

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel
Faculté des Sciences et de la Technologie



جامعة محمد الصديق بن يحيى - جيجل
كلية العلوم والتكنولوجيا

Département D'Électrotechnique

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme

Master en Électrotechnique

Option : Commandes électriques

Thème

***Modélisation et commande d'un onduleur triphasé
à source impédante***

par :

BOUNEKTA Nihed

HAMROUCHE Zoulikha

Travail proposé et dirigé par :

MAKHOLOUF Badr

Promotion 2021

Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel
PB 98, Ouled Aissa. 18000. Algérie. Tél : +213 34 50 11 89
<http://www.univ-jijel.dz>

REMERCIEMENTS

Premièrement, nous remercions Dieu source de toutes connaissances et espoirs.

Au terme de ce travail, nous adresse notre remerciement les plus sincères à notre encadreur Dr. MAKHLOUF Badr, pour son soutien, modestie et ses multiples conseils.

Nous ne terminerons pas sans remercier vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer notre travail.

Dédicace

*A ceux qui ont toujours garni mon chemin avec force et lumière,
la plus belle perle de ma vie, ma tendre mère, et le symbole de fierté*

mon père

A mes chers grands mère et père

A mes chers frères, AbdelHakim, Housseem et Mohammed

*Je dédie ce modeste travail de fin d'études, pour l'amour, le respect
l'encouragement qu'ils m'ont toujours accordé.*

*A toutes personnes qui m'ont aidé à franchir un horizon
dans ma vie*

Et à tous ceux que j'aime et qui m'aiment

Nihed

Dédicace

*A ceux qui ont toujours garni mon chemin avec force et lumière,
la plus belle perle de ma vie, ma tendre mère, et le symbole de fierté*

mon père

A mes chers grands mère et père

A mes chers frères, Okba, AbdElhamid, Ali et Said

A ma chère sœur Amira

*Je dédie ce modeste travail de fin d'études, pour l'amour, le respect
l'encouragement qu'ils m'ont toujours accordé.*

*A toutes personnes qui m'ont aidé à franchir un horizon
dans ma vie*

Et à tous ceux que j'aime et qui m'aiment

Zoulikha

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre I : Onduleurs à source impédante

Introduction..... 3

I.1/ Différentes topologies des onduleurs à source impédante 3

I.1.1/ Z-source 3

I.1.2/ Quasi Z-source 3

I.1.3/ Semi Z-source 4

I.1.4/ Z-Source à source intégrée 5

I.1.5/ Z et Quasi Z-source avec L C commutable 5

I.2/ Fonctionnement d'un onduleur à Z-source 6

I.3/ Configurations d'un onduleur à Z-source 7

I.4/ Modélisation d'un onduleur à Z et Quasi Z-source 8

I.4.1/ Modèle mathématique d'un onduleur à Z-source 8

I.4.1.1/ Séquence hors court-circuit de bras d'onduleur 8

I.4.1.2/ Séquence de court-circuit de bras d'onduleur 9

I.4.1.3/ Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique 10

I.4.2/ Modélisation de l'onduleur à Quasi Z-source 10

I.5/ Différentes application des onduleurs à Z- source 12

I.5.1/ Domaine de la traction électrique 12

I.5.2/ Domaine des énergies éoliennes 14

I.5.4/ Domaine des énergies photovoltaïques..... 15

Conclusion..... 15

Chapitre II : Techniques de commande de l'onduleur à Z-source

Introduction..... 16

II.1/ Stratégie 1..... 16

II.2/ Stratégie 2..... 21

II. 3/ Stratégie 3..... 24

II.4/ Comparaison entre les différentes techniques 26

Conclusion..... 27

**Chapitre III : Commande de l'association onduleur à Z-source
– moteur asynchrone**

Introduction	28
III.1/ Modélisation du moteur asynchrone.....	28
III.1.1/Constitution et principe de fonctionnement	28
III.1.2/ Hypothèse simplificatrices	29
III.1.3/ Équations générales du MAS.....	29
III.1.3 / Equations générales du MAS.....	29
III.1.3.1/ Equations électriques	29
III.1.3.2/ Equations magnétiques	30
III.1.3.3/ Equations mécaniques.....	30
III.1.4 / Modèle biphasé du MAS.....	30
III.1.5 / Simulation du MAS	32
III.1.5.1 / Alimenté par le réseau.....	32
III.1.5.2 / Alimenté par l'onduleur à Z-source.....	33
III.2/ Commande scalaire	36
III.2.1 / Modèle du MAS en régime permanent	36
III.2.1.1 / Schéma ramené au stator avec inductance de fuite localisée au rotor.....	37
III.2.1.2 / Expression de couple en régime permanent	38
III.2.2 / Commande à V/f constant en boucle fermée	38
III.3/ Résultats de simulation.....	41
III.3.1 / Résultats de simulation avec $C_r = 0$.....	41
III.3.2 / Résultats de simulation avec $C_r = 5 \text{ N.m}$.....	44
Conclusion	46
Conclusion générale.....	47
Références bibliographiques	48

Introduction générale

Les convertisseurs de type onduleur à source impédante, sont apparus dans la littérature scientifique dans les années 2000 à travers les travaux du Professeur Fang Zheng Peng [Peng_02], [benzineb_16], ce type de convertisseur est généralement utilisé dans le domaine de l'énergie renouvelable et de la traction électrique. Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées dans la littérature, telles que : onduleur à Z-source, onduleur à Quasi-Z-source, onduleur à semi-Z-source etle nom de la topologie est lié à la forme du réseau d'impédance entre la source continue et les bras de l'onduleur.

L'onduleur à Z-source permet non seulement de convertir une tension continue en une tension alternative mais possède également la fonction d'amplification de la tension continue, ce qui le rend équivalent à la mise en cascade d'un hacheur élévateur avec un onduleur classique. Son intérêt principal est de pouvoir obtenir une tension alternative de sortie d'onduleur plus importante qu'avec un onduleur classique.

Cette amplification est obtenue par l'insertion des états de court-circuit des bras de l'onduleur grâce à une commande spécifique, en superposition avec les techniques de commande classiques existant telles que : la modulation triangulo- sinusoïdale, la modulation par hystérésis et la modulation vectorielle [Battiston_14].

Les systèmes d'entraînements sont beaucoup plus occupés par les moteurs asynchrones triphasés (MAS) qui présentent l'avantage d'être robustes, de construction simple et peu coûteuses, mais leurs commandes sont plus complexes que celle d'un moteur à courant continu. Pour le MAS, il est difficile d'obtenir le découplage effectif entre les deux grandeurs de commande qui sont le flux magnétique et le couple électromagnétique. Plusieurs méthodes pour commander un MAS, on peut citer : la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande directe de couple. [Latar_20]. La commande scalaire est la plus ancienne et la plus simple des lois de commande, elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes [benguesmia_18].

L'objectif de ce travail consiste à modéliser et commander la cascade onduleur à Z-source _ moteur asynchrone triphasé

Pour atteindre notre objectif ce mémoire est structuré en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous commencerons par la présentation des différentes topologies des onduleurs à source impédante. Ensuite nous présenterons en détails le modèle mathématique de l'onduleur à Z et Q-Z source.

Introduction générale

Le deuxième chapitre est consacré à la simulation des différentes stratégies MLI appliquées à l'onduleur Z source.

La commande scalaire à V/f de MAS fait l'objet du troisième chapitre. Dans la première partie, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de MAS ainsi que sa transformation dans le système biphasé en utilisant la transformation de Park. Nous présenterons également la commande scalaire appliquée sur l'association onduleur à Z-source _ MAS

Enfin, nous clôturerons ce mémoire par une conclusion générale concernant qui évaluera l'ensemble des résultats obtenus. Nous présenterons aussi les perspectives qui pourront faire suite à ce travail.

Chapitre I

Onduleurs à source impédante

Introduction

Depuis de nombreuses années nous assistons à une évolution sans cesse croissante des convertisseurs de l'électronique de puissance, une des branches de ce dernier ayant subi une évolution technologique importante, est celle des développements de nouvelles structures [Battiston_14]. Durant ces dernières années, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance nommé à source impédante [Peng_02]. L'onduleur à source impédante est l'équivalent d'une cascade d'un hacheur survolteur avec un onduleur classique, il permet à l'onduleur d'amplifier la tension de sortie.

I.1/ Différentes topologies des onduleurs à source impédante

En modifiant le réseau d'impédance d'origine, ou en réarrangeant les connexions d'inductances et de condensateurs afin de [Siwakoti_15] :

- ✓ Réduire le nombre des composants du réseau d'impédance.
- ✓ Extension de plage de gain de tension.
- ✓ Amélioration de la fiabilité de l'onduleur.
- ✓ Optimisation et l'amélioration de la tension de sortie.

I.1.1 / Z-source

Les onduleurs à Z-source sont généralement classés en deux types : alimentés en tension et alimentés en courant. Cependant, contrairement à l'onduleur traditionnel, la source impédante fournit un tampon entre la source et l'onduleur et facilite un court-circuit à tout moment en fonction du mode de fonctionnement. Ce réseau d'impédance est constitué d'une structure L C croisée sous forme de la lettre Z. Il permet à l'onduleur d'amplifier la tension de sortie grâce à une commande spécifique [Grusonl_08].

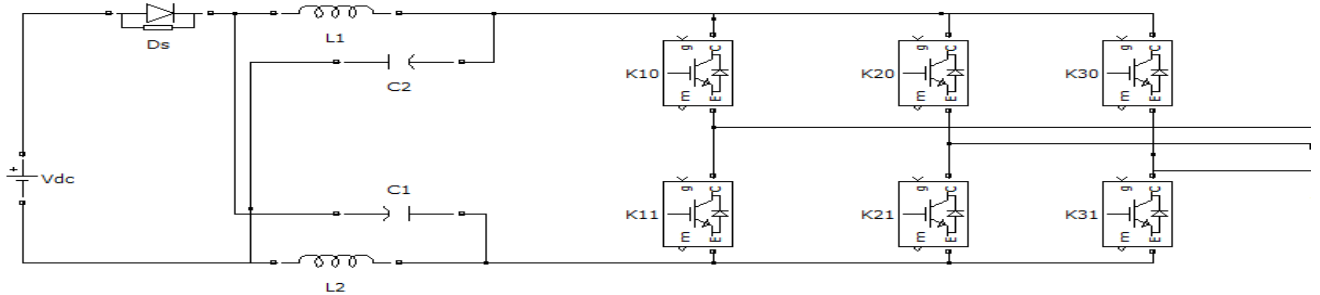


Figure. I.1 : Structure de l'onduleur à Z-source

I.1.2 / Quasi Z-source

L'onduleur à Quasi Z-source représenté en figure. I.2 possède le même nombre des éléments L C avec une structure de connexion différente, dont le fonctionnement ne diffère que faiblement du premier. Un des avantages notables par rapport à l'onduleur à Z-source concerne l'existence d'un courant

continu circulant dans la source d'une part et, d'autre part, les ondulations du courant dans les inductances sont minimales [Battiston_14].

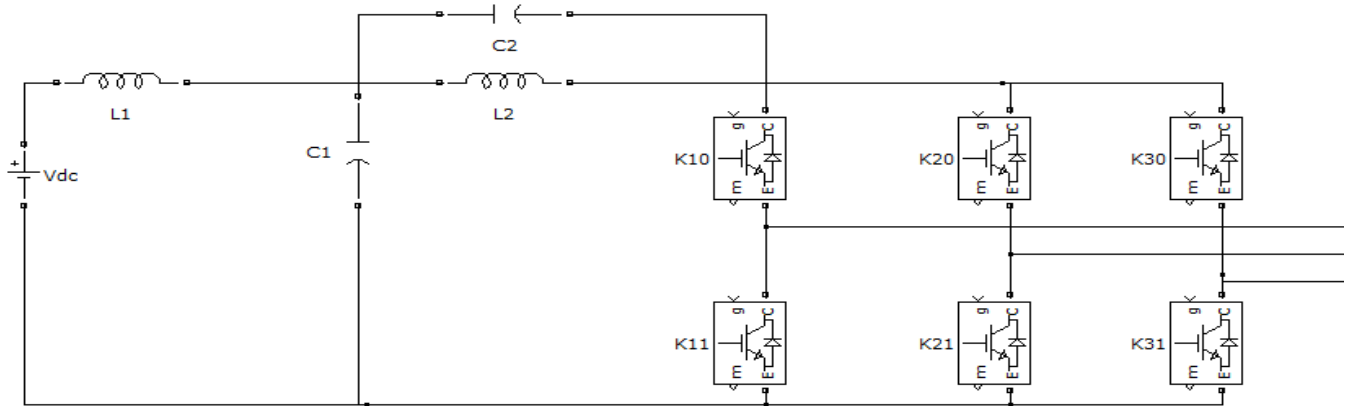


Figure. I.2 : Structure de l'onduleur à Quasi Z-source

I.1.3 / Semi Z-source

Cette topologie est constituée par des groupements d'onduleur monophasé à semi Z-source. Un onduleur monophasé à semi Z-source a les mêmes caractéristiques qu'un onduleur en pont complet classique, avec un nombre des composants de puissance se réduit à la moitié. Aussi, il a le même réseau d'impédance d'un onduleur à Z-source, le seul différent que ce réseau est placé dans le coté charge [Abdelrahmen_19].

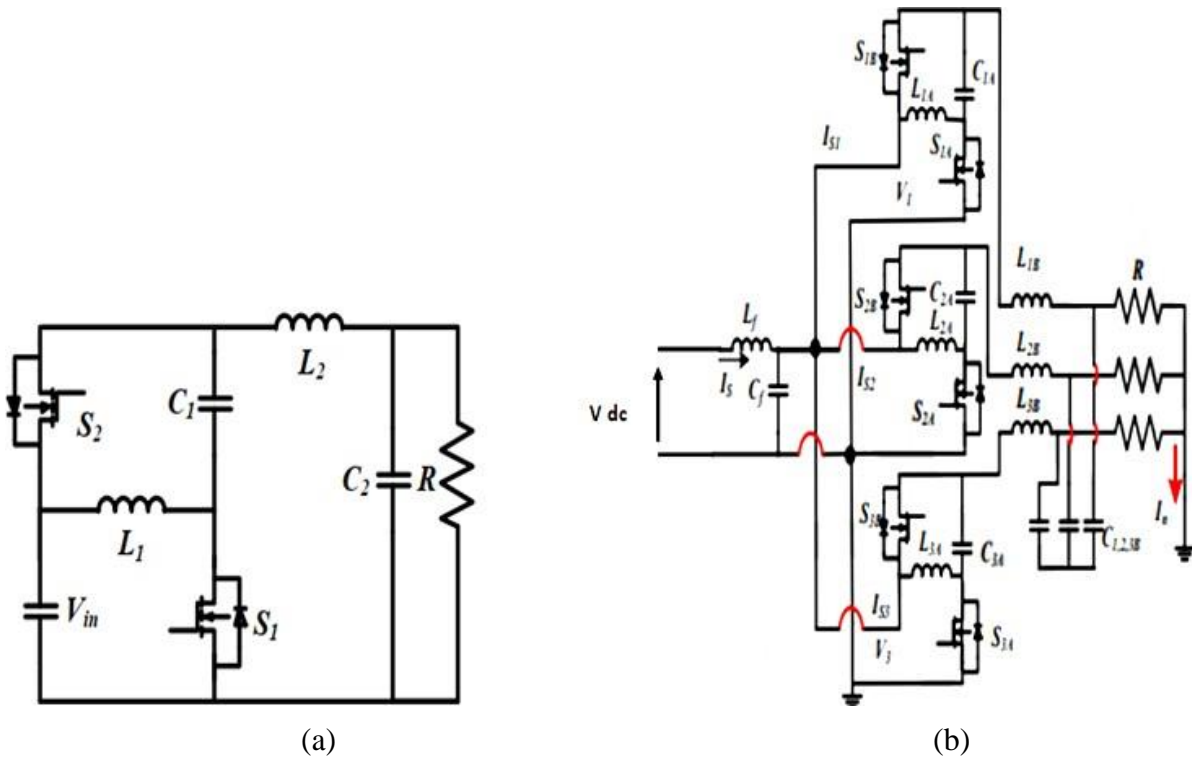


Figure. I.3 : (a) Semi-Z-source monophasé (b) Semi-Z-source triphasée

1.1.4 / Z-Source à source intégrée

Cette topologie a été proposée pour obtenir un courant d'entrée et une tension du condensateur inférieure à la tension nominale. La fonctionnalité multi-source est particulièrement adaptée pour être utilisée dans les systèmes de production d'électricité photovoltaïque [Loh_10], [Gao_08].

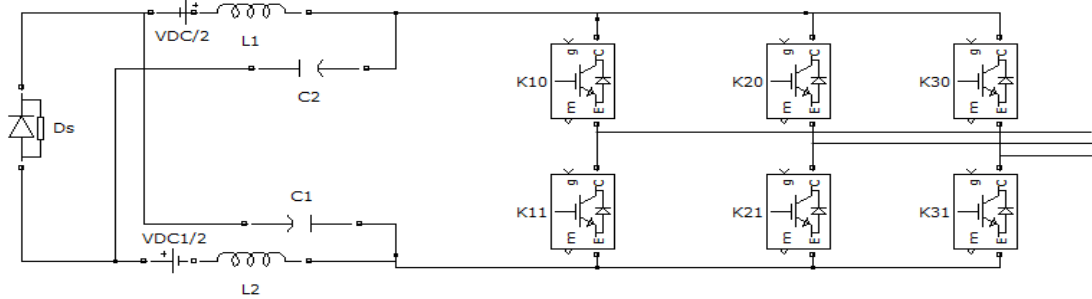


Figure. I.4 : Structure de l'onduleur à source intégrée ($VDC = VDC1$)

1.1.5 / Z et Quasi Z-source avec LC commutable

Des inductances et les condensateurs supplémentaires sont ajoutés à la structure de l'onduleur à Z-source (Quasi Z-source). L'avantage de cette topologie est d'augmenter le facteur d'amplification et de minimiser les pics de courant (Tension) des composants passifs [Zhu_10], [Nguyen_12]. Cependant, cette topologie nécessite beaucoup de composants passifs, qui augmentent le coût et le volume de convertisseur.

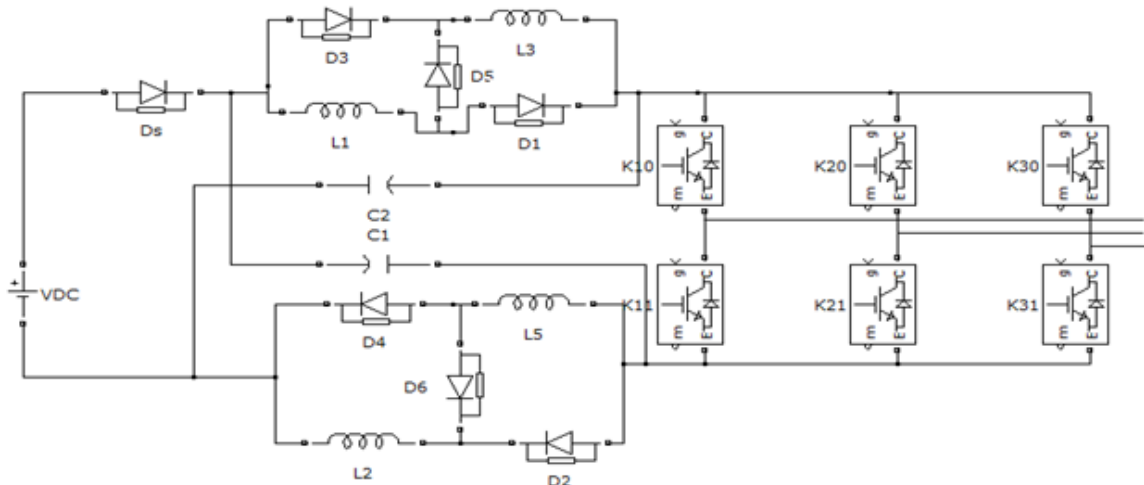


Figure. I.5 : Structure de l'onduleur à Z-source avec LC commutable

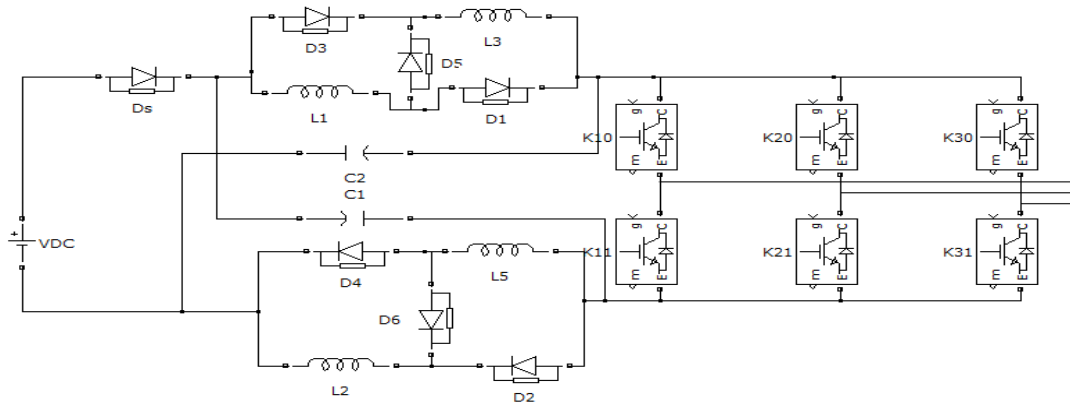


Figure. I.6 : Structure de l'onduleur à Quasi Z-source avec C commutable

I.2/ Fonctionnement d'un onduleur à Z-source

L'étage continu de l'onduleur à Z-source est une structure LC croisée symétrique avec deux capacités nommées C1 et C2 de valeur C et deux inductances nommées L1 et L2 de valeur L (Figure. I.7)

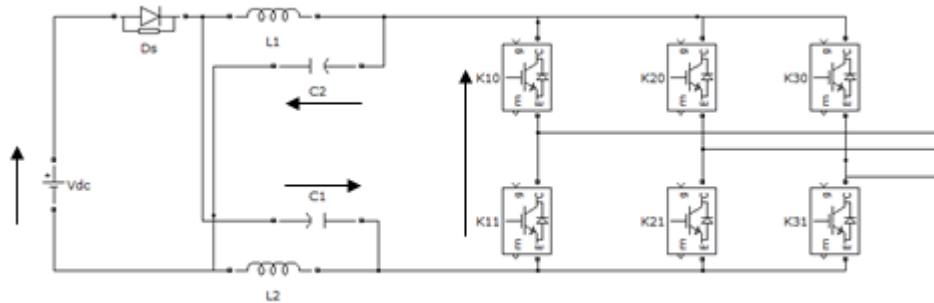


Figure. I.7 : Structure de l'onduleur à Z-source

On définit :

v_i : Tension d'entrée de l'onduleur

\hat{V}_M : Valeur crête du fondamental de la tension simple de sortie de l'onduleur

\hat{v} : Valeur crête de la tension d'entrée de l'onduleur

Le fonctionnement de l'onduleur est lié aux comportements des éléments suivants [Grusonl_08], [Benzineb_16] :

- ✓ L'état de la diode D_s : passante ou bloquée
- ✓ L'état de l'onduleur : roue libre,

✓ L'état actif (échange de puissance entre l'étage continu et la charge), court-circuité des bras de l'onduleur.

État de la diode D_s	Onduleur en roue libre	Onduleur actif	Z-source court-circuité
Passante	Oui	Oui	Non
Bloquée	Non	Non	Oui

Tableau. I.1: Les états utilisés d'un onduleur à Z-source

I.3/ Configurations d'un onduleur à Z-source

Ainsi que les huit états de l'onduleur conventionnel (Six états actifs et deux états zéro), l'onduleur à Z-source peut avoir un neuvième état qui représente l'amorçage simultanément des interrupteurs de même bras, le tableau suivant illustre les états possibles des interrupteurs [Benzineb_16].

Etat	Etat des interrupteurs						Tensions simples			Tension composées		
	K_{11}	K_{21}	K_{31}	K_{10}	K_{20}	K_{30}	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
ACTIFS	1	0	0	0	1	1	$\frac{2}{3}V_i$	$-\frac{1}{3}V_i$	$-\frac{1}{3}V_i$	V_i	0	$-V_i$
	1	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}V_i$	$\frac{1}{3}V_i$	$-\frac{2}{3}V_i$	0	V_i	$-V_i$
	0	1	0	1	0	1	$-\frac{1}{3}V_i$	$\frac{2}{3}V_i$	$-\frac{1}{3}V_i$	$-V_i$	V_i	0
	0	1	1	1	0	0	$-\frac{2}{3}V_i$	$\frac{1}{3}V_i$	$\frac{1}{3}V_i$	$-V_i$	0	V_i
	0	0	1	1	1	0	$-\frac{1}{3}V_i$	$-\frac{1}{3}V_i$	$\frac{2}{3}V_i$	0	$-V_i$	V_i
	1	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}V_i$	$-\frac{2}{3}V_i$	$\frac{1}{3}V_i$	V_i	$-V_i$	0
Zér 0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
Court-circuit	1	X	Y	1	\bar{X}	\bar{Y}	0	0	0	0	0	0
	X	1	Y	\bar{X}	1	\bar{Y}	0	0	0	0	0	0
	X	Y	1	\bar{X}	\bar{Y}	1	0	0	0	0	0	0
	1	1	X	1	1	\bar{X}	0	0	0	0	0	0
	1	X	1	1	\bar{X}	1	0	0	0	0	0	0
	X	1	1	\bar{X}	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau I.2 : Les configurations d'un onduleur à z-source

L'analyse du tableau. I.2 montre que l'état de court-circuit peut être généré par sept configurations possibles, répartis comme suit [Benzineb_16] :

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

Les sept configurations de l'état de court-circuit engendrent quinze combinaisons possibles des interrupteurs de l'onduleur. Les valeurs des tensions alternatives à la sortie de l'onduleur ne sont pas affectées par l'insertion de ces configurations [Benzineb_16].

I.4/ Modélisation d'un onduleur à Z et Quasi Z-source

I.4.1/ Modèle mathématique d'un onduleur à Z-source

Soit $u(t)$ la grandeur de commande logique permettant de repérer l'état de court-circuit ou non de l'onduleur. $u(t) = 1$ signifie que l'onduleur est en état de court-circuit, c'est-à-dire que les interrupteurs haut et bas de même bras sont fermés simultanément, alors que $u(t) = 0$ signifie qu'il évolue hors de ces états. On distingue ainsi deux séquences de fonctionnement données selon la valeur de la commande $u(t)$ [Battiston_14].

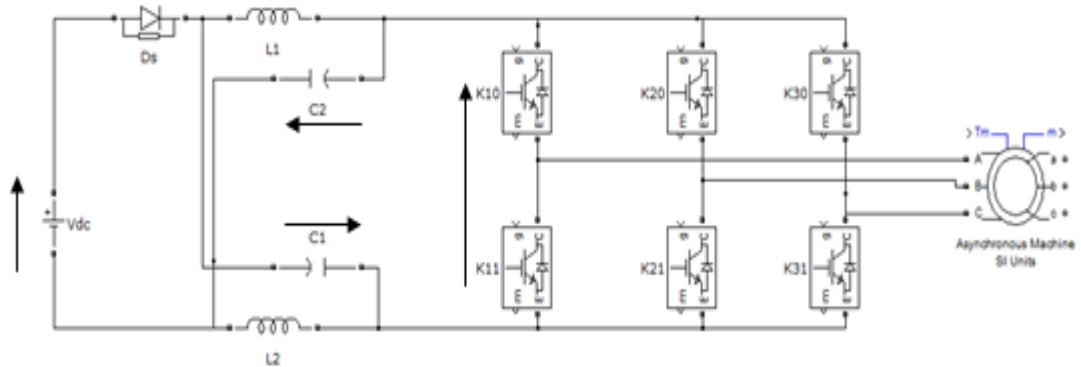


Figure. I.8 : Représentation schématique d'un onduleur à Z-Source

I.4.1.1 / Séquence hors court-circuit de bras d'onduleur

Une représentation schématique de cette séquence ($u = 0$) est donnée en figure. I.9, la première séquence de fonctionnement correspond au cas où l'onduleur évolue de manière classique (avec commandes des interrupteurs haut et bas d'un même bras complémentées). L'expression du courant absorbé est identique à celle des onduleurs de tension classiques et donnée par :

$$I_{ch}(t) = C_a(t) i_a(t) + C_b(t) i_b(t) + C_c(t) i_c(t) \tag{I.1}$$

Où $C_a(t)$, $C_b(t)$ et $C_c(t)$ représentent les commandes des interrupteurs supérieurs de l'onduleur. les courants $i_a(t)$, $i_b(t)$ et $i_c(t)$ sont les courants absorbés par une charge triphasée. Pendant cette séquence, la diode D_s 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 de commande C_a , C_b ou C_c . Les condensateurs se chargent pendant cette séquence. Le système d'état est donné par [Battiston_14] :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{dc} - v_{C1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{dc} - v_{C2}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}(t) - I_{ch}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2}(t) - I_{ch}(t) \end{cases} \quad (I.2)$$

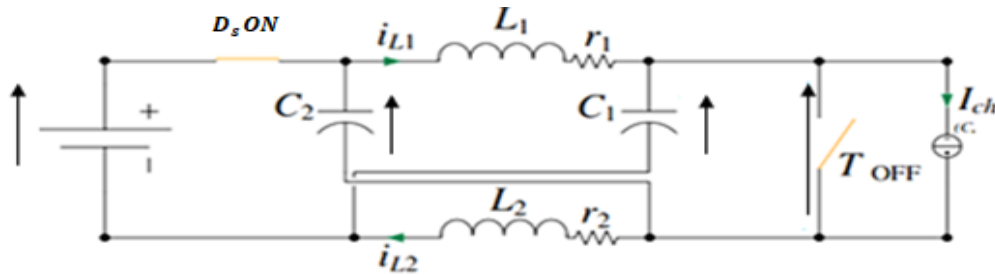


Figure. I.9 : Représentation schématique de l'onduleur à Z-source lors de la séquence hors court-circuit

1.4.1.2 / Séquence de court-circuit de bras d'onduleur

Elle correspond à une séquence de court-circuit pour laquelle un ou plusieurs bras ont leurs interrupteurs haut et bas fermés simultanément. La tension du bus continu v_{dc} est donc imposée à zéro, ce qui isole la charge. Le courant de court-circuit, noté $I_{CC}(t)$ est égal à la somme des courants traversant les inductances L_1 et L_2 , en note : $I_{CC}(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t)$.

La diode D_s est bloquée dans cette séquence car la tension $v_{dc} - (v_{C1}(t) + v_{C2}(t))$ est négative, ce qui permet la décharge des condensateurs dans les inductances. Le modèle d'état est donné par [Battiston_14] :

Lorsque : $\begin{cases} V_i = 0V \\ V_{dc} \neq 0V \end{cases}$

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{dc} - v_{C1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{dc} - v_{C2}(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1}(t) - I_{ch}(t) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{L2}(t) - I_{ch}(t) \end{cases} \quad (I.3)$$

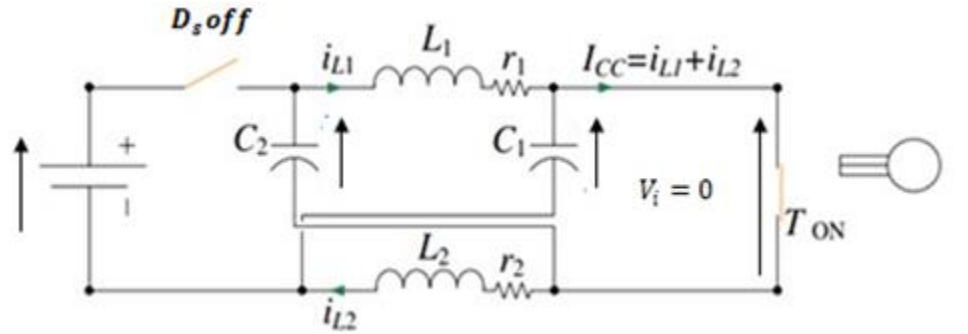


Figure. I.10 : Représentation schématique de l'onduleur à Z-source lors de la séquence de court-circuites

I.4.1.3 / Système d'état de l'onduleur à Z-source et caractéristique statique

À partir des systèmes d'état (I.2) et (I.3), il est possible d'exprimer le système d'état global du convertisseur en fonction de la variable logique de commande $u(t)$, alors [Battiston_14] :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{C2}(t) \cdot u(t) + (v_{dc} - v_{C1}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{C1}(t) \cdot u(t) + (v_{dc} - v_{C2}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t) \cdot u(t) + (i_{L1}(t) - i_{ch}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t) \cdot u(t) + (i_{L2}(t) - i_{ch}(t)) \cdot (1 - u(t)) \end{cases} \quad (I.4)$$

Lorsque D_s est bloquée et Z-source en court-circuit, la tension de la charge est nulle ($v_i = 0$) : il n'y a pas de transfert d'énergie.

Le rapport cyclique de court-circuit est noté d [Benzineb_16].

$$h = t_0 / T \quad (I.5)$$

t_0 : Durée de l'état de court-circuit

t_1 : Durée des états actifs de l'onduleur durant

$$T = t_0 + t_1$$

L'écriture du modèle (1.4) en modèle "pseudo-moyen" est donnée par [Battiston_14]:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{C2}(t) \cdot u(t) + (v_{dc} - v_{C1}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{C1}(t) \cdot u(t) + (v_{dc} - v_{C2}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t) \cdot u(t) + (i_{L1}(t) - i_{ch}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t) \cdot u(t) + (i_{L2}(t) - i_{ch}(t)) \cdot (1 - u(t)) \end{cases} \quad (I.6)$$

Il est possible d'exprimer la caractéristique statique d'élévation v_i/v_{dc} du convertisseur à partir du modèle (I.6). La tension aux bornes de l'onduleur v_i prend deux valeurs : une valeur nulle lors

de l'application des états de court-circuit et dans le cas opposé, la valeur est égale à $v_{C1} + v_{C2} - v_{dc}$ qui sera prise en compte pour exprimer le facteur d'amplificateur B . La tension v_i est exprimée par [Battiston_14]:

$$\hat{v}_i = \bar{v}_{C1} + \bar{v}_{C2} - v_{dc} = \frac{v_{dc}}{1-2h} \quad (I.7)$$

Donc le facteur d'amplification s'écrit comme suite :

$$B = \frac{\hat{v}_i}{v_{dc}} = \frac{1}{1-2\frac{t_0}{t}} = \frac{1}{1-2h} \geq 1 \quad (I.8)$$

Où \bar{v}_{C_i} représente la valeur moyenne de la grandeur v_{C_i} et la notation \hat{v}_{dc} représente la valeur non-nulle.

I.4.2/ Modélisation de l'onduleur à Quasi Z-source

La modélisation de l'onduleur à Quasi Z-source (Figure. I.11) est obtenue de la même manière que celle de l'onduleur à Z-source. Le modèle suivant est écrit en fonction de la commande logique de court-circuit $u(t)$ et de temps [Battiston_14] :

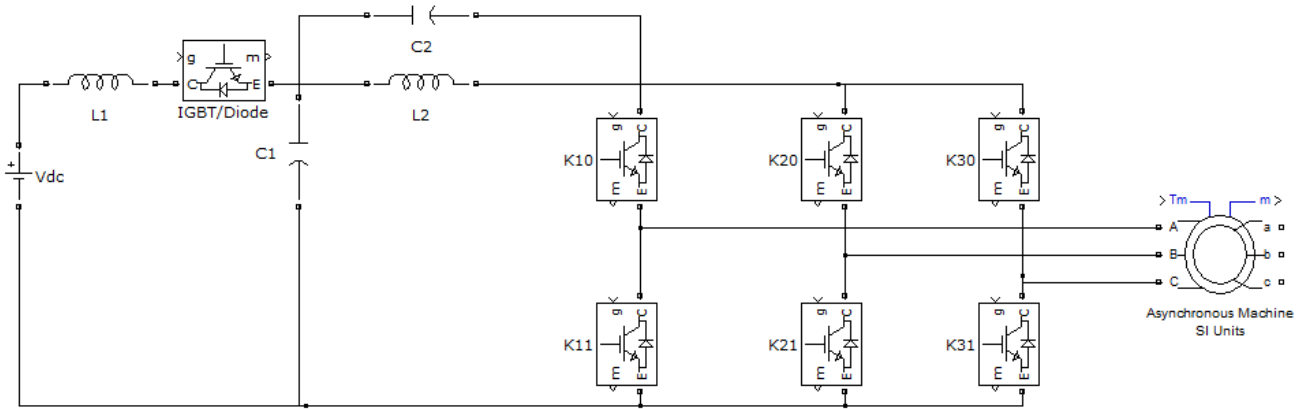


Figure. I.11 : Représentation schématique d'un onduleur à Quasi Z-Source

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} = v_{dc} - v_{C1}(t)(1 - u(t)) + v_{C2}(t)u(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + M \frac{di_{L1}}{dt} = -v_{C2}(t)(1 - u(t)) + v_{C1}(t)u(t) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2}(t)u(t) + i_{L1}(t)(1 - u(t)) - I_{ond}(t)(1 - u(t)) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L1}(t)u(t) + i_{L2}(t)(1 - u(t)) - I_{ond}(t)(1 - u(t)) \end{cases} \quad (I.9)$$

Le paramètre M désigne l'inductance mutuelle obtenue par couplage des inductances propres L_1 et L_2 . En faisant l'hypothèse que les condensateurs C_1 et C_2 sont bien dimensionnés, il est possible de considérer que les tensions instantanées $v_{C1}(t)$ et $v_{C2}(t)$ sont proches de leurs valeurs moyennes

respectives \bar{v}_{C1} et \bar{v}_{C2} . En moyennant (I.9) et en faisant intervenir le rapport cyclique de court-circuit d , on aboutit à [Battiston_14] :

$$\begin{cases} v_{C1}(t) \simeq \bar{v}_{C1} = \frac{1-h}{1-2h} v_{dc} \\ v_{C2}(t) \simeq \bar{v}_{C2} = \frac{1-h}{1-2h} v_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Notons $v_{L1}(t)$ et $v_{L2}(t)$ les tensions instantanées aux bornes des inductances, on a :

$$\begin{cases} v_{L1}(t) = v_{dc} - v_{C1}(t)(1 - u(t)) + v_{C2}(t)u(t) \\ v_{L2}(t) = -v_{C2}(t)(1 - u(t)) + v_{C1}(t)u(t) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Ainsi, pour la séquence correspondant à $u(t) = 1$ (État de court-circuit), on peut écrire [Battiston_14] :

$$\begin{cases} v_{L1}(t) = v_{dc} + v_{C2}(t) \\ v_{L2}(t) = v_{C1}(t) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Et avec l'hypothèse exprimée en (I.10) et (I.12) devient :

$$\begin{cases} v_{C1}(t) \simeq \frac{1-h}{1-2h} v_{dc} \simeq v_{C1} \\ v_{L2}(t) = v_{L1}(t) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Ainsi, pour $u(t) = 1$, on obtient le résultat que $v_{L1} \simeq v_{L2}$. Le même développement mathématique est effectué pour la séquence où $u(t) = 0$. On obtains:

$$\begin{cases} v_{L1} = v_{dc} - v_{C1}(t) \\ v_{L2}(t) = v_{C2}(t) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Et d'après (I.10), (I.11) et (I.15) devient :

$$\begin{cases} v_{L1}(t) \simeq \frac{-h}{1-2h} v_{dc} \simeq -v_{C2}(t) \\ v_{L2}(t) = v_{C2}(t) \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Il en résulte que sur cette seconde séquence, $v_{L1} \simeq v_{L2}$. À partir des équations (I.13) et (I.15), nous pouvons considérer que les tensions aux bornes des inductances sont quasi égales en tout temps. D'après le modèle d'état (I.9), en considérant les ondulations hautes fréquences du courant sur une séquence de fonctionnement [Battiston_14] :

$$L_1 \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta T} + M \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta T} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta T} + M \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta T} \quad (\text{I.16})$$

ΔT correspond à la durée de la séquence considérée ($u = 1$ ou $u = 0$) qui est théoriquement connue. On aboutit finalement à l'expression des ondulations hautes fréquences Δi_{L1} du courant d'entrée données par:

$$\Delta i_{L1} = \frac{L_2 - M}{L_2 - M} \Delta i_{L2} \quad (I.17)$$

La condition mathématique permettant d'annuler les ondulations du courant i_{L1} s'exprime simplement par l'égalité suivante:

$$L_2 = M \quad (I.18)$$

1.5/ Différentes application des onduleurs à Z-source

1.5.1/ Domaine de la traction électrique

L'électronique de puissance a joué et joue encore un rôle dans le domaine de transport. De manière basique, ces systèmes consistent en un moteur ou alternateur électrique, des convertisseurs de puissance ainsi qu'une ou plusieurs sources électriques (par exemple une batterie, une pile à combustible).

La traction électrique est au cœur des systèmes électriques embarqués du transport. C'est notamment le cas de l'automobile électrique ou hybride. Afin de propulser le véhicule, le moteur électrique a pour rôle de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique. Elle permet également de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique lorsqu'elle fonctionne en mode alternateur de manière à avoir un rôle de récupération en freinage pour recharger la source de stockage d'énergie. Les convertisseurs de puissance sont utilisés pour interfacer la source d'énergie et le moteur afin qu'il soit alimenté avec le bon niveau de tension [Battiston_14].

Dans le cas particulier de l'automobile électrique seulement deux types de convertisseur qui sont utilisés : le hacheur DC/DC et l'onduleur DC/AC.

Bien que la tendance actuelle semble évoluer vers l'utilisation des moteurs à faible tension et forte vitesse, ce qui permet leur alimentation directe à la source de tension (batterie). Les onduleurs à Z-source permettant de remplacer l'association classique "convertisseur : DC/DC + DC/AC", un des avantages de ces onduleurs concerne leur capacité à pouvoir élever le niveau de tension appliquée à la charge, ce qui est impossible avec un onduleur de tension classique sans convertisseur élévateur en amont. Les onduleurs à Z-source apparaissent alors comme solution alternative ou complément aux stratégies de défluxage lorsque le moteur est en limite de contrôlabilité de la vitesse [Battiston_14].

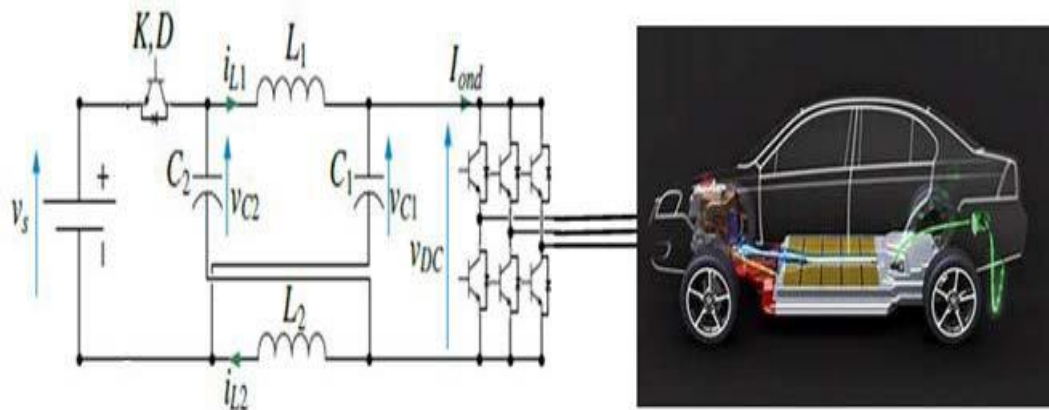


Figure. I.12 : Schéma d'une application de l'automobile avec un onduleur à Z-source

I.5.2/ Domaine des énergies éoliennes

La turbine de vent à vitesse variable a été largement utilisée dans les applications d'énergie éolienne. Le système de production de l'énergie éolienne basé sur l'onduleur à Z-source a une efficacité et une fiabilité plus élevées à l'onduleur classique [Supatti_08].

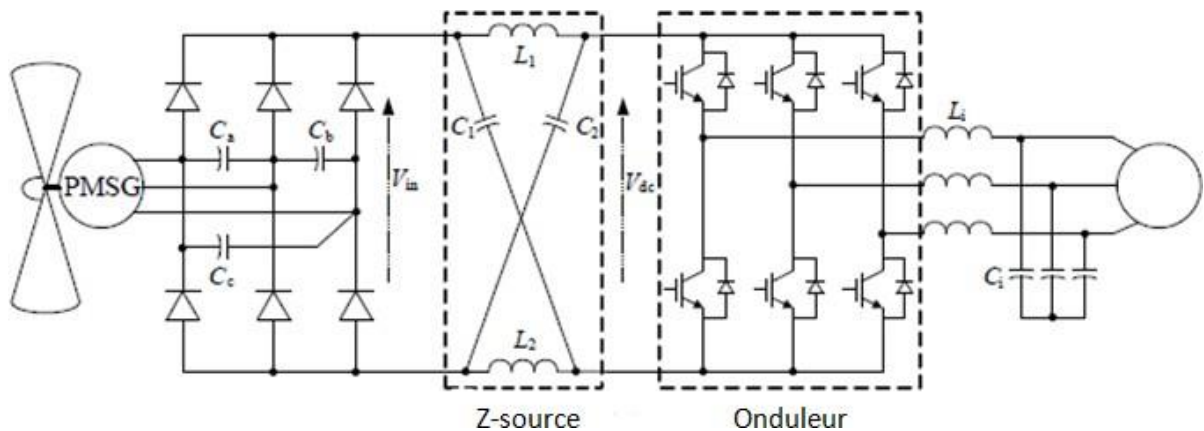


Figure. I.13 : Onduleur à Z-source avec un système d'énergie éolienne

L'ensemble du système se compose d'une turbine à vent à vitesse variable, circuit redresseur à diodes avec condensateurs d'entrée (C_a , C_b et C_c), onduleur à Z-source connecté au réseau. La puissance générée par le vent est livrée au système d'un générateur d'aimant permanent à entraînement direct. L'alimentation AC est convertie en l'alimentation DC via un redresseur à diodes. Ici, le condensateur d'entrée est utilisé pour fournir une tension d'entrée stable vers Z-source. La tension d'entrée de l'onduleur à Z-source est affectée par la vitesse du vent, qui détermine la puissance obtenue par la turbine [Liu_20].

I.5.4/ Domaine des énergies photovoltaïques

Dans un système photovoltaïque, les modules photovoltaïques sont connectés en série et en parallèle pour fournir la tension et le courant requis. Cependant, en raison de l'ombrage partiel, l'inadéquation des composants du variateur et de l'incertitude de l'exposition au soleil, la tension diminuera. Le niveau est insuffisant pour continuer le flux d'énergie du panneau photovoltaïque vers la charge. L'onduleur à Z-source (Figure. I.14) est utilisé pour augmenter la tension d'entrée afin de continuer le flux de puissance du générateur PV vers la charge dans des conditions défavorables également. Il implique un niveau de conversion de puissance [Peng_03], [Chen_09], [Ellabban_16].

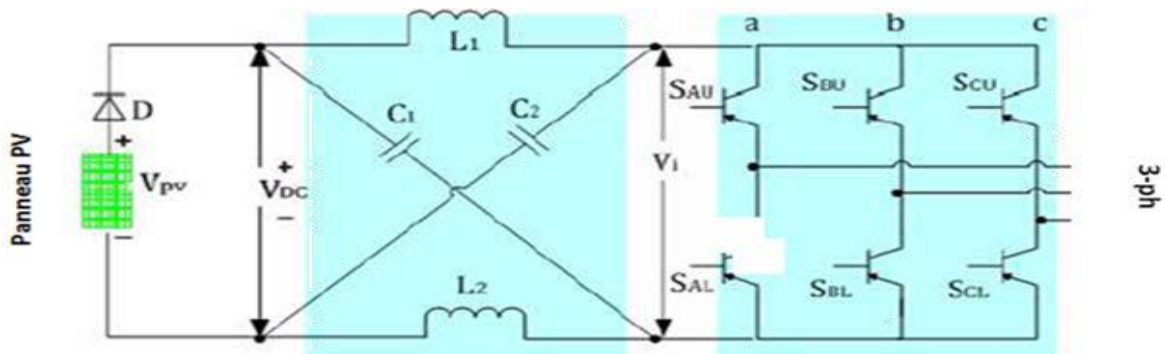


Figure. I.14 : Schéma d'une application photovoltaïque avec un onduleur à Z-source

Conclusion

L'onduleur à source impédante emploie un réseau d'impédance constitué d'inductances, et de condensateurs pour coupler le circuit principal de l'onduleur à la source d'alimentation continue, et fournissant ainsi une tension alternative amplifiée.

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques topologies des onduleurs à source impédante qui sont des dérivées de la structure de l'onduleur à Z-source.

La modélisation de l'onduleur à Z-source (Quasi Z-source) a permis de déterminer le facteur d'amplification

Enfin, nous terminons ce chapitre en mentionnant quelques applications de source impédante.

Chapitre II

Techniques de commande de l'onduleur à Z-source

Introduction

De nombreuses stratégies de modulation de largeurs d'impulsions (MLI) ont été appliquées au onduleur à Z-source les plus connues sont : la modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle, ces stratégies sont des extensions de celles de l'onduleur triphasé à deux niveaux classique [Peng_03], [Rostami_08], [Sangeeta_14].

On s'intéressera à la MLI triangulo-sinusoïdale, son principe général consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. D'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Deux paramètres caractérisent cette modulation [Lourci_00]:

Indice de modulation m : égal au rapport de la fréquence f_p , de la porteuse à la fréquence f de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.1})$$

Taux de modulation r : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête U_p de la porteuse:

$$r = \frac{V_m}{U_p} \quad (\text{II.2})$$

II.1/ Stratégie 1

C'est la stratégie la plus couramment utilisée pour le court-circuit d'onduleur à Z-source. Les signaux de commande sont montrés dans la figure II.1, les signaux V_p et V_n sont responsables à la génération des états de court-circuit [Sangeeta_14] :

$$\begin{cases} V_{ref1} = r \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = r \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = r \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_n = -V_p = -h \end{cases}, (\omega = 2\pi f), (r \in [1,0]) \quad (\text{II.3})$$

Avec la condition suivante : $r \leq h$

L'algorithme de cette stratégie peut être résumé comme suit :

Si $V_{refi} \geq U_p$ *et* *Si* $(U_p < V_p$ *et* $U_p > V_n)$

Alors $F_{i1} = 1$; $F_{i2} = 0$; $i = 1..3$

Sinon *Si* $V_{refi} < U_p$ *et* *Si* $(U_p < V_p$ *et* $U_p > V_n)$

Alors $F_{i1} = 0$; $F_{i2} = 1$; $i = 1..3$

Sinon $F_{ij} = 1$; $i = 1..3$; $j = 1..2$

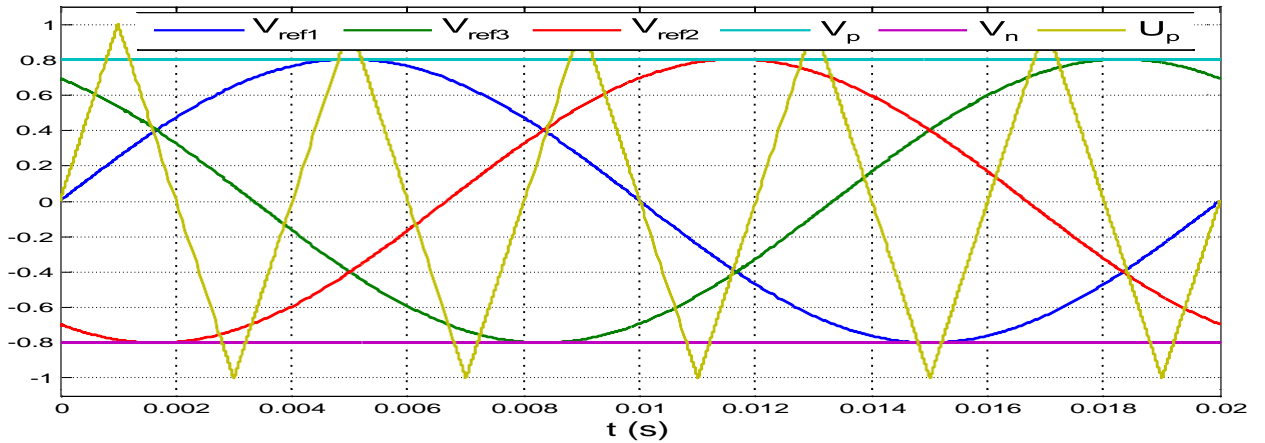


Figure. II.1 : Les différents signaux de la stratégie

$$(r = 0.8; V_p = h = 0.8; V_n = -h = -0.8; f = 50 \text{ Hz}; f_p = 250 \text{ Hz})$$

La période de commutation complète T est divisée en :

t_0 : c'est la durée des états de court-circuit

$T - t_0$: c'est la durée des états hors court-circuit

$$\text{On pose : } h = \frac{t_0}{T} \quad (\text{II.4})$$

h : c'est le rapport cyclique de court-circuit

Le facteur d'amplification B donné par :

$$B = \frac{1}{1-2\frac{t_0}{T}} = \frac{1}{1-2h} \quad (\text{II.5})$$

$$h = 1 - r \quad (\text{II.6})$$

$$B = \frac{1}{2r-1} \quad (\text{II.7})$$

La variation du facteur d'amplification en fonction du taux de modulation est montrée dans la figure II.2, on remarque bien que le facteur d'amplification diminue avec l'augmentation de r . Afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur le taux de modulation doit être supérieur à 0.5 c.à.d. c'est la zone de fonctionnement de l'onduleur à Z-source [Grusonl_08].

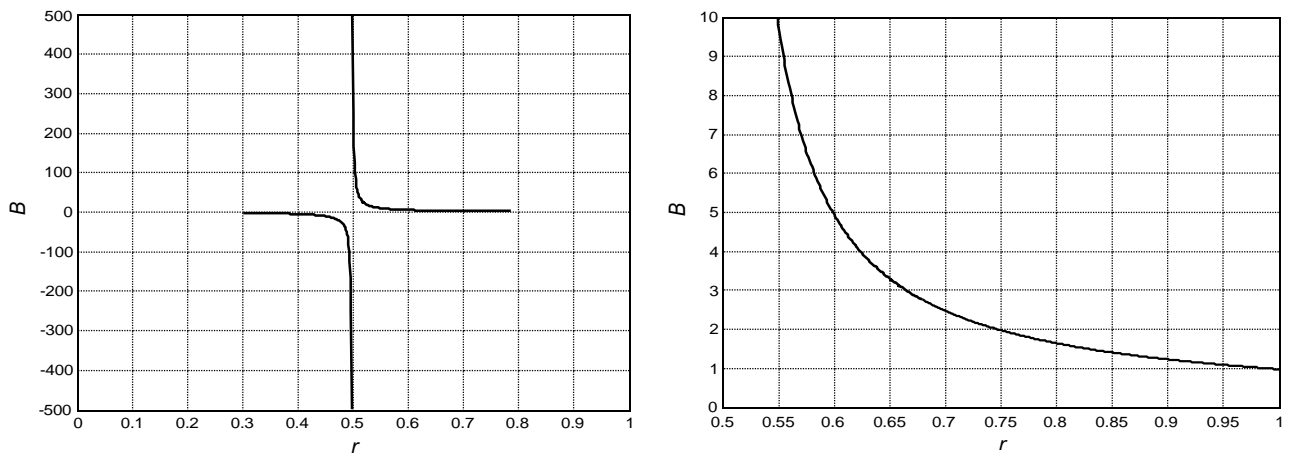


Figure. II.2 : Évolution du facteur d'amplification en fonction du taux de modulation

Le gain de tension G de l'onduleur est donné par :

$$G = \frac{v_a}{v_{i/2}} = r \cdot B = \frac{r}{2r-1} \quad (\text{II.8})$$

Où v_a est la tension simple à la sortie de l'onduleur.

Paramètres de simulation sont :

La tension du bus continu : $V_{dc} = 100 \text{ V}$

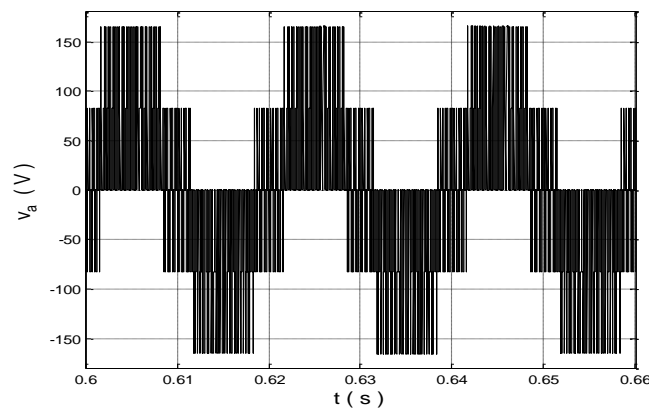
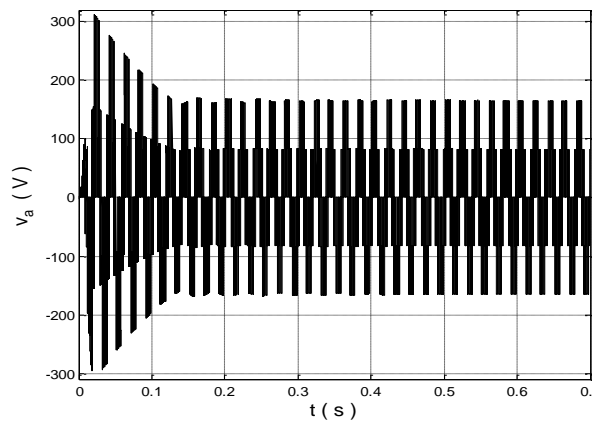
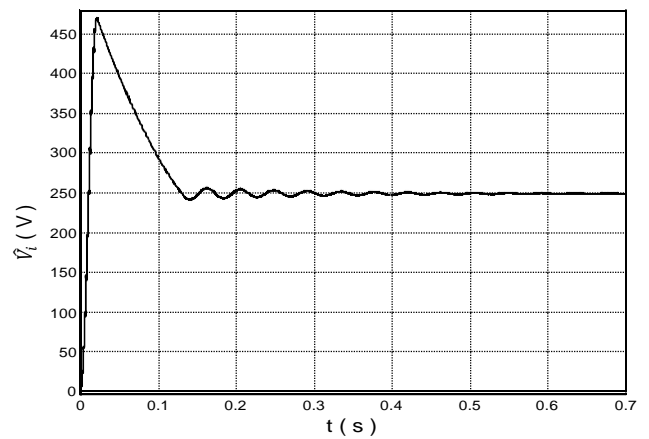
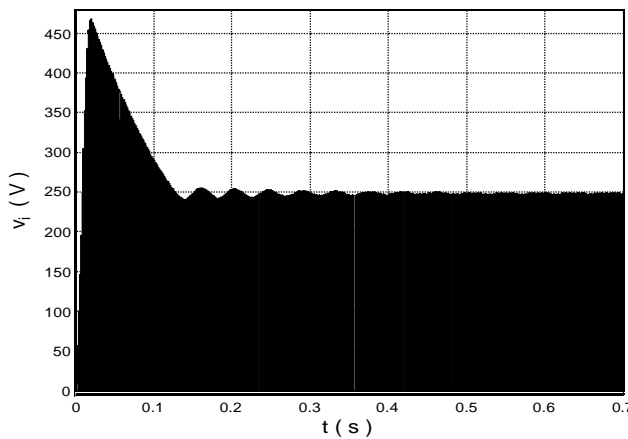
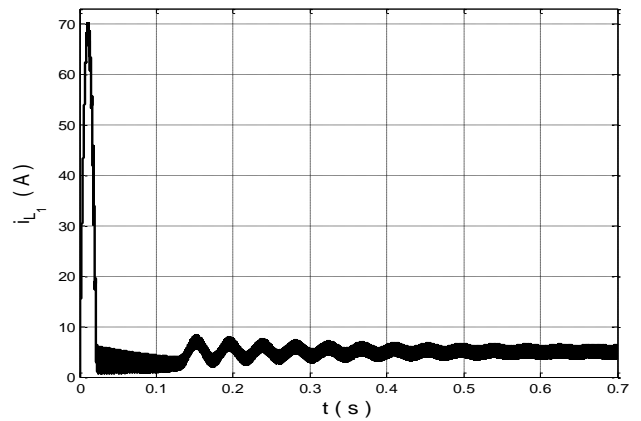
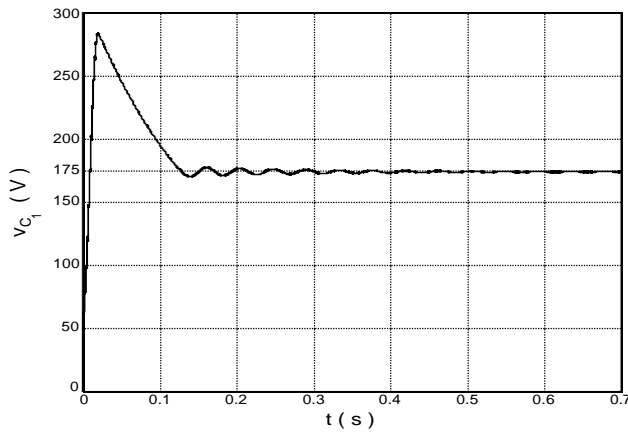
$L_1 = L_2 = L = 5 \text{ mH}$

$C_1 = C_2 = C = 1500 \text{ }\mu\text{F}$

La charge : $R_1 = R_2 = R_3 = R = 50 \text{ }\Omega$

La fréquence des tensions de références : $f = 50 \text{ Hz}$

La fréquence de la porteuse : $f_p = 2 \text{ kHz}$



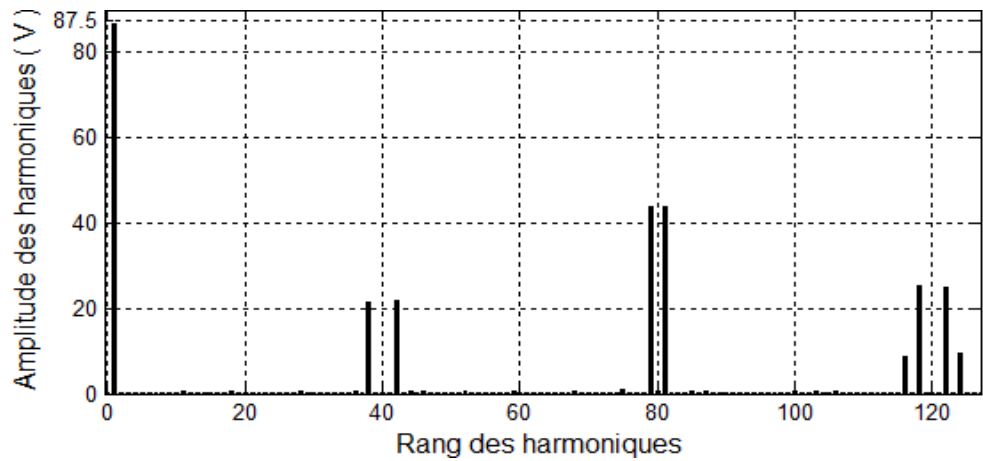
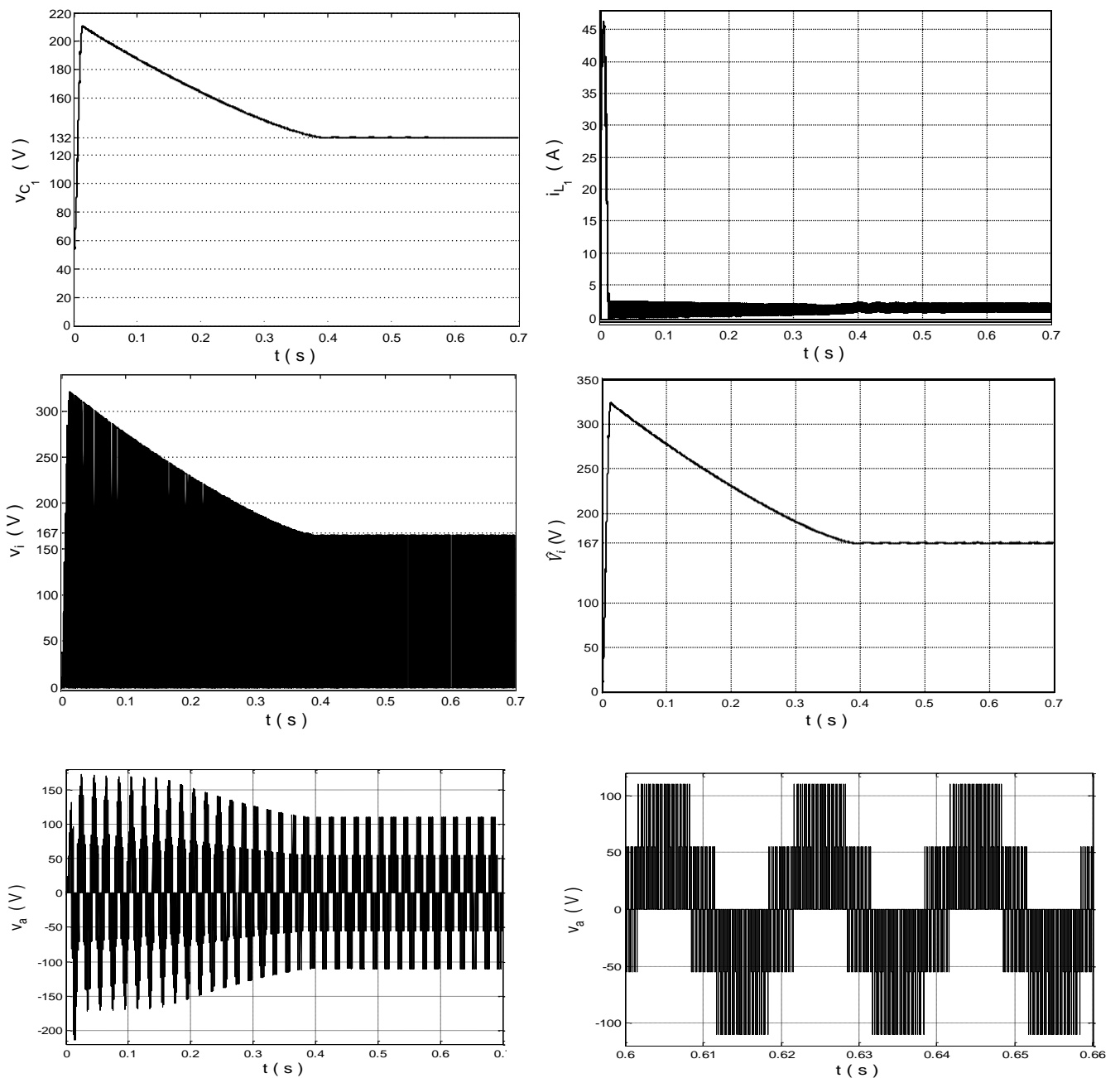


Figure. II.3 : Évolution des différentes grandeurs électriques de l'onduleur à Z-source ($r = h = 0.7$)



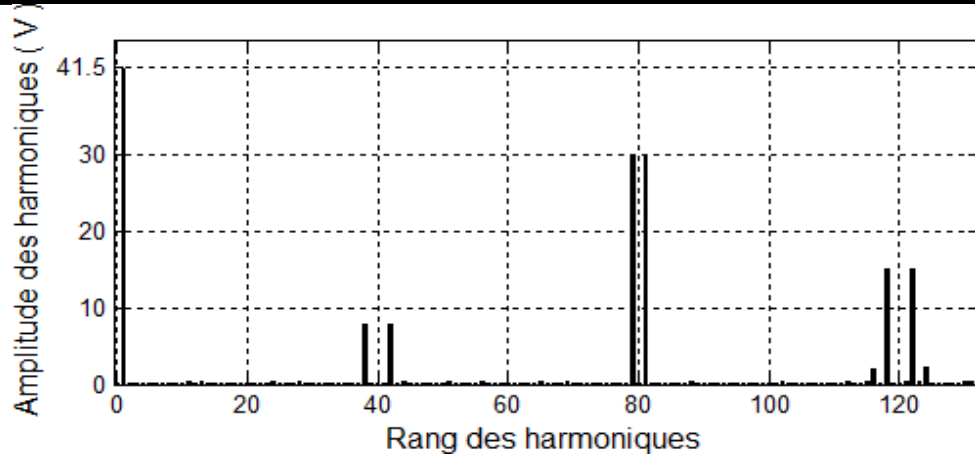
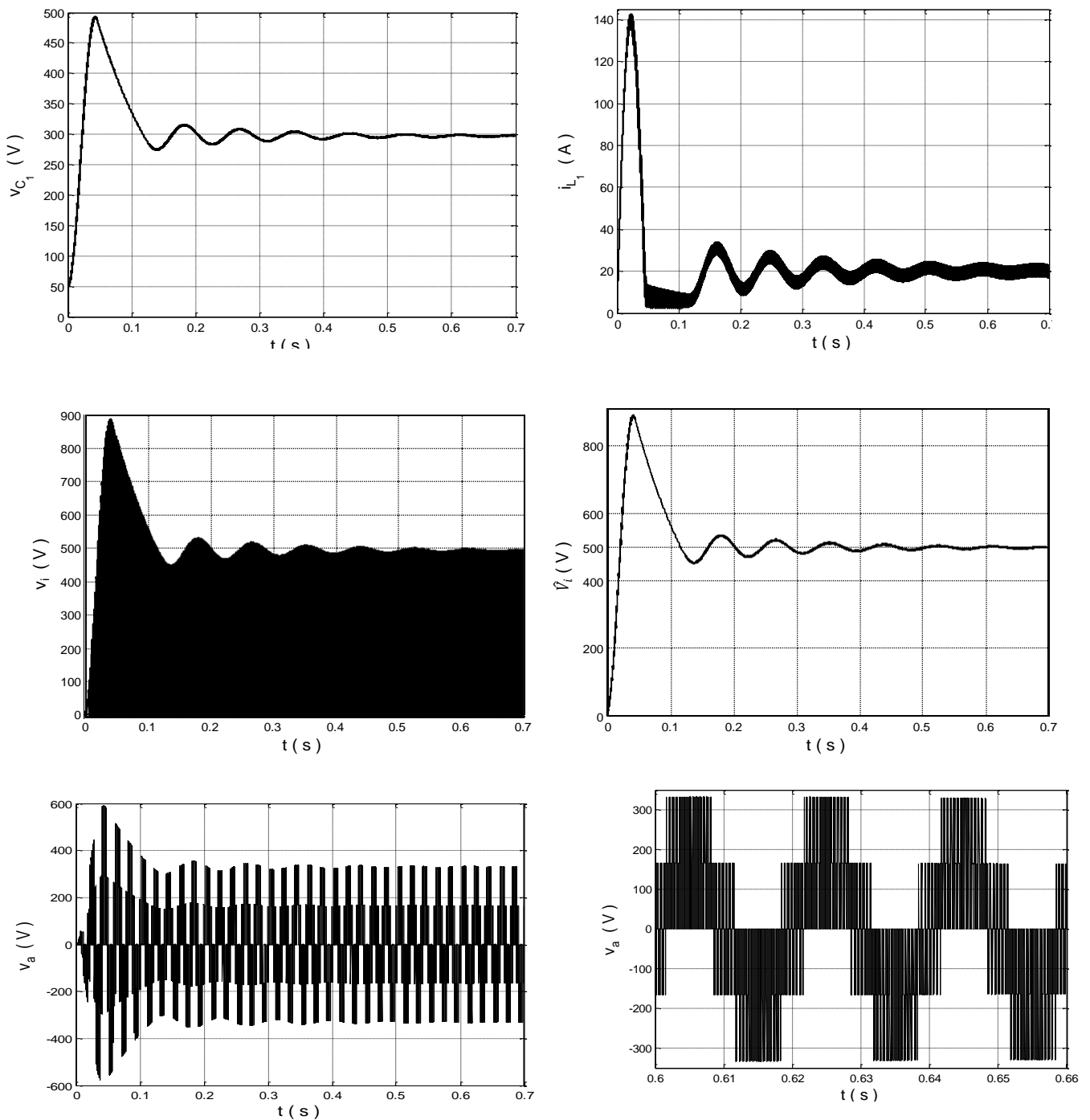


Figure. II.4 : Évolution des différentes grandeurs électriques de l'onduleur à Z-source ($r = 0.5$, $h = 0.8$)



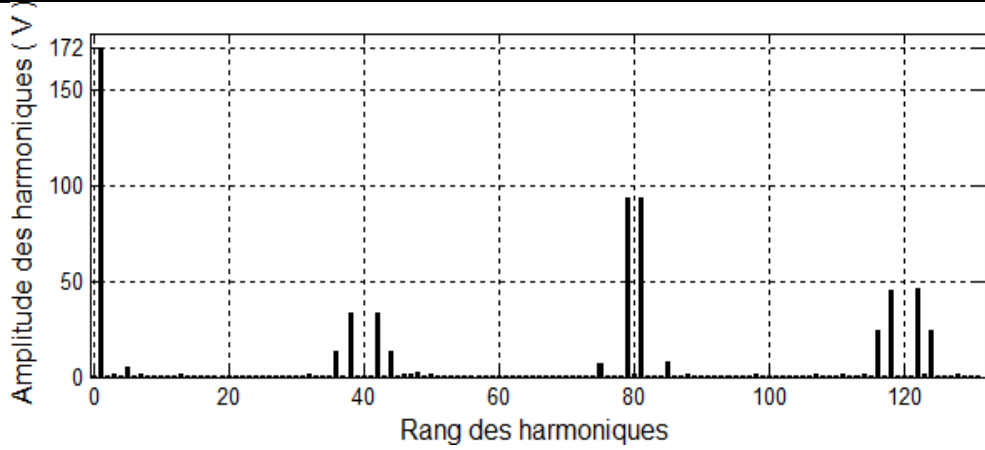


Figure. II.5 : Évolution des différentes grandeurs électriques de l'onduleur à Z-source ($r = 0.8, h = 0.6$)

Les figures (II.3) et (II.4) mettent en évidence la concordance existant entre les formes d'ondes des tensions et les relations analytiques (II.7) et (II.8). On constate aussi que, l'allure de la tension de la phase a est similaire à l'allure quand on génère cette tension à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux classique soit en forme ou en contenu d'harmoniques, d'autre part les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse. Dans la figure (II.5), et pour la tension de la phase a et son spectre d'harmoniques on constat que l'onduleur ne fournit que $172V$, où il devrait fournir une amplitude égale à :

$$0.8 * 500/2 = 200V$$

II.2/ Stratégie 2

Le principe de cette stratégie est le même que la stratégie précédente, la seule différence est la forme des signaux V_p et V_n [Rostami_08], [Sangeeta_14] :

$$V_p = \max(V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}) \tag{II.9}$$

$$V_n = \min(V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}) \tag{II.10}$$

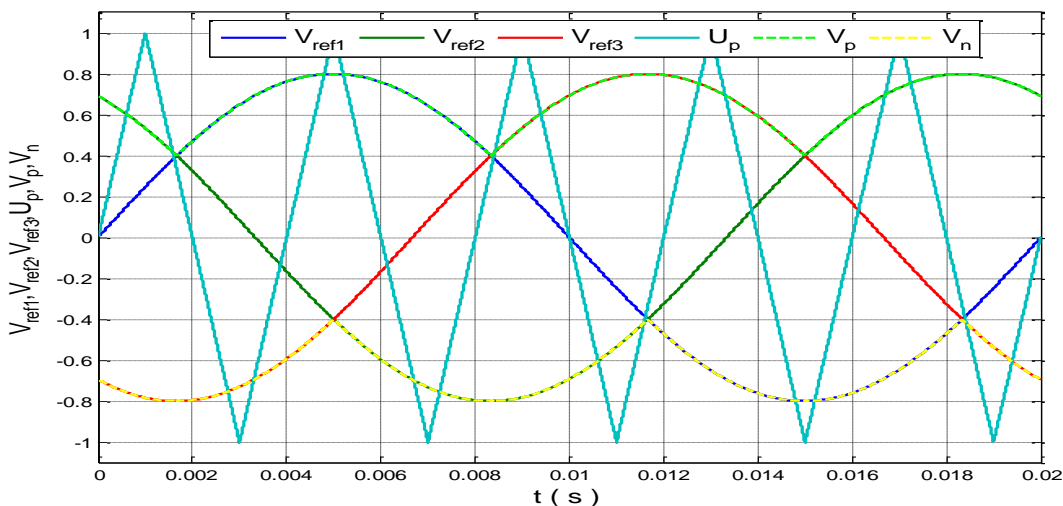


Figure. II.6- Les différents signaux de la stratégie

$$(r = 0.8, f = 50 \text{ Hz}, f_p = 250 \text{ Hz})$$

Le rapport cyclique de court-circuit dans l'intervalle $\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right]$ peut être exprimé par :

$$h = \frac{t_0}{T} = \frac{2 - (r \cdot \sin\theta - r \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} \quad (\text{II.11})$$

En intégrant (II.10), on obtient :

$$h = \frac{t_0}{T} = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{2 - (r \cdot \sin\theta - r \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))}{2} \right) d\theta = \frac{2\pi - 3r\sqrt{3}}{\pi} \quad (\text{II.12})$$

On remplace dans l'équation d'état (II.5) la variable d par son expression (II.11), et on détermine le facteur d'amplification B :

$$B = \frac{\pi}{3r\sqrt{3} - \pi} \quad (\text{II.13})$$

La variation du facteur d'amplification en fonction du taux de modulation est montrée dans la figure II.7, on remarque bien que le facteur d'amplification diminue avec l'augmentation de r . Afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur le taux de modulation doit être supérieur à 0.6 c.à.d. c'est la zone de fonctionnement de l'onduleur à Z-source [Grusonl_08].

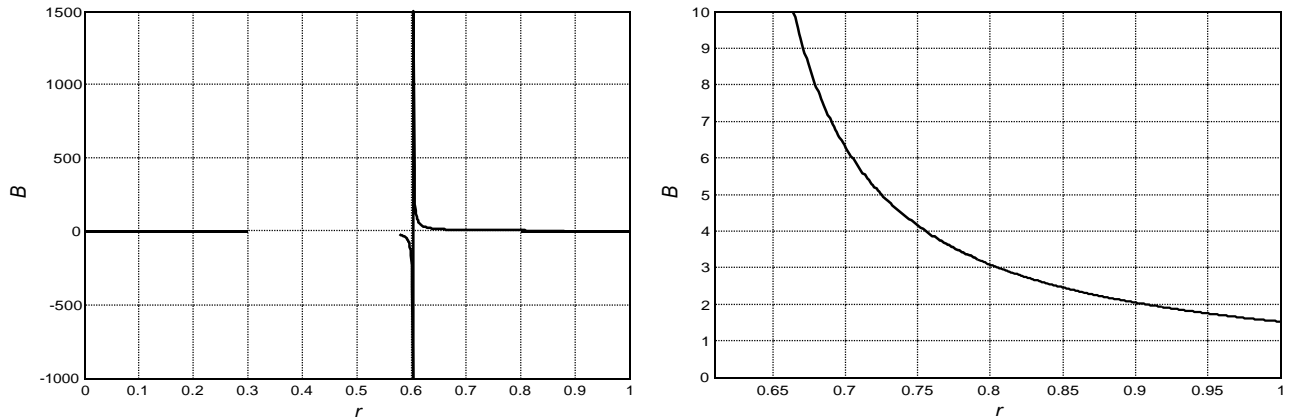
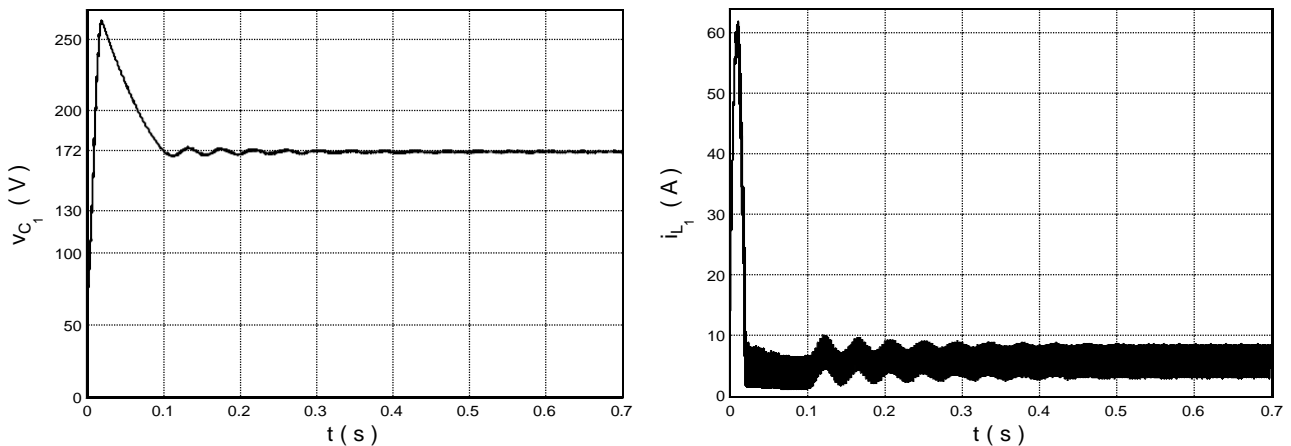


Figure. II.7 : Évolution du facteur d'amplification en fonction du taux de modulation

Le gain de tension G de l'onduleur est donné par :

$$G = \frac{v_a}{v_{i/2}} = r \cdot B = \frac{r \cdot \pi}{3r\sqrt{3} - \pi} \quad (\text{II.14})$$

Les paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie 1.



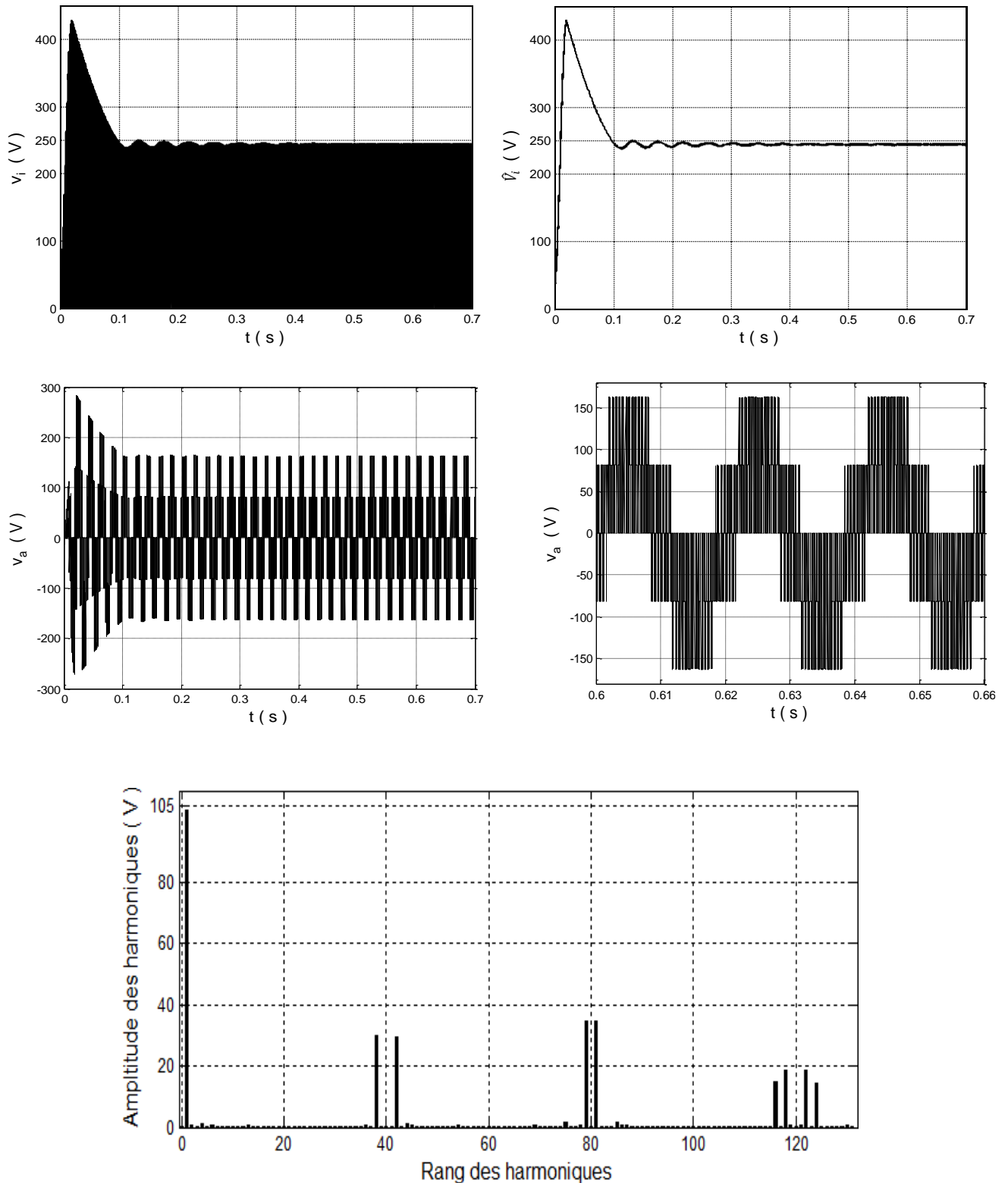


Figure. II.8 : Évolution des différentes grandeurs électriques de l'onduleur à Z-source ($r = 0.85$)

La figure. II.8 met en évidence la concordance existant entre les formes d'ondes des tensions et les relations analytiques (II.13) et (II.14). On constate aussi que, l'allure de la tension de la phase a est similaire à l'allure quand on génère cette tension à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux classique soit en forme ou en contenu harmonique, d'autre part les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

II.3/ Stratégie 3

Le principe de cette stratégie est le même que la stratégie précédente, la seule différence est la forme des signaux V_p et V_n [Rostami_08] :

$$V_p = r - 0.1(\sin(3 \cdot \omega \cdot t) + 1) \quad (II.15)$$

$$V_n = -r - 0.1(\sin(3 \cdot \omega \cdot t) - 1) \quad (II.16)$$

On remarque que la fréquence de V_p et V_n est trois fois la fréquence des tensions de référence.

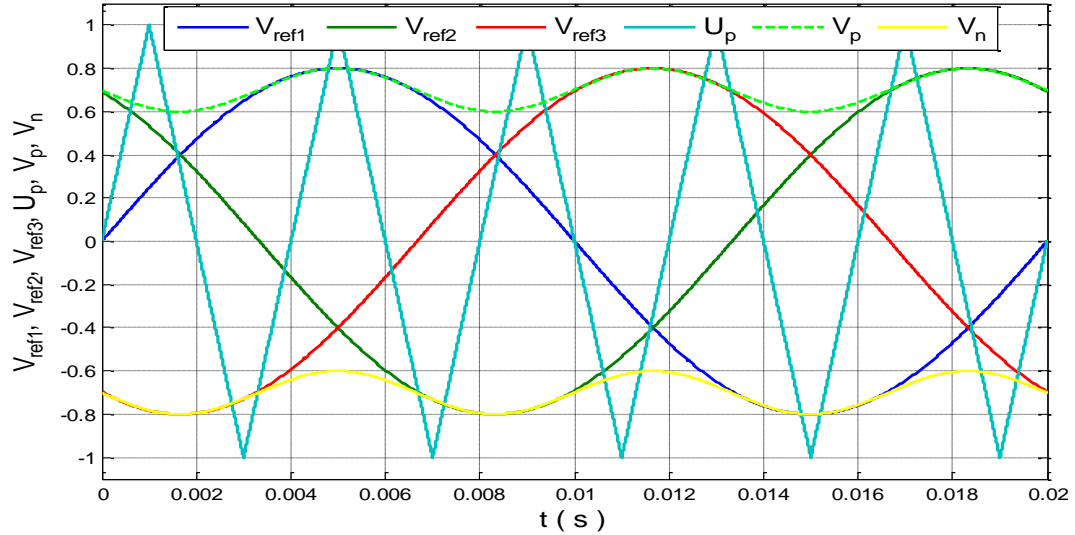


Figure II.9 : Les différents signaux de la stratégie
($r = 0.8$, $f = 50$ Hz, $f_p = 250$ Hz)

Le rapport cyclique de court-circuit est donné par :

$$h = \frac{t_0}{T} = 1 - \frac{r \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (II.17)$$

On remplace dans l'équation d'état (II.5) la variable d par son expression (II.17), et on détermine le facteur d'amplification B :

$$B = \frac{1}{r \cdot \sqrt{3} - 1} \quad (II.18)$$

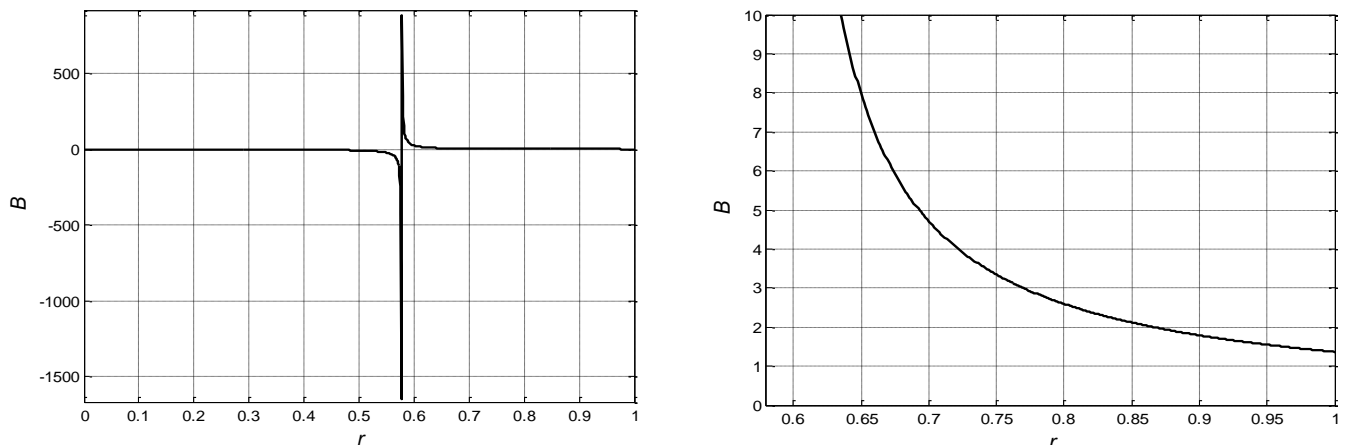


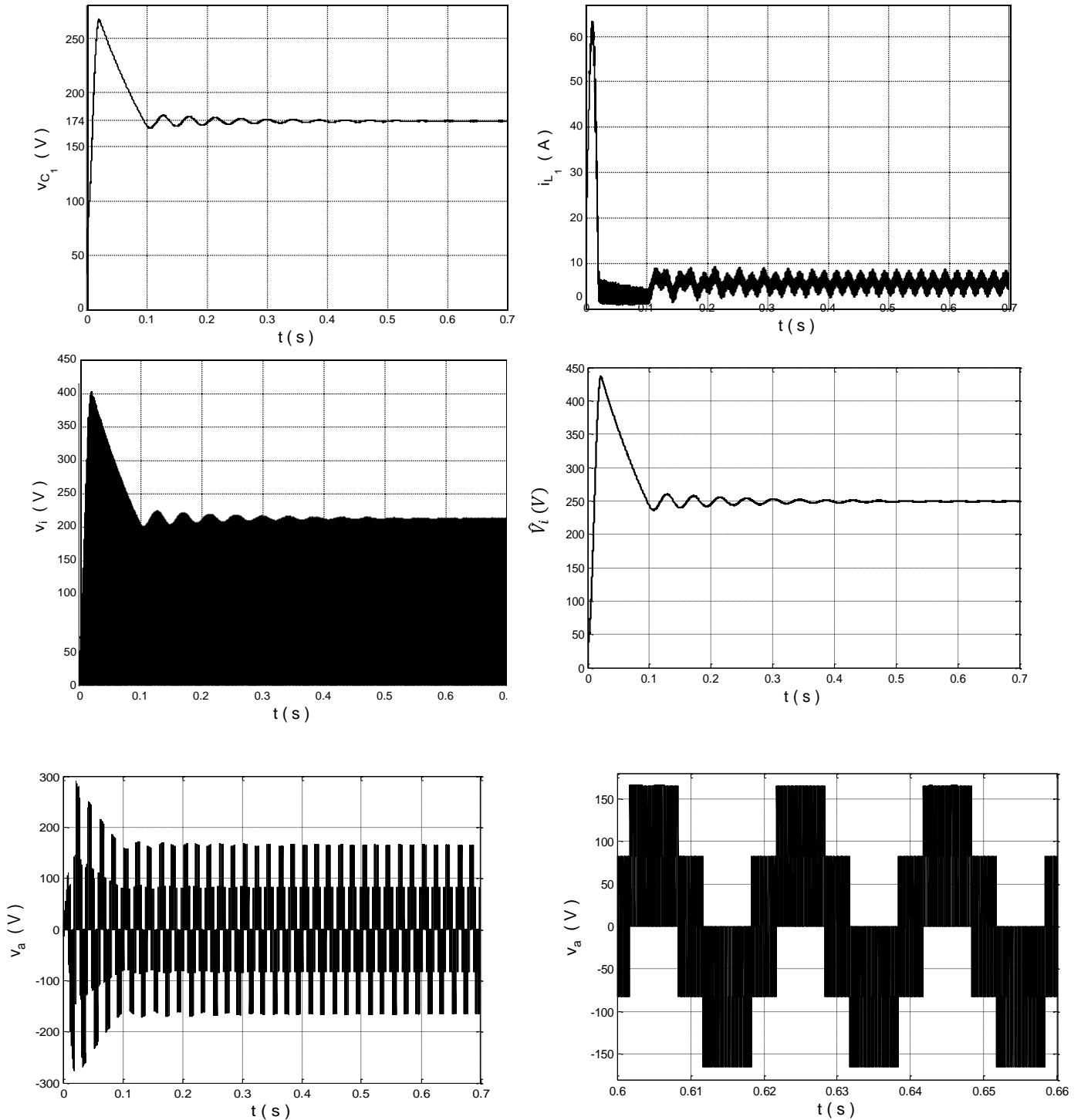
Figure II.10 : Évolution du facteur d'amplification en fonction du taux de modulation

La variation du facteur d'amplification en fonction du taux de modulation est montrée dans la figure. II.10, on remarque bien que le facteur d'amplification diminue avec l'augmentation de r . Afin de garder une tension positive à l'entrée de l'onduleur le taux de modulation doit être supérieur à 0.57 c.à.d. c'est la zone de fonctionnement de l'onduleur à Z-source [Grusonl_08].

Le gain de tension G de l'onduleur est donné par :

$$G = \frac{v_a}{v_i/2} = r \cdot B = \frac{r}{r \cdot \sqrt{3} - 1} \quad (\text{II.19})$$

Les paramètres de simulation sont les mêmes que la stratégie 1.



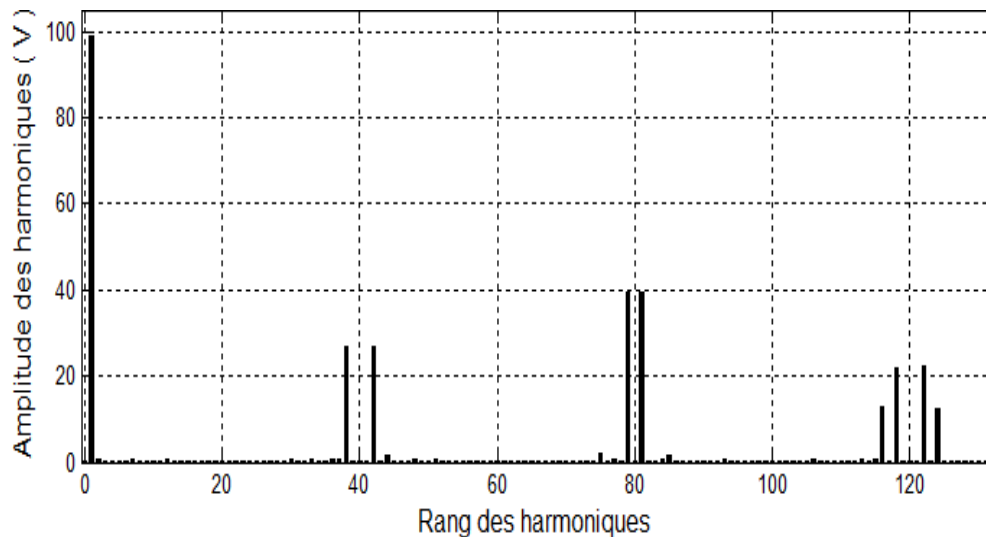


Figure. II.11 : Évolution des différentes grandeurs électriques de l'onduleur à Z-source ($r = 0.805$)

La figure. II.11 met en évidence la concordance existant entre les formes d'ondes des tensions et les relations analytiques (II.18) et (II.19). On constate aussi que, l'allure de la tension de la phase a est similaire à l'allure quand on génère cette tension à partir d'un onduleur triphasé à deux niveaux classique soit en forme ou en contenu harmonique, d'autre part les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

II.4/ Comparaison entre les différentes techniques

Le tableau II.1 regroupe une comparaison des trois techniques de commande de l'onduleur à Z-source pour un facteur d'amplification $B = 2.5$ et $V_{dc} = 100V$:

	Stratégie -1-	Stratégie -2-	Stratégie -3-
B	$\frac{1}{2.r - 1}$	$\frac{\pi}{3.r.\sqrt{3} - \pi}$	$\frac{1}{r.\sqrt{3} - 1}$
r	0.7	0.85	0.805
V_i	250 V	250 V	250 V
V_a	87.5	105	104
Valeur pic de V_{cl}	283.5 V	262.5 V	267.8 V
Valeur pic de I_{Ll}	70 A	61 A	62.85 A
ΔI_{Ll}	3 A	5.5 A	5.5 A

Tableau. II.1 : Critères de comparaison

Ce tableau, montre clairement que les stratégies 2 et 3 donnent presque les mêmes valeurs. La stratégie 2 (3) nous a permis l'augmentation de la tension de sortie de l'onduleur à environ 20% de la stratégie 1.

La comparaison en termes de pic de courant (Tension) dans l'inductance (Condensateur) a montré que la stratégie 1 provoque des valeurs relativement implorantes par rapport à la stratégie 2 et 3.

Le seul avantage de la stratégie 1 est que, les ondulations du courant de l'inductance sont fortement réduites d'environ 50% par comparaison aux stratégies 2 et 3.

Nous constatons bien que la stratégie 2 donne les meilleures performances.

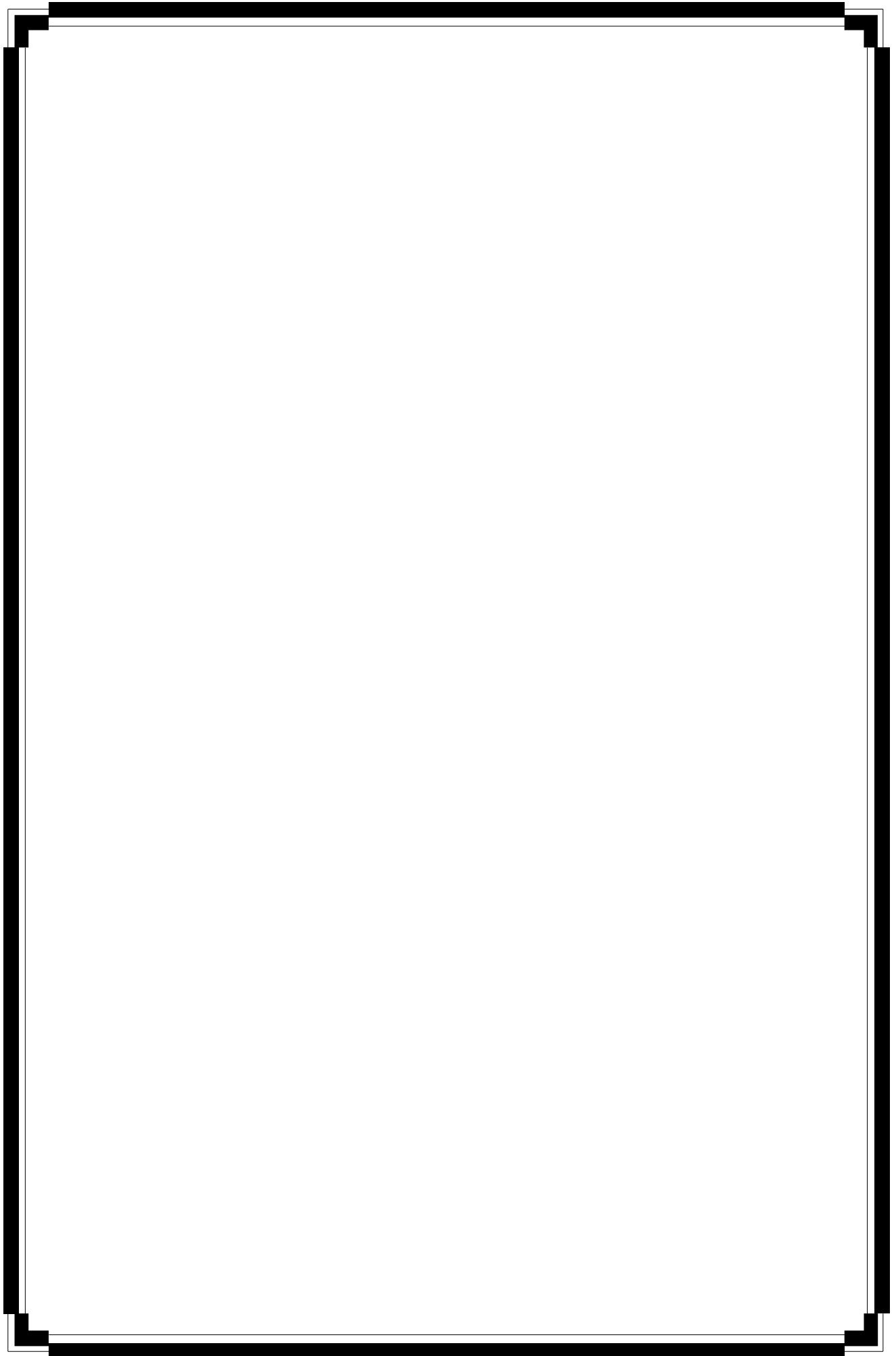
Conclusion

Trois techniques de commande de l'onduleur à Z-source sont présentées dans ce chapitre. On peut distinguer entre ces stratégies par la forme du signal responsable à la génération des états de court-circuit.

Nous montrons en simulations les performances de chaque technique, après nous avons présenté une étude comparative entre les différentes techniques de commande. La stratégie 2 montre des performances notables, elle permet de réduire fortement les pics de courant (Tension) dans les éléments du réseau d'impédance.

Chapitre III

*Commande de
l'association
onduleur à Z-source _
moteur asynchrone _*



Introduction

Aujourd'hui, les moteurs asynchrones triphasés représentent plus de 80% du parc des moteurs électriques. Ils sont robustes, économiques à l'achat et ne nécessitent que peu de maintenance. Afin d'améliorer leurs performances plusieurs techniques de commande ont été développées, la plus simple est la commande scalaire dans laquelle on s'intéresse seulement au module du flux. Il existe plusieurs commandes scalaires, dans ce chapitre, nous tenons à souligner en particulier la commande à V/f constant en boucle fermée, [Bimal_02].

III. 1/ Modélisation du moteur asynchrone

III.1.1/Constitution et principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone est constitué de deux parties distinctes : le stator et le rotor. L'espace entre eux est appelé entrefer [Derouich] :

Stator (Partie fixe) : est constitué de trois enroulements (Bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles.

Rotor (Partie mobile) : n'est relié à aucune alimentation. Il existe deux types de rotor : soit à cage d'écurueil conductrice ou d'un système d'enroulements triphasé.

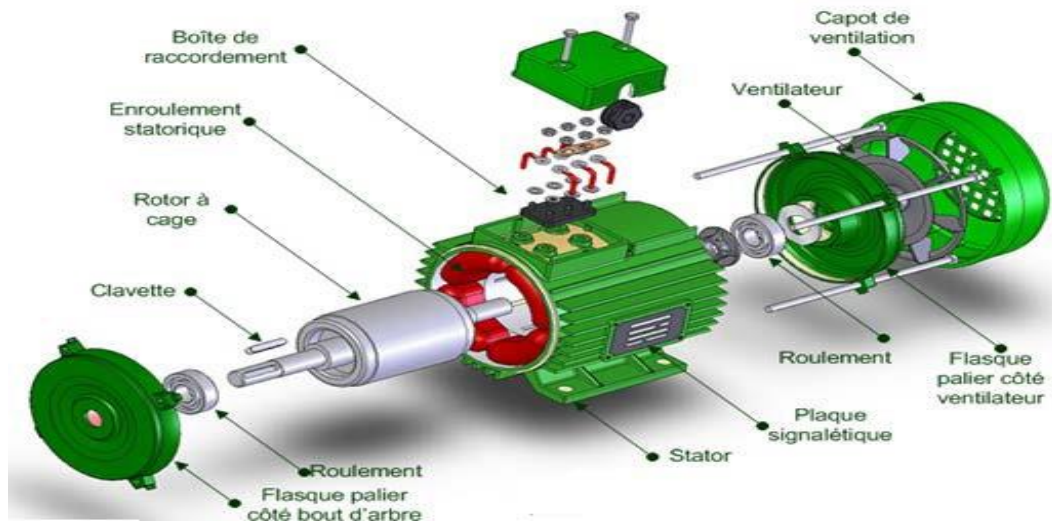


Figure. III.1 : Constitution d'un MAS

Le moteur est représenté par ses six enroulements dans l'espace électrique ; l'angle θ repère l'axe de la phase rotorique \vec{R}_a de référence par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence \vec{S}_a .

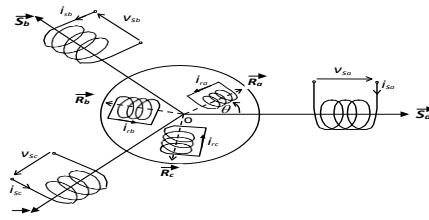


Figure. III.2 : Représentation schématique d'un MAS

Les trois enroulements du stator sont décalés de 120° et alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme. Le champ tournant vient induire des courants dans le rotor, leur interaction entraîne la rotation du rotor à une fréquence légèrement inférieure à celle du champ tournant.

III.1.2 / Hypotheses simplificatrices

À cause de la constitution compliquée du MAS, plusieurs hypothèses sont considérées [Latar_20]:

- Les circuits magnétiques sont symétriques ;
- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer d'où résulte du fait que l'entrefer est constant ;
- Pertes ferromagnétiques négligées (Pas de courants de Foucault ni d'hystérésis).

III.1.3 / Équations générales du MAS

III.1.3.1/ Équations électriques

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit [Lourci_00] :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [0] &= [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \\ [I_s] &= \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}, \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}, \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

III.1.3.2 / Equations magnétiques

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [L_{SS}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\phi_r] &= [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{aligned} \tag{III. 2}$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \tag{III. 3}$$

III.1.3.3 / Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega \tag{III. 4}$$

III.1.4 / Modèle biphasé du MAS

La transformation triphasée biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé $\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$ ou $\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$ par deux enroulements, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park [Latar_20].

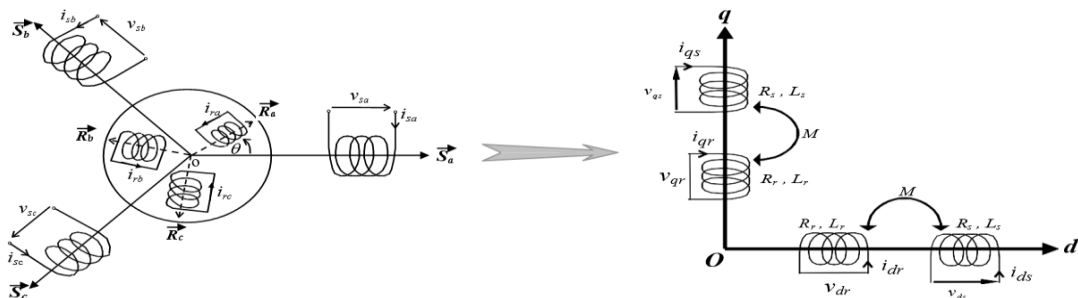


Figure. III.3 : Représentation du MAS dans le repère de Park

On a :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.5}) \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

x_a, x_b, x_c : Sont les valeurs instantanées des grandeurs triphasées ;

x_d, x_q : Sont les valeurs instantanées des grandeurs biphasées ;

x_h : Est la composante homopolaire ;

$[P(\theta)]$: Est la matrice de Park ;

$[P(\theta)]^{-1}$: Est la matrice inverse de Park ;

Les matrices de Park, la matrice de passage directe $[P(\theta)]$ et la matrice inverse $[P(\theta)]^{-1}$ sont données par :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$$

Ou θ : Est l'angle entre l'axe et l'axe de référence dans le système triphasé.

θ_s : Angle électrique entre \vec{S}_a, \vec{d} ;

θ_r : Angle électrique entre \vec{R}_a, \vec{d} ;

$\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au stator ;

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor .

Dans le repère de Park (d, q), les équations de tensions et du flux statorique et rotorique s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \end{cases}, \begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} - \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} - \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \end{cases}, \begin{cases} \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_{rs}$: Inductance mutuelle.

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour (d, q), le référentiel lié au stator est caractérisé par $\theta_s = 0 \Rightarrow \omega_r = -\omega$.

Le système d'équations devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases}, \begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{cases} C_{em} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

III.1.5 / Simulation du MAS

III.1.5.1 / Alimenté par le réseau

A l'aide de l'outil Matlab / Simulink, on simule le comportement du MAS alimenté par un système de tension triphasé sinusoïdal. Les résultats de simulation sont représentés dans la figure III.4 et III.5.

Le réseau d'alimentation est défini par:

$$\begin{cases} v_1 = 220\sqrt{2} \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \\ v_2 = 220\sqrt{2} \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3 = 220\sqrt{2} \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}, f = 50\text{Hz} \quad (\text{III.13})$$

Les paramètres du MAS sont [Latar_20] :

R_s (Ω)	R_r (Ω)	L_s (H)	L_r (H)	L_m (H)	J (Kg.m^2)	P	K_f (N.m.s)
4.805	3.805	0.274	0.274	0.258	0.031	2	0.008

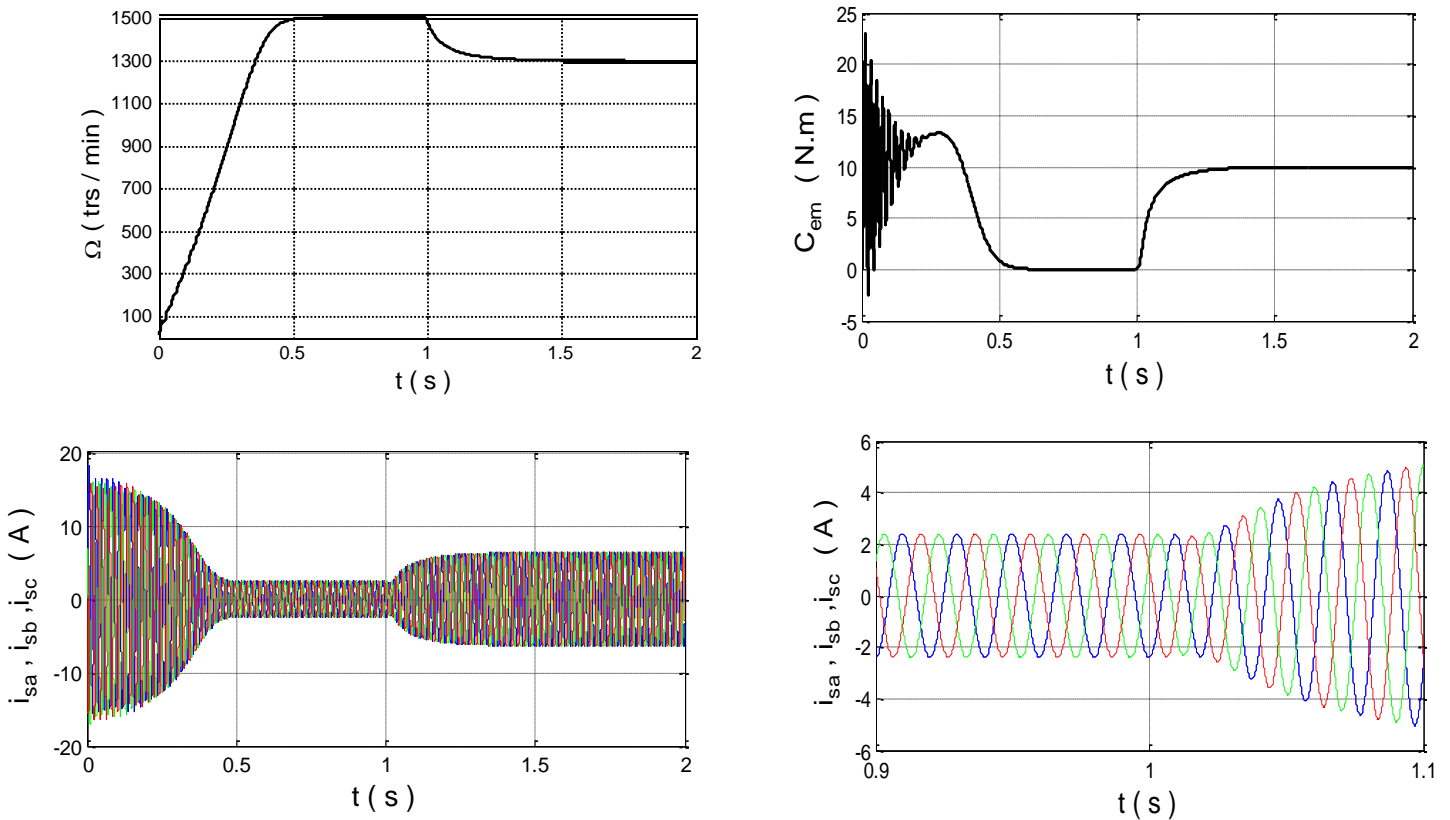


Figure. III.4 : Résultats de simulation du MAS connecté directement au réseau

Lors de démarrage, on remarque l'importance du courant statorique et que le couple est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit généré par la partie mécanique. En régime permanent, le courant statorique est sinusoïdal sa valeur crête est 2A.

À $t = 1s$, en appliquant un couple de charge de $10 N.m$, on remarque une augmentation de la valeur de couple électromagnétique jusqu'à $10 N.m$, et aussi une chute de vitesse de $200 trs/min$.

III.1.5.2 / Alimenté par l'onduleur à Z-source

Afin de tester les performances du MAS alimenté par l'onduleur à Z-source, on adopte les paramètres suivants :

L'onduleur est commandé par la technique 2, avec un facteur d'amplification égale à 2.8

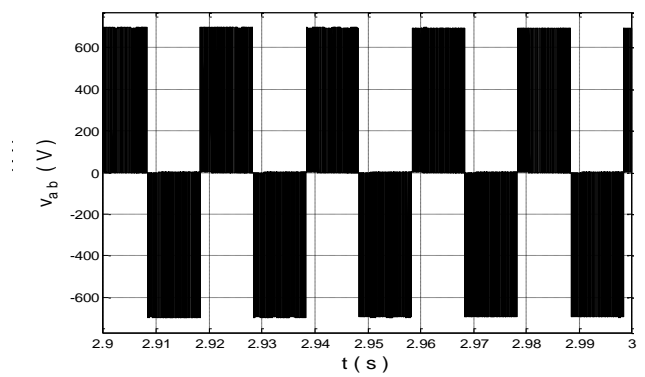
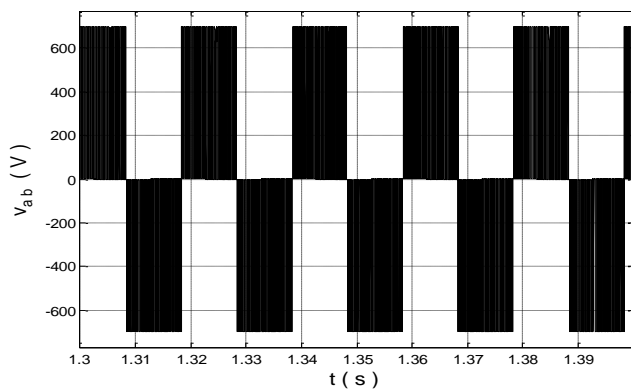
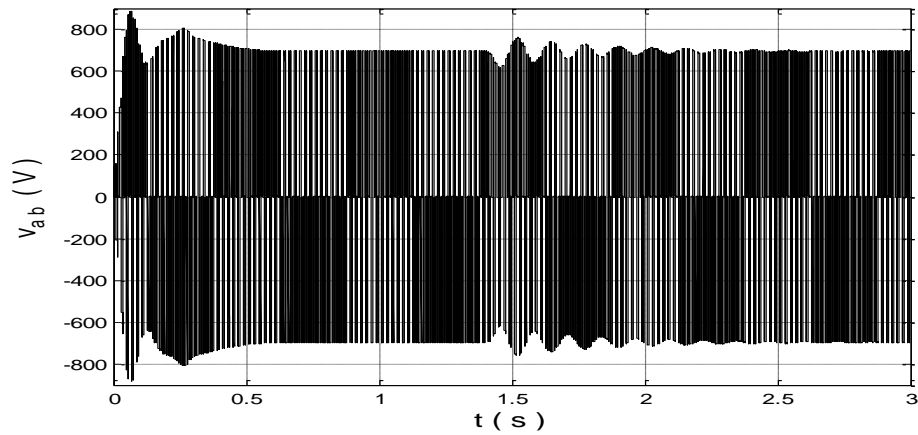
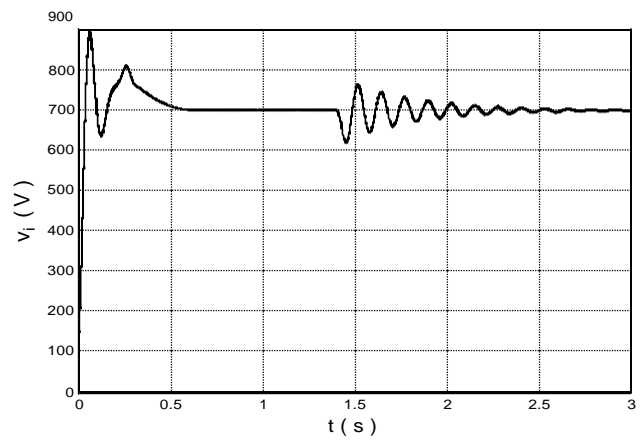
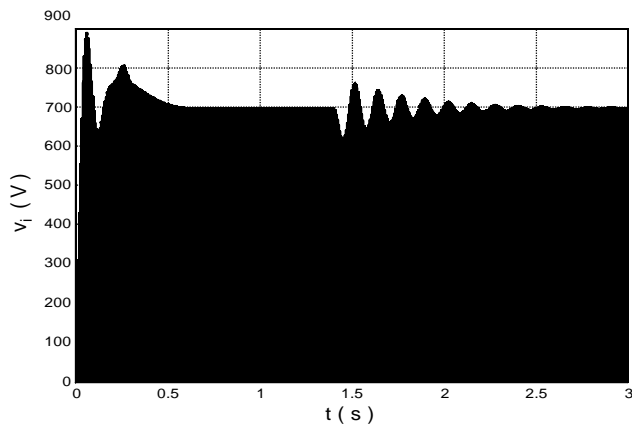
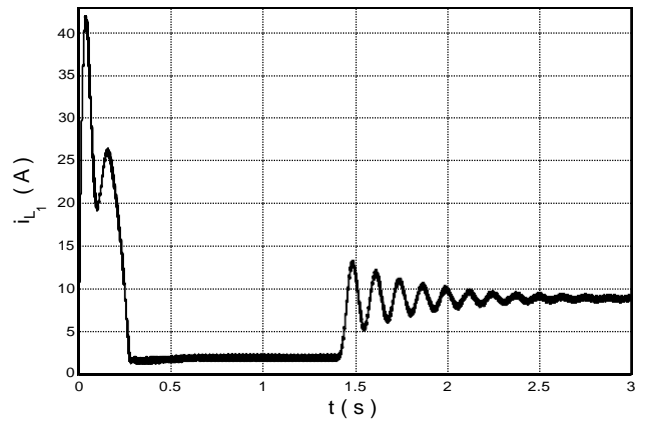
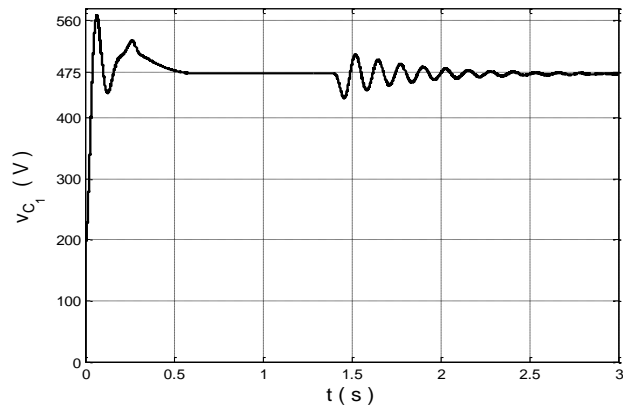
La tension du bus continu : $V_{dc} = 250 V$

$L_1 = L_2 = L = 25 mH$

$C_1 = C_2 = C = 750 Mf$

$R=0.8$

La fréquence de la porteuse : $f_p = 10 kHz$



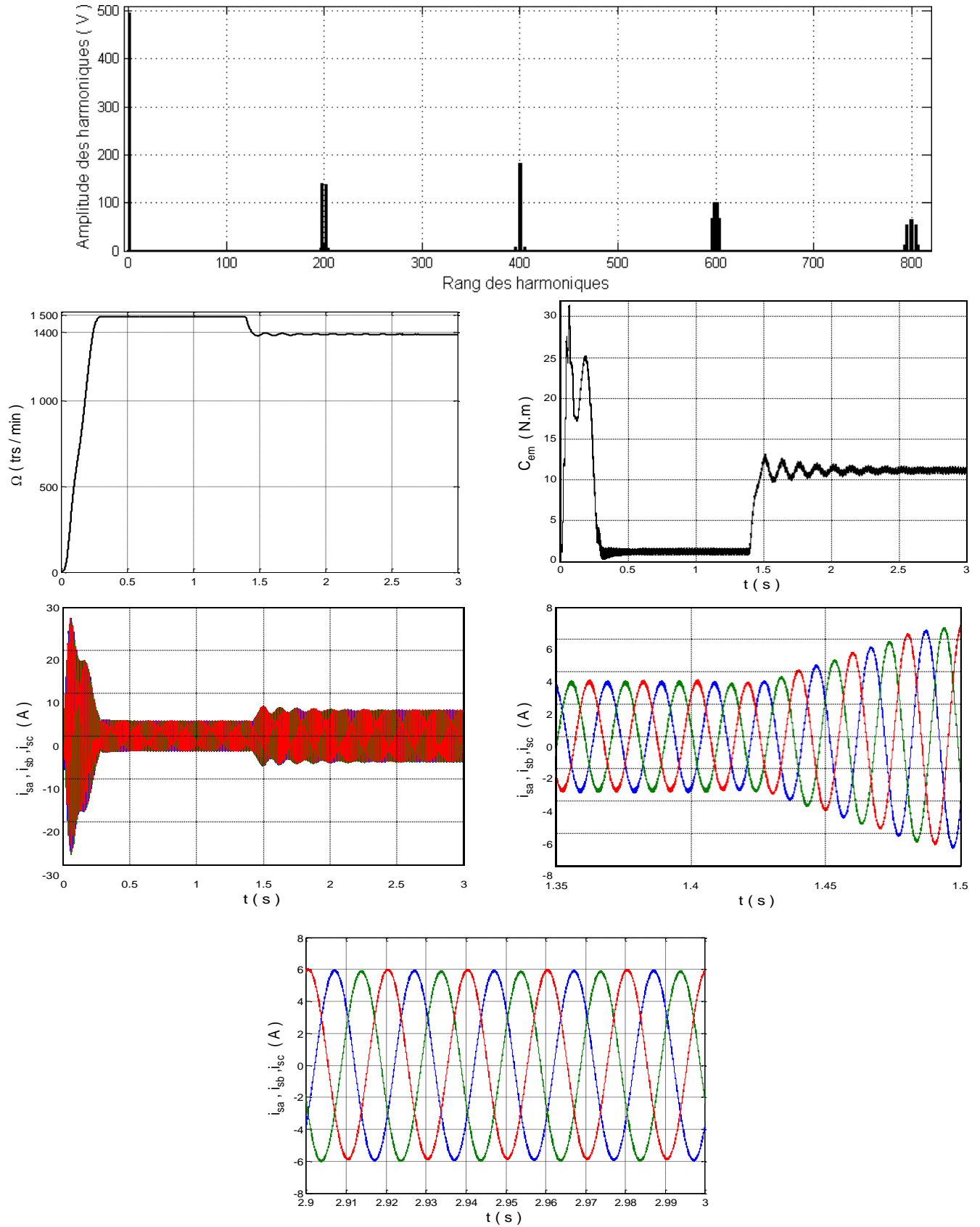


Figure. III.5 : Résultats de simulation du MAS alimenté par l'onduleur Z-source

La figure III.5 montre les résultats de la simulation de l'association onduleur à Z-source et MAS. Dans le régime permanent, on peut observer que l'amplitude de la tension v_{ii} a une très bonne concordance avec la valeur de B et V_{dc} . On aperçoit que le couple de charge provoque des oscillations sur la tension de condensateur et la tension v_i . À partir de $t = 2,5s$, ces oscillations disparaissent progressivement.

L'analyse d'harmonique montre que l'amplitude du fondamentale de tension est de $500V$ ($0,82 \cdot \frac{700}{2} \cdot \sqrt{3} V$). D'autre part, les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

Pour le comportement du MAS, les résultats sont similaires aux celles obtenus avec le MAS connecté directement au réseau, seul qu'il y a des oscillations, ces derniers sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

III.2/ Commande scalaire

Elle est fondée sur le modèle de la machine en régime permanent. En cherchant à maximiser les capacités du couple de la machine, le flux est gardé constant et égal à sa valeur nominale sur une large plage de fonctionnement [Meroufel_09].

III.2.1/ Modèle du MAS en régime permanent

Si les tensions d'alimentation sont triphasées équilibrées, on peut écrire [Meroufel_09] :

$$\begin{cases} V_a = V_s \cos(w_s \cdot t) \\ V_b = V_s \cos\left(w_s \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_s \cos\left(w_s \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Notons que :

w_s : La pulsation des courants et tension statoriques ;

Ω : La vitesse mécanique du rotor ;

w_r : La vitesse électrique du rotor ;

$w_{gl} = w_s - w_r$: La vitesse de glissement, qui est aussi la pulsation des courants rotoriques ;

$g = (w_s - w_r)/w_s$: Le glissement.

Choisissons de fixer le repère 'dq' au champ tournant, $\theta_s = w_s \cdot t$:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= V_s \cos(w_s - \theta_s) & V_{ds} &= V_s \\ V_{qs} &= V_s \sin(w_s + \theta_s) & \Rightarrow V_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Pour alléger les notations, on pose :

$$X = X_d + jX_q \quad (III.16)$$

$$\bar{V}_s = \bar{V}_{ds} + j\bar{V}_{qs} = R_s(\bar{I}_{ds} + j\bar{I}_{qs}) + \frac{d}{dt}(\bar{\phi}_{ds} + j\bar{\phi}_{qs}) - j\omega_s(\bar{\phi}_{qs} + j\bar{\phi}_{ds}) \quad (III.17)$$

D'où:

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + \frac{d}{dt}\bar{\phi}_s + j\omega_s\bar{\phi}_s. \text{ En régime permanent } \frac{d}{dt}\bar{\phi}_s = 0, \text{ alors :}$$

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + j\omega_s\bar{\phi}_s \quad (III.18)$$

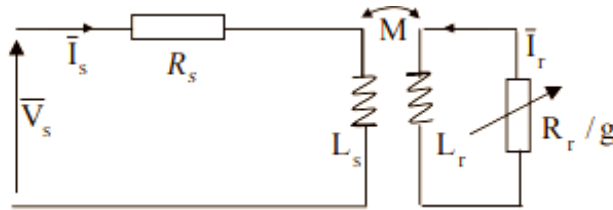


Figure III.6 : Schéma électrique équivalent

Le même raisonnement pour l'équation du rotor :

$$0 = \bar{V}_r = R_r\bar{I}_r + j\omega_r\bar{\phi}_r \quad (III.19)$$

Finalement les grandeurs électriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + j\omega_s L_s\bar{I}_s + j\omega_s M\bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g}\bar{I}_r + j\omega_s L_r\bar{I}_r + j\omega_s M\bar{I}_s \end{cases} \quad (III.20)$$

Avec :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s\bar{I}_s + M\bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r\bar{I}_r + M\bar{I}_s \end{cases} \quad (III.21)$$

III.2.1.1/ Schéma ramené au stator avec inductance de fuite localisée au rotor

$$\text{On pose : } N_r = \sigma L_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) = L_r - \frac{M^2}{L_s} \quad (III.22)$$

$$\begin{cases} N_r' = N_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ R_r' = R_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 \\ \bar{I}_r' = \left(\frac{M}{L_s}\right) \bar{I}_r \end{cases} \quad (III.23)$$

Après plusieurs simplifications on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + j\omega_s L_s(\bar{I}_s + \bar{I}_r') \\ 0 = \frac{R_r'}{g}\bar{I}_r' + j\omega_s N_r'\bar{I}_r' + j\omega_s L_s(\bar{I}_s + \bar{I}_r') \end{cases} \quad (III.24)$$

Ces deux équations se traduisent par le schéma équivalent ramené au stator, avec inductance des fuites $w_s N_r'$ localisée au rotor, comme indiqué à la figure. III.7 :

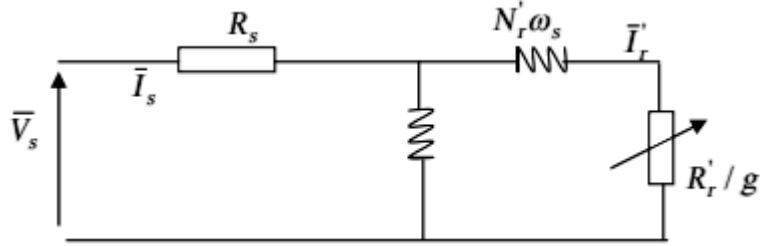


Figure III.7 : Schéma ramené au stator

III.2.1.1 / Expression de couple en régime permanent

L'expression du couple en régime permanent peut être déterminée à partir d'un bilan de puissance.

En négligeant les pertes Joule statoriques, le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = 3 \frac{p}{w_r} (1 - g) \frac{R_r'}{g} I_r'^2 = 3 \frac{p}{w_s} \frac{R_r'}{g} I_r'^2 \quad (III.25)$$

Avec :

$$I_r'^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (w_s N_r')^2} \quad (III.26)$$

Pour un glissement g suffisamment faible, on peut écrire :

$$\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (w_s N_r')^2 \approx \left(\frac{R_r'}{g}\right)^2, \text{ alors : } C_e = 3 \frac{p}{w_s} V_s^2 \frac{g}{R_r'} \quad (III.27)$$

Le couple maximum est obtenu lorsque $\frac{dC_e}{dg} = 0$, alors pour un glissement $g = g_m = \frac{R_r'}{w_s N_r'}$:

$$C_{max} = 3 \frac{p}{2R_r'} \left(\frac{V_s}{w_s}\right)^2 \quad (III.28)$$

III.2.2/Commande à V/f constant en boucle fermée

Le principe de cette commande est de contrôler la vitesse de rotation de la machine asynchrone à travers le réglage de la fréquence d'alimentation du stator w_s . On maintient le rapport V/f constant, ce qui est équivalent à garder le flux constant. En effet, en négligeant la résistance statorique, on peut écrire[Bimal_02] :

$$V_s \approx \frac{d\phi_s}{dt} = \frac{d(\phi_{max} \sin(w_s t))}{dt} = w_s \phi_{max} \cos(w_s t) \Rightarrow V_s = w_s \phi = 2\pi f \phi \Rightarrow \frac{V}{f} = 2\pi \phi \quad (III.29)$$

$$\frac{V}{f} \text{ Constant} \Rightarrow \phi \text{ Constant}$$

Le domaine de fonctionnement du MAS dans le plan couple/vitesse est indiqué sur la figure. III.8 :

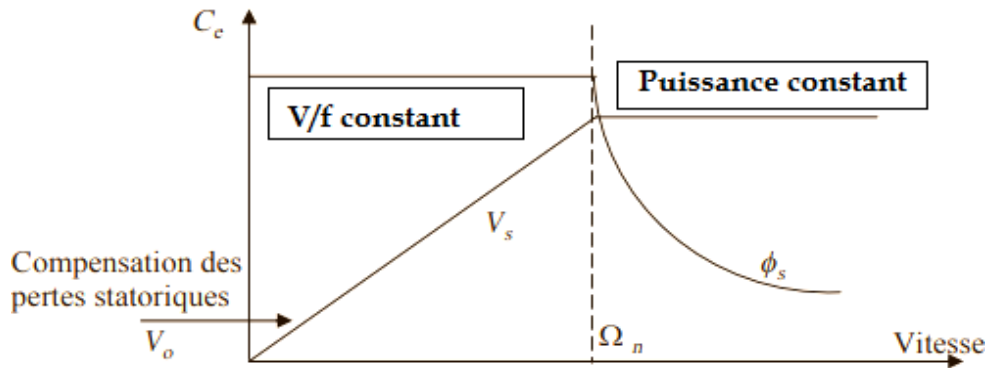


Figure. III.8 : Caractéristique couple vitesse

Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence à décroître le rapport V/f ce qui provoque une diminution du couple que peut produire le moteur. On est en régime de defluxage ou régime de survitesse.

Le point de fonctionnement représente l'intersection entre la courbe du couple de la charge et celle du couple du MAS. La figure. III.9 montre la procédure de réglage à V/f constant. L'augmentation graduelle de la fréquence ω_{ss} provoque l'augmentation pratiquement proportionnelle de la vitesse du MAS.

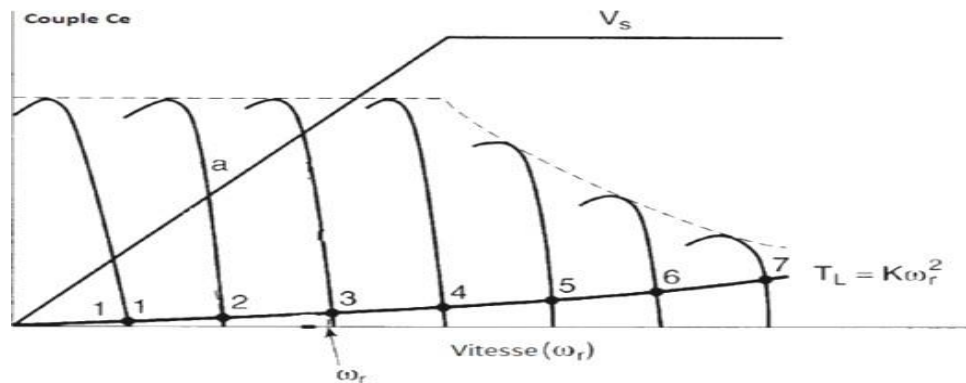


Figure. III.9 : Effet de la variation du couple de charge sur la précision du réglage

Le schéma de la commande scalaire à V/f constant en boucle fermée est indiqué à la figure. III.10:

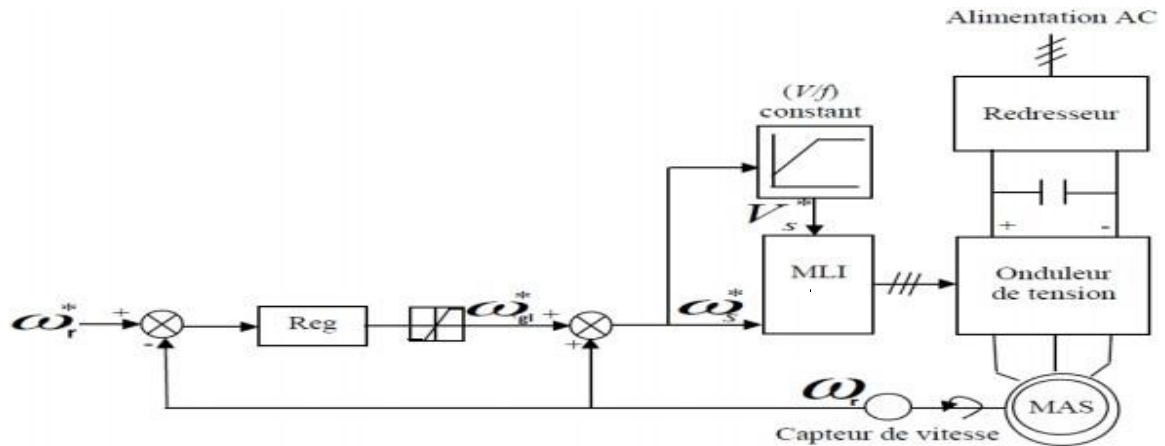


Figure. III.10 : Commande en boucle fermée à V/f constant

La vitesse de rotation du MAS w_r est captée et comparée avec la vitesse de référence w_r^* . Un régulateur proportionnel intégral (PI) utilise l'erreur de comparaison pour générer une référence de la vitesse de glissement w_{gl} . Cette dernière est ajoutée à la vitesse du rotor pour obtenir la fréquence statorique de référence w_s^*

La tension de référence V_s^* se déduit à partir de w_s en la multipliant par une constante qui est égal au rapport constant V/ws .

A basse fréquence la chute de tension dans la résistance du stator ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme w_0 .

A partir de la tension V_s^* et la fréquence w_s^* on calcule les tensions de référence et on effectue la commande en MLI de l'onduleur.

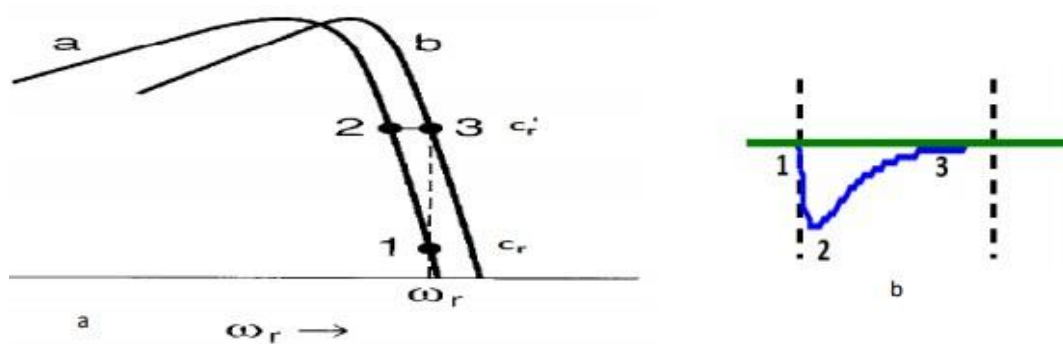


Figure. III.11 : Effet de la variation du couple de charge sur le réglage

L'augmentation de la vitesse de référence provoque un écart positif, et par conséquent une vitesse de glissement de référence et un couple de référence positifs. Ce couple de référence positif provoque une augmentation de la vitesse du MAS, pour atteindre la vitesse de référence.

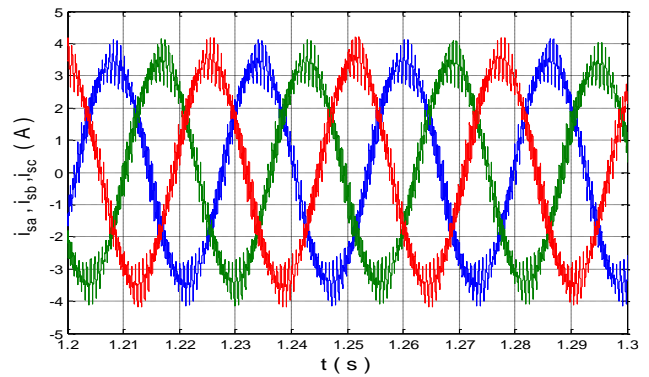
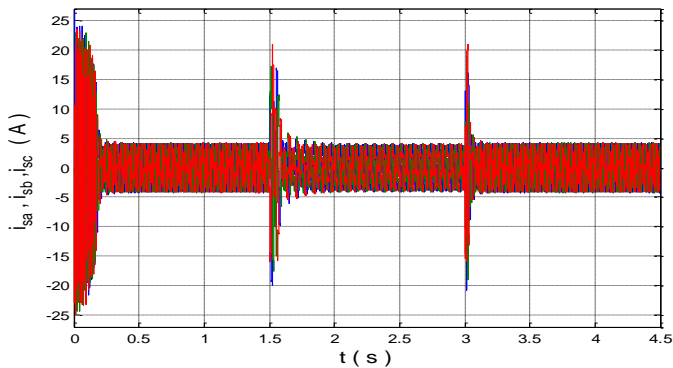
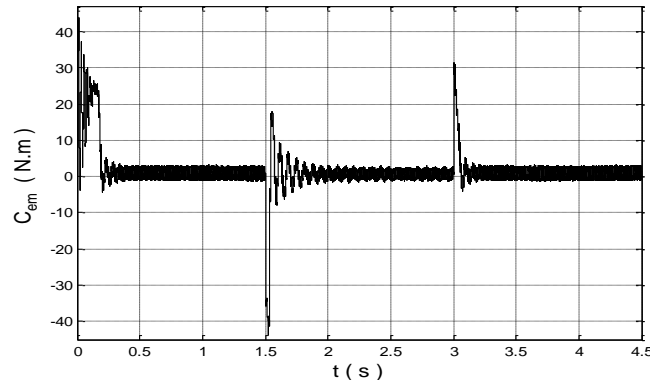
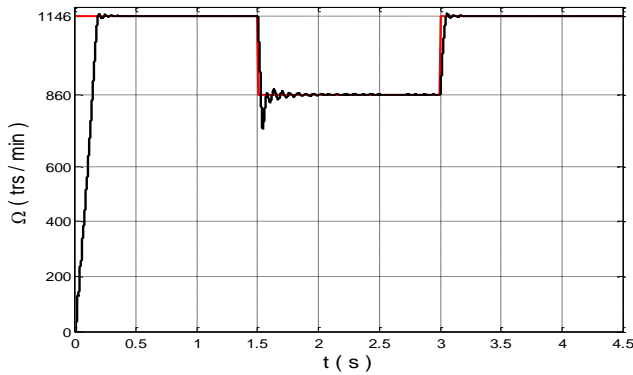
De même, la diminution de la vitesse de référence provoque un écart négatif, et par conséquent une vitesse de glissement de référence et un couple de référence négatifs. Ce couple de référence négatif provoque une diminution de la vitesse du MAS, pour atteindre la vitesse de référence.

III.3/ Résultats de simulation

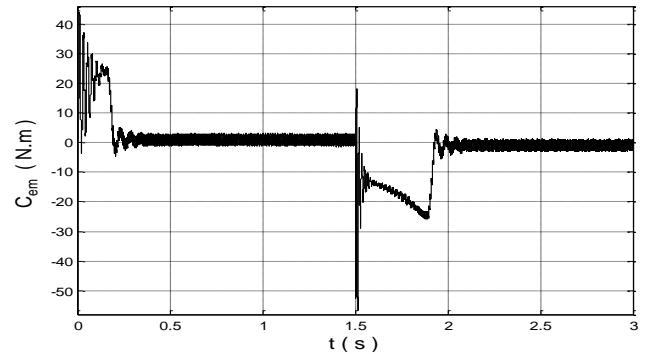
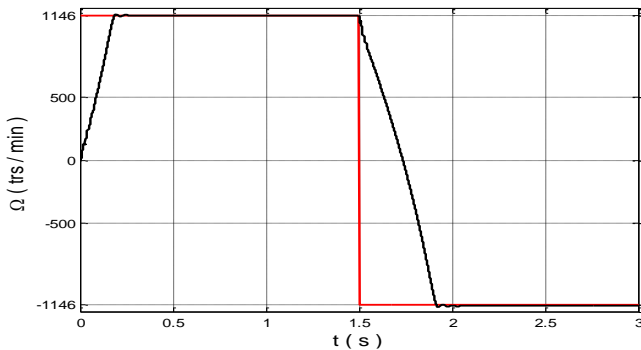
Afin de vérifier la validité de la commande scalaire de moteur asynchrone alimenté par un onduleur à Z-source, plusieurs simulations ont été effectuées. On adopte les mêmes paramètres que dans III.1.5.2

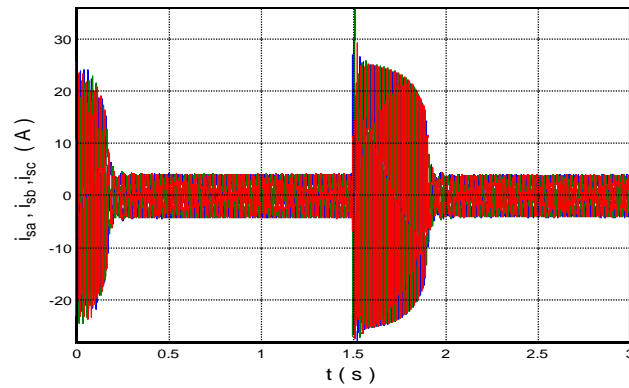
III.3.1 / Résultats de simulation avec $C_r = 0$

➤ **Avec onduleur sans Z-source**



a) Variation de vitesse

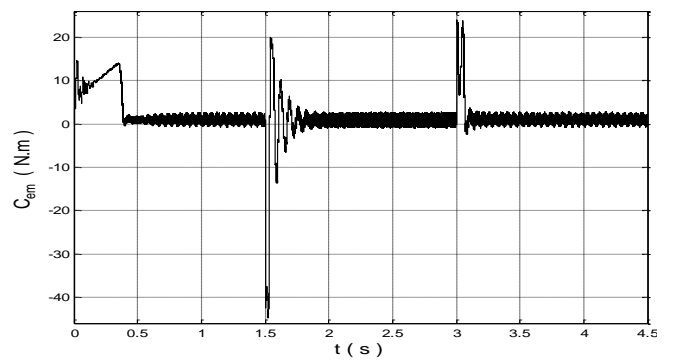
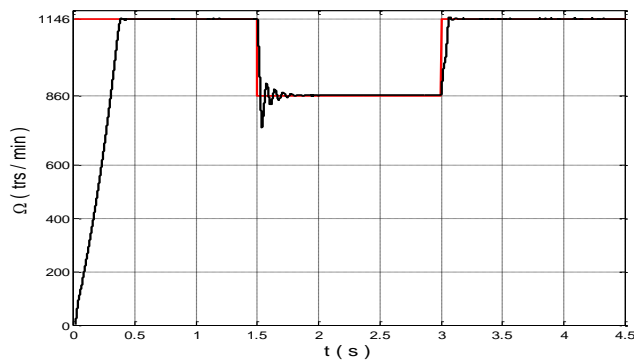
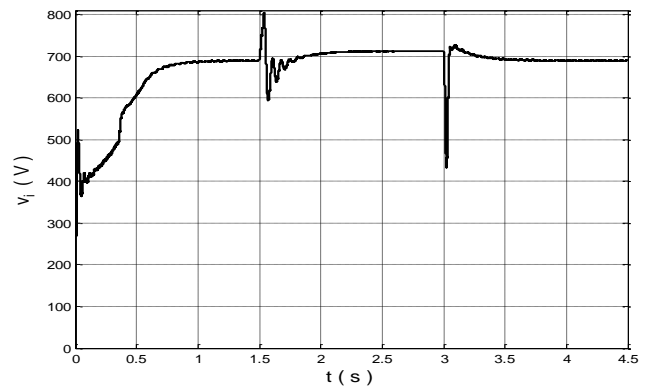
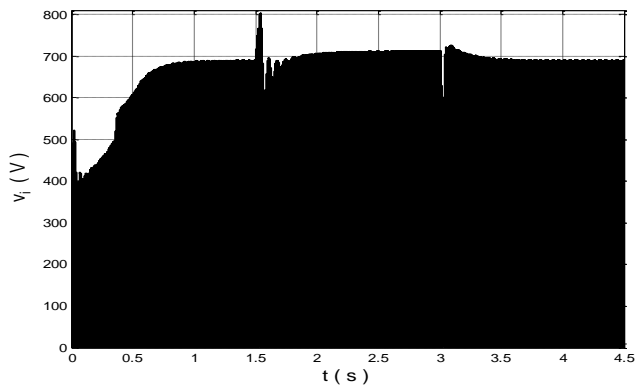
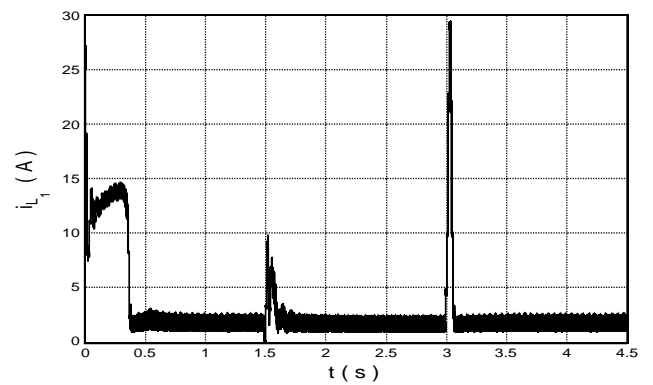
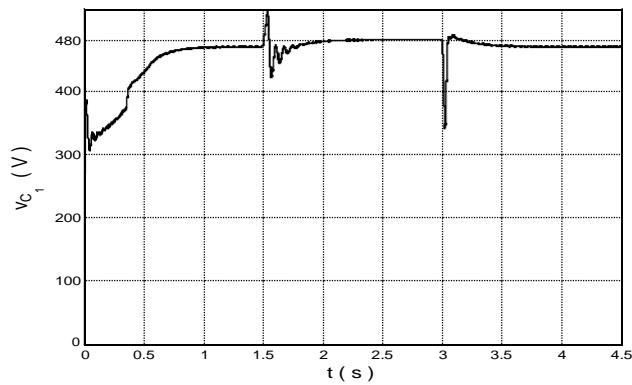


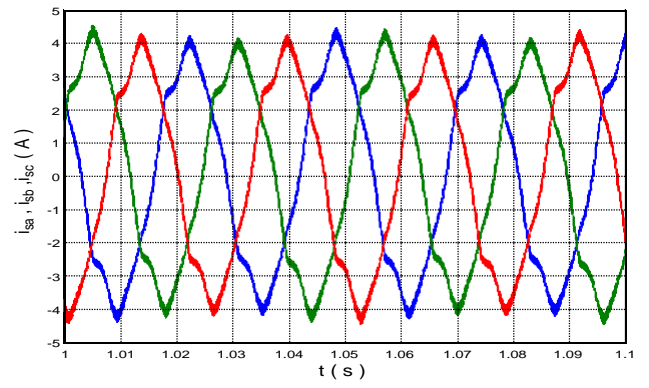
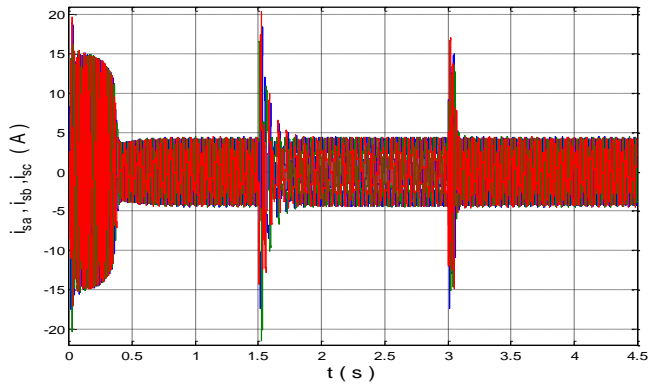


a) Inversion du sens de rotation

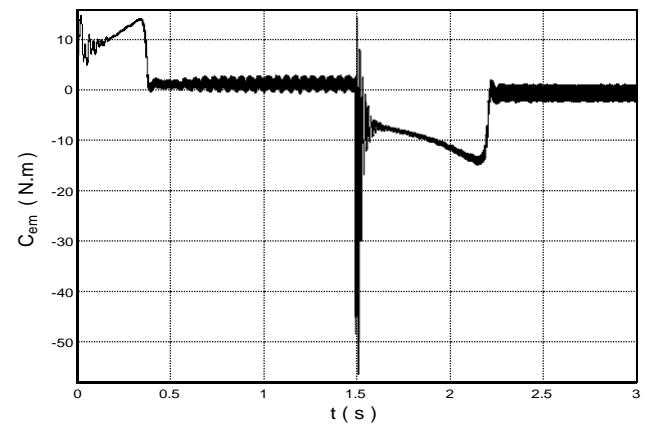
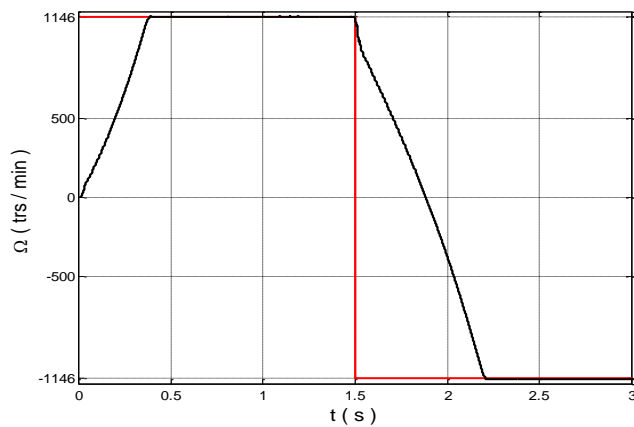
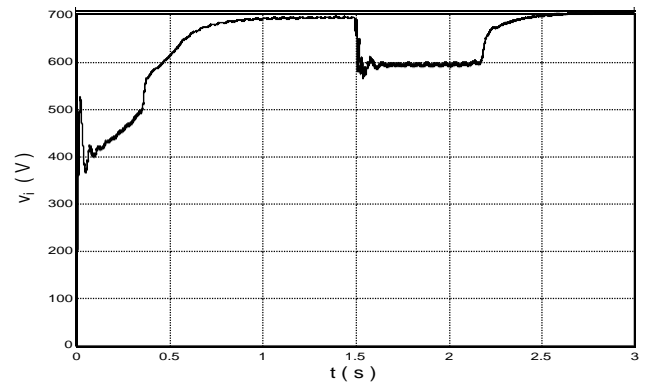
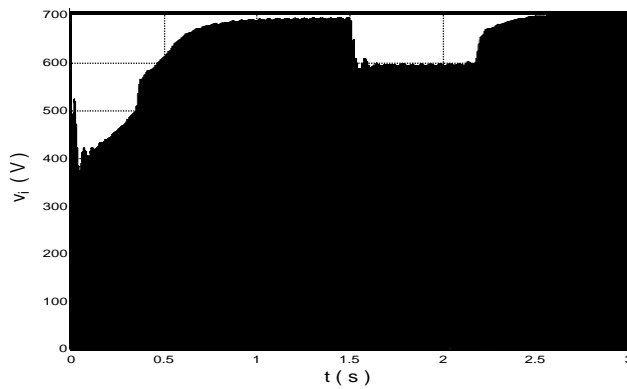
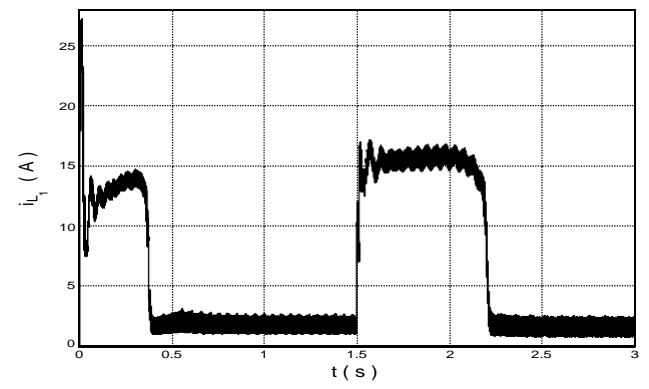
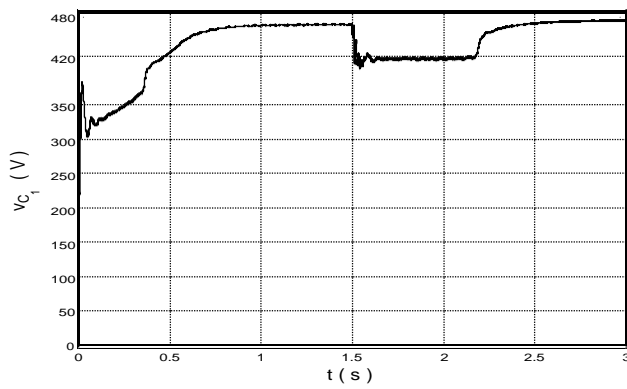
Figure. III.12 : Performances de la commande

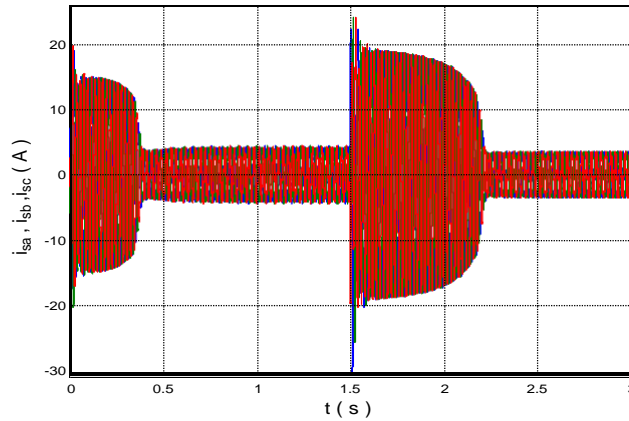
➤ Avec onduleur à Z-source





a) Variation de vitesse





b) Inversion du sens de rotation

Figure III.13 : Performances de la commande

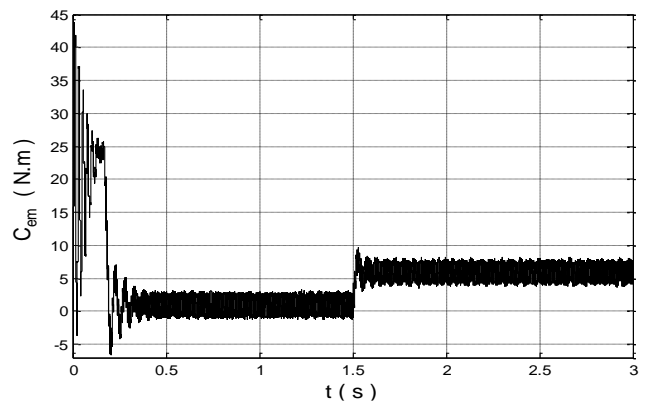
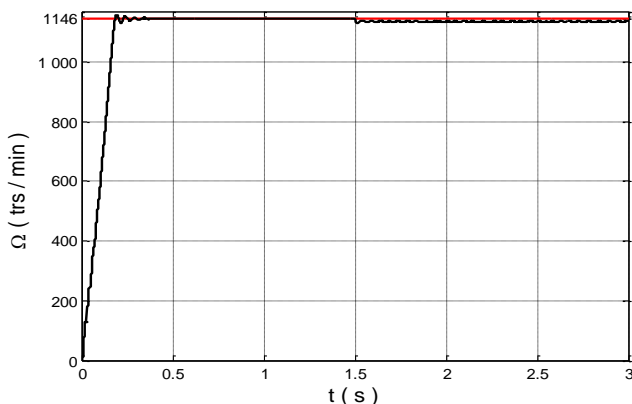
Les figures III.12 et III.13 montrent le fonctionnement à vide du moteur asynchrone. La vitesse atteint sa valeur de référence après un régime transitoire d'environ 0.18s et 0.4s sans et avec Z-source respectivement, on remarque aussi que la vitesse suite sa valeur de consigne.

Ce régime transitoire de démarrage ou pendant les phases de variation (inversion) de vitesse exige des fortes valeurs du courant statorique et du couple électromagnétique. Les valeurs des pics du courant (Couple) sont inférieures presque de 5A (5 N.m) pour le cas de l'onduleur à Z-source par rapport au cas d'un onduleur sans Z-source.

On aperçu que la variation de la vitesse (Inversion du sens de rotation) provoque des perturbations sur les tensions v_{cl} et v_i .

III.3.2 / Résultats de simulation avec $C_r = 5 \text{ N.m}$

➤ Avec onduleur sans Z-source



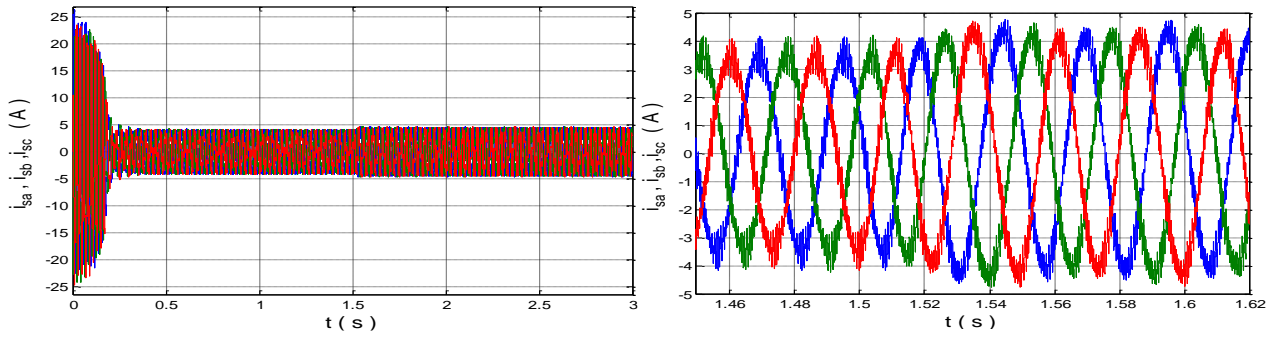
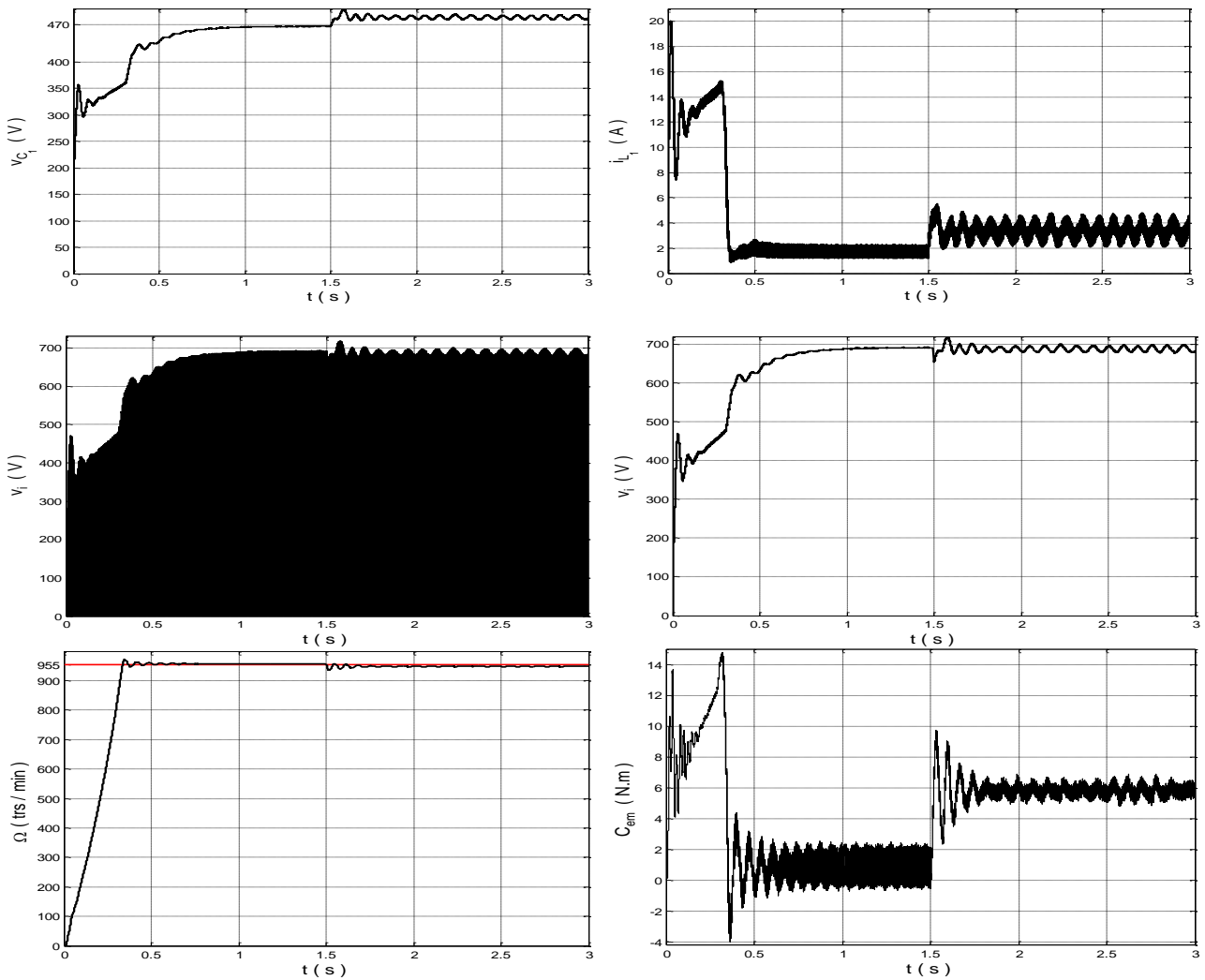


Figure.III.15. Simulation avec le couple de charge sans un Z-source

➤ Avec onduleur à Z-source



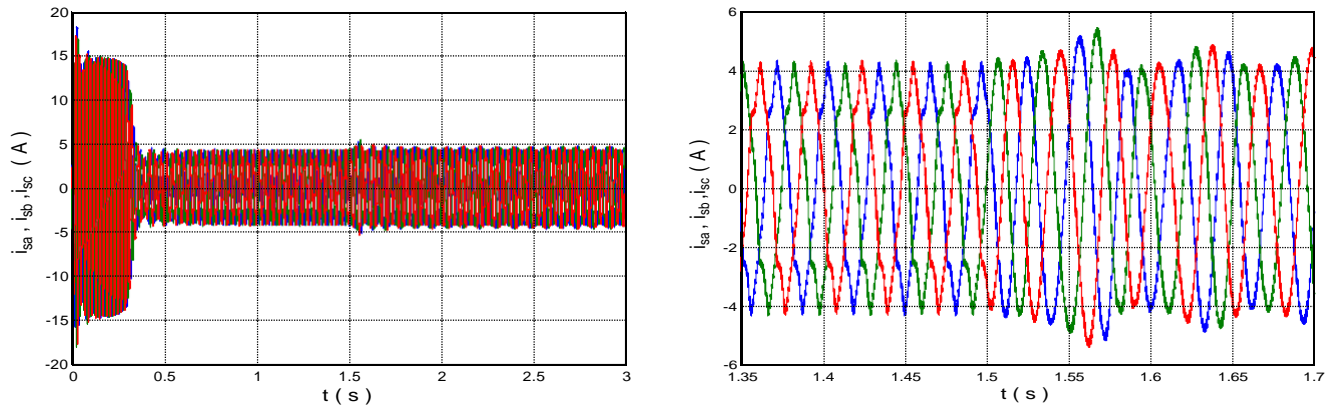


Figure. III.15 : Performances de la commande

Les figures III.14 et III.15 montrent le fonctionnement du moteur asynchrone, lors de l'application d'un couple de charge.

L'application d'un couple charge de 5 N.m à l'instant 1.5 s provoque une perturbation transitoire sur la vitesse de rotation. Cette perturbation est rapidement rejetée par la boucle de commande avec un écart statique de 7 trs/min. Ce couple de charge est compensé par un couple moteur de même valeur. Le couple de charge engendre des oscillations permanentes au niveau des tensions v_{cl} et v_i

Conclusion

Dans ce chapitre, on a établi dans la première partie un modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé, dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'équations du MAS de six à quatre équations. Ensuite nous avons présenté les résultats de simulation du MAS alimenté directement par le réseau et par un onduleur à Z-source.

Puis, nous avons étudié la commande scalaire à V/f constant en boucle fermée, cette commande est basée sur le modèle du MAS en régime permanent.

Nous avons montré par simulation les performances de la conduite de la cascade, qui a donné des résultats satisfaisants.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier la commande scalaire de l'association onduleur à Z-source_MAS.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté quelques topologies des onduleurs à source impédante, deux topologies sont intéressantes : quasi Z-source et Z-source. Ensuite, on a défini le modèle instantané décrivant le fonctionnement de l'onduleur à quasi Z-source et Z-source. Ce modèle a permis d'extraire l'expression du rapport cyclique de court-circuit.

A travers le deuxième chapitre, nous avons présentés les différentes stratégies de commande de l'onduleur à Z-source qui sont basées sur la modulation triangulo-sinusoidale. Ces stratégies sont présentées d'une façon très simple. Les résultats de simulation montrent bien l'efficacité de la deuxième stratégie en vue de minimisation des pics de courant et de tension au niveau du réseau L C.

Dans le troisième chapitre, on a abordé la modélisation de MAS, où on a présenté ces équations dans le système d'axe abc. Avec l'application de la transformation de Park, on a réduit et simplifié les équations de MAS. Puis, nous avons présenté la commande scalaire avec V/f constant. Ensuite on a présenté la commande scalaire de la cascade onduleur à Z-source_MAS, les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants.

Comme perspectives de ce travail, on propose :

- Application de la stratégie MLI vectorielle pour la commande de l'onduleur à Z-source ;
- Intégration de l'onduleur à Z-source dans les systèmes des énergies renouvelables.

*Références
Bibliographiques*

[Abdelrahem_19]

Abdelrahem. M, Ismeil. M. A, Mohamed Orabi.M, Kennel.R, « Three phase Semi-Z-Source Inverter for PV Applications », Université Aswan, Egypt,2019.

[Battiston_14]

Battiston. A, « Modélisation, commande, stabilité et mise en œuvre des onduleurs à source impédante. Application aux systèmes embarqués », Thèse de Docteur de l'Université de Lorraine, spécialité : Génie Électrique, 29 septembre 2014.

[Benguesmia_18]

Benguesmia. T, Guerar. KH, « Implémentation de la commande scalaire pour une machine asynchrone triphasé », Mémoire de master, Université de M'sila, 2018.

[Benzineb_16]

Benzineb. F, « Etude et commande d'un onduleur Z-source : Application les systèmes photovoltaïques », Mémoire de master, Université SAAD DAHLAB de Blida, 2016.

[Bimal_02]

Bimal. K, « Modern power electronic and AC drives », Edition Prentice Hall, 2002.

[Chen_09]

Chen. Z and Blaabjerg. F, « Wind farma power source in future power systems », Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 13, no. 6, pp. 1288–1300, 2009.

[Derouich]

Derouiche. A, « Electrotechnique I », Note de cours, Université Sidi de Fes à Maroc.

[Ellabban_16]

Ellabban. O and Abu-Rub. H, « An overview for the Z-source converter in motor drive applications », Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 61, pp. 537–555, 2016.

[Gao_08]

Gao. F, Loh. P. C, Blaabjerg. F, and Gajanayake. C. J, « Operational analysis and comparative evaluation of embedded Z-source inverters », in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Jun. 2008, pp. 2757–2763.

[Grusonl_08]

Gruson1. F, Videt1. A, Le Moigne1. Ph, Delarue2. Ph, Baudesson3. Ph, Ecrabey4. J, « Intérêt de la structure onduleur Z-source », L2EP-Ecole Centrale de Lille, 2008.

[Latar_20]

Latar. N, « Commande et Modélisation de l'Association Onduleur à Cinq Bras – Deux Moteurs Asynchrones », Mémoire de master, Université de Jijel, 2020.

[Liu_20]

Liu.H, Zhou.Z, Li.Y,Wu.W, Jiang.J, Shi.E, chapitre 9. Livre, « Impedance Source Inverters », springer.

[Loh_10]

loh.P.C, Gao.F, and Blaabjerg.F, « Embedded EZ-source inverter », IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 46, no. 1, pp. 256–267, Jan./Feb. 2010.

[Lourci_00]

Lourci. N « Contribution à l'étude et à la commande d'un onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes .Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENP, Alger 2000.

[Meroufel_09]

Meroufel. A, « Contrôle de la machine asynchrone », Note de cours, Université Djillali Liabès, Sidi bel-abbès 2009.

[Nguyen_12]

Nguyen. M. K, Lim. Y. C and Choi. J. H, « Two switched-inductor quasiZ-source inverters », IET Power Electron., vol. 5, no. 7, pp. 1017–1025,2012.

[Peng_02]

Peng. F.Z, « Z-source inverter », In 37th IAS Annual Meeting, Conference Record of the Industry Applications Conference, volume 2, pages 775 –781 vol.2, oct. 2002.

[Peng_03]

Peng. F. Z, « Z-Source inverter », IEEE Transactions on Industry Application, vol/issue: 39(2), pp. 504-510, 2003.

[Rostami_08]

Rostami1. H, Khaburi1. D. A, « Voltage Gain Comparison of Different Control Methods of the Z-Source Inverter », International conference on electrical and electronics engineering 2009.

[Sangeeta_14].

Sangeeta .D, Tapas .R, « Different Types of PWM Techniques analysis for Z-Source Inverter », Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE), p-ISSN: 2320-3331, Volume 9, Issue 3, 2014.

[Siwakoti_15]

Siwakoti. Yam P, Fang Zheng Peng, Frede Blaabjerg, Poh Chiang Loh, and Graham E. Town, « Impedance-Source Networks for Electric Power Conversion Part I: A Topological Review », IEEE transactions on power electronics, vol. 30, no. 2, February 2015.

[Supatti_08]

Supatti.U, Peng.F.Z, « Z-source inverter based wind power generation system », in 2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (Singapore, 2008), pp. 634–638

[Zhu_10]

Zhu.M, Yu.K, and Luo. F. L., « Switched inductor Z-source inverter », IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 8, pp. 2150–2158, Aug.2010.

Résumé

Résumé

L'objectif de ce mémoire est d'étudier la commande d'un onduleur triphasé à source impédente. Cette mémoire présente le fonctionnement des onduleurs Z-source. Ils utilisent un réseau d'impédance pour coupler l'onduleur à la source de tension continue. Il permet à l'onduleur d'amplifier la tension de sortie. L'onduleur à Z-source est commandé par les techniques de la modulation de largeurs d'impulsions (MLI), ces techniques sont des extensions de celle de l'onduleur triphasé à deux niveaux classique. Le contrôle scalaire est appliqué pour commander le moteur asynchrone. Afin d'analyser les performances de la cascade onduleur à Z-source_moteur asynchrone, plusieurs tests sous l'environnement Matlab/Simulink sont présentés.

Mots clés : source impédente, Z-source, onduleur triphasé, MLI, moteur asynchrone, commande scalaire.

Abstract

The objective of this memory is to study the control of a three-phase inverter with an impedent source. This memory presents the operation of Z-source inverters. They use an impedance network to couple the inverter to the DC voltage source. It allows the inverter to amplify the output voltage. The Z-source inverter is controlled by pulse width modulation (PWM) techniques; these techniques are extensions of that of the conventional three-phase two-level inverter. Scalar control is applied to control the asynchronous motor. In order to analyze performance of the inverter cascade to Z-source_asynchronous motor, several tests under the Matlab / Simulink environment are presented.

Keywords: impedent source, Z-source, three-phase inverter, PWM, asynchronous motor, scalar control.

الملخص

الهدف من هذه المذكرة هو دراسة التحكم على العاكس الثلاثي مع مصدر معاوقة. تظهر هذه المذكرة كيفية عمل عاكسات المصدر_Z. تستخدم شبكة المعاوقة لربط العاكس إلى مصدر الجهد DC. فانه يسمح العاكس لتضخيم الجهد في المخرج. يتم التحكم في العاكس المصدر_Z بواسطة تقنيات PWM. وهذه التقنيات هي امتداد للعاكس الثلاثي ذو المستويين التقليدي. لتحليل اداء تسلسل عاكسات المصدر_Z مع محرك غير متزامن, عدة محاولات تم تقديمها بواسطة Matlab/Simulink **كلمات مفتاحية:** مصدر معاوقة, المصدر_Z العاكس الثلاثي, محرك غير متزامن.