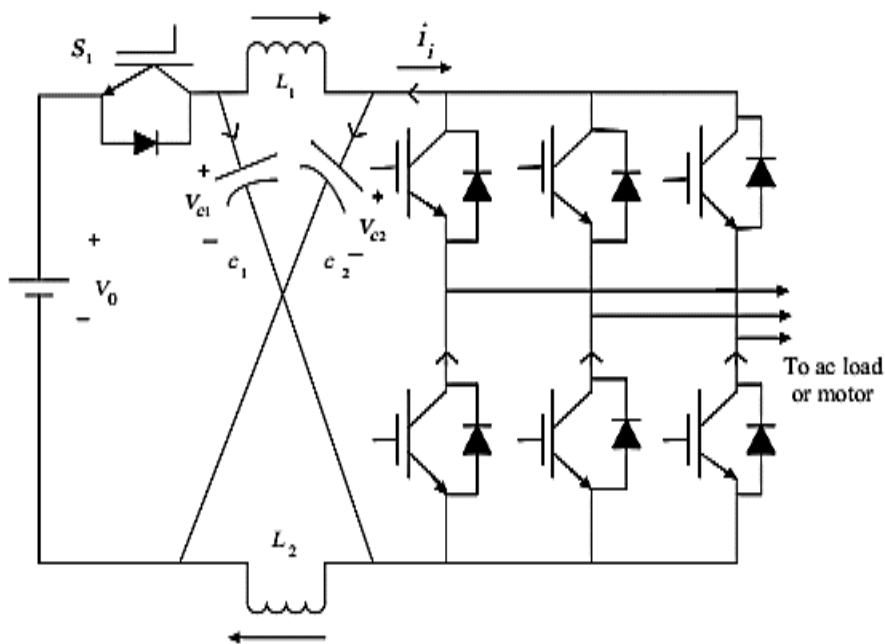


Figure I.15 : Onduleur Z-source bidirectionnel

I.11.3. Onduleur Trans-Z-source

Onduleur Trans-Z-source neutre clampé est développé en utilisant un transformateur et un condensateur pour constituer le réseau Z. [14].

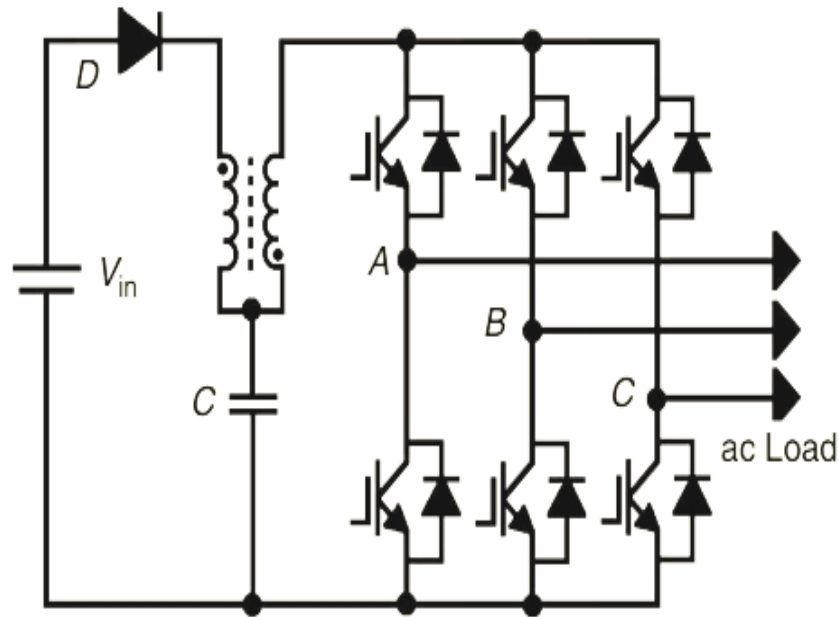


Figure I.16 : Onduleur Trans-Z-source

I.11.4. Onduleur z source avec inducteur commuté (SL-ZSI)

SL-ZSI présente un facteur de boost élevé, mais il reste impossible de supprimer le problème de courant d'entrée et la tension sur les commutateurs et les condensateurs [15].

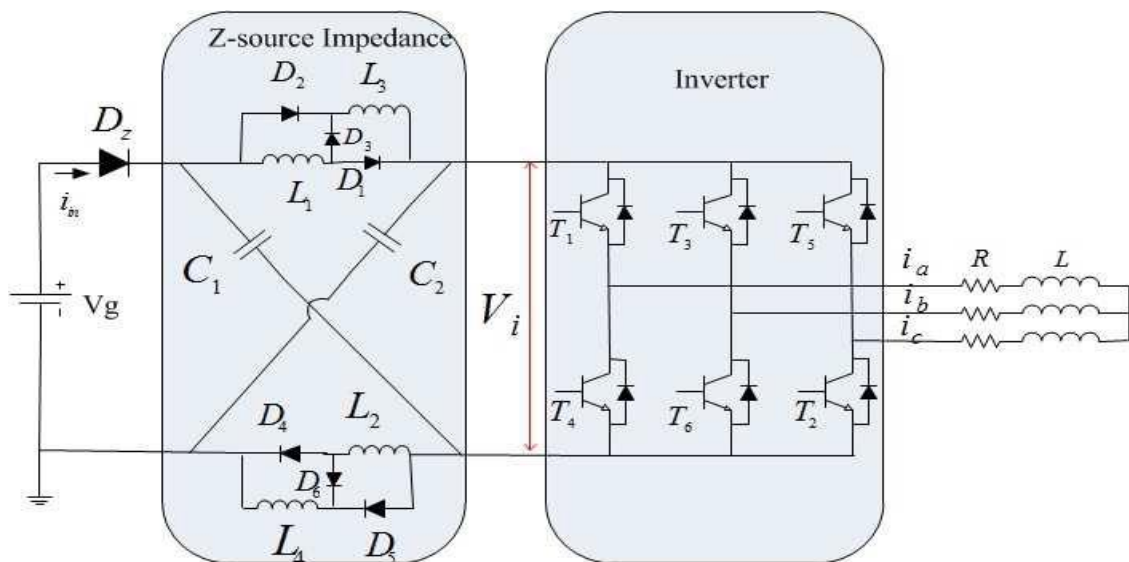


Figure I.17 : Onduleur z source avec inducteur commuté

I.11.5. Onduleur z-source amélioré (IZSI)

Le réseau d'impédance est modifié pour être connecté en série avec l'onduleur comme le montre la figure I.18. En outre cette topologie fournit le même gain que la topologie précédente et réduit les problèmes de tension et courant sur les condensateurs [15].

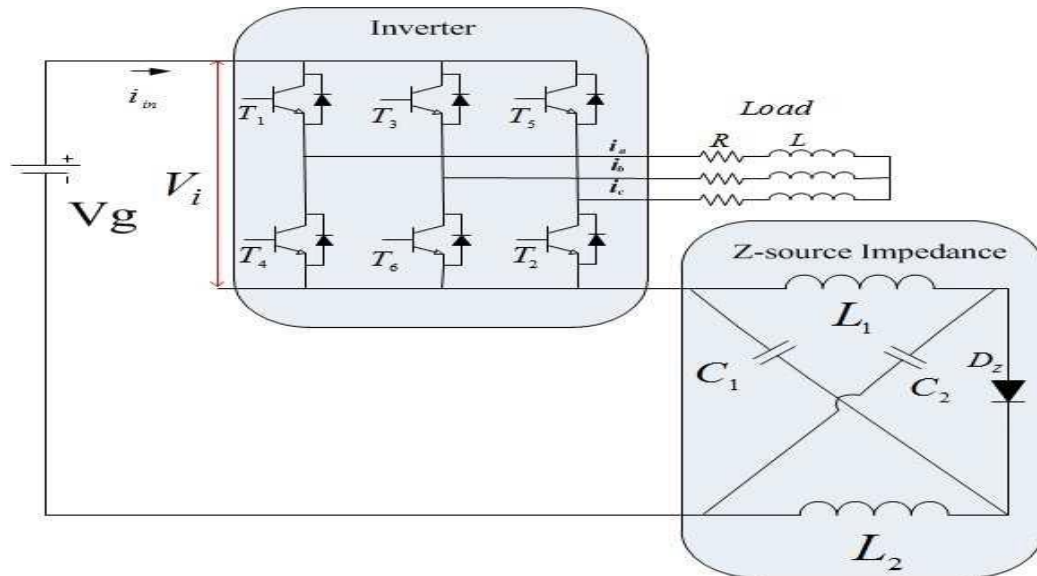


Figure I.18 : Onduleur z-source amélioré

I.11.6. Onduleur z-source avec inducteur commuté amélioré (ISL-ZSI)

Onduleur de source Z à inducteur commuté amélioré (ISL ZSI). Cette topologie est construite sur la base du déplacement de la SL (switched inductor) impédance à connecter en série comme indiqué sur la figure I.19 [15].

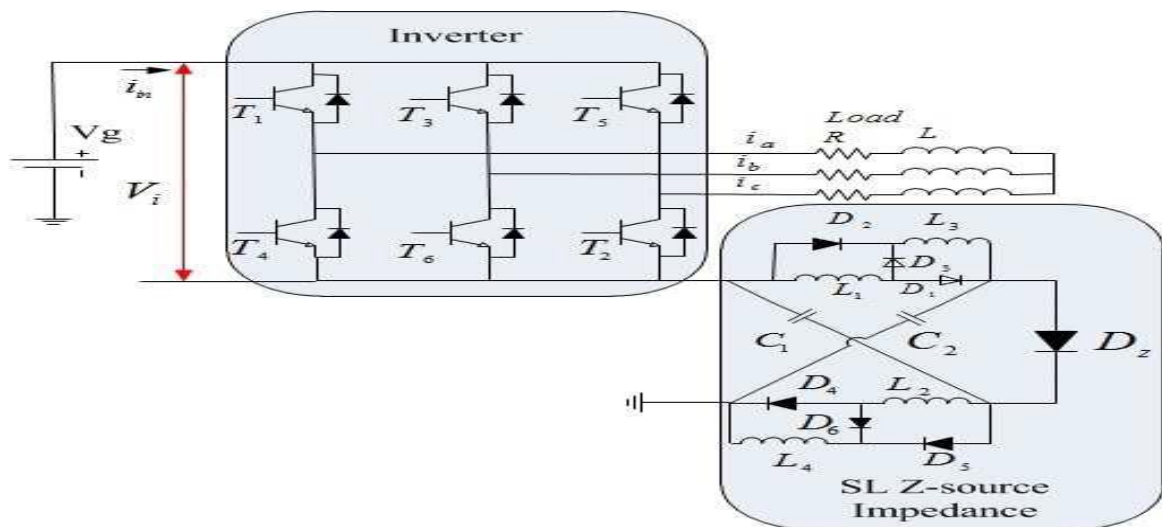


Figure I.19 : Onduleur z-source avec inducteur commuté amélioré (ISL-ZSI)

I.12. Avantages des onduleurs z-source

Un système qui commande la vitesse de moteur asynchrone basé sur un onduleur à z-source peut [11] :

1. produire toute tension de sortie AC souhaitée, même supérieure à la tension de ligne, quelle que soit la tension d'entrée, réduisant ainsi les cotes des moteurs
2. assurer le passage pendant les creux de tension sans circuits supplémentaires
3. améliorer le facteur de puissance et réduire le courant harmonique

Onduleur classique	Onduleur z-source
Il a une considérable quantité d'harmoniques distorsions	Harmoniques Distorsion en faible
Il est également utilisé dans un seulement puck ou booste fonctionnement de l'onduleur.	cela est utilisé dans les deux cas puck et booste
Inférieure efficacité parce que de perte de puissance élevée	Plus d'efficacité en raison de moins perte de puissance

Tableau I.1 : comparaison entre onduleur classique et z-source

I.13. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié l'état de l'Art des onduleurs et leurs développement jusqu'à l'apparition des onduleurs à z-source. Les onduleurs à source d'impédance parmi les solutions proposés pour éliminer les problèmes des onduleurs classiques. Ces convertisseurs permettent non seulement de pouvoir fonctionner comme des onduleurs de tension classiques mais ils ont aussi la possibilité d'élever la tension de la source d'entrée.



CHAPITRE 2
MODULISATION
ONDULEUR
A Z-SOURCE

II.1. Introduction

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire plus ou moins bien un système réel donné [23]. Dans La modélisation nous utilisons des expressions mathématiques pour décrire une situation physiquement réelle. La modélisation simplifier l'étude de système et aussi leur commande. Dans le chapitre précédent nous avons étudié l'évolution des onduleurs jusqu'à l'onduleur z-source et ce chapitre est considéré comme suite de le précédent, nous présenterons la modélisation d'onduleur classique et la modélisation d'onduleur z-source.

II.2. Modélisation onduleur triphasée classique

II.2.1. Les onduleurs de tension

Un onduleur de tension est celui dans lequel la source d'entrée est une tension constante est indépendante du courant de la charge Ils sont construits à partir des commutateurs d'électronique de puissance (IGBT, Mosfet...) ; ainsi, les ondes alternatives de sortie (tension et courant) dépendent des états de ces interrupteurs. La tension d'entrée continue peut être une batterie, une pile à combustible, ou un pont de redresseur à diodes selon le type d'application. Les interrupteurs sur la figure II.1 sont représentés par des IGBTs avec une diode antiparallèle pour fournir un flux de courant bidirectionnel [4].

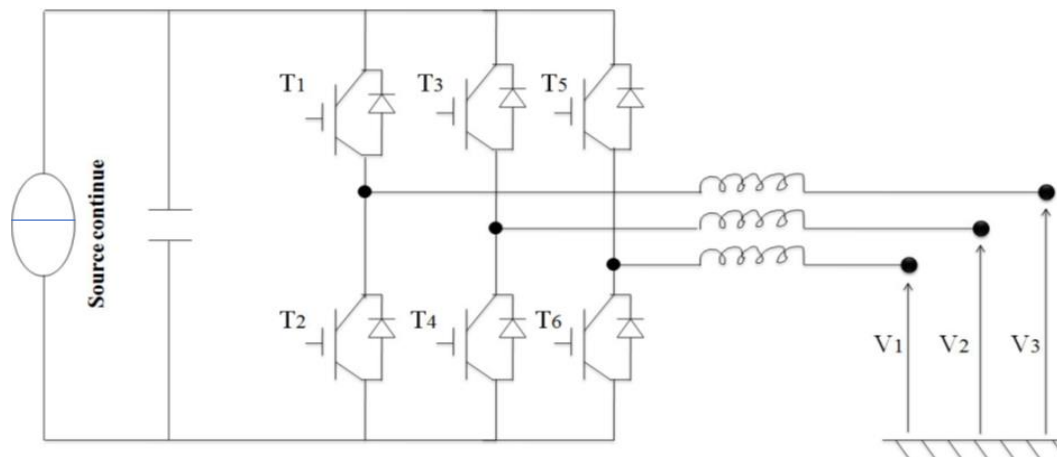


Figure II.1 : Onduleur de tension

Six commutateurs sont utilisés dans le circuit principal : chacun composé d'un transistor de puissance et d'une diode anti parallèle pour fournir le flux de courant bidirectionnel et la capacité de blocage de tension unidirectionnelle. Contrairement à onduleur de courant, l'onduleur de tension II a huit états de commutation.

Dans ces huit états, six sont des états actifs et deux sont des états zéro. Il peut être fonctionnant comme un onduleur à onde étagée (par commande plein onde) ou un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) [10].

Pour simplifier l'étude on utilise un onduleur point milieu « o » avec condensateurs chacune prend la moitié de la tension continue V_{dc}

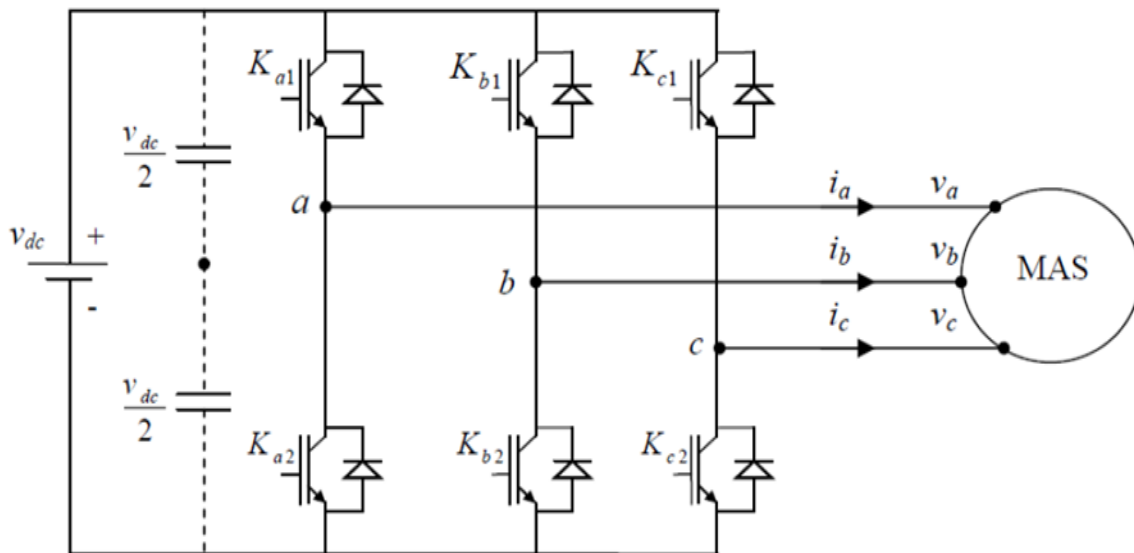


Figure II.2 : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé.

Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{xi} = 1 \text{ Si } K_{xi} \text{ est fermée} \\ S_{xi} = 0 \text{ Si } K_{xi} \text{ est ouvert} \end{array} \right.$$

Avec $x = a, b, c$: indicateur de phase ; $i = 1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases $U_1 U_2 U_3$, en fonction des signaux de commande Si :

II.2.1.1. Tension de sortie

L'onduleur de tension a deux niveaux délivre deux niveaux de tensions $\frac{V_{dc}}{2}$ ou $\frac{-V_{dc}}{2}$ suivant la fonction de connexion S_{xi} comme illustre dans l'équation

$$U_{in a,b,c} = S_{xi} V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} \tag{II.1}$$

II.2.1.2. Les tensions simples

Avec cette commande, quel que soit les courants circulants, les interrupteurs imposent les tensions suivantes :

- Tension entre a, b, c et 0 (neutre) :

$$U_{a0} = U_a - U_0 = \begin{cases} \frac{+V_{dc}}{2} & \text{Si } K_{a1} \text{ est fermé} \\ \frac{-V_{dc}}{2} & \text{Si } K_{a2} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$U_{b0} = U_b - U_0 = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{Si } K_{b1} \text{ est fermé} \\ \frac{-V_{dc}}{2} & \text{Si } K_{b2} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$U_{c0} = U_c - U_0 = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & \text{Si } K_{c1} \text{ est fermé} \\ \frac{-V_{dc}}{2} & \text{Si } K_{c2} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

A partir la relation (II.1) Les trois tensions phases-point milieu U_{a0} U_{b0} U_{c0} sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{pmatrix} 2S_{a1} - 1 \\ 2S_{b1} - 1 \\ 2S_{c1} - 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile : la somme des courants de ligne est nulle, ce qui implique que la somme des tensions simples est égale à zéro, donc

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{II.6})$$

II.2.1.3. Tension composée

Les trois tensions composées, U_{ab} U_{bc} et U_{ca} sont définies par les relations suivantes

Soit « n » le point neutre du coté la charge, alors on a

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{an} - U_{bn} \\ U_{bc} = U_{bn} - U_{cn} \\ U_{ca} = U_{cn} - U_{an} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

A partir la relation (II.7) et (II.5) on obtient :

$$\begin{pmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{a0} - U_{b0} \\ U_{b0} - U_{c0} \\ U_{c0} - U_{a0} \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

On obtient Les tensions phases-neutre sont données, des tensions phases-point milieu par :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{an} = \frac{2}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{bn} = \frac{2}{3}U_{b0} - U_{a0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{cn} = \frac{2}{3}U_{c0} - \frac{1}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} \end{array} \right. \quad (\text{II.9})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_1, S_2, S_3) permettent de générer huit vecteurs de tensions dont deux correspondent au vecteur nul. Avec les tensions simples en fonction des grandeurs de commande

$$\begin{pmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Avec $U_{a0} u_{b0} U_{c0}$ les tensions d'entrées de l'onduleur, et si $U_{an} U_{bn} u_{cn}$ sont les tensions de sortie de l'onduleur

II.2.1.4. Les courants de sortie

Les courants $i_a i_b i_c$ sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré, alors

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a = I \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b = I \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ i_c = I \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \end{array} \right. \quad (\text{II.11})$$

Avec I : la valeur efficace du courant de sortie de l'onduleur

II.2.3. Transformation de Clarke

La transformation de Clarke consiste à substituer aux trois variables réelles $U_{an} U_{bn} U_{cn}$ leur composante $U_\alpha U_\beta U_0$, ces composante sont donnés par :

$$\begin{pmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La transformation donne :

$$U_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(U_{an} - \frac{1}{2}U_{bn} - \frac{1}{2}U_{cn} \right) \quad (\text{II.13})$$

$$U_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_{bn} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{cn} \right) \quad (\text{II.14})$$

II.2.4. Limites techniques des onduleurs de tension

Le domaine d'application de ces convertisseurs est très large, mais ils ont quelques limites techniques comme :

- L'onduleur de tension est un convertisseur augmenter le tension dans la conversion alternatif-continu et diminuer le tension dans la conversion continu-alternatif,. Donc par fois un équipement externe est nécessaire pour augmenter la tension
- Pour une application où la tension d'entrée n'est pas suffisante, un convertisseur DC-DC (hacheur) élévateur supplémentaire est nécessaire pour obtenir la valeur de la tension de sortie désirée.
- Les interrupteurs supérieurs et inférieurs ils faux jamais commandés simultanément, pour éviter le court-circuit.

II.3. Modélisation onduleur z source

II.3.1 Principe de fonctionnement d'onduleur Z-source

L'inductance de deux inducteurs sont normalement le même ($L_1 = L_2 = L$) tandis que la capacité de deux condensateurs sont également les mêmes ($C_1 = C_2 = C$) La diode D est placée en série avec la source de tension DC pour bloquer le courant inverse de la topologie de la source Z dans l'ordre pour obtenir une augmentation de tension. [17].

L'onduleur Z-source utilise avantageusement les états de tir (Shoot Through state) pour modifier la valeur de la tension continue d'entrée, en basculant à l'état fermé en même temps au moins deux interrupteurs d'un seul bras du convertisseur. Cette opération provoque un court-circuit dans les onduleurs classiques ; par contre, dans ce nouveau convertisseur le réseau d'impédances Z élimine totalement ce phénomène. En effet, la tension alternative de sortie peut être variée entre zéro et l'infini indépendamment de la tension d'entrée, Autrement dit, l'onduleur Z-source est un convertisseur élévateur et abaisseur de tension avec une large gamme de variation. Par conséquent, nous obtenons un étage de conversion d'énergie plus efficace et fiable [8].

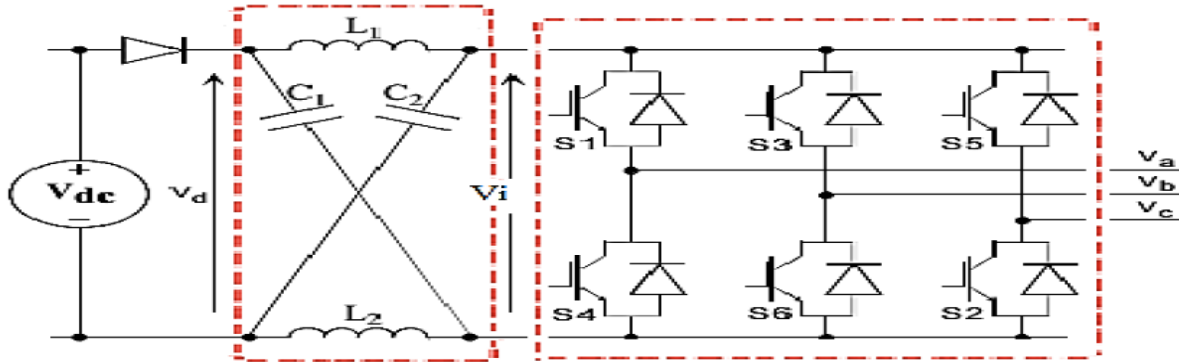


Figure II.3 : Structure de l'onduleur Z-source.

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 V_i par réglage des durées de court-circuits de bras de l'onduleur. Ces court-circuits sont effectués pendant les phases de roue libre sur la charge triphasée de l'onduleur (vecteurs nuls des MLI vectorielles). Les états de l'onduleur vus par la charge restent inchangés. Ainsi, la charge est insensible aux court-circuits faits sur l'étage continu Z-source. L'amplification maximale b est obtenue lorsqu'on court-circuite le plus longtemps possible l'étage continu de l'onduleur. Cette durée dépend de la durée des vecteurs nuls, donc de la profondeur de modulation m [7].

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

- l'état de la diode D_s : passante ou bloquée
- l'état de l'onduleur : roue libre, état actif (échange de puissance entre l'étage continu et la charge), court-circuit des bras de l'onduleur
- Le tableau 1 montre les différentes configurations réellement présentes avec les commandes classiques.

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

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

II.3.2 L'Etat de fonctionnement

Etat 1 : D passante et onduleur actif

Si l'onduleur est actif (échange de puissance entre l'étage continu et la charge), alors la diode D est passante. Durant cet état l'onduleur peut être représenté comme une source de courant vu de l'étage continu Z-source [7].

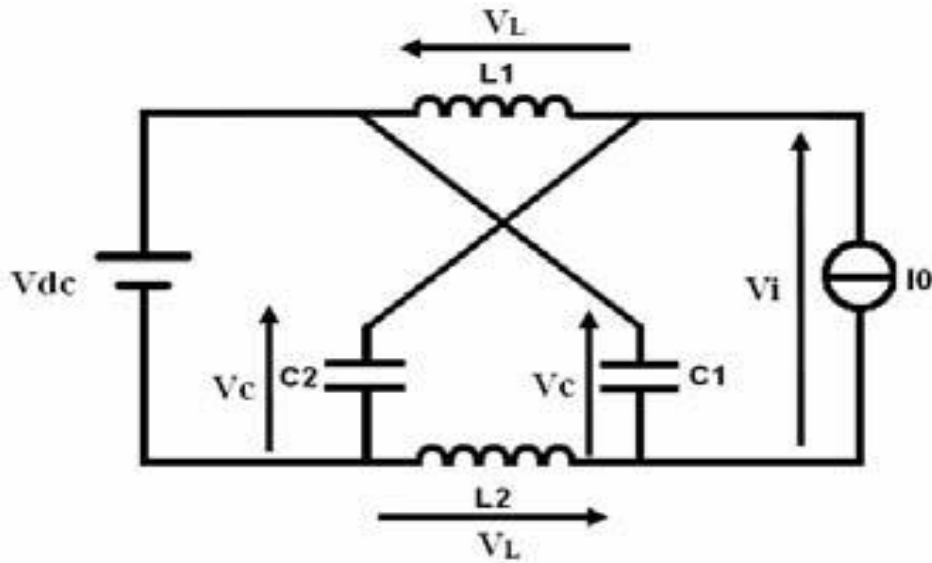


Figure II.4 : Onduleur z-source dans l'état actif

Les valeurs des tensions peuvent être déterminées :

$$V_L = V_{dc} - V_c \tag{II.15}$$

$$V_i = V_c - V_L = 2V_c - V_{dc} \tag{II.16}$$

$$i_{ch} = i_L + i_c = i_L + C \frac{dV_c}{dt} \tag{II.17}$$

D'après les équations on obtient le système d'état suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc} - V_c}{L} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{i_{ch} - i_c}{C} \end{cases} \tag{II.18}$$

Etat 2 : D passante et onduleur en roue libre (sans court-circuit)

Si l'onduleur est en roue libre, D est normalement passant, ceci étant lié au choix de la fréquence de découpage de l'onduleur et aux valeurs usuelles de L et C. Durant cet état, l'onduleur peut être représenté comme un circuit ouvert (figure II.5) et les tensions V_L et V_i restent identiques aux équations (II.15) et (II.16). C'est un cas particulier pour lequel I_0 est nul [7].

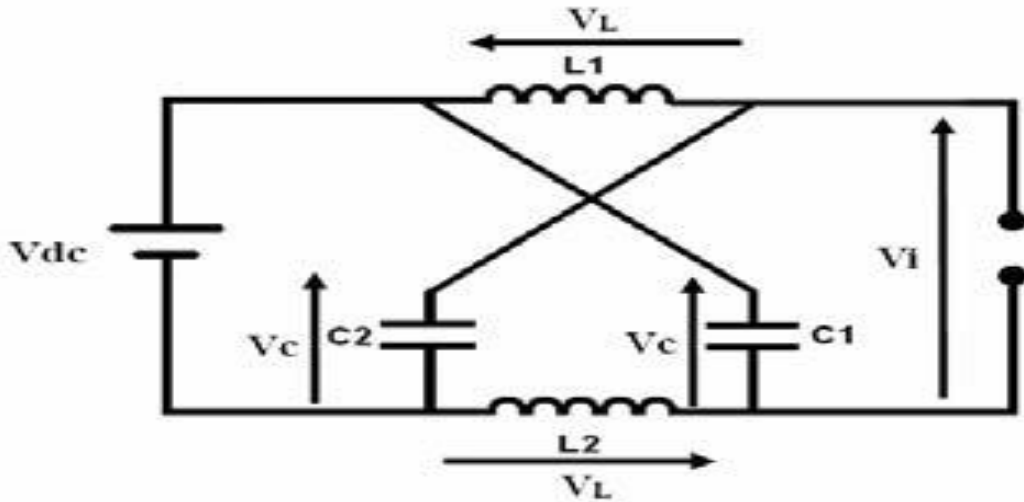


Figure II.5 : Onduleur z-source dans l'état de roue libre

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = V_{L2} = V_{dc} - V_{C1} = V_{dc} - V_{C2} \\ V_i = V_C - V_L = 2V_C - V_{dc} \\ i_{L1} = i_{C1} + i_{ch} \\ i_{L2} = i_{C2} + i_{ch} \end{array} \right. \quad (II.19)$$

L'expression du courant absorbé est identique à celle des onduleurs de tension classiques et donnée par :

$$I_{ch}(t) = C_a(t)i_a(t) + C_b(t)i_b(t) + C_c(t)i_c(t) \quad (II.20)$$

Avec $C_a(t)$ $C_b(t)$ $C_c(t)$ représentent les commandes des interrupteurs supérieurs de l'onduleur. Les courants $i_a(t)$ $i_b(t)$ $i_c(t)$ sont les courants absorbés par une charge triphasée. Pendant cette séquence, la diode de commutation D devient passante car elle voit une tension positive à ses bornes. Le courant la traversant qui doit être positif mène à la contrainte suivante $i_{L1}(t) + i_{L2}(t) > I_{ch}(t)$ Quel que soit l'état des commandes C_a C_b C_c les condensateurs se chargent pendant cette séquence [16].

Le système d'état est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{C1} - V_i \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C2} - V_i \\ \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}(t) - i_{ch}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2}(t) - i_{ch}(t) \end{array} \right. \quad (II.21)$$

Etat 3 : D bloquée et Z-source court-circuité

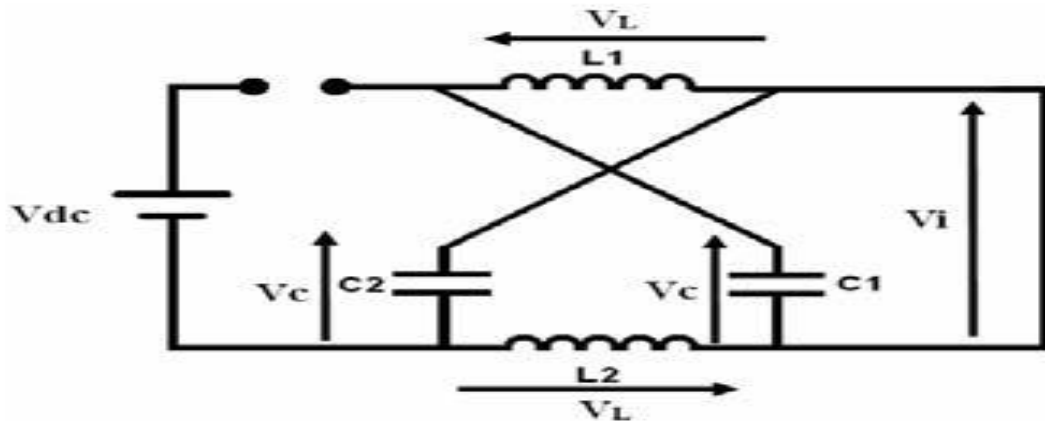


Figure II.6 : Onduleur z-source état D bloquée et Z-source court-circuité

Si les bras de l'onduleur sont court-circuités, la diode est nécessairement bloquée (lié au mode élévateur du montage). Une illustration de cette séquence est fournie en figure II.8. Elle correspond à une séquence de court-circuit pour laquelle un ou plusieurs bras ont leurs interrupteurs haut et bas fermes simultanément. La tension du bus continu V_{dc} est donc imposée à zéro, ce qui isole la charge (machine) [16].

$$\left\{ \begin{array}{l} V_L = V_{L1} = V_{L2} = V_{C1} = V_{C2} = V_C \\ V_i = 0 \\ i_L = -i_C \\ i_{L1} + i_{C1} = i_{L2} + i_{C2} = 0 \\ i_{CC} = i_{L1} - i_{C1} = i_{L2} - i_{C2} \end{array} \right. \quad (\text{II.22})$$

Le courant de court-circuit, note I_{cc} est égal à la somme des courants traversant les inductances L_1 et L_2 soit :

$$I_{cc}(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) \quad (\text{II.23})$$

La diode D est bloquée dans cette séquence car la tension $V_{dc} - (V_{C1}(t) + V_{C2}(t)) < 0$ est négative, ce qui permet la décharge des condensateurs dans les inductances. Le modelé d'état est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{C2} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C2} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L1} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L2} \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

		interrupteur					
Etat d'onduleur		S1	S4	S3	S6	S5	S2
Etat 1	Actif	1	0	0	1	0	1
	Actif	1	0	1	0	0	1
	Actif	0	1	1	0	0	1
	Actif	0	1	1	0	1	0
	Actif	0	1	0	1	1	0
	Actif	1	0	0	1	1	0
Etat 2	Nulle	0	1	0	1	0	1
	nulle	1	0	1	0	1	0
Etat 3	Etat de tire (<i>shoot through</i>)	1	1	!*S3	S3	S5	!*S5
	Etat de tire (<i>shoot through</i>)	S1	!*S1	1	1	S5	!*S5
	Etat de tire (<i>shoot through</i>)	S1	!*S1	S3	!*S3	1	1
	Etat de tire (<i>shoot through</i>)	1	1	1	1	S5	!*S5
	Etat de tire (<i>shoot through</i>)	1	1	S3	!*S3	1	1
	Etat de tire (<i>shoot through</i>)	S1	!*S1	1	1	1	1
	Etat de tire (<i>shoot through</i>)	1	1	1	1	1	1

!* : État indéterminé

Tableau II.2 : Etats des interrupteurs dans les trois états de fonctionnement

II.3.3. Détermination des coefficients d'amplification

On détermine le coefficient dans l'état de tire (*Shoot Through*) :

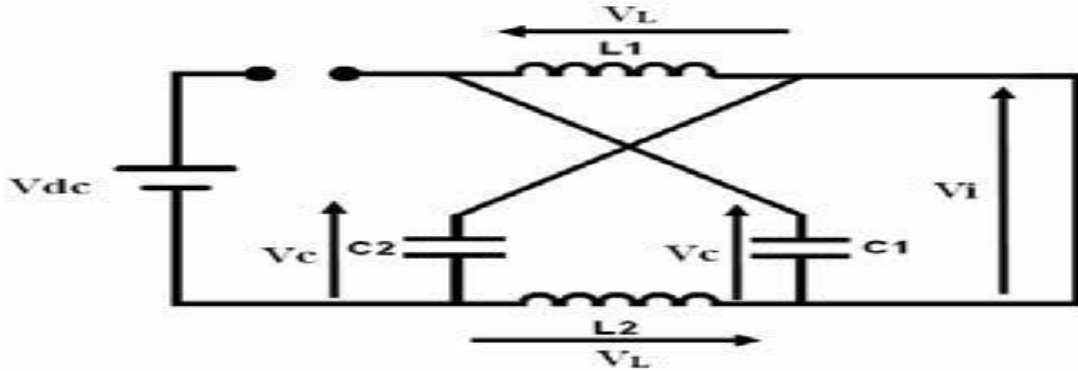


Figure II.7 : Etat de tire (*Shoot Through*)

A partir de la figure II.6 nous pouvons déterminer les équations des tensions

$$V_L = V_C$$

$$V_i = 0$$

On définit V_i la tension d'entrée de l'onduleur (figure II.7), \hat{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.

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 :

$$T = T_0 + T_1 \tag{II.25}$$

Avec T_0 durée des court-circuits de l'onduleur Z-source ($V_i=0$) et T_1 la durée des états actifs de l'onduleur durant T . Le rapport cyclique de court-circuit T_0/T est noté D_0 .

La valeur moyenne de tension d'inducteur durant une période de modulation [21]:

$$\langle V_L \rangle = \frac{T_0 V_C + T_1 (V_{dc} - V_C)}{T} = 0 \tag{II.26}$$

Donc la tension aux bornes des capacités peut être calculée à partir de l'équation (II.26) :

$$\frac{T_0 V_C + T_1 V_{dc} - T_1 V_C}{T} = \frac{(T_0 - T_1) V_C}{T} = \frac{T_1 V_{dc}}{T} \tag{II.27}$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} = \frac{1-D}{1-2D} V_{dc} \tag{II.28}$$

La tension moyenne d'entrée de l'onduleur [21] :

$$\langle V_i \rangle = \frac{T_0 \cdot 0 + T_1 (2V_C - V_{dc})}{T} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} = V_C \tag{II.29}$$

$$\text{On a } \frac{T_1 2V_C}{T} - \frac{T_1 V_{dc}}{T} = V_i = 0 \tag{II.30}$$

$$\text{Donc } 2V_C = V_{dc}$$

La tension d'entrée maximale de l'onduleur \widehat{V}_l , nous permet de calculer avec les équations (II.16) et (II.29), les coefficients d'amplification de la structure.

$$\widehat{V}_l = 2V_C - V_{dc} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{dc} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} V_{dc} \quad (\text{II.31})$$

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

$$b = \frac{\widehat{V}_l}{V_{dc}} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} = \frac{1}{1 - 2D_0} \geq 1 \quad (\text{II.32})$$

Afin de garder une tension positive v_i aux bornes de l'onduleur, le rapport cyclique de court-circuit D_0 doit être inférieur à 0.5. Afin de garder une tension positive v_i aux bornes de l'onduleur, le rapport cyclique de court-circuit D_0 doit être inférieur à 0.5

$$m : \text{profondeur de modulation est définie par : } m = \frac{2\widehat{V}_m}{\widehat{v}_l} \quad (\text{II.33})$$

$$\text{Amplification globale du système est définie par : } B = mb = \frac{2\widehat{V}_m}{V_{DC}} \quad (\text{II.34})$$

$$\text{Donc } B = \frac{1}{1 - 2D} \quad (\text{II.35})$$

$$\text{Avec } D \text{ le rapport cyclique } D = \frac{T_0}{T} \quad (\text{II.36})$$

La figure II.8 montre la variation du facteur de modulation en fonction du rapport cyclique.

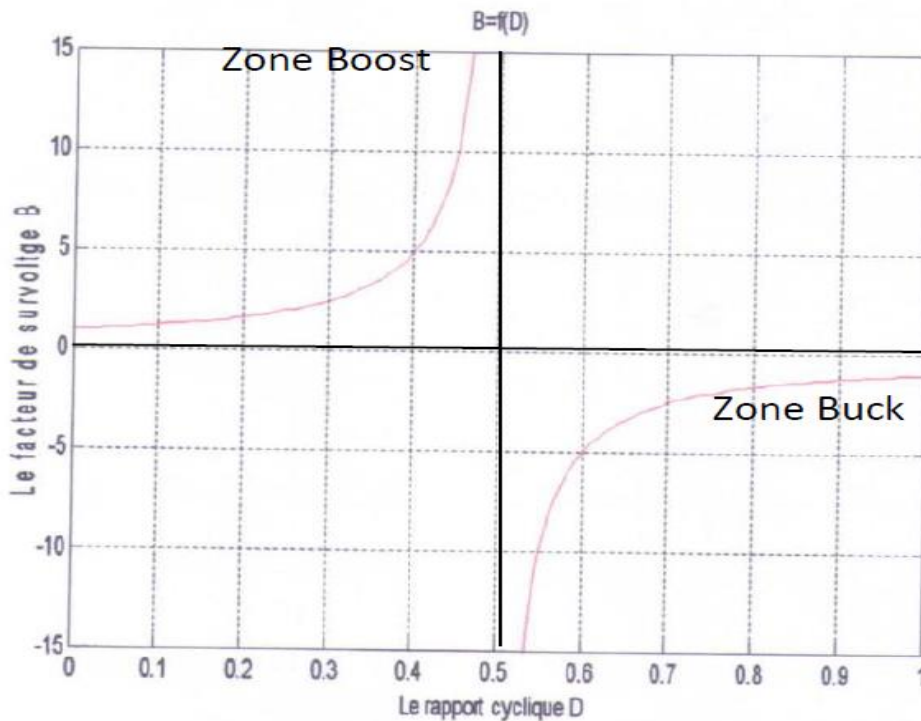


Figure II.8 : Variation du facteur de modulation en fonction du rapport cyclique [18]

La tension de sortie prend des valeurs entre 0 et l'infini lorsque le rapport cyclique D est entre 0 et 0.5, donc on dit que la z-source à booster la tension d'entrée. Afin de garder une tension positive V_i aux bornes de l'onduleur, le rapport cyclique de court-circuit D doit être inférieur à 0.5. C'est l'avantage du Z-source parce que si on ajoute réseau d'impédance Z_S à un onduleur conventionnel on peut booster la tension continue d'entrée sans utiliser un hacheur boost, ce qui permet de réduire le nombre d'interrupteurs [18].

II.4. Performances des onduleurs

La performance des convertisseurs s'évalue en considérant la grandeur du contenu harmonique dans son signal de sortie. Parmi les paramètres de performance se trouvent [6] :

Le facteur d'harmonique **FH n** c'est la mesure de la contribution de la n ème harmonique à la forme d'onde du signal de sortie. Le facteur de la distorsion **FD** c'est la mesure de l'efficacité de l'onduleur pour réduire des harmoniques désirées sans spécifier les valeurs du filtre de la charge. Le taux de distorsion harmonique total **TDHT** c'est la distorsion du signal de sortie mesurée par rapport à son composant fondamental. Sa définition en forme d'équation est [6].

$$TDHT = \frac{1}{V_1} [\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.37})$$

II.4.1. Effet négatifs des harmoniques

Les courants harmoniques n'ont pas d'effet direct sur la consommation énergétique mais ils augmentent les pertes par échauffement dans les installations (transformateurs, câblage, etc.). On peut distinguer leurs effets dans le temps en deux catégories [6] :

II.4.1.1. Les principaux effets instantanés ou à court terme

- Le déclenchement intempestif des protections
- Les vibrations et bruits acoustiques
- Les pertes de précision des appareils de mesure.

II.4.1.2. Les principaux effets à long terme

- L'échauffement des sources
- La fatigue mécanique des installations
- L'échauffement des récepteurs
- La destruction de matériel.

II.4.2. Filtre LC :

Le filtre LC est un nécessaire dans l'onduleur pour diminué les harmonique qui apparaitre au signal de sortie on utilise un filtre passe bas pour éliminer la fréquence qui supérieure à la fréquence désirer tous simplement on utilise une bobine et condensateur à la sortie d'onduleur z-source pour déterminer les valeurs de bobine et le condensateur eu utilise la relation suivant :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II.38})$$

On propose la valeur de L et calculer C ou l'inverse

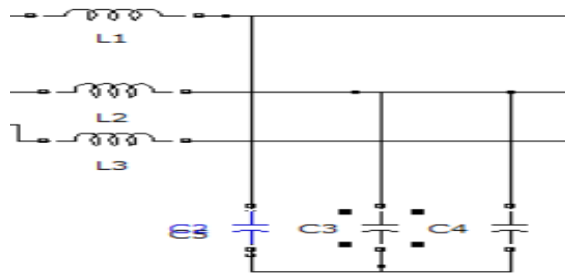
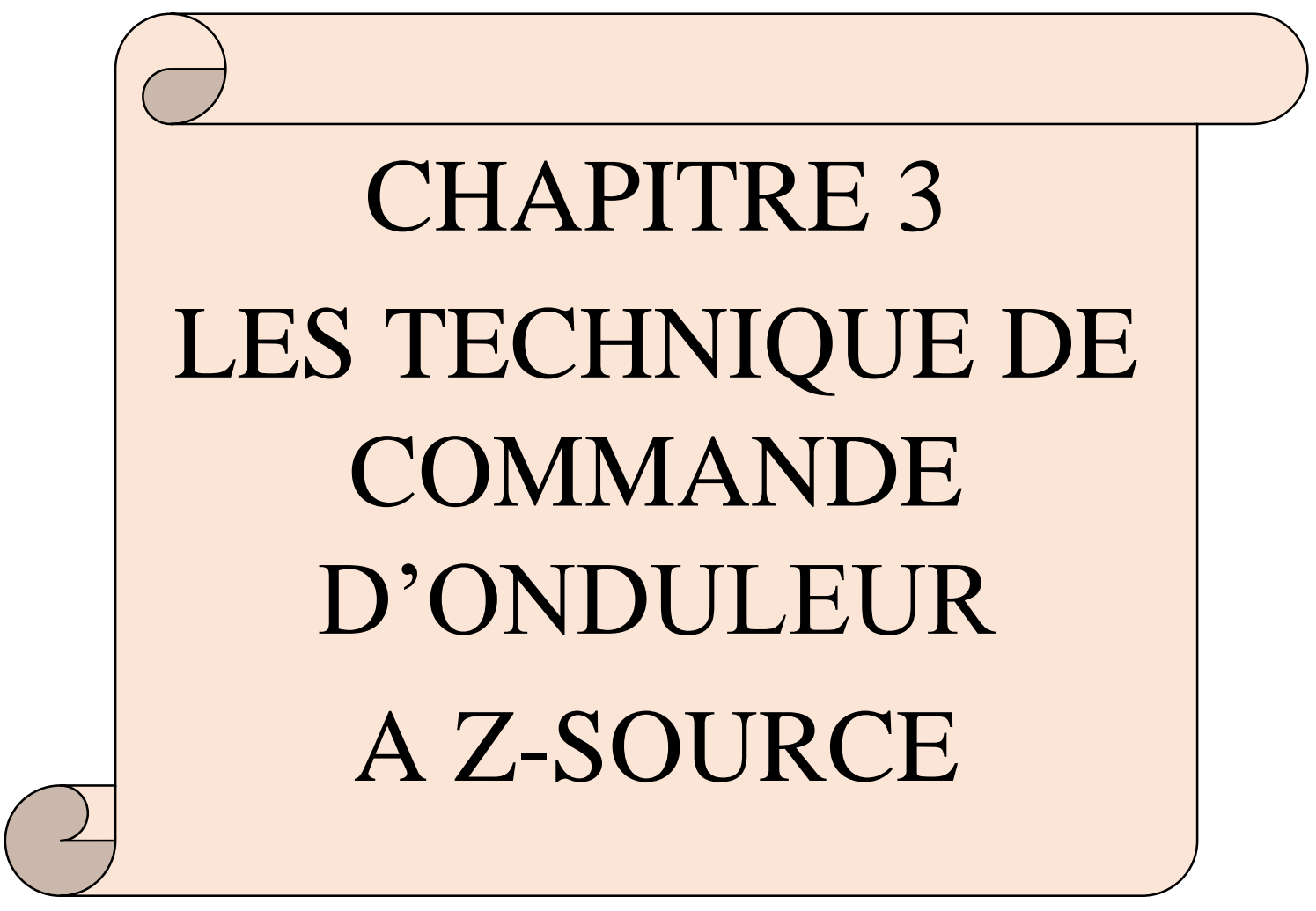


Figure II.9 : Schéma triphasé équivalent du filtre LC

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une étude et analyse théorique, puis nous avons présenté la modélisation du l'onduleur z-source est les états de fonctionnement, nous avons modélisée chaque partie d'onduleur nous avons passé par l'onduleur classique qui alimente une charge puis on l'ajoute la cellule z-source, et le filtre LC qui aussi un rôle important dans l'onduleur z-source.



CHAPITRE 3
LES TECHNIQUE DE
COMMANDE
D'ONDULEUR
A Z-SOURCE

III.1. Introduction

Le type de commande du convertisseur a une influence sur la qualité de la sortie de ce dernier, et pour cette raison le choix de la commande est très importante pour le bon fonctionnement du convertisseur. Aujourd'hui, les méthodes traditionnelles sont abandonnées et remplacées par une nouvelle technique électrique appelée "Modulation Largeur d'Impulsion (MLI)", ou PWM (Pulse With Modulation). Elle est considérée comme solution efficace dans les systèmes de moyenne et petite puissances pour des raisons de rendement efficace et de spectre harmonique amélioré.

Dans ce chapitre, on étudiera les stratégies de commandes et technique de commande de l'onduleur de tension z-source triphasé avec la méthode MLI sinus-triangle et commande MLI vectorielle.

III.2. Les différents types de stratégies MLI [30]

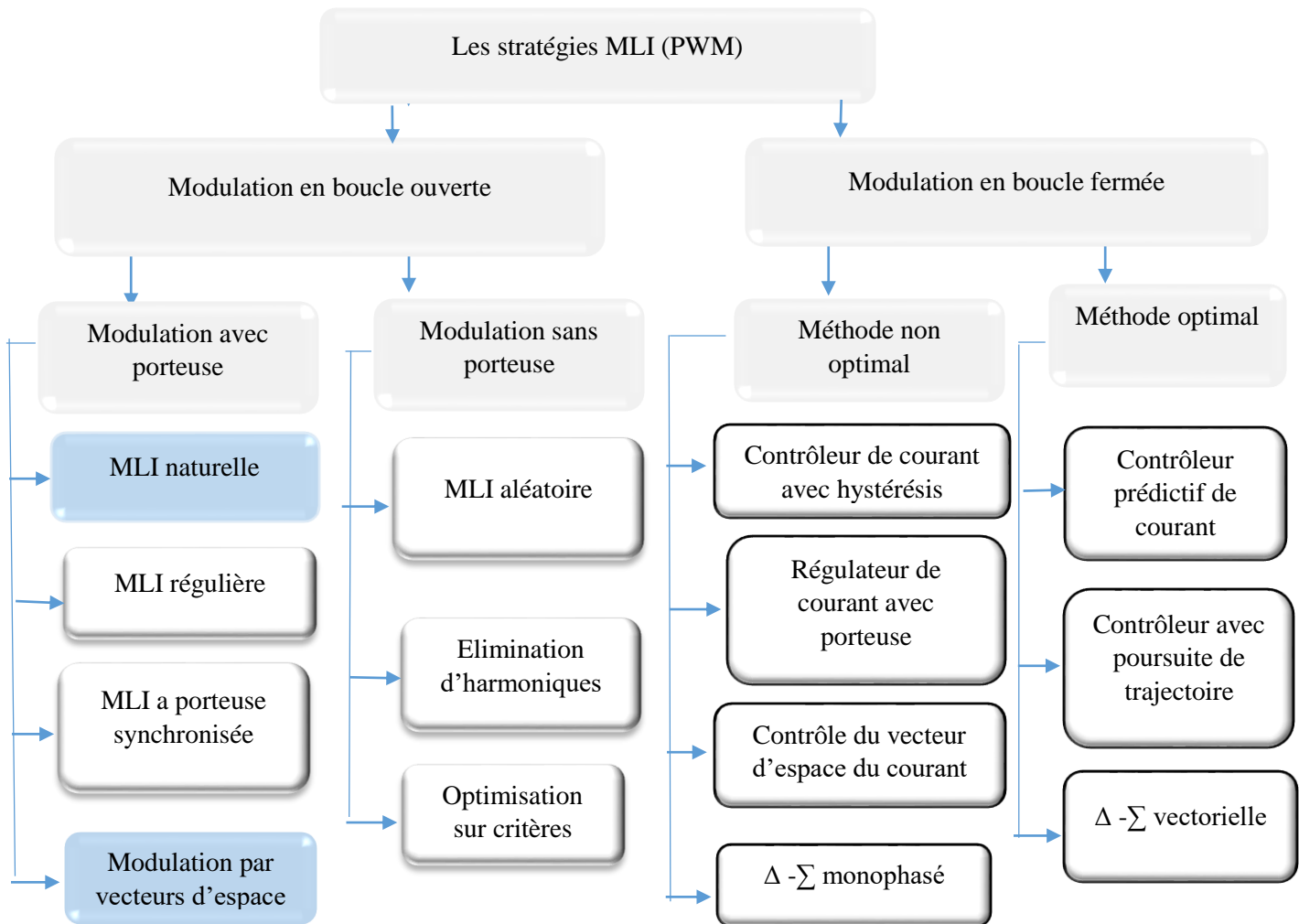


Figure III.1 : Diagramme des différents types de stratégies MLI

III.2.1. L'onduleur z-source de tension à MLI sinus-triangulaire

Cette technique (la MLI naturelle) est une le plus connue et simple parmi les autre type de commande et basée et repose sur la comparaison entre deux signaux Voir la figure III.2 :

- le premier qui est appelé signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ; on a capable de changer ces caractéristique pour commande notre machine
- le second, est appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des Interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au Signal de référence.

L'onde en impulsions est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{porteuse} > 20 f_{référence}$$

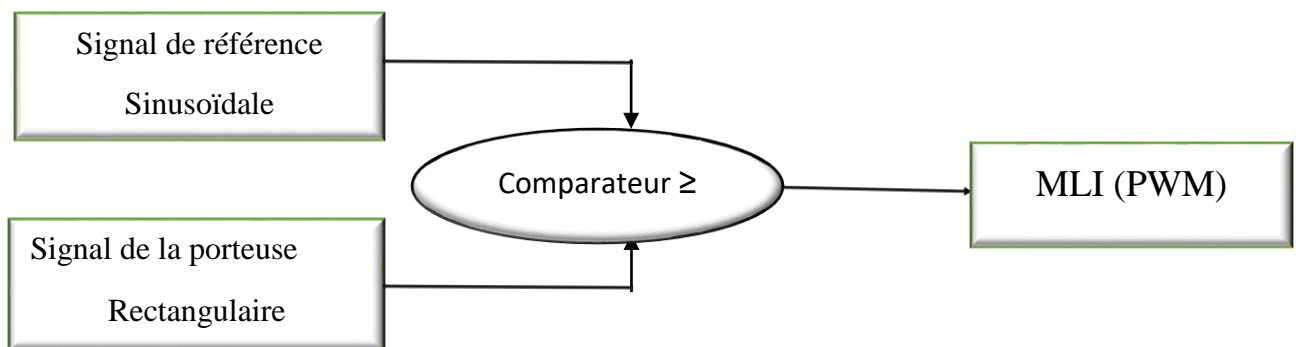


Figure III.2 : Principe de commande des courants par MLI

La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation « **M** » qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f_r :

$$M = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{III.1})$$

- Le Taux de modulation « **r** » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{III.2})$$

III.2.2 MLI vectorielle

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut présenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.

PWM (SVPWM) est une technique conçue pour la commande triphasée du moteur à courant alternatif, elle fonctionne en fonction de leur séquence de commutation spéciale et de l'effet de la combinaison de différentes largeurs d'impulsion. En conséquence, les enroulements dans le moteur c.a. généreront les ondes sinusoïdales triphasées qui ont des décalages de phase de 120° et moins d'harmoniques [14].

III.2.2.1. Principe de commande

Les tensions de référence sont la tension simple désirée V_{in} . Cette technique de MLI suit les principes suivants [20] :

- le signal de référence est échantillonné à intervalles régulier T .
- pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-point reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases, elle est appelée MLI vectorielle ou «*Space Vector PWM*».

Le SVPWM fonctionne selon le principe suivant : lorsque l'interrupteur supérieur est activé, l'interrupteur inférieur correspondant est désactivé. L'état ON et OFF des commutateurs supérieurs évalue les tensions de sortie. Les états de commutation, les commutateurs d'état et la définition des vecteurs sont présentés dans le tableau

Le vecteur d'espace	L'état d'interrupteurs $S_1 S_2 S_3$	Tension entre phase et neutre			Tension de sortie	Angle
		V_{an}	V_{bn}	V_{cn}		
\vec{V}_0	000	0	0	0	0	0
\vec{V}_1	100	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	0
\vec{V}_2	010	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	60
\vec{V}_3	110	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}2U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$	120
\vec{V}_4	001	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}2U_{dc}$	$\frac{1}{3}2U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	180
\vec{V}_5	101	$U_{dc}/3$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	240
\vec{V}_6	011	$U_{dc}/3$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\pi}$	360
\vec{V}_7	111	0	0	0	0	0

Tableau III.1 : Relation entre les intercepteurs et la tension de vecteurs d'espace

III.2.2.2. Réalisation de MLI vectorielle

Le vecteur spatial PWM est réalisé sur la base de la Étapes suivantes [21] :

1. Déterminer $V_d V_q V_{ref}$ et l'angle (α).
2. Déterminer la durée $T_1 T_2 T_0$.
3. Déterminer le temps de commutation de chaque transistor (S1 à S6).

III.2.2.3. Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On pose que le système est triphasé équilibré :

$$\text{Donc } V_a + V_b + V_c = 0 \tag{III.3}$$

$$\left[\begin{array}{l} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c = V_m \sin(\omega t + 4\pi/3) \end{array} \right. \tag{III.4}$$

On définit la vecteur de tension de sortie V_{ref}

$$V_{ref} = \frac{2}{3}(v_a e^{j0} + v_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{\frac{2\pi}{3}}) \quad (III.5)$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire d-q

$$V_{ref} = V_d + jV_q \quad (III.6)$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (III.7)$$

On peut exprimer la V_{ref} par la relation suivant :

$$\begin{aligned} V_{ref} &= V_d + jV_q = \frac{2}{3}(v_a e^{j0} + v_b e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{\frac{2\pi}{3}}) \\ &= \frac{2}{3}(v_a + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_b + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_c) + j\frac{2}{3}(v_a + \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_b - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)v_c) \end{aligned} \quad (III.8)$$

$$\begin{cases} V_d = \frac{2}{3}(v_a - \frac{1}{2}v_b - \frac{1}{2}v_c) \\ V_q = \frac{\sqrt{3}}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}v_b - \frac{\sqrt{3}}{2}v_c) \end{cases} \quad (III.9)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{V_q}{V_d} = \omega t = 2\pi f \quad (III.10)$$

f : fréquence de fondamental

V_d V_q Sont les composantes du vecteur V_{ref} dans le plan d-q.

	000	100	110	010	011	001	101	111
V_d	0	U_{dc}	$\frac{1}{2}U_{dc}$	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	U_{dc}	$-\frac{1}{2}U_{dc}$	$\frac{1}{2}U_{dc}$	0
V_q	0	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	0

Tableau. III.2 : Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur vs dans le plan (d - q).

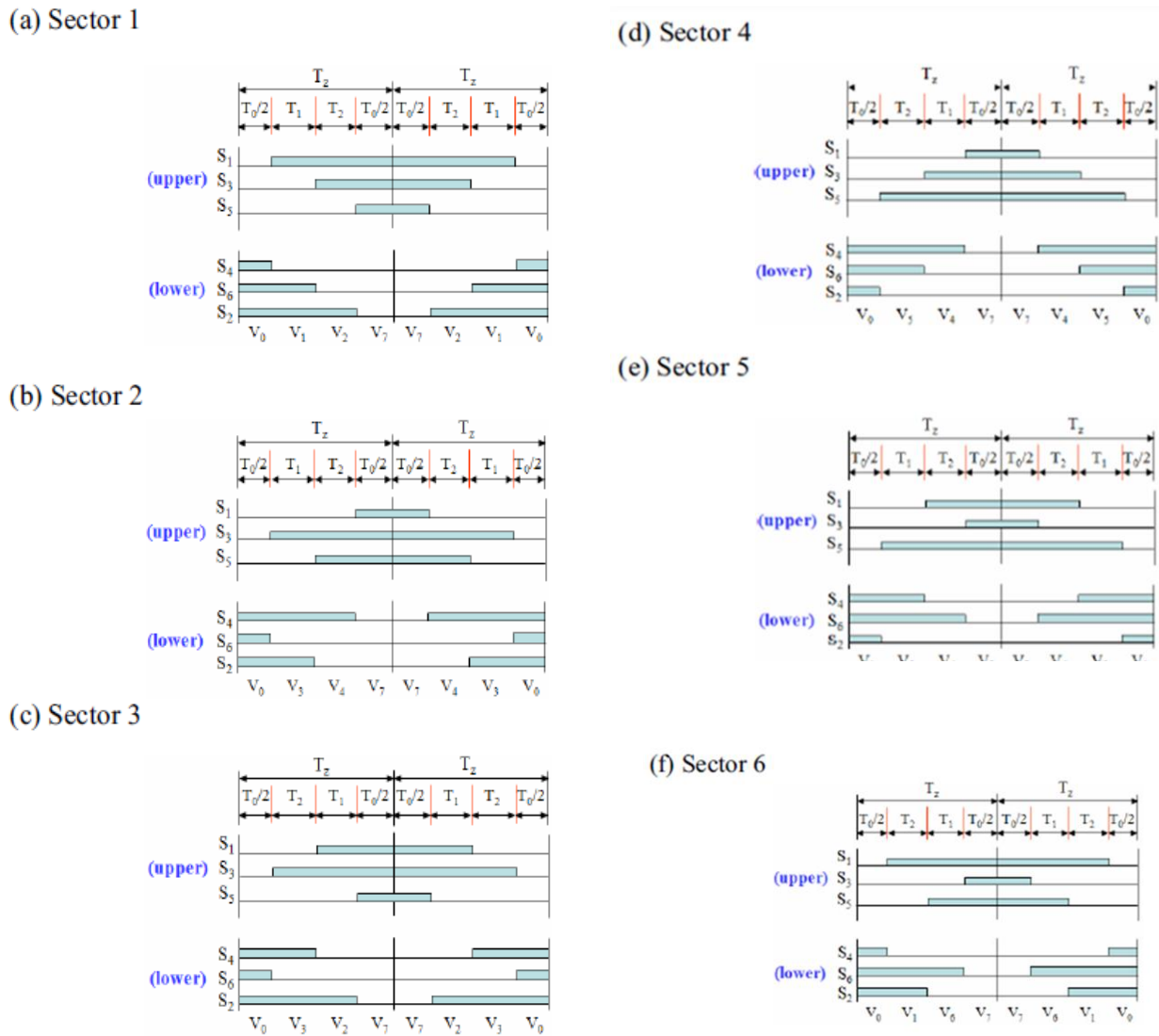


Figure III.5 : Les états d'intercepteur

III.3. Les différentes stratégies de commande d'onduleur z-source par MLI

III.3.1. Simple Boost (MLI simple Boost Control SBC)

En plus de la MLI sinusoïdale traditionnelle, la commande simple de suralimentation utilise deux lignes droites égales à la valeur de crête des références triphasées pour contrôler le rapport de service à travers, comme le montre la Fig. 2. Lorsque la forme d'onde triangulaire est supérieure à la ligne supérieure V_p , ou plus basse que la ligne de fond V_n , le circuit se transforme en état de tir à travers (*Shoot-Through*). Sinon, il fonctionne comme un transporteur traditionnel basé MLI [19].

La relation entre le taux de modulation (r) et le rapport cyclique maximal de l'état de tir (D) est exprimée comme suit :

$$D_{max} = 1 - r \quad (III.15)$$

$$\text{Avec } D = T_0/T$$

Le gain en tension de l'onduleur Z-source peut être écrit comme suit

$$\left\{ \begin{array}{l} G = B \cdot r \\ B = \frac{1}{1-2D} \\ G = \frac{r}{1-2D} \end{array} \right. \quad (III.16)$$

Avec B facteur d'amplification

r : Le Taux de modulation

G : Le gain en tension de l'onduleur Z

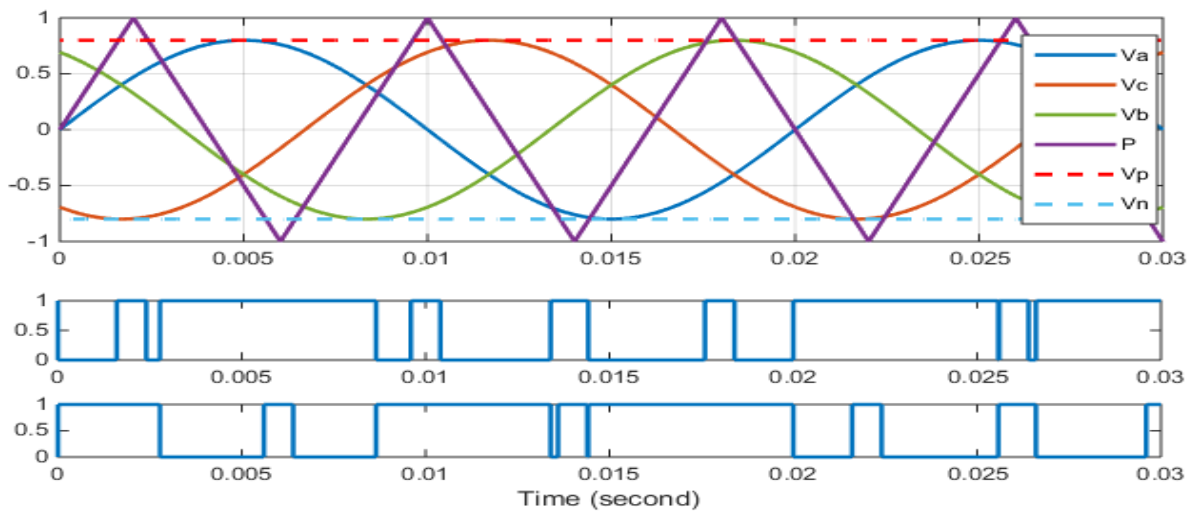


Figure III.6: MLI simple Boost Control SBC

La commande Simple Boost est simple et facile à mettre en œuvre. Toutefois, le rapport cyclique l'état de tire obtenu D diminue avec l'augmentation du taux de modulation « r ». Le rapport cyclique état de tire maximum de la commande Simple Boost est limité à $1-r$ pour une opération particulière, atteignant zéro pour un taux de modulation égale à 1. L'opération avec un taux de modulation élevé pour la commande Simple Boost, conduit à une faible tension de sortie. Afin de générer une tension de sortie qui nécessite un gain en tension élevée, un faible taux de modulation doit être utilisé [18].

III.3.2. MLI Maximum boost control MBC

Dans le cas de MBC, la période de temps totale à l'état zéro est convertie en état de tir, ce qui entraîne un meilleur résultat que le SBC. Comme on peut le voir sur la figure 3, dans cette stratégie, le circuit est en état de tir lorsque l'onde porteuse triangulaire est supérieure à la courbe maximale des références (V_a, V_b, V_c) ou inférieure au minimum des références [19].

$$\left\{ \begin{array}{l} D = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}r}{2\pi} \\ B = 3\sqrt{3}G - 1 = \frac{\pi}{3\sqrt{3}r - \pi} \\ G = B \cdot r = \frac{\pi \cdot r}{3\sqrt{3}r - \pi} \end{array} \right. \quad (III.17)$$

Avec B facteur d'amplification

r : Le Taux de modulation

G : Le gain en tension de l'onduleur Z

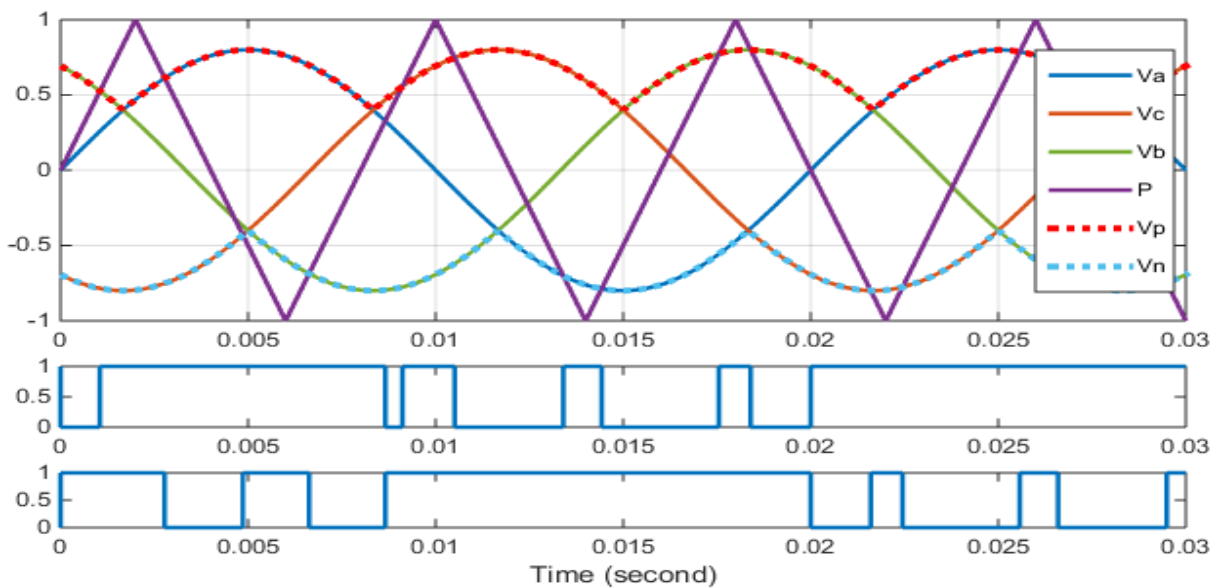


Figure III.7: MLI Maximum boost control MBC

III.3.3. Commande de suralimentation constante maximale MCBC

Afin de réduire le volume et le coût, il est important de toujours maintenir le rapport de service de tir continu constant. Dans le même temps, une augmentation de la tension pour un indice de modulation donné est souhaitée pour réduire la tension à travers les commutateurs.

La commande de suralimentation constante maximale atteint le gain de tension maximal tout en conservant toujours le rapport de service continu constant. Fig. 4 montre la carte schématique de la commande de poussée constante maximale avec la troisième injection harmonique.

Dans cette méthode, la troisième harmonique est injectée avec le signal de modulation. Cela signifie que la référence (sinusoïde) est ajoutée avec une autre sinusoïde ayant une fréquence exactement trois fois plus que la référence et l'amplitude généralement un sixième ($1/6$) de l'onde modulatrice [19].

$$\left\{ \begin{array}{l} D_0 = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \\ B = 3\sqrt{3}G - 1 = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \\ G = B \cdot r = \frac{r}{\sqrt{3} \cdot r - 1} \end{array} \right. \quad (\text{III.18})$$

Avec B facteur d'amplification

r : Le Taux de modulation

G : Le gain en tension de l'onduleur Z

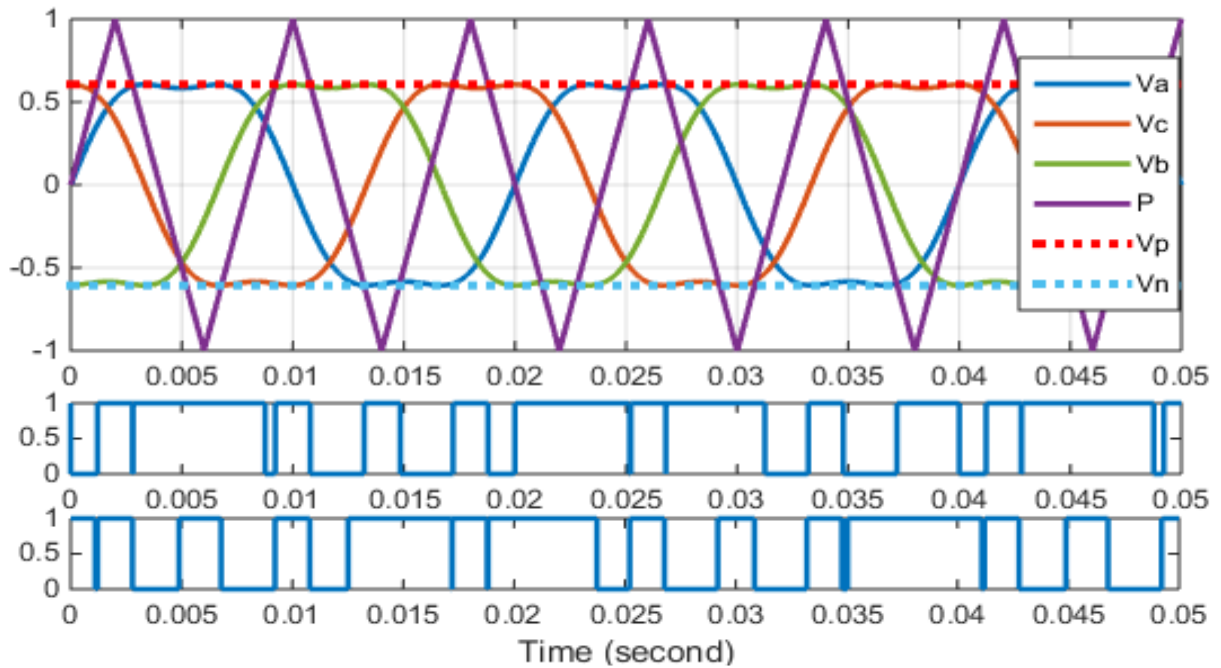


Figure III.8 : Constante maximale MCBC

III.4. Simulation de command d'onduleur classique de tension par MLI sinus-triangle

Afin de valider cette technique une simulation a été faite sous l'environnement

MATLAB/SIMULINK en ayant les paramètres suivants utilisés dans toutes les simulations :

Paramétré	Valeur
Tension d'entrée	300 V
Fréquence de signale référence	50 Hz
Fréquence de signal porteuse	2 KHz
Résistance de charge	10 Ω
Inductance de charge	1 Mh
Condensateur de filtre LC	1400 uF
Inductance de filtre LC	20 mH
Taux de modulation	0.8

Tableau III.3 : Les paramètres de simulations

Simulation de block MLI sinus-triangle

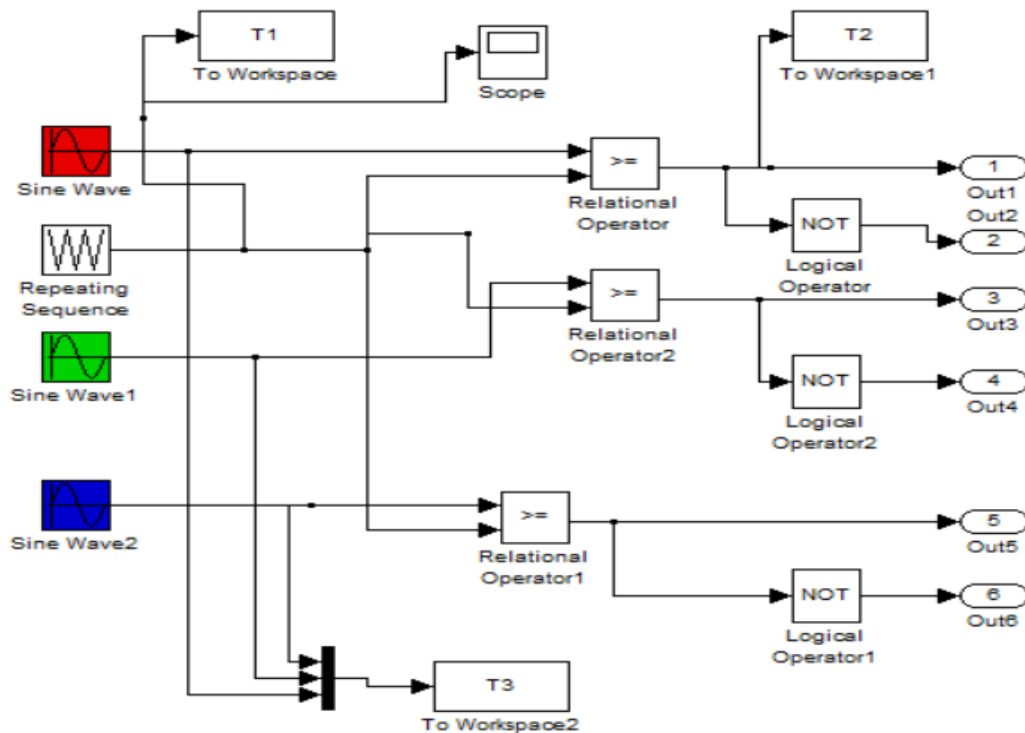


Figure III.9 : Block de commande MLI sinus-triangle par Simulink

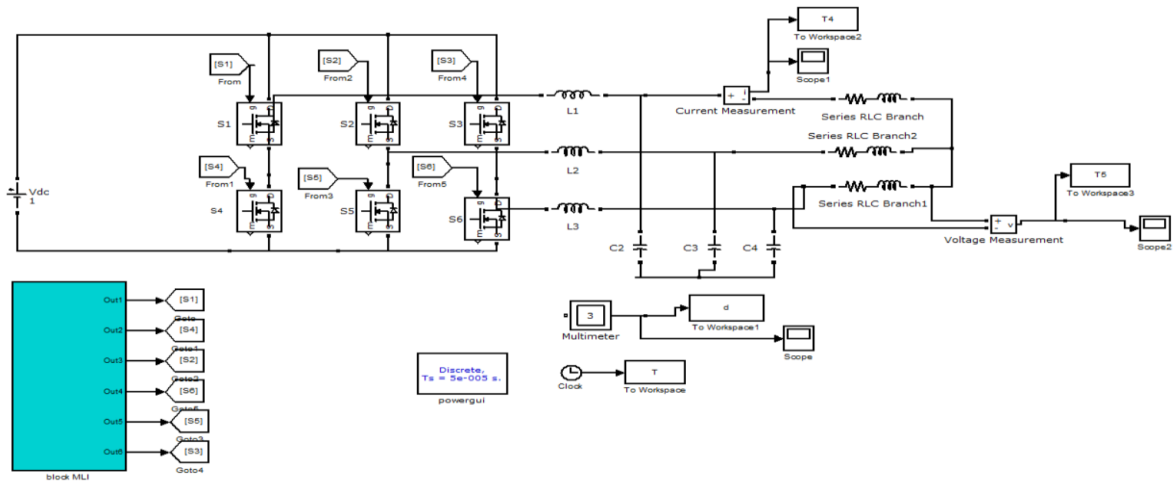


Figure III.10 : Architecteur de commande d'onduleur classique de tension par SPWM sous matlab

III.4.1. Résulta de simulation

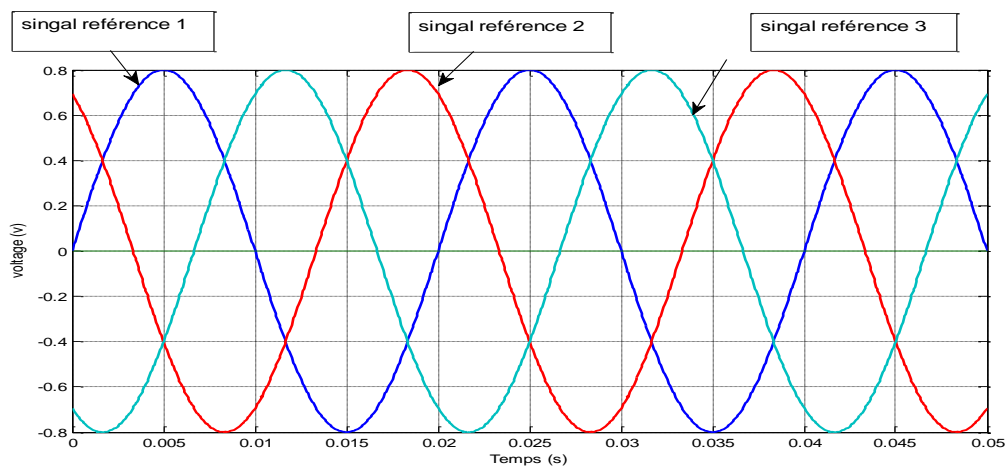


Figure III.11 : Les trois signaux de référence de commande MLI sinus-triangle

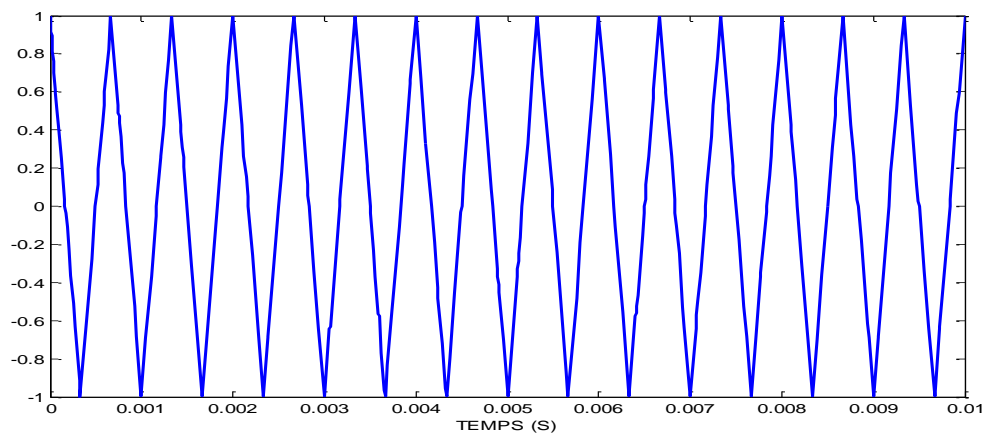


Figure III.12 : Signale de porteuse triangulaire

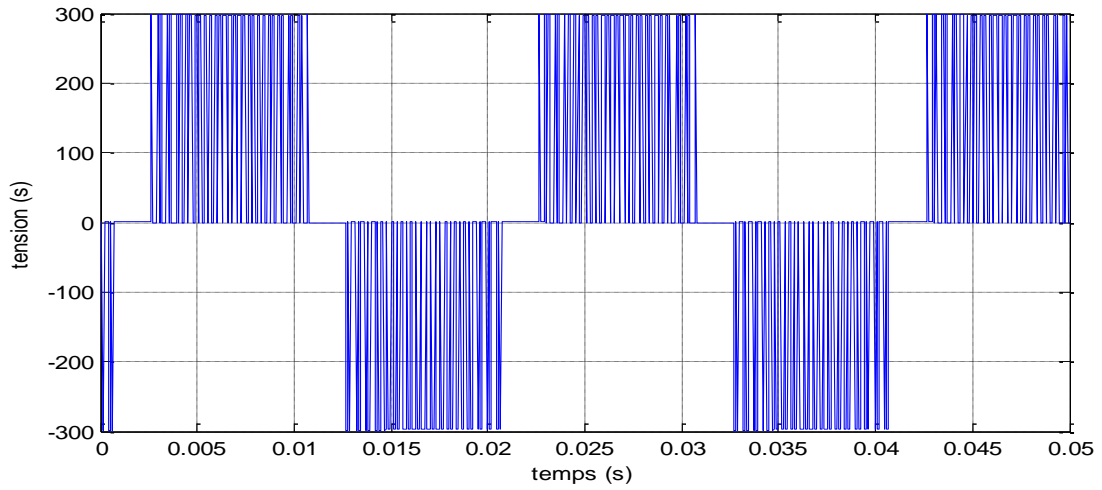


Figure III.13 : Tension de sortie d'onduleur par PWM

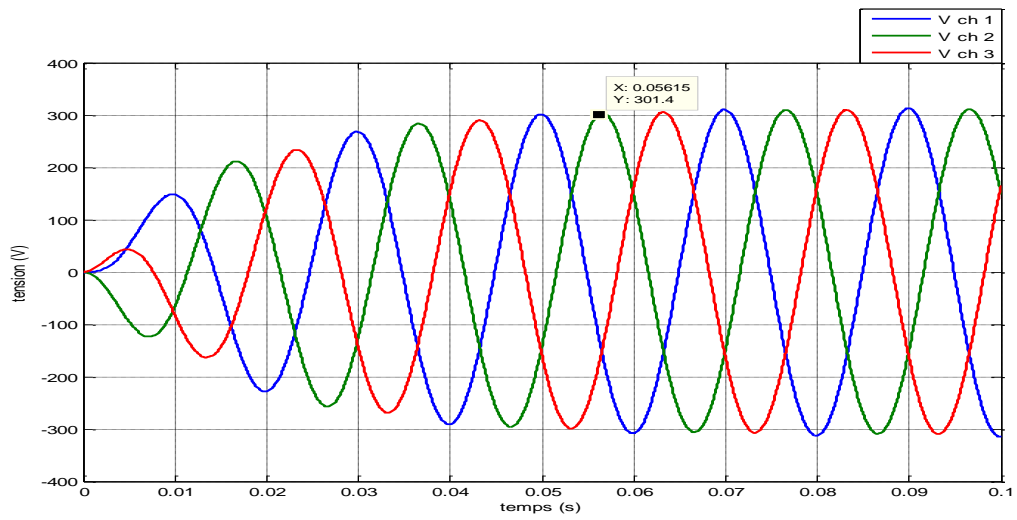


Figure III.14 : Les courbes de tension de la sortie aux borne la charge RL

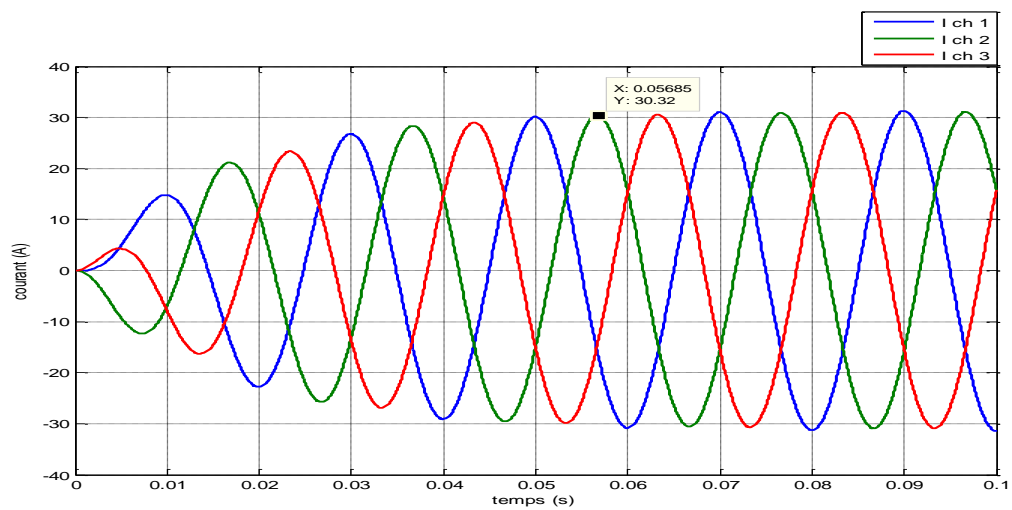


Figure III.15 : Les courbes de courant de sortie aux borne la charge RL

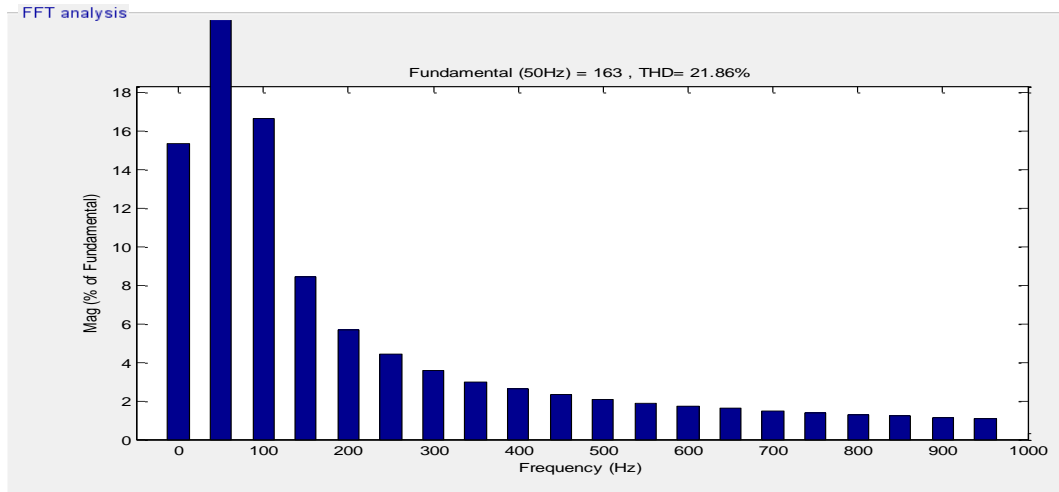


Figure III.16 : FFT analyse de signal de sortie dans la charge RL par PWM

III.5. Simulation de commande d'onduleur z-source de tension par MLI sinus-triangle (PWM)

On garde le même paramètre précédent de onduleur classique on ajoute les nouveaux paramètres de cellule Z-source

Paramètre	Valeur
Inductance cellule Z L_z	9.6 mH
Condensateur de cellule Z C_z	4700 uF

Tableau III.4 : Paramètres de cellule Z-source

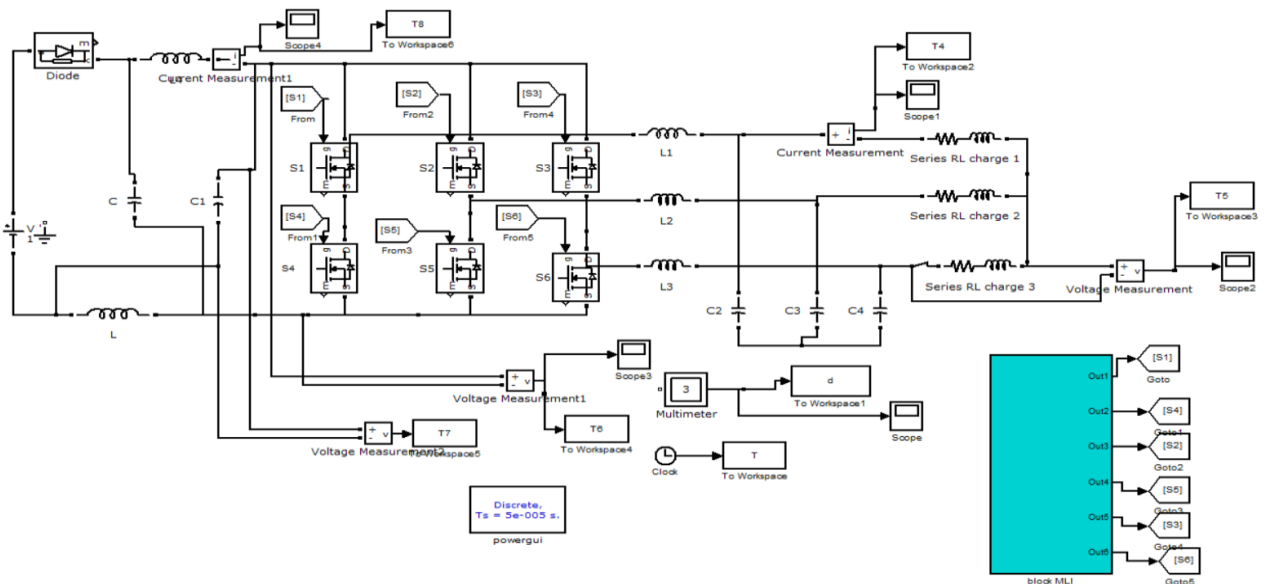


Figure III.17 : Architecture de l'onduleur Z-source sous MATLAB/SIMULINK

III.5.1. Résulta de simulation

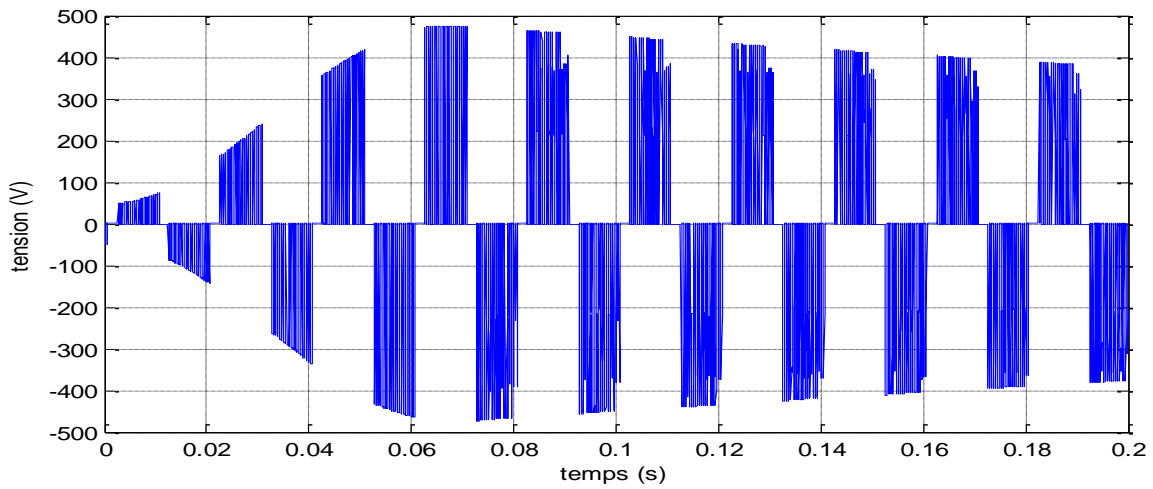


Figure III.18 : La tension de sortie d'onduleur z-source par PWM

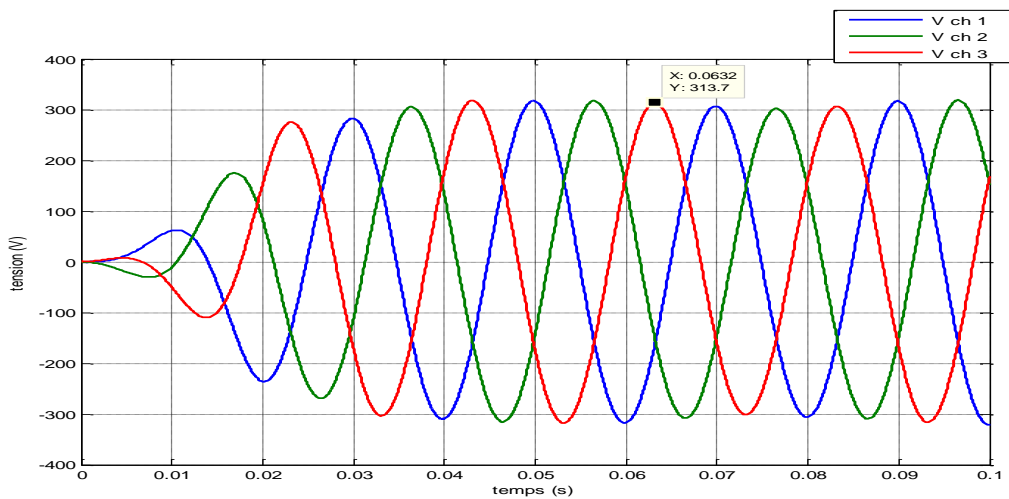


Figure III.19 : Les courbes de tension de sortie z-source aux bornes la charge RL par PWM

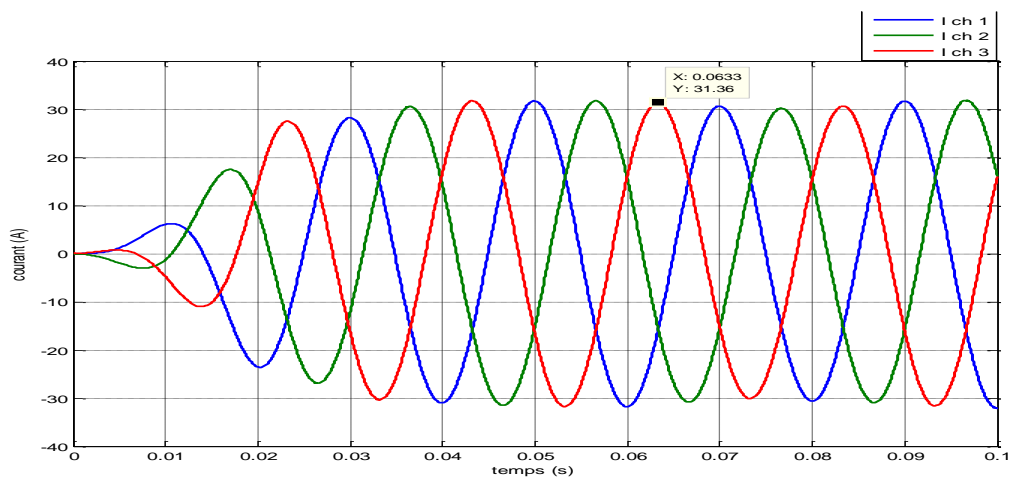


Figure III.20 : Les courbes de courant de sortie z-source aux bornes la charge RL par PWM

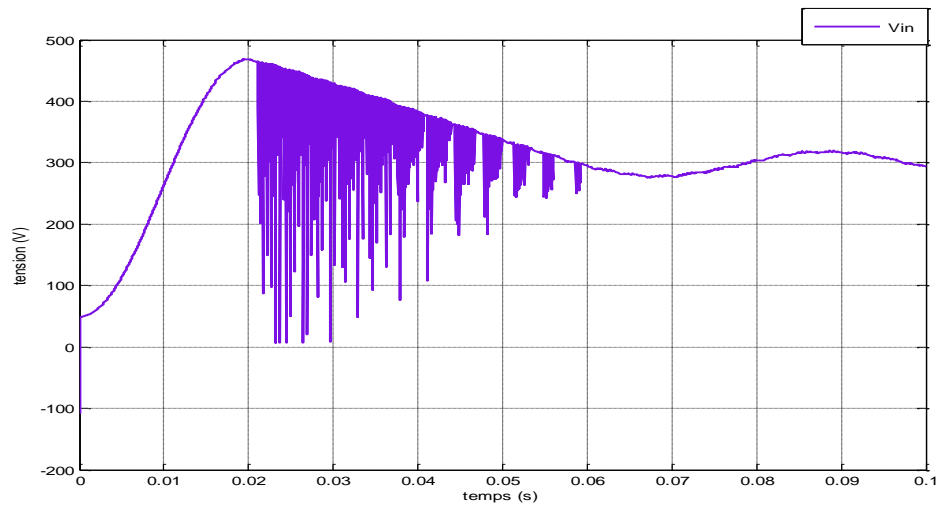


Figure III.21 : La tension de sortie de la cellule z-source par PWM

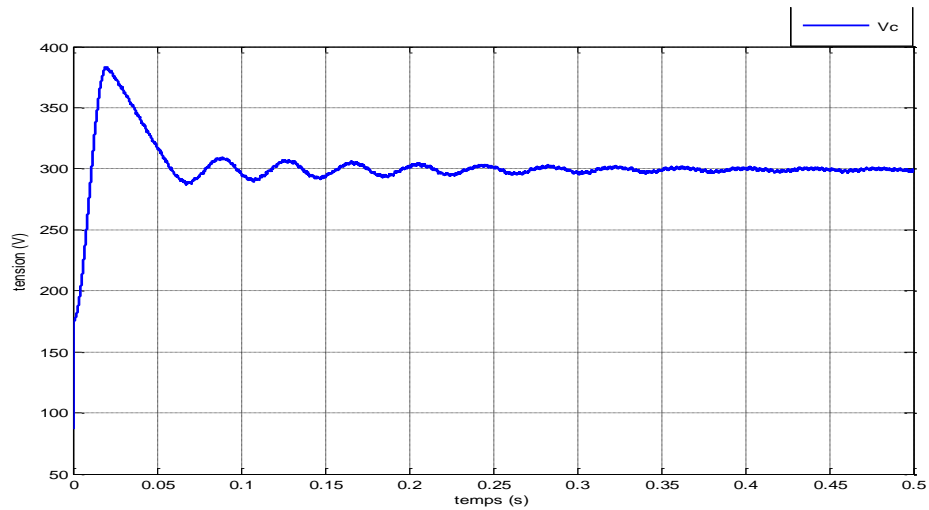


Figure III.22 : La tension à la borne de condensateur de cellule z par PWM

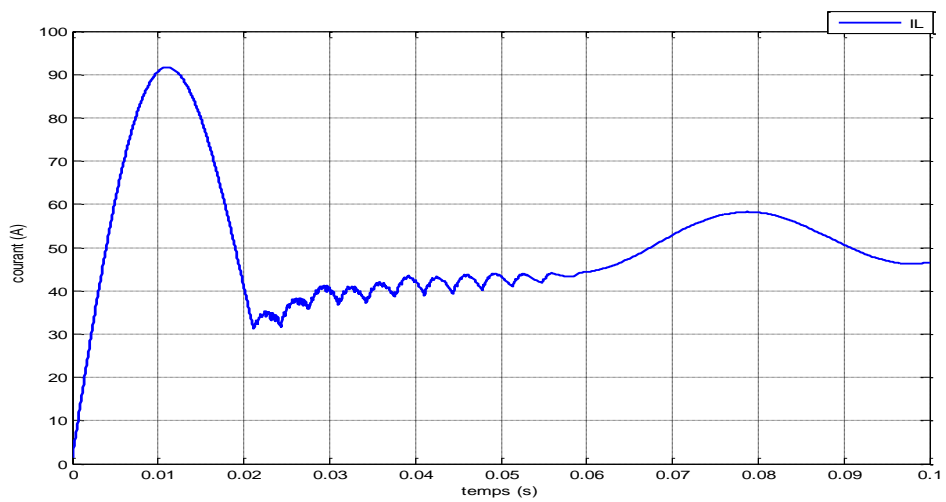


Figure III.23 : Le courant passant dans l'inducteur par PWM

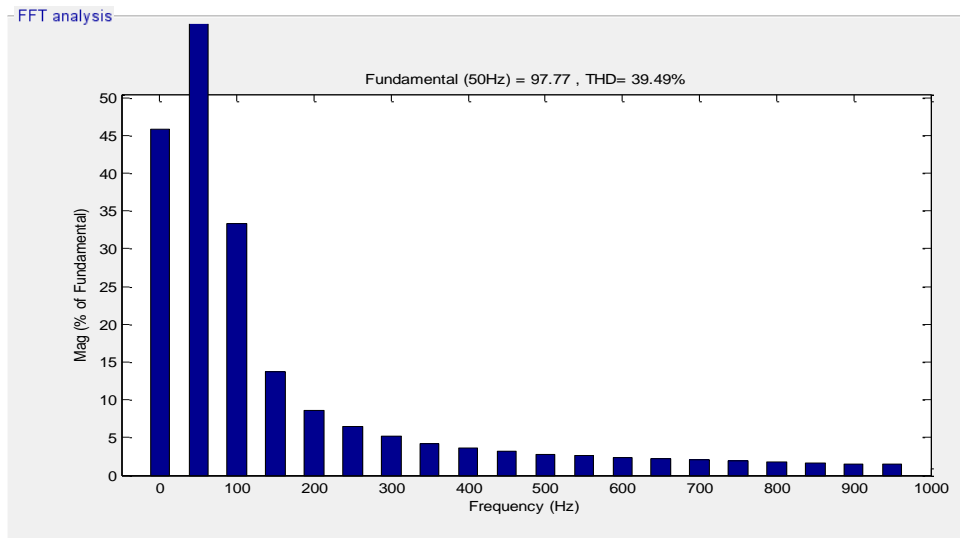


Figure III.24 : FFT analyse de tension à la borne la charge RL

III.6. Simulation de commande d'onduleur z-source de tension par MLI vectorielle (SVPWM)

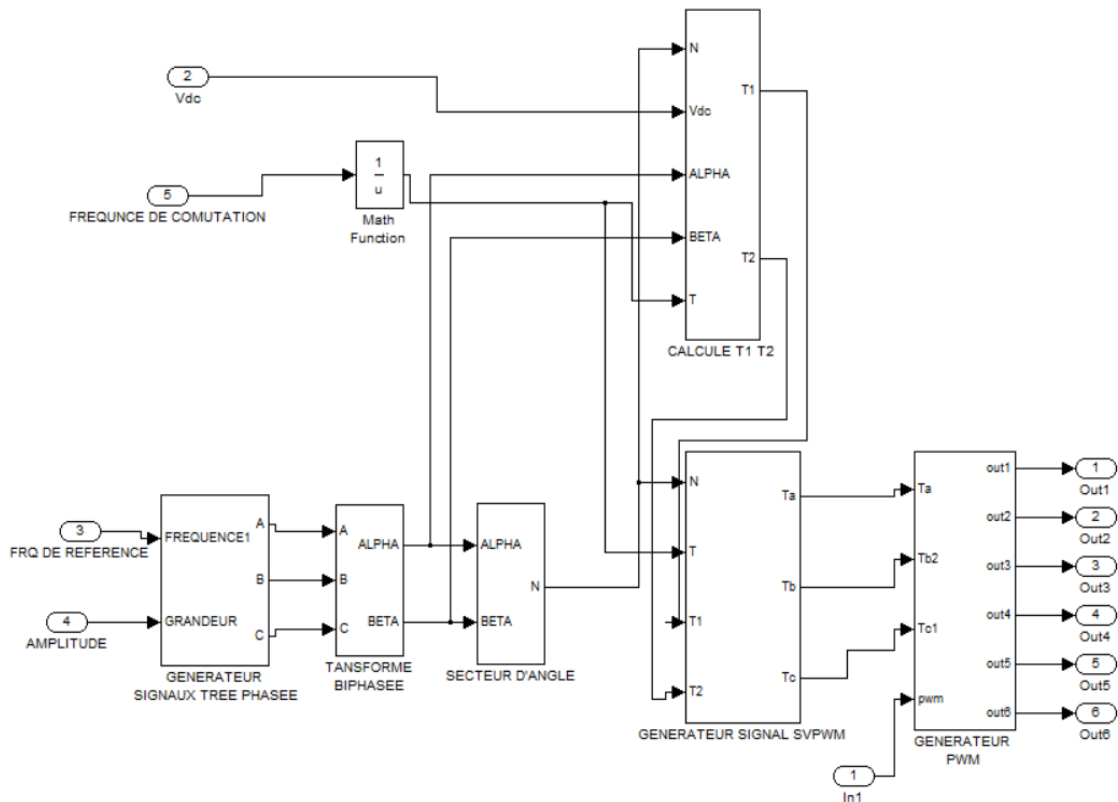


Figure III.25 : Block de commande SVPWM par Simulink

III.6.1. Résulta de simulation

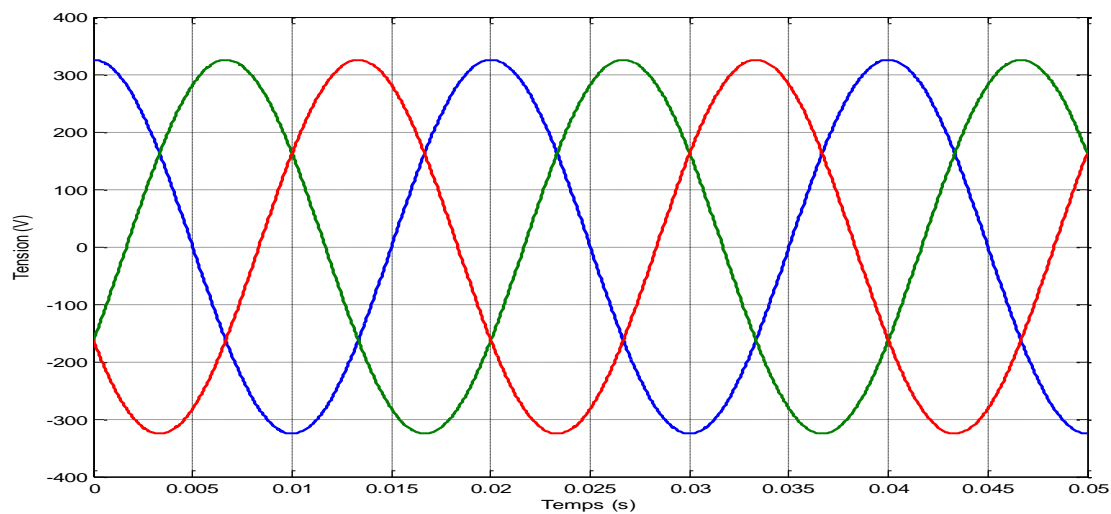


Figure III.26 : Les trois signaux de référence

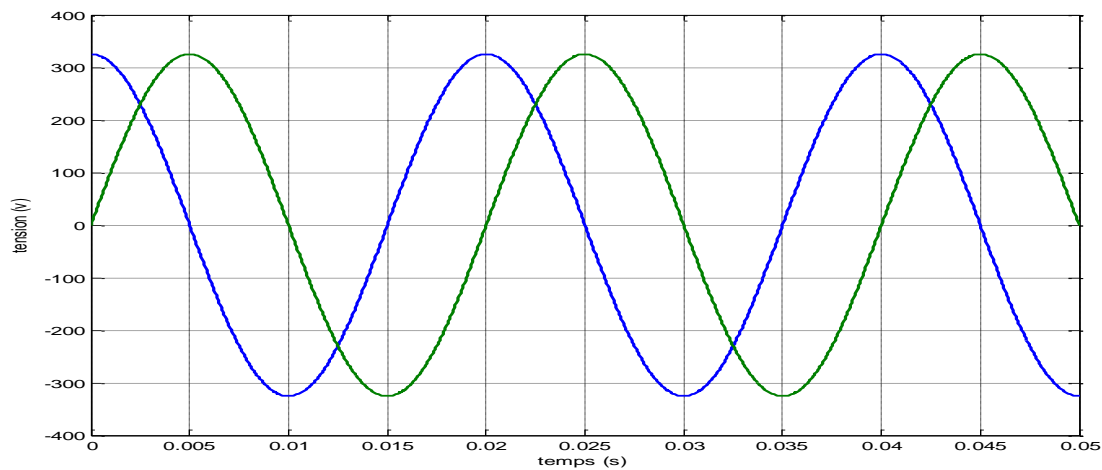


Figure III.27 : Transforme de Clark de tension de référence

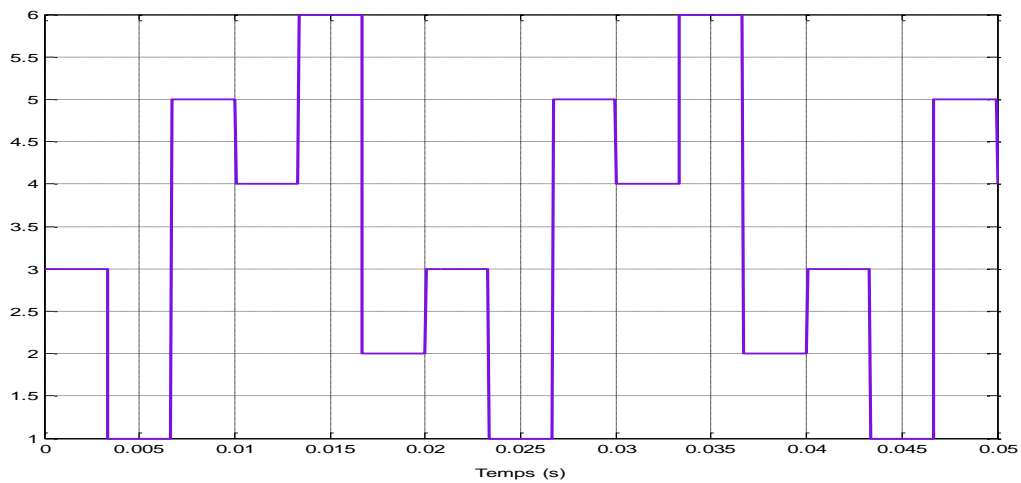


Figure III.28 : Block de secteur des anges de référence

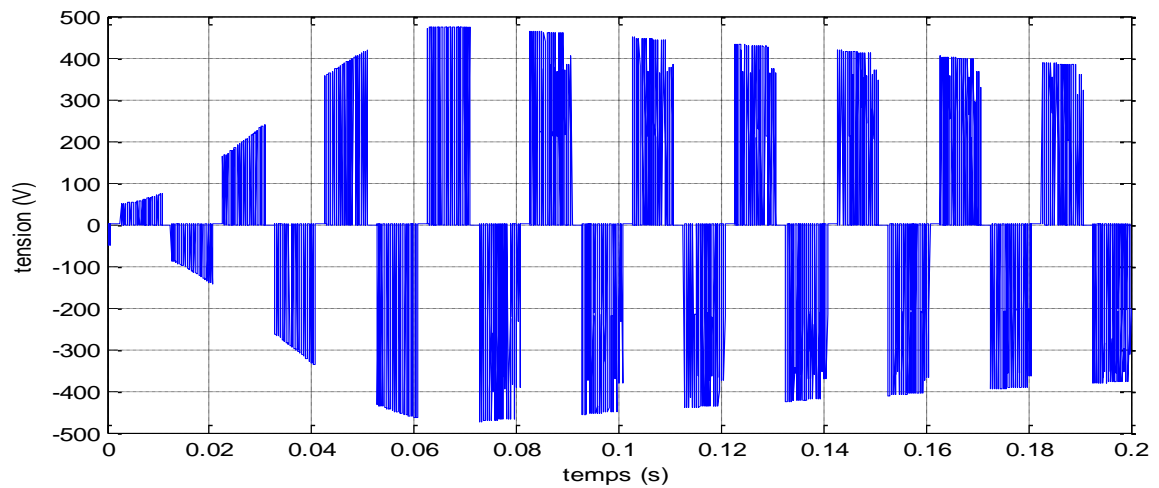


Figure III.29 : La tension de sortie d'onduleur z-source par SVPWM

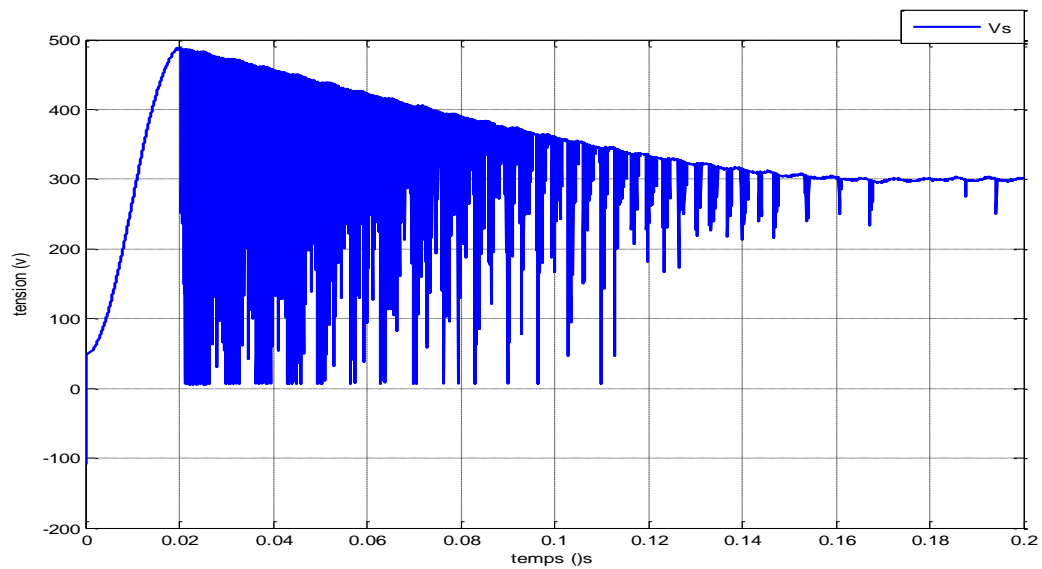


Figure III.30 : La tension de sortie de la cellule z-source par SVPWM

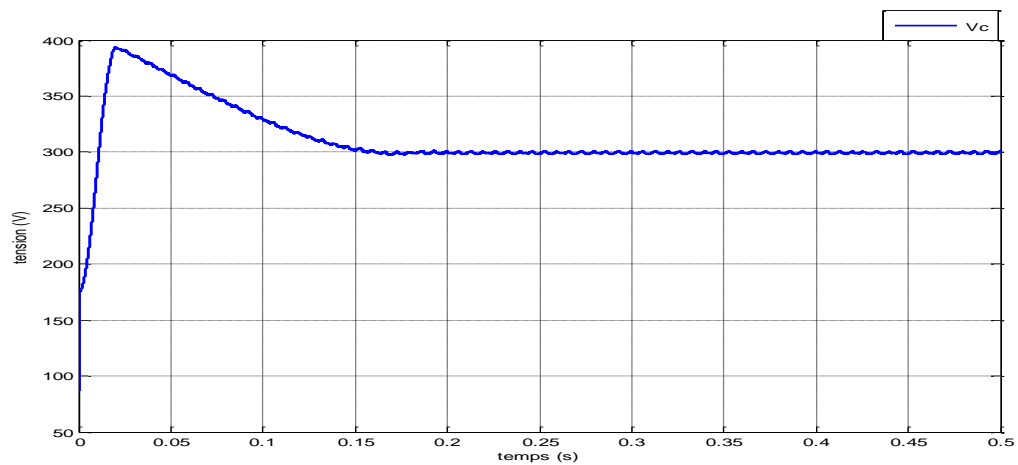


Figure III.31 : La tension à la borne le condensateur de cellule z-source par SVPWM

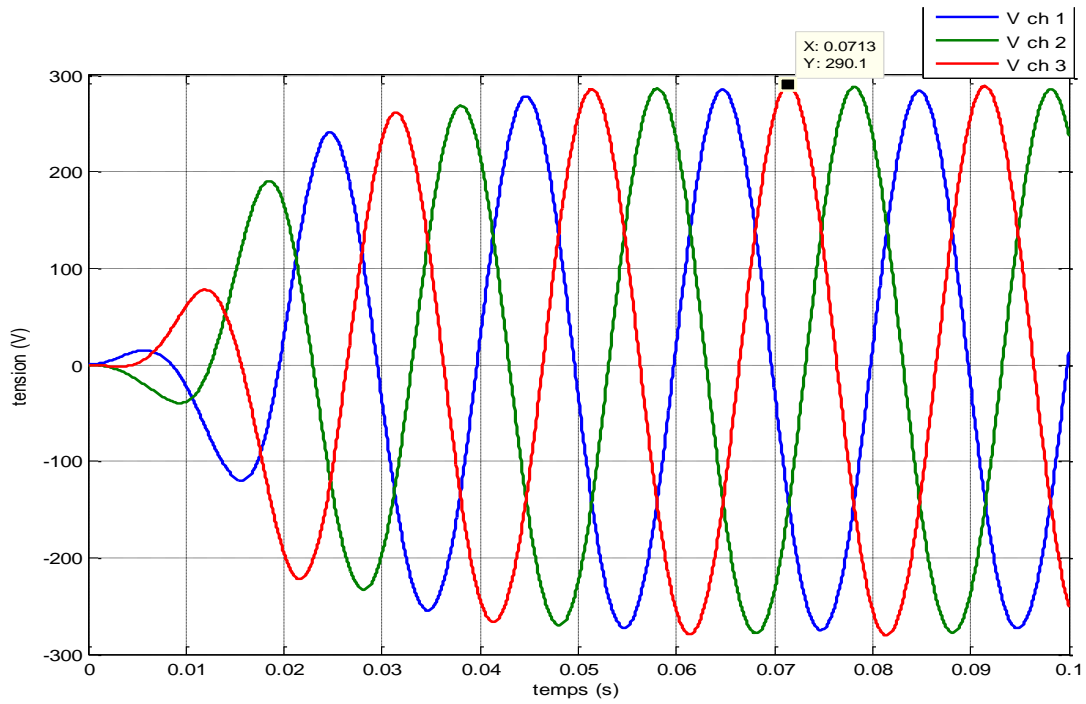


Figure III.32 : Les courbes de tension de sortie z-source aux bornes la charge RL par SVPWM

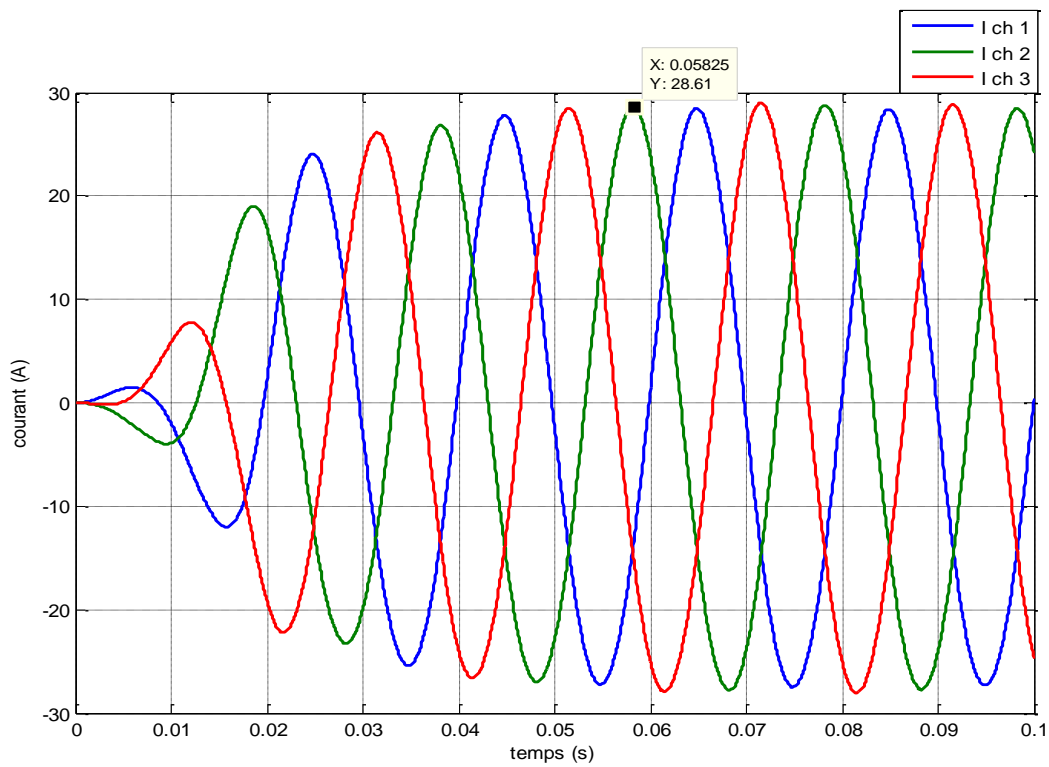


Figure III.33 : Les courbes de courant de sortie z-source aux bornes la charge RL par SVPWM

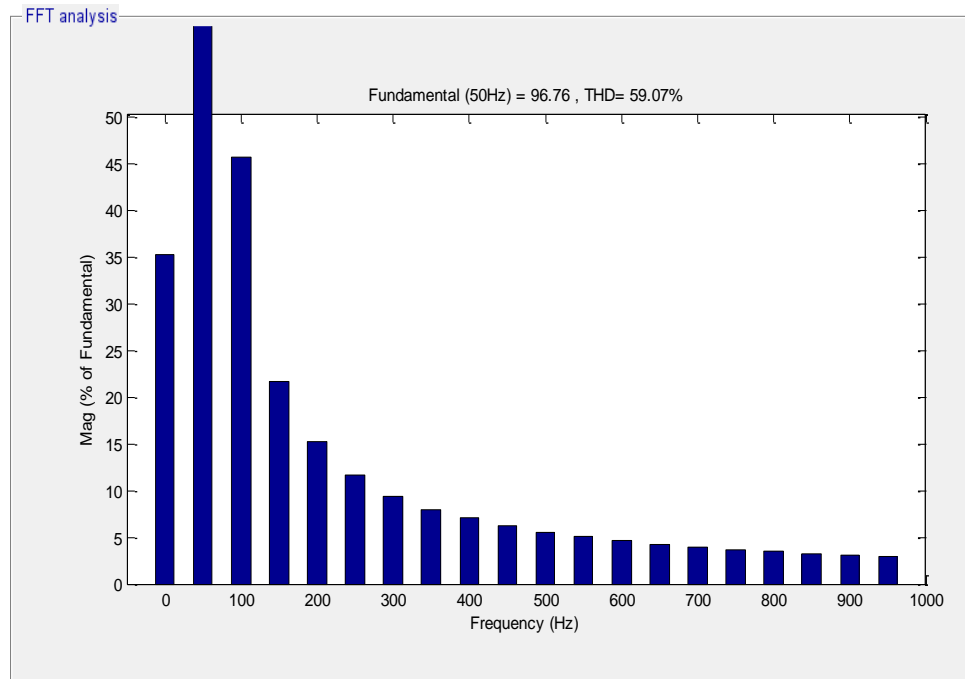


Figure III.34 : FFT analyse de signal de tension aux bornes la charge par SVPWM

III.7. Interprétation des résultats

Nous avons fait la simulation de onduleur Z-source deux niveau par deux méthode MLI (sinus-triangle) et MLI vectorielle SVPWM alimente par une tension continue de 300 V, les signaux de la commande des interrupteur de l'onduleur sont obtenu après la comparaison entre le signale de référence a une amplitude et un fréquence ($V=220v, f =50Hz$) avec une porteuse a une amplitude et un fréquence ($f =2KHz$).

Nous remarquons que d'après les figures de simulations figure III.18 et le figure III.29 figure III.13 la tension V_i à la sortie de l'onduleur z-source est amplifiée de 300 à 500 V avec une forme alternative. Plus que l'onduleur classique qui attient la valeur maximal 300 V.

Nous avons remarqué aussi d'après le FFT analyse (figure III.24, figure III.16) il 'Ya une valeur considérable des harmoniques quand nous utilisé onduleur z-source para port l'onduleur classique.

Nous avons remarqué que la tension de sortie d'onduleur z-source il Ya un réduit de valeur de tension dans le début pour très petite période est après il y'a une augmentation de tension jusqu'à 500 V. Mais par l'onduleur classique il 'Ya aucun réduit mais la valeur de tension de la sortie moins que l'onduleur z-source.

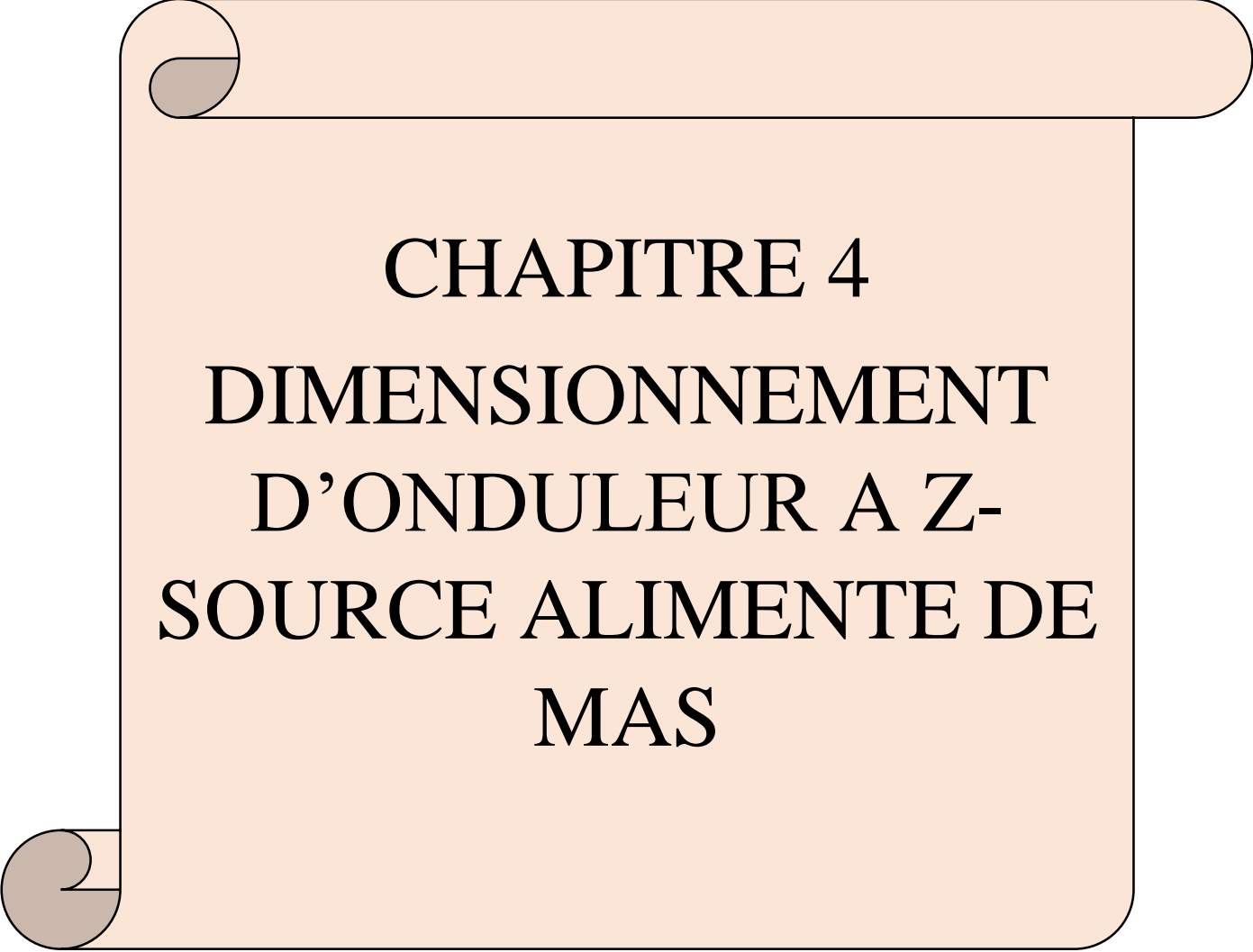
Les résultats de commande par la méthode MLI sinus-triangulaire similaire de résultats de MLI vectorielle, les deux méthodes donne un bon résultat. Mais les harmonique de la méthode MLI vectorielle plus que MLI sinus-triangulaire

Donc l'intérêt de convertisseur z-source est pouvoir obtenir une tension alternative de sortie plus importante par les condensateurs (C_1 et C_2) à n'importe quelle valeur supérieure à la valeur moyenne d'entrée continue qu'avec un onduleur classique, soit un effet Boost naturel (court-circuit d'onduleur).

III.8. Conclusion

L'objectif de la MLI adéquate est de réduire ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants ; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

Dans ce chapitre nous avons analysés les différentes stratégies de commande de l'onduleur à structure Z-source qui sont dérivées de la commande à modulation de largeur d'impulsion triangule-sinusoïdale en insérant l'état de court-circuit.



CHAPITRE 4
DIMENSIONNEMENT
D'ONDULEUR A Z-
SOURCE ALIMENTE DE
MAS

IV.1. Introduction :

Depuis l'invention des moteurs électriques, ils évoluent au fil du temps pour répondre aux différents besoins de l'être humain, leurs besoins sont toujours changés à la suite du développement et des progrès. Les machine asynchrone sont le plus utilise car ils sont robustesse est moins complexe et maintenance facile. Pour le meilleur commande de machine asynchrone (MAS) il faut bien choisit le machine et l'onduleur est aussi la cellule Z. donc dans ce chapitre nous découvrons comment dimensionnement l'onduleur z-source alimente un machine asynchrone.

IV.2. Définition de la machine asynchrone :

Les Machines asynchrone (MAS) sont des appareils électromécaniques, qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique et vice-versa.

La conversion d'énergie électromécanique est une conversion d'énergie mécanique en énergie électrique (générateur) ou vice versa (moteur) à l'aide d'un mouvement rotatif (machines rotatives) ou mouvement de translation (linéaire) (machines linéaires et actionneurs). Les machines électriques, les actionneurs électromagnétiques et les électroaimants sont généralement appareils électromécaniques de conversion d'énergie [29].

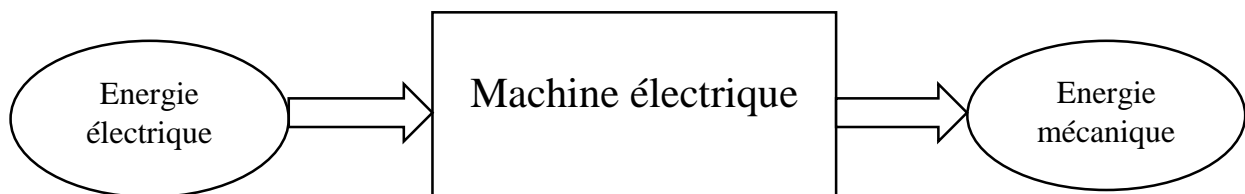


Figure IV.1 : La conversion d'énergie électromécanique

IV.3. Constitution de la machine asynchrone :

IV.3.1. Parties principales

IV.3.1.1. Stator :

Le stator des moteurs asynchrones triphasés est le même que celui du moteur synchrone ou de l'alternateur, c'est lui qui crée le champ tournant.

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé [8]

IV.3.1.2. Rotor :

C'est une le partie mobile de la machine Le rotor porte l'enroulement dans lequel doit circuler les courants induits. En pratique, on trouve deux types de rotor de la MAS.

Le rotor se compose d'un cylindre de tôles poinçon nées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court - de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement.: le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné. L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé [8].

Il existe deux types de rotors

- Le rotor est constitué de tôles empilées pour former un cylindre cranté contenant des conducteurs en fonte d'aluminium ou de cuivre dont les extrémités sont court-circuitées par des couronnes du même type pour former une cage d'écureuil. Dans ce cas, on parle de "machines asynchrones à cage d'écureuil". Ou un simple rotor à cage. Dans les moteurs de petite et moyenne puissance [26].
- Le rotor peut avoir un système d'enroulement triphasé relié au bornier par des contacts à bagues/balais pour les court-circuiter. Dans ce cas, nous parlons de "moteurs asynchrones à rotor bobiné" ou de moteurs asynchrones à cage [26].

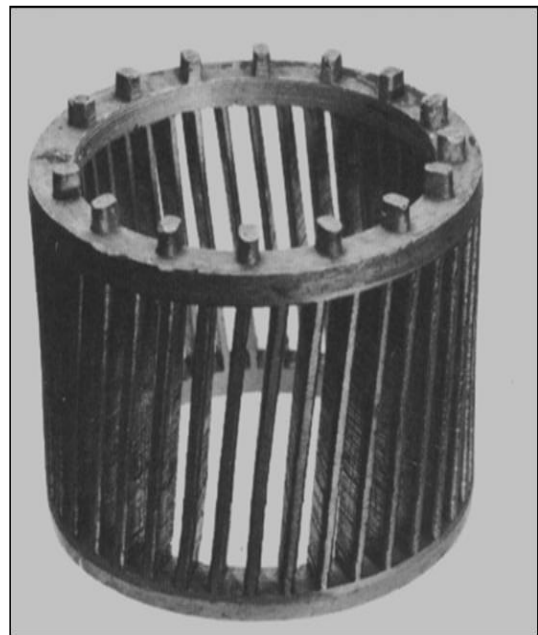
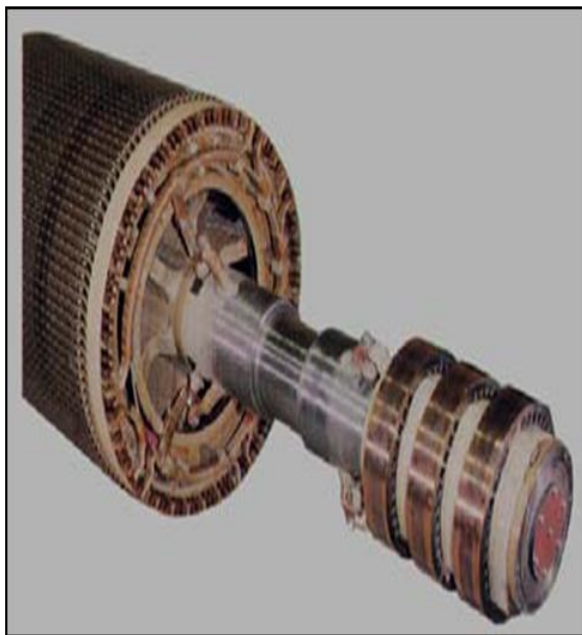


Figure IV.2 : Exemple de rotor d'une MAS

IV.4. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

IV.4.1. Physique Globale :

La loi de Laplace montre que lorsqu'un conducteur traversé par un courant et placé dans un champ magnétique est soumis à une force dont le sens est déterminé par la règle des trois doigts de la main droite [31].

La force électromagnétique ou force de Lorentz est la force subie par une particule chargée dans un champ électromagnétique. C'est la principale manifestation de l'interaction électromagnétique [32].

La loi de Laplace et la loi de Coulomb nous disent qu'il y a une force lorsqu'il y a généralement une interaction entre deux champs magnétiques.

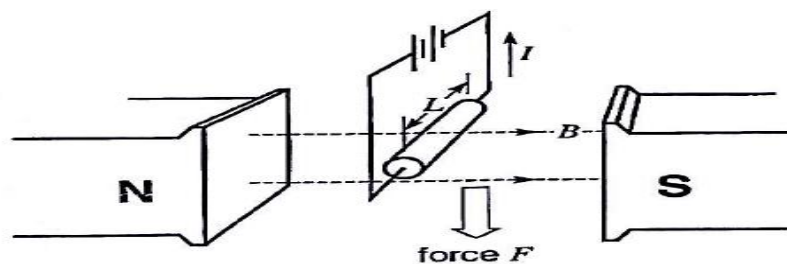


Figure IV.3 : Principe de la loi de la place

IV.4.2. Création de champ tournant :

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator est constitué schématiquement de trois bobinages décalés de $2\pi/3$ et alimentés par un système de tensions équilibrées de fréquence f . Ces trois bobines créent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme $\frac{\omega}{p}$ ou $\frac{2\pi f}{p}$ qui se répartit sinusoidalement dans l'entrefer de la machine [24].

L'enroulement rotorique est balayé par le champ tournant créé par l'enroulement triphasé du stator. Ils sont donc le siège d'une f.é.m. induite laquelle donne naissance à des courants rotoriques induits dans la mesure où ces enroulements sont fermés sur eux-mêmes. D'après la loi de Lenz, ces courants s'opposent à la cause qui les a données naissance. En effet, plus le rotor accélère, plus sa vitesse relative par rapport au champ tournant devient réduite [26].

Il appelle asynchrone car il Ya en retard et On aura donc toujours un écart entre la vitesse de rotation de rotor para port la vitesse de rotation de champ tournant ont appelé se retard le glissement «g»

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (\text{IV.1})$$

IV.5. Critère de choix de machine asynchrone électrique :

Les critères de choix sont [24] :

- Aspects de l'alimentation électrique
- Considérations à propos des moteurs
- Charges entraînées
- Vitesse
- Démarrage et arrêt
- Moteurs sur mesure
- Conditions environnementales
- Caractéristiques physiques
- Efficacité énergétique et rentabilité

IV.6. Dimensionnement des interrupteurs de puissance

IV.6.1. Critères de choix de composants :

Le choix d'un composant fait apparaître plusieurs aspects [28] :

- Les caractéristiques de la commande,
- Les conditions de protection,
- Le coût qui doit comprendre le circuit de refroidissement, la complexité de circuit, les composants passifs associés, l'encombrement,...

Pour les basses fréquences et haut puissance le choix par ordre préférentiel :

- Thyristors classique ou le GTO
- Le bipolaire ou le Darlington,
- Le MOSFET.

Pour les fréquences élevées, et basse et moyenne puissance alors on procède aux choix préférentiels suivants :

- Le MOSFET,
- Le bipolaire ou le Darlington,
- Thyristor classique, GTO.

Si on besoin fréquences élevées et puissance élevées on choisit le IGBT.

Car on utilise un MAS de moyenne puissance et une fréquence Pas relativement grand on a choisi le MOSFET.

IV.7.Présentation de MOSFET :

Est un dispositif semi-conducteur de la famille des transistors. Sa particularité est d'utiliser un champ électrique pour contrôler la forme et donc la conductivité d'un « canal » dans un matériau semi-conducteur.

Est un morceau de « n » matériel avec un porte isolée à gauche et une région « p » à droite. La région p est appelée substrat. Les électrons qui s'écoulent de la source au drain doivent passer canal entre la porte et le p substrat. Une mince couche de dioxyde de silicium (SiO₂) est déposée sur le côté gauche du canal. Le dioxyde de silicium est le même que le verre, qui est un isolant. Dans un MOSFET, la porte est métallique. Parce que la porte métallique est isolée du canal, négligeable le courant de la porte se propage même lorsque la tension de la porte est positive [22].

Pour réaliser l'onduleur, nous avons utilisé des interrupteurs de puissance du type MOSFETs.

Mais pour les MOSFETs, nous distinguons deux types : transistor à canal N et transistor à canal P. Les performances du transistor MOS à canal P (PMOS) sont plus faibles que pour le transistor à canal N. L'explication physique tient à la meilleure mobilité des électrons (dans un NMOS) par rapport à la mobilité des trous (dans un PMOS). Pour cette raison, nous avons choisi d'utiliser des interrupteurs MOS à canal N. Pour le choix des interrupteurs bien adaptés à nos applications, nous nous sommes focalisés en premier lieu à l'étude de la tension maximale supportée par chaque interrupteur à l'état bloqué [3].

Pour une tension de bus continu de 100V ($4.V_{dc}=4 \times 100V=400V$), il faut prévoir des transistors qui supportent plus du double de la tension pour prendre en compte le phénomène des surtensions à cause de la grande rapidité des commutations (d_i/d_t important) des transistors MOSFETs. Dans un deuxième temps, en électronique de puissance, les chutes de tension importantes sont à éviter. De ce fait, le MOSFET choisi doit avoir une résistance R_{DSon} assez faible à l'état passant permettant de limiter les pertes Joule avec le double avantage de réduire la surface du système de refroidissement et d'augmenter le rendement global de l'onduleur [3].

IV.7.1. Choix de MOSFET :

Le choix de l'interrupteur de puissance est lié à la fréquence de travail ; à la tension, au courant et surtout au prix et à la disponibilité. Nous avons opté pour un transistor MOSFET de type IRF740 dont les caractéristiques conviennent à nos besoins en courant, tension et temps de réponse [9].

IV.7.2. Caractéristique du MOSFET IRF740 :

Le transistor de puissance MOSFET permet d'aller plus loin dans la réalisation de convertisseurs d'énergie au rendement amélioré. Les gammes disponibles offrent des composants atteignant des courants de 50A, des tensions de 1000V et des résistances à l'état passant R_{ds} aussi faible que 0.0392 [9].

On peut citer quelques avantages de ce composant [9] :

- Une bonne solidité dans le cas de fonctionnement normal, aucun phénomène de second claquage dans ce transistor ce qui lui offre une sécurité très étendue.
- Une très faible énergie de commande permettant d'obtenir un bon rendement.
- Ils sont commandés en tension à l'inverse des transistors bipolaires commandés en courant
- La résistance d'entrée du MOSFET est très élevée et peut dépasser le TΩm.
- Sa capacité d'entrée (entre la grille et la source) est de quelque pF. Une fréquence de commutation élevée

IV.8. Dimensionnement et contraintes des composants de cellule Z :

IV.8.1. Dimensionnement de l'inductance L_z

En mode de fonctionnement traditionnel la tension d'entrée apparaît sur le condensateur et aucune tension n'apparaît sur l'inducteur. Pendant le mode Z-source (boost est impliqué) la tâche de l'inducteur est de limiter l'ondulation de courant pendant ce mode de suralimentation. Pendant l'état de tire (*Shoot-Through*), le courant de l'inducteur augmente linéairement et la tension sur l'inducteur est identique à la tension sur le condensateur. En mode non- *Shoot-Through* (huit états traditionnels) l'inducteur le courant diminue linéairement et la tension sur le inducteur est la différence entre la tension d'entrée DC et la tension du condensateur [23].

L'inductance L_z assure le stockage d'énergie électrique et le lissage du courant que la traverse, ce dernier présente une ondulation Δi_{LZ} , 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 [18].

$$V = V_{CZ} = V_{LZ} \quad (IV.2)$$

$$\Delta i_{LZ} = i_{LZ \max} - i_{LZ \min} = \frac{V_{CZ.D.T}}{L_z} \quad (IV.3)$$

En utilisant les deux relations suivantes

$$V_{CZ} = \frac{1-D}{1-2.D} V_{DC} \quad (IV.4)$$

$$f_m = \frac{1}{T} \quad (IV.5)$$

Donc on peut déduire que :

$$\Delta i_{LZ} = \frac{D(1-D)}{L_Z \cdot f_m(1-2D)} V_{DC} \quad (IV.6)$$

f_m Représente la fréquence de commutation des MOSFET

L'inductance du réseau d'impédance doit être dimensionnée par la relation suivante

$$L_Z \geq \frac{D \cdot (1-D)}{\Delta i_{LZ} \cdot f_m(1-2D)} V_{DC} \quad (IV.7)$$

La valeur maximale admissible pour i_L résulte d'un compromis [8]:

- 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 de courant que

Les interrupteurs et la diode doivent supporter, le maximum correspond en outre au courant que les interrupteurs doivent pouvoir interrompre.

IV.8.2. Dimensionnement du condensateur :

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 [18].

Limitation de l'ondulation de la tension du condensateur (ΔV_{CZ}) à environ 3 % à la puissance de crête (généralement utilisée dans la plupart des applications dans différents papiers pour ZSI) [23].

La valeur du condensateur peut être approximativement calculée en utilisant :

$$i_{CZ} = i_{LZ} = C_Z \frac{\Delta v_{CZ}}{\Delta t} \quad (IV.8)$$

Donc on trouve que :

$$C_Z = \frac{i_{LZ} \cdot D}{\Delta v_{CZ} \cdot f_m} \quad (IV.9)$$

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

$$i_{LZ} = \frac{P}{V_{DC}} \quad (IV.10)$$

Avec P la puissance totale.

Finalement le condensateur C_Z doit être dimensionné par la relation suivante :

$$C_Z \geq \frac{P \cdot D}{V_{DC} \cdot f_m \cdot \Delta v_{CZ}} \quad (IV.11)$$

IV.9. Réalisation d'onduleur z-source :

Pour déterminer les valeurs des éléments passifs (L_z C_z) de la cellule Z, il est nécessaire de connaître la puissance de l'onduleur, la tension continue d'entrée V_{DC} , le rapport cyclique D maximal de l'état de court-circuit et la fréquence de commutation f_m , ainsi que les valeurs des ondulations du courant et de tension.

On choisit les valeurs suivantes :

$$V_{DC} = 400 \text{ V}$$

$$P = 1,5 \text{ kW}$$

$$f_m = 5 \text{ KHz}$$

$$D = 0,4$$

$$\frac{\Delta V_{LZ}}{i_{LZ}} = 10\%$$

$$\frac{\Delta V_{CZ}}{V_{CZ}} = 3\%$$

IV.9.1. Calcul de la valeur d'inducteur :

A partir des relations précédentes on trouve que :

$$i_{LZ} = \frac{P}{V_{DC}} = \frac{1500}{400} = 3,75 \text{ A}$$

$$\frac{\Delta V_{LZ}}{i_{LZ}} = 10\% \text{ Donc } \Delta V_{LZ} = 0,375 \text{ A}$$

$$L_z \geq \frac{D \cdot (1-D)}{\Delta i_{LZ} \cdot f_m (1-2D)} V_{DC} = 0,256 \text{ H}$$

$$L_{z1} = L_{z2} = 0,256 \text{ H}$$

IV.9.2. Calcul de la valeur de condensateur

$$V_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{dc} = \frac{1-D}{1-2D} V_{dc} = 1200 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta V_{CZ}}{V_{CZ}} = 3\% \text{ donc } \Delta V_{CZ} = 36 \text{ V}$$

$$C_z \geq \frac{P \cdot D}{V_{DC} \cdot f_m \cdot \Delta v_{CZ}} = 0,000083 \text{ F} = 0,000008333 \mu\text{F}$$

$$C_{z1} = C_{z2} = 83,33 \mu\text{F}$$

IV.10. Validation de system

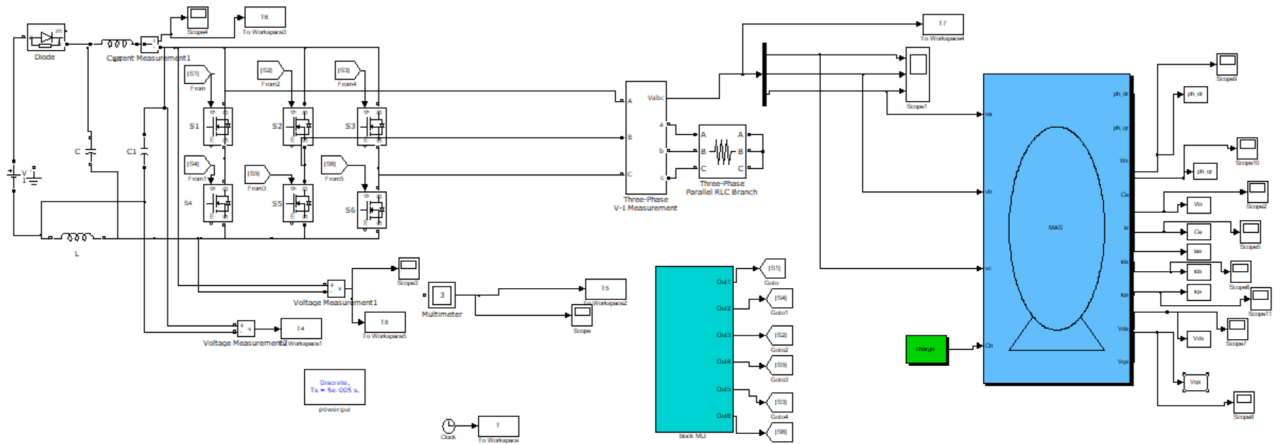


Figure IV.4 : Architecteur de la commande da MAS par onduleur z-source

IV.10.1. Résultats de simulation

- La courbe de tension à la sortie d'onduleur z-source

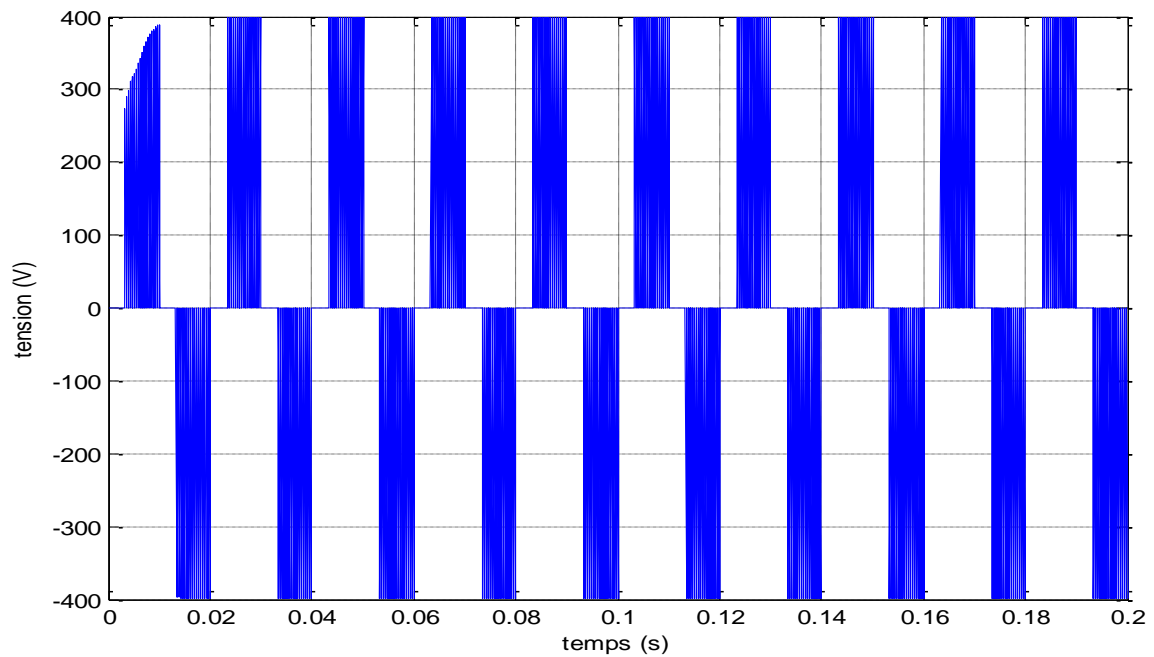


Figure IV.5 : La courbe de tension aux bornes de MAS

On note à travers la courbe que la tension atteint une valeur maximale de 400 avec quelques vibrations et oscillation dans la tension et ceci est dû à l'absence de filtre LC

- **La courbe Vitesse rotorique**

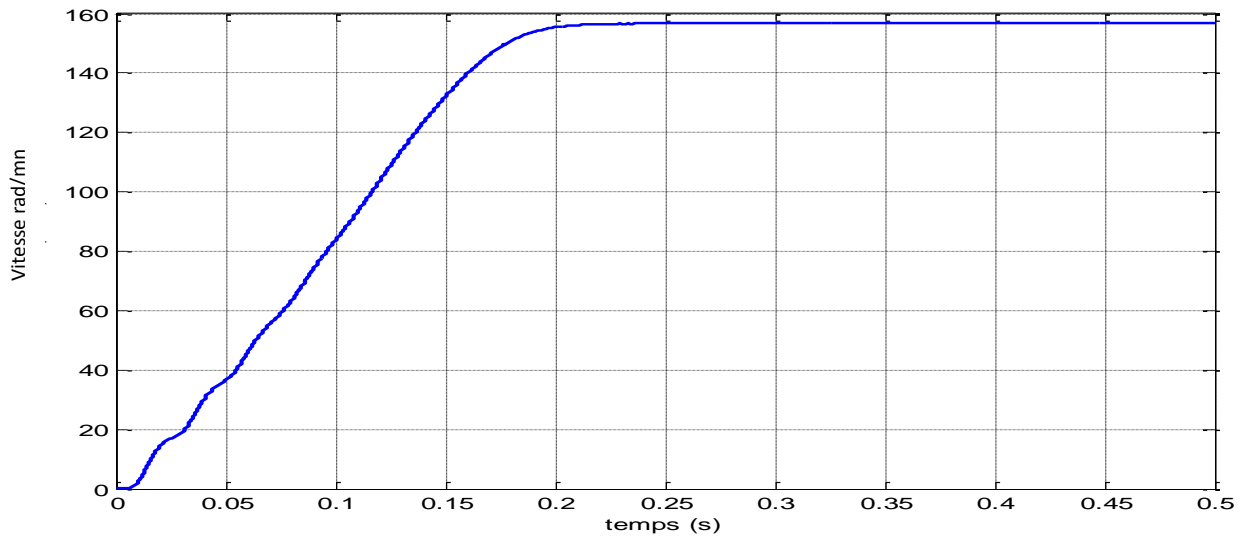


Figure IV.6 : La courbe Vitesse rotorique

On remarque à partir de l'instant zéro à l'instant 0,2s on remarque une augmentation de vitesse de rotor mais avec un retard par rapport à l'onduleur classique, après cette période la vitesse devient en régime permanent et prend une valeur de 156 rad/mn.

- **La courbe de Courant statorique**

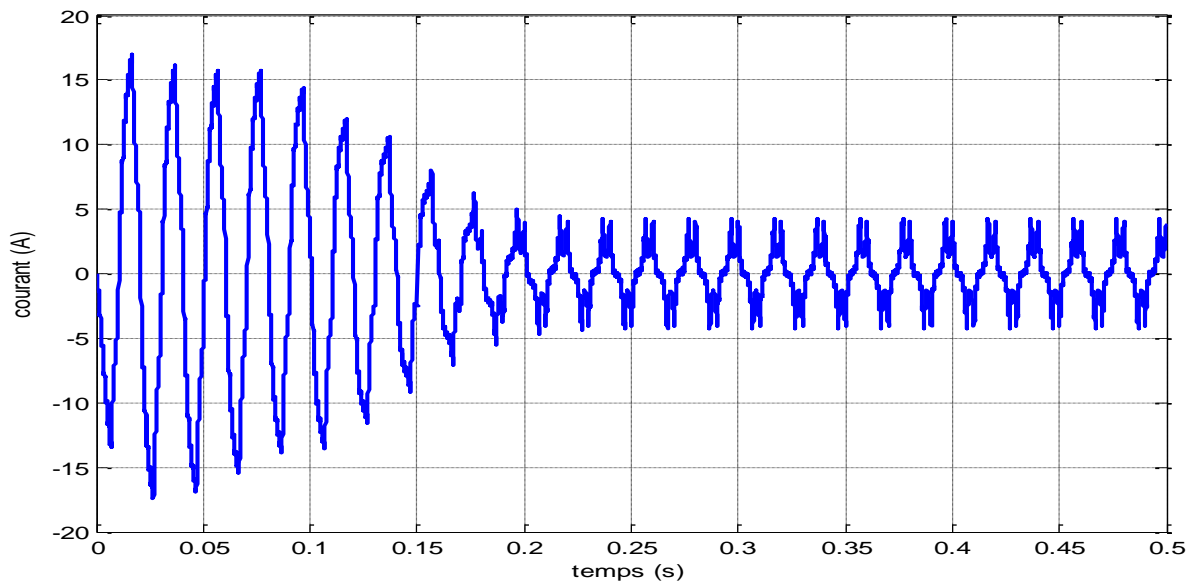


Figure IV.7 : La courbe de Courant statorique

À partir de la figure on remarque que le courant statorique de départ atteint jusqu'à 20A, nous avons remarqué des oscillations considérables et diminue ensuite à sa valeur en régime permanent qui approche de 5 ampères.

- La courbe de couple électromagnétique

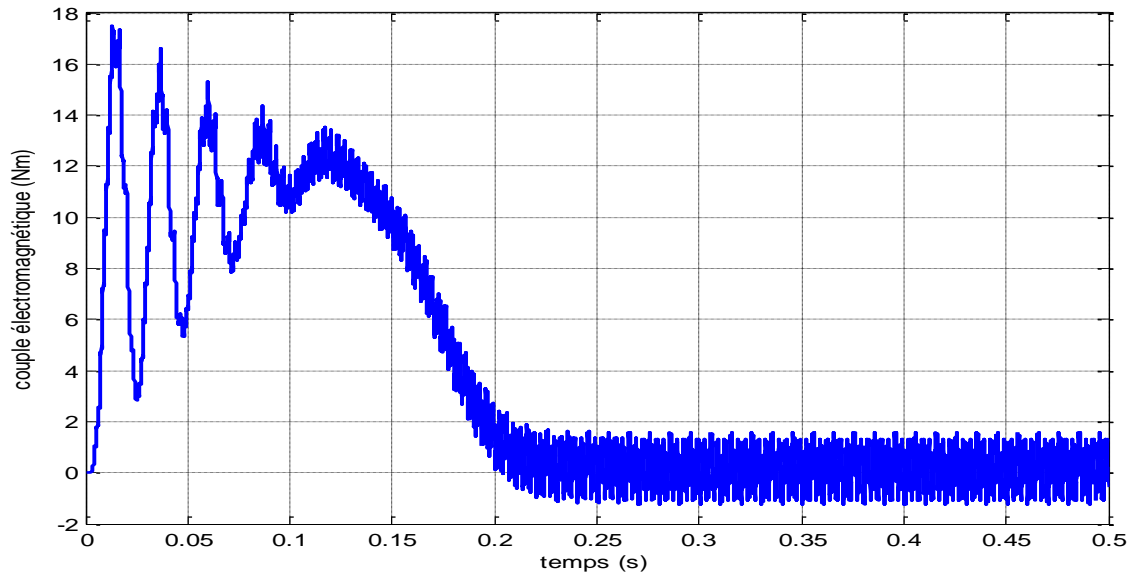


Figure IV.8 : La courbe de couple électromagnétique C_e

On note à travers la courbe que Pendant le processus de démarrage, le couple électromagnétique oscille violemment atteint 17 N.m, il se stabilise et s'approche de zéro à l'intendant 0,2s mais avec des oscillations considérable.

- Les courbes de flux rotorique

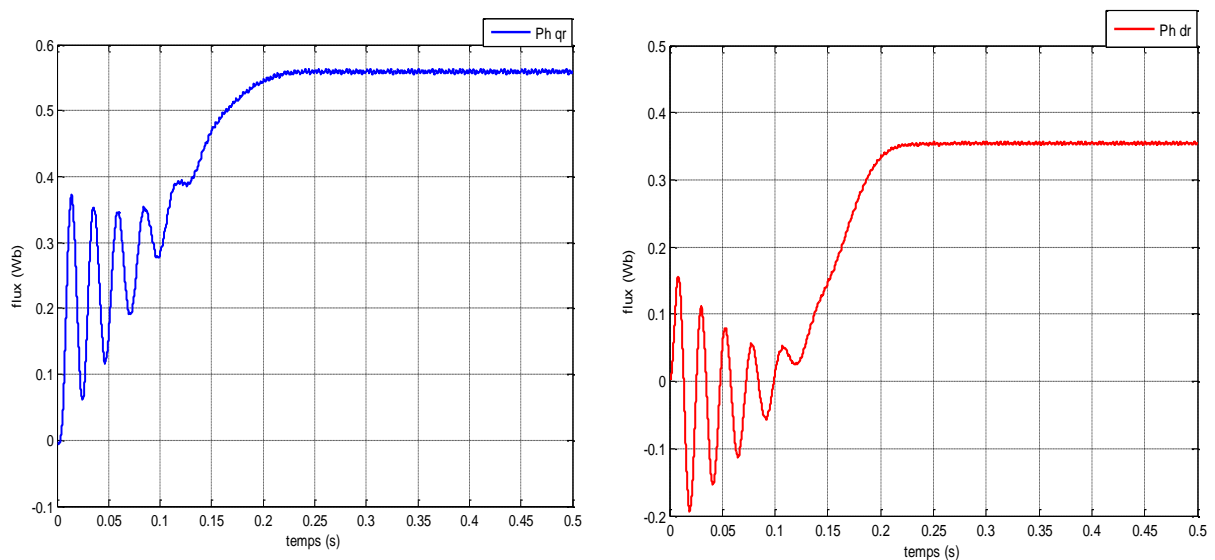


Figure IV.9 : Les courbes de flux rotorique

On regarde on oscillations important a la début jusqu'à l'instant 0.1s après le valeur de flux rotorique augment jusqu'à un période permanent avec un valeur proche 0.35 Wb pour Ph_dr , et 0,55 Wb pour Ph_qr

IV.10. Conclusion :

Dans ce chapitre nous allons faire les étapes nécessaires pour bien dimensionné l'onduleur z-source pour alimenter notre Machine asynchrone. Nous déterminons les valeurs des composants de cellule Z à partir les caractéristiques de la machine choisie et les interrupteurs compatibles avec notre commande.



**CONCUSION
GENERALE**

Conclusion générale

Le but de ce mémoire c'est l'étude, la commande, et le dimensionnement d'onduleur z-source et alimente une machine asynchrone triphasée par cet onduleur. D'après ce recherche nous avons découvrons que L'onduleur z-source est un appareil qui convertit la tension continu (DC) en tension alternatif (AC) est une technologie importante dans le secteur de la électronique de puissance. Il a des caractéristiques uniques et distinctives dont nous parlerons dans nos recherches. Le rôle principale de cet onduleur la conversion d'énergie et la commande des machine il donne très bonne résultats para port l'onduleur de tension classique.

Dans le premier chapitre, nous avons examiné les dernières technologies et développements en d'onduleurs z-source jusqu'à les dernier topologies des onduleurs à source z, les onduleurs à source d'impédance éliminer les problèmes des onduleurs traditionnels qui nous avons mentionnée dans ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre nous avons modélisé l'onduleur classique et l'onduleur z-source, nous utilisons des expressions mathématiques pour décrire tous les phénomènes qui a relation avec les états de fonctionnement d'onduleur. Dans ce chapitre nous avons simplifie l'étude du système et sa commande.

Dans le troisième chapitre nous avons traité la commande d'onduleur z-source. Est très important chapitre dans notre recherche car le choix de commande et type de commande du convertisseur à une grande influence sur la qualité des tensions de la sortie et sur les résultats on a basée sur la commande MLI sinus-triangulaire et MLI vectorielle a raison de elle considéré comme solution efficace dans les systèmes de moyenne et petite puissances et ils donnent des résultats efficace par rapport les méthodes traditionnelle.

Le dernier chapitre c'est une relation entre les études et la réalisation de système nous avons défini les critères de choix de la machine pour les défèrent besoins et les intercepteurs de puissance d'onduleur compatible avec le machine. Aussi nous avons faire le dimensionnement d'onduleur z-source, et nous avons déterminé les valeurs de composant de la cellule Z (l'inductance, condensateur) correspondant aux la caractéristiques de la machine asynchrone choisit.

Nous espérons que ce mémoire sera un ajout même quelques-uns pour comprendre et étudier ce type d'onduleur, à la fin de ce travail nous proposons quelques perspectives :

- Etude d'onduleur à Z source multi niveaux.
- Etude, et commande un onduleur z-source triphasée alimente une machine synchrone
- Commande un onduleur z-source alimente un moteur linéaire
- Intégration d'onduleur z-source avec installation photovoltaïque connecte au réseau électrique.
- l'étude, la commande, et le dimensionnement d'onduleur z-source avec les autres topologies améliorées.



BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] **BOUMEDDIENE I**, « Commande d'un onduleur triphasé Etude Expérimentale », mémoire de master, université Msila, 2014.
- [2] **RAHOUA N**, « Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrones Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension », mémoire magistère, l'Université de Biskra, 2004
- [3] **Rami T**, « Étude, conception et structure de commande temps réel d'un onduleur multiniveau à partir d'une seule source DC ; applications énergies renouvelables et véhicules Electriques », Thèse de doctorat, l'université de Poitiers École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers Diplôme National - Arrêté ,2016
- [4] **Bokbousse S**, « contribution à l'étude d'une installation photovoltaïque avec stockage connecte au réseau électrique », thèse de doctorat, 2018
- [5] **BOUKAROURA A**, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph », mémoire de magister, université Ferhat Abbas Stif, 2009
- [6] **Merabet K**, « commande d'un onduleur triphasée basée sur la dispersion de la tension triphasée », mémoire master, université du Québec, 2011
- [7] **F Gruson1, Ar Videt, Ph Le Moigne, Ph Delarue, Ph Baudesson, J Ecrabey**, « Intérêt de la structure onduleur Z-source », Conférence EPF, Juillet 2008
- [8] **Théodore w**, « Electrotechnique », de Boueck université, 3ème édition, 2000
ISBN PUL 2-6637-7593-4
- [9] **Zegar M**, « optimisation de l'association GPV onduleur multiniveaux », thèse de doctorat, université Oran Mohammed Boudiaf, 2017
- [10] **Suresh L., G.R.S. Naga Kumar, M.V. Sudarsan & K.Rajesh**, « Simulation de l'onduleur de source Z à l'aide de la technique MLI Maximum Boost Control », IEEE (*transactions on power electronics*), Vol.7 No.2 , pp.49-59, July-Décembre 2013,
- [11] **F Z Peng , A Joseph, J Wang, M Shen, L Chen, Z Pan , E Ortiz-Rivera , et Y Huang** « Onduleur de source Z pour moteurs d'entraînement », IEEE (*transactions on power electronics*), VOL. 20, NO. 4, JULY 2005
- [12] **M.S.Bakar , N.A.Rahim , K.H.Ghazali , A.H.M.Hanafi**, « Modulation de la largeur d'impulsion de l'onduleur de source Z », Conférence internationale sur l'électricité, le contrôle et l'ingénierie informatique (*InECCE*), 2011, pp.313-316
doi: 10.1109/INECCE.2011.5953898, 2011

- [13] **Tao L, et Qiming C** ,« Étude comparative de l'onduleur à source Z et des topologies améliorées », CES transactions sur machines et système électriques, VOL. 2, NO. 3, septembre 2018.
- [14] **Madjoubi S, Hala A**, « Contrôle d'un Z onduleur de source intégré dans un système photovoltaïque », mémoire de master, université Ahmed Draia Adrar, 2020.
- [15] **Ismail M, Orabi M, Kennel R, Ellabban O, Abu Arub, H**, « étude expérimental sur les onduleur z-source améliorer », EPE Journal, vol.24, no.4, pp.14, 2014
- [16] **Alexandre B**, « Modélisation, commande, stabilité et mise en œuvre des onduleurs à source impédante. Application aux systèmes embarqués », thèse doctorat, L'École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique lorrain, 2014
- [17] **Wenzheng X, Junweu L, K W Chan et K W Eric Cheng**, « série de nouvelle méthode de commande d'onduleur z-source monophasée », conférence IEEE publication Aout 13, 2019
- [18] **Benzineb F**, « étude et commande d'un onduleur z-source Application aux systèmes photovoltaïques », mémoire master, Université Saad Dahlab de Blida, 2016
- [19] **Chaib I, Behlouli A, Hdjaidji F Z, Benkouider O, Berkouk E**, « Etude comparative entre les différentes stratégies de contrôle de l'onduleur source Z », (*5th International Conference on Electrical Engineering*) - Boumerdes (*ICEE-B*), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICEE-B.2017.8192064, 2017
- [20] **Brahimi M, BABAHA A**, «Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimenta un moteur a cage », mémoire master, université Msila, 2008.
- [21] **Bengi T**, « modulation largeur impulsion Le vecteur spatial pour onduleur triphasé - a LabVIEW Implementation », mémoire master, université UPPSALA Suède, 2012
- [22] **Malvino A, Bates D** « *elctronic principles* », Mc Graw Hill, 8ème édition, 2015
ISBN 987-0-07-337388-1
- [23] **M.Hanif ,M.Basu K. Gaughan** «Comprendre le fonctionnement d'un onduleur source Z pour application photovoltaïque avec un exemple de conception », (*IET Power Electronics*) 4(3):278 – 287, DOI:10.1049/iet-pel.2009.0176, April 2011.
- [24] **Dr. Chabani S B**, « support de cours commande électrique des mécanismes industriels », 2 Année Master Commande Electrique, université Ahmed Draia Adrar, 2020/2021
- [25] **Bachar A, Mani H** «commande stochastique de la machine», mémoire master, université Mohamed El Bachir El Ibrahimy Bordj Bou Arréridj, 2021.
- [26] **Dr. Kerboua A** « Polycopié du cours machines électriques a courant alternative» 1ère année Master Option Ingénierie des Systèmes Electriques, université Mascara, 2014/2015.

[28] **Dr.Chabani S B**, « support de cours composant électronique » 3eme année licence électronique, université Ahmed Draia Adrar, 2019/2020

[29] **Jacek F. Gieras** , « machine électrique Principes fondamentaux de la conversion électromécanique de l'énergie » CRC Press, 1^{er} édition
<https://doi.org/10.1201/9781315371429>, 2016.

[30] **Dr.Laaribi S** « support de cours temps réelle » 2^{ème} année master commande électrique, université Ahmed Draia Adrar 2021/2022

[30] <http://simulatus.info/premierescientifique/comprendre/loilaplacemcc.pdf>

[31] https://fr.wikipedia.org/wiki/Force_%C3%A9lectromagn%C3%A9tique

ملخص:

هذا العمل يندرج ضمن متطلبات نيل شهادة ماستر (LMD) تخصص تحكم كهربائي. هذا البحث يتضمن دراسة وتحكم في موج التوتر الكهربائي مصدر Z.

هذا النوع يعتبر من بين الادوات المستعملة في ميدان التحكم الكهربائي فهو تطوير للموج العادي ويمتاز بخصائص درسناها في بحثنا هذا لنتحكم في محرك كهربائي غير متزامن ثلاثي الطور الذي يعتبر من بين المحركات الكهربائية الأكثر استعمالا في مختلف المجالات.

أيضا تطرقنا الى كيفية التحكم في هذا النوع من المموجات ومختلف الطرق الحالية وكذا الأكثر فعالية من بينها وفي بحثنا هذا تطرقنا الى طريقتين هما التحكم في عرض النبضة (MLI) وباستخدام تعديل عرض نبض الاشعة (SVPWM)، في كلتا الحالتين في حالة استخدام موج التوتر التقليدي وايضا موج التوتر مصدر Z

وكذلك قمنا بتحديد قيم المركبات الالكترونية للموج وذلك بما يتوافق مع استطاعة المحرك المختارة.

الكلمات المفتاحية: موج التوتر التقليدي، موج التوتر مصدر Z، التحكم في عرض النبضة، محرك كهربائي ثلاثي الطور غير متزامن.

Abstract:

This work is part of the requirement for Master LMD certificate (electrical control specialty). This research involves a study and a control of the Z-source inverter.

This type is one of the tools used in the field of electrical control. It is the development of the classical inverter and has a lot of characteristics, we studied in our research to control a three-phase asynchronous electric motor that is among the most used electric motors in various fields.

We also seen how to control this type of inverter and the various current methods as well as the most effective ones. In our research, we addressed two methods: pulse width modulation (PWM) and space vectors pulse width modulation (SVPWM) both cases in the case of the use of the classic inverter and the Z source inverter.

In addition, we determined the components and values of the electronic parts in line with the engine's chosen power.

Keywords : z-source inverter (ZSI) , inverter, pulse width modulation (PWM), Space Vectors Pulse Width Modulation (SVPWM) , asynchronous three-phase electric motor.

Résumé :

Ce travail s'inscrit dans le cadre de l'obtention d'un certificat de capitaine (LMD) spécialisé en commande électrique.

Cette recherche implique l'étude et le contrôle de la source de tension électrique ondulée. Z

Ce type est l'un des outils utilisés dans le domaine de la commande électrique. C'est un développement de l'onduleur classique avec des caractéristiques que nous avons étudiées dans notre recherche. Il s'agit de contrôler un moteur électrique asynchrone triphasé qui est parmi les moteurs électriques les plus utilisés dans divers domaines.

Nous avons également abordé la façon de contrôler ce type de formeuse et les diverses méthodes actuelles ainsi que les plus efficaces. Dans notre recherche, nous avons abordé deux méthodes : la modulation de la largeur d'impulsion (MLI) et MLI vectorielle (SVPWM), dans les deux cas dans le cas de l'utilisation de l'onduleur de tension classique et de l'onduleur de tension z-source

Et nous déterminerons les composants et les valeurs des pièces électroniques d'onduleur en fonction de la puissance choisie du moteur.

Mots-clés : onduleur de tension classique, onduleur z-source, modulation largeur d'impulsion(MLI), Modulation vectorielle (SVPWM), moteur électrique triphasé asynchrone.