

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET.



FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT de GÉNIE ÉLECTRIQUE



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

Spécialité : Génie Electrique

Option : Commande des Systèmes Electriques

Présenté par :

GUERROU MOHAMMED

MENECEUR ISMAIL

Sujet du mémoire

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN STATCOM BASÉ SUR
UN CONVERTISSEUR TROIS NIVEAUX**

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Mr, ALLAOUI.T Pr à l'université Ibn Khaldoun-TIARET

Président

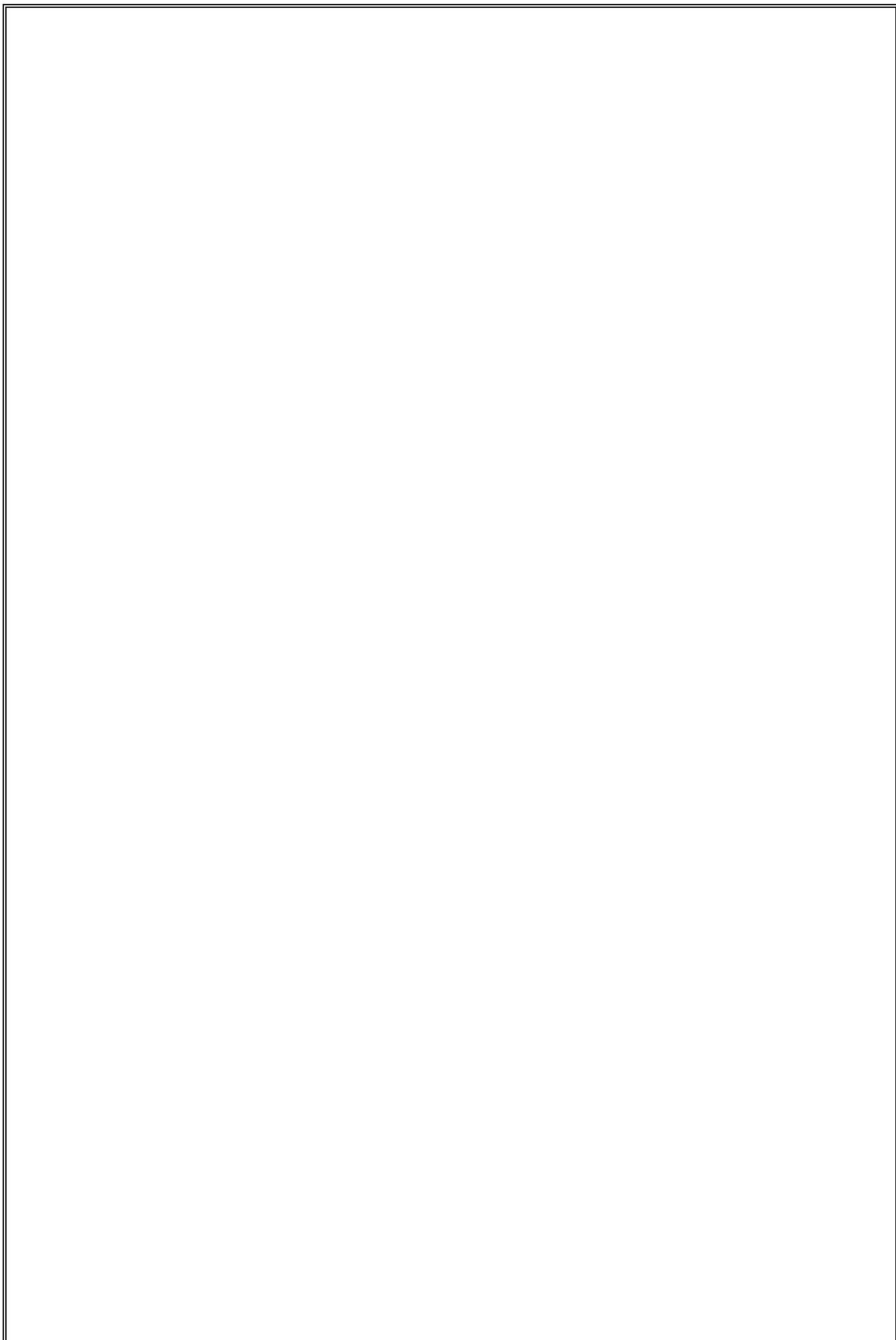
Mr, OUARED. R MA à l'université Ibn Khaldoun-TIARET

Rapporteur

Mr, SEBAA.M MC à l'université Ibn Khaldoun-TIARET

Examinater

PROMOTION : 2014/2015



REMERCIEMENTS

Tout d'abord merci au bon dieu le tout puissant, de nous avoir donné la santé. La force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances et en bon état.

Ce travail a été réalisé au niveau du département de génie électrique de l'université Ibn Khaldoun Tiaret.

NOS premiers remerciements s'adressent à notre encadreur de mémoire, Monsieur OUARED RAHAL, Enseignant à l'université Ibn Khaldoun Tiaret qui a bien voulu nous proposer ce thème et nous aider à sa réalisation.

Nous remercions également, Pr T.ALLAOUI, Professeur à l'université de Tiaret d'avoir accepté de présider le jury de notre mémoire.

Nous remercions aussi Monsieur M.SEBA, Maître de conférences à l'université Ibn Khaldoun Tiaret pour avoir eu l'amabilité d'être examinateur de notre travail.

Nous remercions également, Pr T.ALLAOUI, Dr. YUCEF MIHOUB, Dr HATTAB et Dr. A. BERKANI, qui n'ont pas cessé de nous encourager pour pouvoir mener à terme ce travail.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Avant tous,

Je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères, Soltane et Djamel

A mes sœurs et les fils de ma grande sœur Doudou.

A ma fiancée.

A ma grande famille

Aux chers amis Khairo, Takai, Djamel, Moha, Natcha, Maamer, Talha et mika.

A mes amies Khaoula, Nour et Amina.

A mon binôme qui réalise avec moi ce travail.

A tous les amis (es) d'études surtout ceux de commandé des systèmes électriques promotion 2015.

Dédicace

Avant tous,

Je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères, Abd El Basset et Hamid.

A mes sœurs.

A ma grande famille

Aux chers amis Takai, Walid et Beïssa.

A mon binôme qui réalise avec moi ce travail.

A tous les amis (es) d'études surtout ceux de commandé des systèmes électriques promotion 2015.

Liste des Figures

Chapitre I : compensation de l'énergie réactive et les systèmes FACTS

Figure I. 1 : Schéma du TCR.....	9
Figure I. 2 : Schéma du TSC.....	9
figure I. 3 : Schéma du SVC	10
Figure I. 4 : Caractéristique d'un SVC.....	10
Figure I. 5 : Schéma du SVC et TCBR.....	10
Figure I. 6 : Schéma de base d'un STATCOM.....	11
figure I. 7 : Ligne de transmission avec.....	12
Figure I. 8 : Diagramme de frenel.....	12
Figure I. 9 : Structure d'un TCSC.....	12
Figure I. 10 : Structure d'un TCSR.....	13
Figure I. 11 : Schéma de base du SSSC.....	13
Figure I. 12 : Caractéristique statique du SSSC.....	14
Figure I. 13 : Schéma de base d'un TCPAR.....	15
Figure I. 14 : Diagramme vectoriel du TCPAR.....	16
Figure I. 15 : Schéma de base d'un IPFC.....	16
Figure I. 16 : schéma de base d'un UPFC.....	17
Chapitre II : Les onduleurs multi-niveaux	
Figure II. 1 : Profils de THD produits par l'augmentation des niveaux pour une fréquence d'échantillonnage, 1250 Hz.....	21
Figure II. 2 : Topologie des onduleurs NPC a) –NPC trois niveaux, b)-NPC cinq niveaux.....	23
Figure II. 3 : schéma du convertisseur à condensateur flottants (phase A).....	25
Figure II. 4 : Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase A).....	26
Figure II. 5 : Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase A).....	27
Figure II. 6 : schéma de principe de la technique triangulaire sinusoïdale	29
Figure II. 7 : Schéma d'un onduleur usuel à 2 niveaux.....	30
Figure II. 8 : Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	31
Figure II. 9 : onduleur de tension	32
Figure II. 10 : Onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	35
Figure II. 11 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.....	36

Figure II. 12 : Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux.....	37
Figure II. 13 : Formes d'ondes d'un bras d'onduleur triphasé trois niveau de type NPC.....	37
Figure II. 14 : Bras d'onduleur à trois niveaux.....	39
Figure II. 15 : Les différentes configurations d'un bras.....	40
Figure II. 16 : Les trois cellules tripôles contenus dans la cellule multi-tripôle.....	41
Figure II. 17 : schéma du modèle de simulation de l'onduleur à deux niveaux.....	46
Figure II. 18 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	47
Figure II. 19 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	47
Figure II. 20 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	48
Figure II. 21 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	48
Figure II. 22 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	49
Figure II. 23 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	49
Figure II. 24 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	50
Figure II. 25 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	50
Figure II. 26 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	51
Figure II. 27 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	51
Figure II. 28 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	52
Figure II. 29 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	52
Figure II. 30 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	53
Figure II. 31 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	53
Figure II. 32 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	54
Figure II. 33 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	54
Figure II. 34 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	55
Figure II. 35 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	55
Figure II. 36 : schéma du modèle de simulation de l'onduleur à trois niveaux.....	56
Figure II. 38 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	56

Figure II. 39 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	57
Figure II. 40 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa} ,	57
Figure II. 41 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	58
Figure II. 42 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}	58
Figure II. 43 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	59
Figure II. 44 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}	59
Figure II. 45 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	60
Figure II. 46 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}	60
Figure II. 47 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	61
Figure II. 48 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}	61
Figure II. 49 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	62
Figure II. 50 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}	62
Figure II. 51 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	63
Figure II. 52 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}	63
Figure II. 53 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a).....	64
Figure II. 54 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}	64
Chapitre III : Modélisation et commande d'un STATCOM basé sur l'onduleur à trois niveaux	
Figure III. 1 : structure de base d'un STATCOM couplé au réseau	70
Figure III. 2: courant inductif.....	72
Figure III. 3 : courant capacitif.....	72
Figure III. 4 : Circuit de puissance du STATCOM	72
Figure III. 5 : Circuit équivalent du STATCOM.....	73
Figure III. 6 : Circuit monophasé équivalent du STATCOM.....	73
Figure III. 7 : Diagramme de phase pour le mode capacitif et inductif.....	74
Figure III. 8 : Réponse en boucle ouverte.	79
Figure III. 10 : Circuit de commande du compensateur.	80
Figure III. 11 : Schéma de simulink du SATATCOM.....	80

Figure III. 12 : régulation de l'énergie réactive.....	81
Figure III. 13 : tension de la sortie de l'onduleur	82
Figure III. 14 : tension de l'onduleur avec tension du réseau.....	83
Figure III. 15 : déphasage entre tension et courant dans le réseau.	83

Liste des tableaux

Chapitre II : Les onduleurs multi niveaux

Tableau II. 1 : États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux	31
Tableau II. 2 : états possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux	38
Tableau II. 3 : Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations	40
Tableau II. 4 : La table d'excitation associée à la commande complémentaire	42
Tableau II. 5 : Résultats de simulation des deux modèles d'onduleur pour $m = 0.25$	66
Tableau II. 6 : Résultats de simulation des deux modèles d'onduleur pour $m = 0.50$	67
Tableau II. 7 : Résultats de simulation des deux modèles d'onduleur pour $m = 0.95$	67
Chapitre III : Modélisation et commande d'un STATCOM basé sur l'onduleur à trois niveaux	
Tableau III. 1 : Paramètres du circuit	78

Liste des abréviations

FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission Systems</i>
TCR	<i>Thyristor Controlled Reactor</i>
TSR	<i>Thyristor Switched Reactor</i>
TSC	<i>Thyristor Switched Capacitor</i>
SVC	<i>Static Var Compensator</i>
TCBR	<i>Thyristor Control Breaking Resistor</i>
STATCOM	<i>Static Compensator</i>
TCSC	<i>Thyristor Controlled Series Capacitor</i>
TSSC	<i>Thyristor Switched Series Capacitor</i>
TCSR	<i>Thyristor Controlled Series Reactor</i>
TSSR	<i>Thyristor Switched Series Reactor</i>
SSSC	<i>Static Synchronous Series Compensator</i>
TCPAR	<i>Thyristor Controlled Phase Angle Regulator</i>
IPFC	<i>Interline Power Flow Controller</i>
UPFC	<i>Unified Power Flow Controller</i>
MLI	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>

Variables

V_s	<i>Tension au point de départ (génération)</i>
V_r	<i>Tension au point d'arrivée (le récepteur)</i>
V_{se}	<i>Tension générée par le compensateur série (SSSC)</i>
V_{sed}	<i>La composante directe de la tension générée par le compensateur série</i>
V_{seq}	<i>La composante quadrature de la tension générée par le compensateur série</i>
V_{sh}	<i>Tension générée par le compensateur shunt (STATCOM)</i>
i_s	<i>Courant dans une phase dans le premier tronçon de la ligne</i>
i_{sd}	<i>Composante du courant i_s selon l'axe d</i>
i_{sq}	<i>Composante du courant i_s selon l'axe q</i>
i_{rd}	<i>Composante du courant i_r selon l'axe d</i>
i_{rq}	<i>Composante du courant i_r selon l'axe q</i>
i_{sh}	<i>Courant fournit par le compensateur shunt</i>
P_s	<i>Puissance active fournit par le générateur</i>
Q_s	<i>Puissance réactive fournit par le générateur</i>
P_r	<i>Puissance active au point d'arrivée (le récepteur)</i>
P_{sh}	<i>Puissance active fournit par le compensateur shunt (STATCOM)</i>

Q_{sh}	<i>Puissance réactive fournit par le compensateur shunt (STATCOM)</i>
δ	<i>L'angle de charge (l'angle entre la tension de départ et la tension d'arrivée)</i>
δ_{sh}	<i>Le déphasage de la tension fournit par le compensateur shunt (STATCOM)</i>

Paramètres

R_1	<i>Résistance du premier tronçon de la ligne</i>
X_1	<i>Réactance du premier tronçon de la ligne</i>
R_2	<i>Résistance du deuxième tronçon de la ligne</i>
X_2	<i>Réactance du deuxième tronçon de la ligne</i>
R_{se}	<i>La résistance d'une phase du transformateur de couplage série</i>
X_{se}	<i>La réactance totale d'une phase du transformateur de couplage série</i>
R_{sh}	<i>La résistance d'une phase du transformateur de couplage shunt</i>
X_{sh}	<i>La réactance totale d'une phase du transformateur de couplage shunt</i>

Table des matières

<i>Introduction générale</i>	1
Chapitre I : compensation de l'énergie réactive et les systèmes FACTS	
<i>I.1 Introduction</i>	3
<i>I.2 Généralités sur la compensation d'énergie réactive</i>	3
<i>I.2.1 Définitions</i>	3
<i>I.2.2 Energie active, réactive, apparente</i>	3
<i>I.2.3 Objectifs</i>	3
<i>I.2.4 Amélioration du facteur de puissance</i>	4
<i>I.3 Les différents types de compensation</i>	4
<i>I.3.1 Moyens classiques de compensation réactive et de réglage de tension</i>	4
<i>I.4 Classification des compensateurs</i>	7
<i>I.5 Les différents types des systèmes FACTS</i>	7
<i>I.5.1 Compensateurs parallèles</i>	8
<i>I.5.2 Compensateurs séries</i>	11
<i>I.5.3 Compensateurs hybrides (série – parallèle)</i>	14
<i>I.6 Conclusion</i>	18
Chapitre II : les onduleurs multi niveaux	
<i>II.1 Introduction</i>	19
<i>II.2 Intérêt des onduleurs multi niveaux</i>	19
<i>II.3 Description des principales topologies de la conversion multi niveaux</i>	22
<i>II.3.1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage</i>	22
<i>II.3.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants</i>	24
<i>II.3.3 Structure des convertisseurs à alimentation séparée (en cascade)</i>	25
<i>II.4 Stratégie de commande de l'onduleur triphasé a N niveaux</i>	28
<i>II.4.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI (technique triangulaire sinusoïdale)</i>	29
<i>II.5 Onduleur à deux niveaux de tension de type NPC</i>	30
<i>II.5.1 Structure</i>	30
<i>II.5.2 Modélisation de l'onduleur deux niveaux</i>	31
<i>II.6 Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC</i>	34
<i>II.6.1 Modélisation et fonctionnement des onduleurs à trois niveaux</i>	34
<i>II.6.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux</i>	34
<i>II.6.1.2 Principe de fonctionnement</i>	36
<i>II.6.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux</i>	38

<i>II.6.3</i>	<i>Modèle de commande des onduleurs à trois niveaux.....</i>	<i>41</i>
<i>II.7</i>	<i>Simulation de l'onduleur deux et trois niveaux à structure NPC.....</i>	<i>46</i>
<i>II.7.1</i>	<i>Onduleur deux niveaux.....</i>	<i>46</i>
<i>II.7.1.1</i>	<i>Résultats de simulation.....</i>	<i>47</i>
<i>II.7.2</i>	<i>Développement d'un modèle de simulation d'onduleur NPC à trois niveaux.....</i>	<i>56</i>
<i>II.8</i>	<i>Conclusion.....</i>	<i>68</i>
<i>Chapitre III : Modélisation et commande d'un STATCOM basé sur l'onduleur à trois niveaux</i>		
<i>III.1</i>	<i>Introduction.....</i>	<i>69</i>
<i>III.2</i>	<i>STATCOM (Static Synchronous Compensator).....</i>	<i>70</i>
<i>III.2.1</i>	<i>Description.....</i>	<i>70</i>
<i>III.2.2</i>	<i>Les avantages du STATCOM.....</i>	<i>71</i>
<i>III.3</i>	<i>Circuit principal du STATCOM.....</i>	<i>72</i>
<i>III.4</i>	<i>Principe de fonctionnement du compensateur.....</i>	<i>73</i>
<i>III.5</i>	<i>Modélisation du STATCOM.....</i>	<i>74</i>
<i>III.5.1</i>	<i>Modèle du compensateur sur les axes d-q.....</i>	<i>75</i>
<i>III.5.2</i>	<i>Modèle linéaire.....</i>	<i>76</i>
<i>III.6</i>	<i>Synthèse des Réglages du STATCOM.....</i>	<i>78</i>
<i>III.6.1</i>	<i>Réglage proportionnel-Intégral (PI).....</i>	<i>78</i>
<i>III.6.2</i>	<i>Détermination des paramètres du régulateur PI.....</i>	<i>79</i>
<i>III.7</i>	<i>Résultats de simulation du STATCOM basé à un onduleur à trois niveaux.....</i>	<i>81</i>
<i>III.8</i>	<i>Conclusion.....</i>	<i>84</i>
	<i>Conclusion générale.....</i>	<i>85</i>
	<i>Annexe A.....</i>	<i>86</i>
	<i>Annexe B.....</i>	<i>88</i>
	<i>Annexe C.....</i>	<i>89</i>
	<i>Annexe D.....</i>	<i>90</i>
	<i>Annexe E.....</i>	<i>93</i>
	<i>Bibliographie.....</i>	<i>95</i>

Introduction

Générale

Introduction générale

Durant ces dernières années, la technologie des convertisseurs de puissance a connu un développement fabuleux essor grâce au développement des technologies des semi-conducteurs et des techniques numériques. Le développement est assuré que ce soit sur le volet architecture que capacité de conversion. A nos jours, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance dit « multi niveaux » qui sont utilisés principalement pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance et le développement dans le domaine énergétique a poussé l'intégration de ces derniers dans les réseaux de transport d'énergie.

À l'heure actuelle, l'électronique de puissance est plutôt utilisée pour la moyenne et la forte puissance. C'est l'une des branches de l'électrotechnique, nous devrions d'ailleurs nommer « électronique de conversion d'énergie » [1]. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 25 % de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre.

En plus des applications traditionnelles de l'électronique de puissance comme la traction électrique et les entraînements industriels, il est apparu de nouveaux domaines d'application dans la gestion du réseau de distribution, FACTS (Systèmes de Transmission Flexible en Courant Alternatif, filtrage actif et amélioration du facteur de puissance, HVDC transmission en courant continu, en électroménager, dans les variateurs divers, alimentations à découpage, plaques de cuisson à induction. Les appareils portables (caméscopes, ordinateurs, etc.) une forte augmentation de l'utilisation de l'énergie électrique dans les automobiles actuelles et surtout dans les véhicules hybrides et électriques. Actuellement, cette discipline du Génie électrique couvre des domaines d'applications vastes et très variés pour des puissances couvrant une large gamme allant de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts) [1][2].

Les convertisseurs statiques sont classés en quatre catégories :

1° AC-AC (Gradateur)

2° AC-DC (Redresseur)

3° DC-DC (Hacheur)

4° DC-AC (Onduleur)

La commande des interrupteurs statiques est réalisable grâce aux systèmes numériques comme microcontrôleurs, DSP, dSPACE et FPGA.

Durant ces dernières années, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multi niveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Plusieurs structures de ces convertisseurs multi niveaux ont été proposées. On peut citer : les onduleurs multi niveaux à cellules imbriquées, les onduleurs multi niveaux à diodes flottantes et ceux à

structure NPC. Dans le cadre de notre travail, nous traitons un type de convertisseurs multi niveaux : onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC (neutral point clamping). Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible, et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par la structure de ce nouveau convertisseur. L'utilisation de ce dernier dans les domaines de haute tension et forte puissance permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications [1].

Cette structure des plus recommandées dite « onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC » sera utilisée pour injecter l'énergie électrique issue d'un STATCOM vers le réseau de distribution.

Dans notre travail, on présente un STATCOM à base d'un onduleur à trois niveaux de tension de type NPC commandé par les différentes commandes de modulation.

Nous avons organisé ce mémoire en III chapitres :

Dans le premier chapitre, les différents systèmes de compensation de l'énergie réactive sont exposés. De plus, une description générale sur les éléments de compensations classique est présentée suivie d'études détaillée qui tourne autour de nouveaux compensateurs à base de semi-conducteurs appelés FACTS 'flexible alternatif current transmissible system et démontré la rentabilité de ce type de projet comparativement aux solutions classiques.

Dans le deuxième chapitre, les différentes topologies d'onduleur multi-niveaux ainsi que les stratégies de commandes utilisées sont illustrées, on a présenté une étude théorique sur les onduleurs de type NPC à deux et trois niveaux et leurs stratégie de commande MLI avec des résultats de simulation pour une éventuelle comparaison par analyse spectrale.

Le chapitre trois est consacré au STACOM multi niveaux. Son modèle mathématique est présenté ainsi que sa commande et Les résultats de simulation sont présentés.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager suite à ce travail.

Chapitre I

*COMPENSATION DE L'ENERGIE REACTIVE ET LES
SYSTEMES FACTS*

1.1 Introduction

Un réseau est défini comme un ensemble d'appareils destinés à production, au transport, à la distribution à partir de la centrale de génération jusqu'aux centrales industrielles et résidentielles.

Le transport de cette énergie se fait sur les conducteurs tels que les lignes aériennes et les câbles souterrains [3].

Afin que l'énergie électrique soit utilisable, le réseau électrique doit satisfaire les exigences suivantes :

- Assurer au client la puissance dont il a besoin.
- Fournir une tension stable dont les variations ne dépassent pas $\pm 12\%$ de la tension nominale.
- Fournir une fréquence stable dont les variations ne dépassent pas $\pm 0.5\%$.
- Fournir l'énergie à un prix acceptable.
- Maintenir des normes de sécurité.

1.2 Généralités sur la compensation d'énergie réactive

1.2.1 Définitions

1.2.2 Energie active, réactive, apparente

Toute machine électrique utilisant le courant alternatif (moteur, transformateur) met en jeu deux formes d'énergie : l'énergie active et l'énergie réactive.

L'énergie active consommée (KWh) résulte de la puissance active P (KW) des récepteurs elle se transforme intégralement en mécanique, travail et en chaleur (Perte).

L'énergie réactive (KVar) sert à l'alimentation des circuits magnétiques des machines électriques. Elle correspond à la réactive Q (KVar) des récepteurs.

L'énergie apparente (KVA) est la somme vectorielle des deux énergies active et réactive. Elle correspond à la puissance apparente S (KVA) des récepteurs somme vectorielle de P (KW) et Q (KVar) [4] [5].

1.2.3 Objectifs

La circulation des puissances active réactive provoque des pertes actives et des chutes de tension dans les conducteurs. Les pertes actives réduisent le rendement global des réseaux et les chutes de tension sont néfastes au maintien d'une bonne tension que doit la distribution à ces clients. Ainsi est-il donc préférable sur le plan technique de les produire le plus près possible des lieux de consommation.

- Pour La puissance active on montre qu'il est plus économique de la produire d'une manière centralisée et de la distribuer ensuite aux clients, le cout de transport est moins élevé que le surcout d'une production réaliser localement.
- En revanche pour la puissance réactive, il est économiquement plus intéressant de la produire localement par des générateurs d'énergie réactive. Cette pratique est appelée compensation.
- Point de vue de client :

Comme pour le distributeur, le transport de la puissance réactive sur le réseau intérieur du client entraîne les inconvénients suivants :

- Surcharge ou surdimensionnement des installations (transformateurs, câbles etc....)
- Pertes actives plus importantes dans ces ouvrages.
- Augmentation de la facture [4] [6].

1.2.4 Amélioration du facteur de puissance

Un facteur de puissance proche de l'unité indique une faible consommation d'énergie réactive et optimise le fonctionnement d'une installation. Une trop grande consommation d'énergie réactive pour une installation électrique va augmenter considérablement ses courants en ligne bien que sa puissance active n'est pas changée. Pour limiter les courants en ligne et donc l'énergie réactive absorbée par l'installation, on doit donc installer des compensatrices sources d'énergie réactive en parallèle (batteries de condensateurs).

On appelle cette technique « compensation de l'énergie réactive ». Cette compensation permet d'améliorer le facteur de puissance $\cos \varphi$. Cette amélioration présente de nombreux avantages :

- ✓ Diminution de la facture d'électricité en évitant les pénalités due à la consommation d'énergie réactive au-delà de la franchise allouée par la SONELGAZ.
- ✓ Diminution de la section des câbles.
- ✓ Diminution des pertes en ligne.
- ✓ Réduction de la chute de tension en ligne.
- ✓ Augmentation de la puissance active disponible du transformateur [6] [4] [7].

1.3 Les différents types de compensation

1.3.1 Moyens classiques de compensation réactive et de réglage de tension

En général, les moyens de compensation et de réglage à mettre en œuvre doivent faire face aux fluctuations périodiques liées à l'évolution journalière des transits de puissance mais aussi aux variations brusques liées aux incidents sur le réseau. Les dispositifs de compensation de l'énergie réactive et de réglage de la tension sont :

- des condensateurs et inductances fixes.

- des compensateurs synchrones.
- des compensateurs statiques (SVC).
- des transformateurs à prises variables (en charge ou à vide).
- les groupes générateurs.

L'ajustement rapide et fin de l'énergie réactive en HT et le réglage de tension sont assurés par les groupes générateurs (boucles de réglage de tension) et les condensateurs des postes de transformation vers le réseau de répartition [4] [8].

En distribution, la compensation du réactif se fait au niveau des consommateurs par la tarification qui pénalise un mauvais $\cos \varphi$, l'ajustement de la tension se réalisant par les Prises en charge des transformateurs au niveau des postes [7].

1.3.2 Condensateurs et inductances fixes

Les bancs de condensateurs installés en dérivation peuvent atteindre quelques MVar fractionnables par gradins de 2 à 4 MVar, voir 10 MVar. Ils sont utilisés pour améliorer le facteur de puissance au niveau de charges inductives. Parmi leurs inconvénients :

- la puissance réactive produite diminue lorsque la tension diminue ($Q = \omega CV^2$) alors qu'elle devrait augmenter.
- surtensions et surintensités à l'enclenchement.

Les batteries de condensateurs sont fractionnées en gradins mis en ou hors tension par disjoncteurs ou actuellement par thyristors (ce qui supprime toute usure du matériel et accroît la vitesse de réponse), commandés par relais var métrique qui mesure l'erreur entre valeur de consigne et puissance fournie.

Des bancs de condensateurs peuvent être insérés en série avec les conducteurs d'une ligne afin de diminuer sa réactance. On diminue aussi la chute de tension entre la source et la charge. Ce type de compensation diminue l'angle de transport θ et agit donc aussi sur le transit de puissance active et augmente la limite de puissance transmissible et la stabilité du réseau [7] [8].

Les inductances sont utilisées pour absorber la puissance réactive produite par des lignes longues à très haute tension à faible charge ou des réseaux de câbles. Elles sont généralement raccordées au tertiaire de transformateurs et leur puissance peut aller de 50 MVar (via un transformateur à trois enroulements) à 400 MVar en raccordement direct sur des lignes de très haute tension [8].

1.3.3 Compensateurs synchrones

Un compensateur synchrone était une machine synchrone sans charge, spécifiquement conçue pour la production ou l'absorption de puissance réactive en ajustant l'excitation. Les limites sont les mêmes que pour les groupes de centrales. Des valeurs typiques vont de 20 à 60 MVar en fourniture et

de 10 à 30 MVar en absorption. Ils sont branchés le plus souvent au tertiaire d'un transformateur. Le grand avantage par rapport aux condensateurs ou inductances passives est leur grande flexibilité sous toutes conditions de charge (réglage continu), par contre leur coût est élevé tant en investissement qu'en maintenance [9].

Les groupes de production sont les sources de tension du réseau et peuvent produire ou consommer de l'énergie réactive : une machine synchrone surexcitée fournit de l'énergie réactive comme un condensateur. En sous-excitation, elle absorbe du réactif comme une inductance. Vu l'éloignement électrique entre centres de production et de consommation, les groupes ne compensent pas les charges mais peuvent faire face aux besoins en réactif du réseau.

La fourniture de puissance réactive en surexcitation est limitée par le courant rotorique maximum et en absorption par la stabilité de la machine synchrone. Cette limite peut varier avec des régulateurs de tensions [4].

1.3.4 Compensateurs statiques

L'électronique de puissance a permis, outre des liaisons à courant continu, l'introduction de compensateurs purement statiques, constitués de capacités et d'inductances commandés par des thyristors montés en tête-bêche. On aura ainsi par la mise en parallèle d'une inductance réglable par thyristors (TCR : Thyristor Controlled Reactor) et de batteries de condensateurs commutables également par thyristors, un réglage continu de l'inductance par modification de l'angle d'allumage des thyristors. C'est le principe du compensateur statique (SVC : Static Var Condenser) [4].

1.3.5 Transformateurs avec prises réglables en charge

Un régleur en charge modifie le rapport de transformation à l'intérieur d'une plage déterminée en augmentant ou diminuant le nombre de spires de l'enroulement haute tension. Il faut prendre garde de ne pas interrompre le courant ni mettre des spires en court-circuit lors de la commutation. Cela est réalisé par l'insertion temporaire d'une inductance ou d'une résistance. La plage de réglage est typiquement de $\pm 15\%$ avec une vingtaine de prises (échelon entre 1 et 2 %). Par rapport au réglage nominal, un changement de prises correspond à une injection d'une tension additionnelle au point d'insertion du transformateur, ce qui implique une modification de la répartition de la puissance réactive dans la zone concernée [8] [9].

1.4 Classification des compensateurs

1.4.1 Compensateur à éléments passifs

Les principaux éléments passifs sont les inductances et les transformateurs. Les éléments peuvent être branchés en parallèle ou shunt, mais aussi en série selon le genre grandeur influencer.

1.4.2 Compensateur parallèle

L'élément est placé sur la ligne en parallèle. Il peut être alternativement connecté ou déconnecté selon la puissance demandé.

1.4.3 Compensateur série

L'élément est insérer dans la ligne. Dans ce cas, il peut être court-circuité au cas où son utilisation n'est pas nécessaire.

1.4.4 Transformateur Régulateur

Le principe consiste à insérer dans la ligne une autre source de tension. Mais le réglage est mécanique. Le transformateur régulateur permet de corriger les tensions de ligne avec une tension additionnelle $\pm \Delta V$. Cette tension additionnelle est en phase avec la tension de ligne te par suite la tension effective est égale à $V \pm \Delta V$.

1.4.5 Transformateur Déphaseur

Le transformateur déphaseur agit toujours comme une source de tension insérer dans la ligne. La tension additionnelle $\pm \Delta V$ est d'abord déphasée de 90° par rapport à la tension de ligne. Il permet aussi de corriger l'angle δ des tensions avec une variation de $+\sigma$, ainsi le contrôle de la puissance active est possible [4] [7].

1.5 Les différents types des systèmes FACTS

Les systèmes de transmission à courant alternatif (FACTS) traduisent un concept qui regroupe tous les dispositifs à base d'électronique de puissance qui permettent d'améliorer l'exploitation du réseau électrique.

La technologie de ces systèmes (interrupteur statique) leur assure une vitesse beaucoup plus que celle des systèmes électromécaniques classiques, l'intérêt de ces systèmes et non seulement de pouvoir contrôler l'écoulement de puissance dans les réseaux électriques mais aussi d'augmenter la capacité effective de transport jusqu'à leur limite thermique maximale tout en maintenant voir en améliorant la stabilité des réseaux électriques [10] [6].

Les systèmes "FACTS" peuvent être classés en trois catégories.

- Les compensateurs parallèles.
- Les compensateurs séries.
- Les compensateurs hybrides (série – parallèle).

1.5.1 Compensateurs parallèles

Selon la demande des consommateurs, les lignes électriques doivent transporter des puissances actives et aussi des puissances réactives.

Afin d'éviter des pertes supplémentaires à cause de la transmission du courant réactif et pour augmenter la stabilité des réseaux interconnectés il est nécessaire de compenser la puissance réactive au niveau des sous stations d'interconnexion. L'apparition d'équipements utilisant l'électronique de puissance revient vers la fin des années soixante 60 [9].

L'avantage de ces dispositifs permet d'éliminer les parties mécaniques de rendement mauvais et de réaction assez lente, et d'avoir un temps de réponse très court. Ces équipements étaient constitués essentiellement d'une inductance en série avec un gradateur, le retard à l'amorçage des thyristors permettait de régler l'énergie électrique réactive absorbée par l'inductance du dispositif [9].

En effet tous les compensateurs parallèles injectent du courant au réseau à travers les points de raccordement. La connexion d'une impédance variable en parallèle sur le réseau électrique résulte en une consommation ou une injection d'un courant variable, cette injection de courant modifie les puissances actives et réactives qui transitent dans la ligne [11].

Les compensateurs parallèles les plus utilisés sont :

1.5.1.1 Compensateurs parallèles à base de thyristors

✚ **TCR** (Thyristor Controlled **R**eactor) ou **TSR** (Thyristor Switched **R**eactor)

Un circuit TCR est composé d'une impédance placée en série avec deux thyristors montés en antiparallèle, comme le montre la figure (I.1), la valeur de l'impédance est continuellement changée par l'amorçage des thyristors [12].

Un thyristor se met à conduire quand un signal de gâchette lui est envoyé, et la tension à ses bornes est positive, il s'arrête de conduire lorsque le courant qui le traverse s'annule.

Un dispositif TCR seul n'est pas suffisant pour pouvoir compenser la puissance réactive dans un réseau, car il ne dispose pas de source de puissance réactive. Généralement on dispose avec un TCR des bancs de condensateurs comme source de puissance réactive, et le TCR contrôle cette source de puissance [13].

✚ **TSC** (Thyristor Switched **C**apacitor)

Le circuit TSC est composé d'une réactance placée en série avec deux thyristors montés en antiparallèle, comme le montre la figure (I.2), pour un TSC les thyristors fonctionnent en pleine conduction [12] [14].

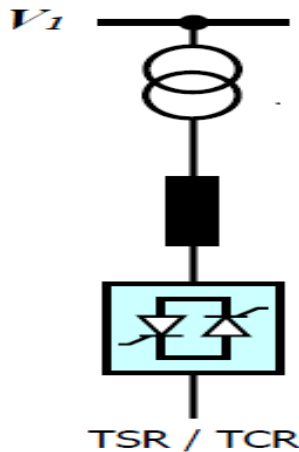


figure I. 1 : Schéma du TCR

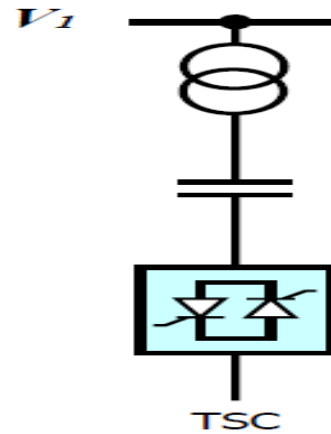


figure I. 2 : Schéma du TSC

✚ SVC (Static Var Compensator)

Le SVC est une association des dispositifs TCR, TSC, banc de capacités fixes et des filtres d'harmoniques. Ces dispositifs constituent le compensateur hybride, plus connu sous le nom de SVC (compensateur statique d'énergie réactive) [10].

Un SVC est une impédance continuellement ajustable capacitive (+V) à inductive (-V), qui peut rapidement répondre à des modifications du réseau pour contrebalancer les variations de charge ou les conséquences d'un défaut [15].

Le courant traversant la réactance est contrôlé par les valves à thyristors. Il peut donc varier entre zéro et sa valeur maximale grâce au réglage de l'angle d'amorçage des thyristors. Le système de contrôle qui génère les impulsions de gâchette des thyristors mesure soit la tension au point de connexion soit la puissance réactive dans la charge associée et calcule l'instant auquel il faut amorcer les valves [16].

Le compensateur statique d'énergie réactive (SVC) figure (I.3) a été installé pour la première fois en 1979 en Afrique du sud [10]. La caractéristique statique est donnée sur la figure (I.4), trois zones de fonctionnement sont distinctes [17] :

- Une zone où seules les capacités sont connectées au réseau.
- Une zone de réglage où l'énergie réactive et une combinaison de TCR et de TSC.
- Une zone où le TCR donne son énergie maximale, les condensateurs sont déconnectés.

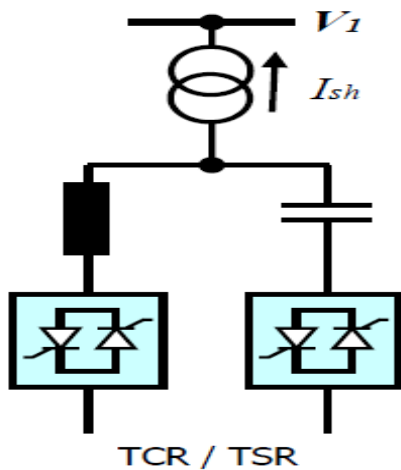


figure I. 3 : Schéma du SVC

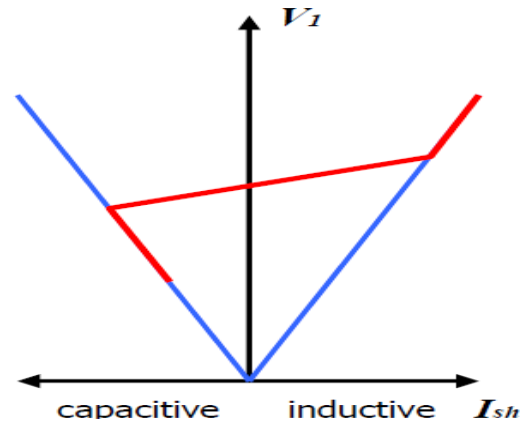


figure I. 4 : Caractéristique d'un SVC

✚ **TCBR (Thyristor Control Breaking Resistor)**

Ce type de compensateur se monte en parallèle, il est utilisé pour améliorer la stabilité du réseau pendant la présence des perturbations [9]. La figure (I.5) représente un TCBR en parallèle avec un SVC équipé d'un banc de condensateurs et d'un filtre d'harmonique.

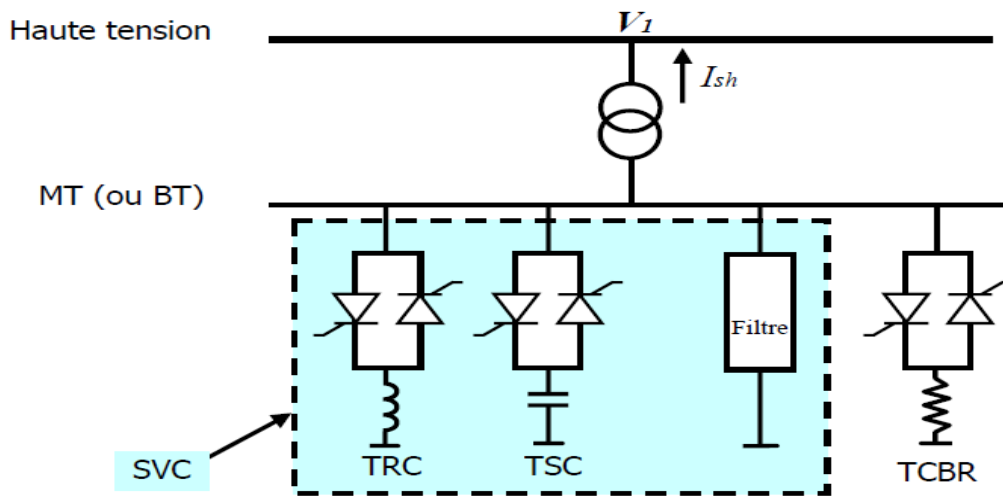


figure I. 5 : Schéma du SVC et TCBR

1.5.1.2 Compensateur parallèle à base de GTO thyristors

Le STATCOM (STATIC synchronous COMPensator) fut le premier FACTS utilisant le VSC (onduleur à source de tension) à être introduit dans les réseaux électriques [16]. Un STATCOM est un convertisseur statique à source de tension connecté en parallèle à un réseau alternatif en général par le biais d'un transformateur abaisseur. En réglant le déphasage du VSC égal à celui de la tension alternative au point de connexion, le flux de courant dans l'impédance de réseau est parfaitement réactif. Le STATCOM, a connu jusqu'à présent différentes appellations [9] :

- **ASVC** (Advanced Static Var Compensator).
- **STATCON** (STATIC CONDenser).
- **SVG** (Static Var Generator).
- **SVC** light
- **SVC** plus

Ce type de compensateur est connu depuis la fin des années 70, mais ce n'est que dans les années 90 que ce type de compensateur a connu un essor important grâce aux développements des interrupteurs, GTO de forte puissance [11]. Le STATCOM à une fonction comparable à celle des SVC avec des performances dynamiques plus importantes.

La figure (I.6) représente le schéma de base d'un STATCOM, où les cellules de commutation sont bidirectionnelles formées de GTO et de diodes en antiparallèle [18].

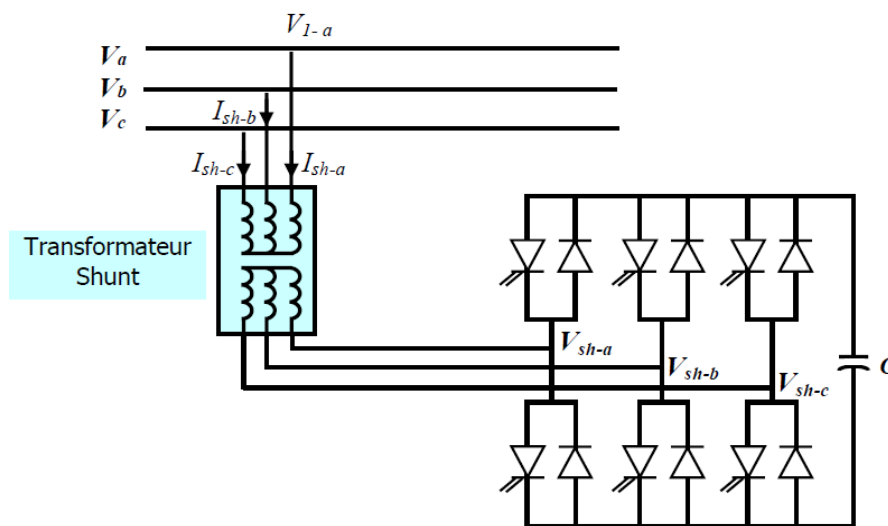


figure I. 6 : Schéma de base d'un STATCOM

I.5.2 Compensateurs séries

La puissance active échangée entre deux systèmes peut être augmentée si l'on réduit l'impédance de la liaison dont le comportement est essentiellement inductif. C'est ce que réalise la compensation série par l'adjonction en série avec la ligne d'un banc de condensateurs d'impédance X_c . Artificiellement l'impédance de la ligne est donc réduite de X_l à $(X_l - X_c)$ et le transit de puissance est augmenté. De plus, comme le montre le diagramme de Fresnel représenté par la figure (I.8), le profil de tension est amélioré tout au long de la ligne ($V_s - V_R$ plus petit) et l'angle de transport est réduit d'où une amélioration de la stabilité dynamique du système de transport [16].

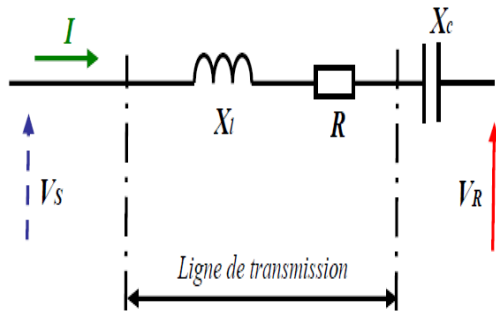


figure I. 7 : Ligne de transmission avec système de compensation série

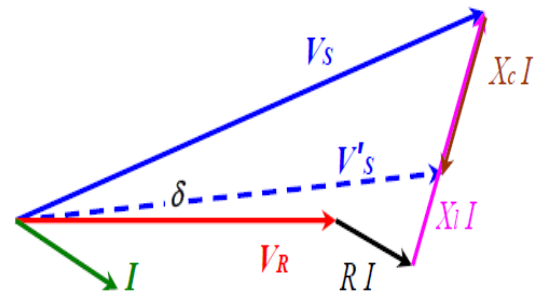


figure I. 8 : Diagramme de fresnel

1.5.2.1 Compensateurs séries à base de thyristors

Les compensateurs série à base de thyristors les plus connus sont :

✚ TCSC (Thyristor Controlled series Capacitor)

Un module de TCSC est composé d'un banc de condensateur en parallèle avec une inductance commandée par thyristors, l'impédance totale vue par la ligne est une combinaison parallèle de capacité et de l'inductance équivalente variable selon l'angle d'allumage des thyristors figure (I.9). On peut aligner plusieurs modules commandés en série dans la ligne à compenser [19].

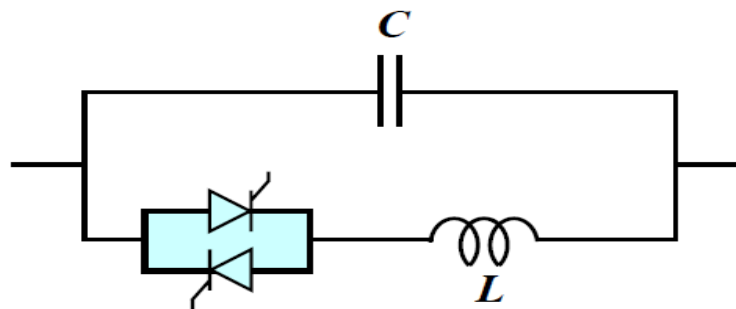


figure I. 9 : Structure d'un TCSC

✚ TSSC (Thyristor Switched Series Capacitor)

La différence entre ce système et le TCSR est que l'angle d'amorçage peut être soit de 90 degrés soit de 180 degrés [9].

✚ TCSR (Thyristor Controlled Series Reactor)

Le TCSR est un compensateur inductif qui se compose d'une inductance en parallèle avec une autre inductance commandée par thyristors afin de fournir une réactance inductive série variable [9]. Lorsque l'angle d'amorçage de réactance contrôlée est égal à 120 degrés, le thyristor cesse de conduire, et la

réactance non contrôlée X_1 agit comme un limiteur de courant de défaut. Pendant que l'angle d'amorçage diminue en dessous de 180 degrés, la réactance équivalente jusqu'à l'angle de 90 degrés, où elle est la combinaison des deux réactances en parallèle [9].

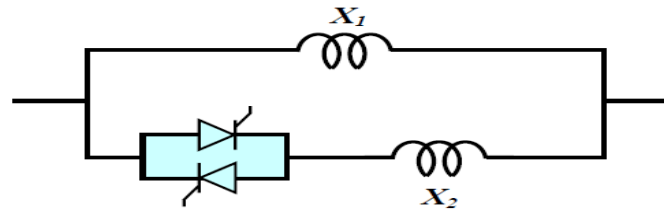


figure I. 10 : Structure d'un TCSR

✚ TSSR (Thyristor Switched Serie Reactor)

La différence entre ce système et le TCSR est que l'angle d'amorçage peut être soit de 90 degrés soit de 180 degrés [9].

I.5.2.2 Compensateurs séries à base de GTO thyristors

Le compensateur série à base de GTO thyristors le plus connu est le :

✚ SSSC (Static Synchronous Series Compensator)

C'est un convertisseur à source tension placé en série avec la ligne de transport d'énergie électrique à travers un transformateur, ce type de compensateur est le dispositif plus important de cette famille. Il est constitué d'un onduleur triphasé couplé en série avec la ligne [9]. La figure (I.11) montre le branchement d'un SSSC sur la ligne de transport.

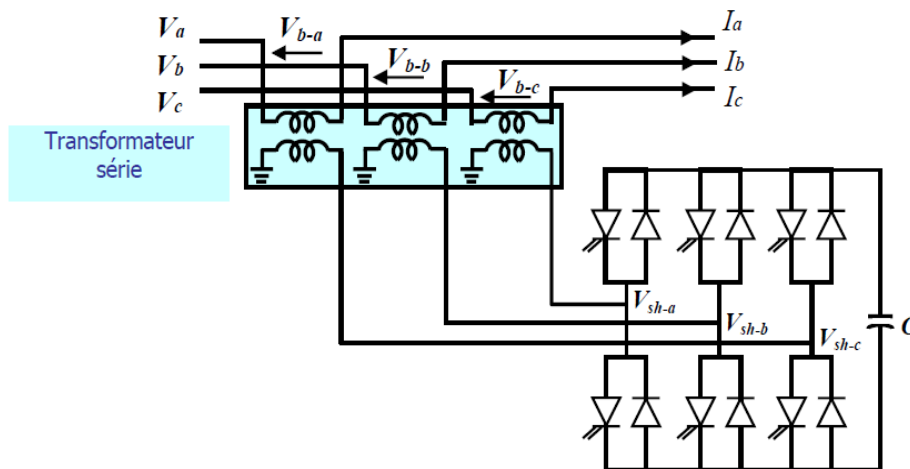


figure I. 11 : Schéma de base du SSSC

Un SSSC est capable d'échanger de la puissance réactive et de la puissance active (en insérant un système de stockage d'énergie), avec le réseau. Si on ne désire que la compensation réactive, la source d'énergie peut être sous dimensionnée.

La tension injectée à la fréquence du réseau peut être commandée en amplitude et en phase, quand il s'agit de la compensation purement réactive, seule l'amplitude de la tension est contrôlable, car le vecteur de tension injectée est perpendiculaire au courant de la ligne, dans ce cas la tension injectée en série peut faire avancer ou retarder le courant de la ligne de 90 degrés. Cela signifie que le SSSC peut être commandé en douceur par une valeur de courant quelconque en avance ou en retard de phase à l'intérieure de la plage de fonctionnement [6]. La caractéristique statique d'un SSSC (compensateur synchrone statique série) est donnée par la figure (I.12) :

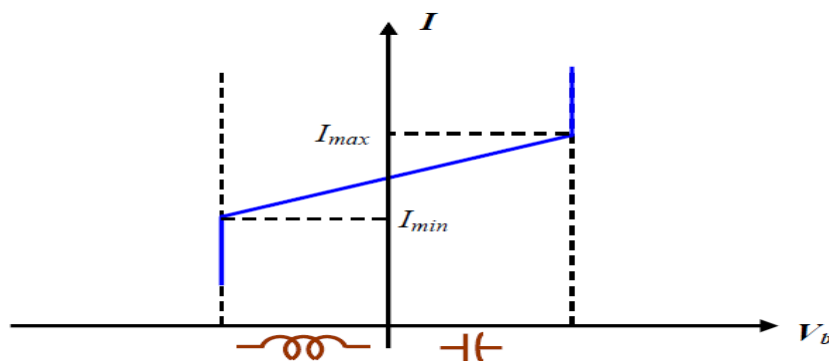


figure I. 12 : Caractéristique statique du SSSC

Si l'on utilise un système de stockage d'énergie, le SSSC peut à ce moment-là échanger de la puissance active avec la ligne électrique. Ceci peut contribuer à améliorer la stabilité du réseau. Dans ce cas la tension injectée n'est pas obligatoirement en quadrature avec le courant de la ligne [9].

Le SSSC est appliqué pour la commande dynamique du flux de puissance et de la tension ainsi que pour la stabilité de l'angle de transport. Le fait que le SSSC puisse produire autant de tensions capacitives qu'inductives sur une ligne ceci élargit le domaine d'application de ce dispositif. Lors de la commande du flux de puissance, un SSSC peut être utilisé pour augmenter ou réduire ce flux [13].

1.5.3 Compensateurs hybrides (série – parallèle)

1.5.3.1 Compensateurs hybrides à base de thyristors

✚ TCPAR (Thyristor Controlled Phase Angle Regulator)

Le TCPAR (déphaseur statique) est un transformateur déphaseur à base de thyristors. Ce dispositif a été créé pour remplacer les déphaseurs à transformateurs à régler en charge (LTC : Load Tap Changer) qui sont commandés mécaniquement, il est constitué de deux transformateurs, l'un est branché en série avec la ligne et l'autre en parallèle. Ce dernier possède différents rapports de transformation (n_1, n_2, n

3). Ces deux transformateurs sont reliés par l'intermédiaire de thyristors. Son principe de fonctionnement est d'injecter, sur les trois phases de la ligne de transmission, une tension en quadrature avec la tension à déphaser.

Ce type de compensateur n'est pas couramment utilisé, seule une étude est actuellement menée afin d'introduire un déphaseur à thyristors dans l'interconnexion des réseaux du nord-ouest du Minnesota et du nord de l'Ontario [9].

Il a l'avantage de ne pas générer d'harmoniques car les thyristors sont commandés en interrupteurs en pleine conduction. Par contre comme le déphasage n'a pas une variation continue, il est nécessaire d'y adjoindre un compensateur shunt, ce qui entraîne des surcoûts d'installation [18].

L'amplitude de la tension injectée est une combinaison des secondaires du transformateur parallèle dont les rapports de transformation sont (n_1, n_2, n_3). Cette combinaison donne une tension à injecter dont l'amplitude peut prendre jusqu'à 27 valeurs différentes [9].

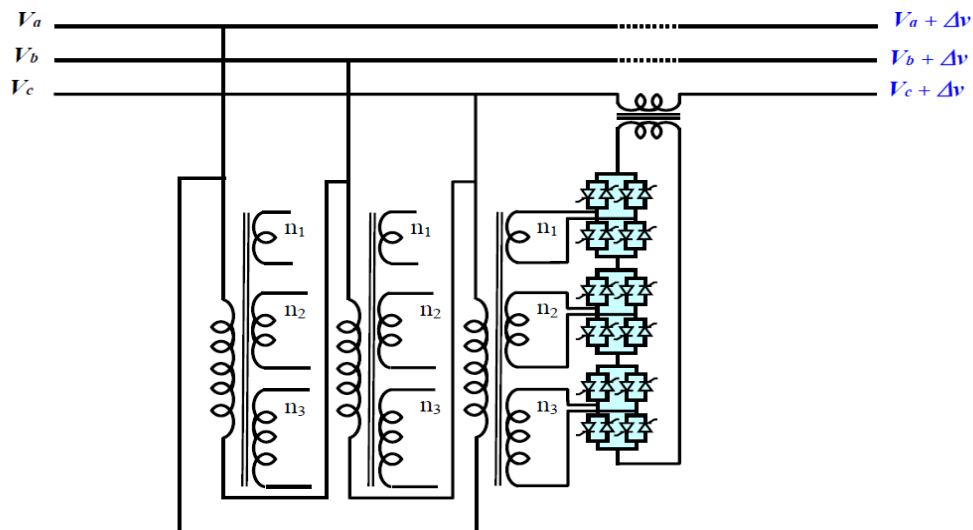


figure I. 13 : Schéma de base d'un TCPAR

Un déphasage α est alors introduit et l'angle de transport total de la ligne électrique devient ($\delta \pm \alpha$). Avec ce compensateur, le module de la tension en aval n'est pas égal à celui de la tension en amont [9].

La caractéristique statique d'un tel compensateur est représentée par la figure (I.14).

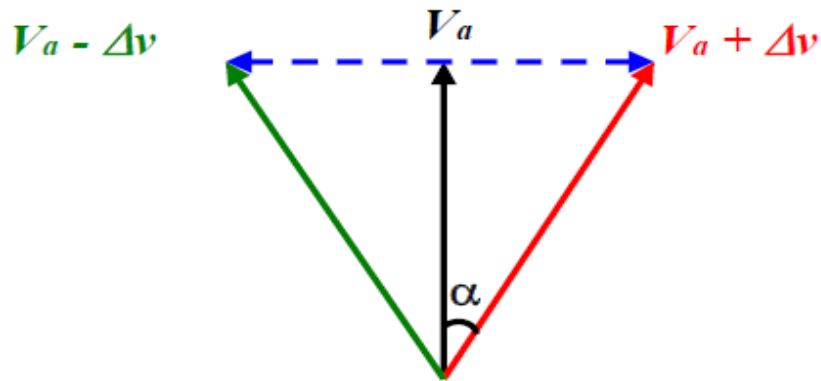


figure I. 14 : Diagramme vectoriel du TCPAR

I.5.3.2 Compensateurs hybrides à base de GTO thyristors

✚ IPFC (Interline Power Flow Controller)

La fonction principale pour laquelle a été conçu le compensateur hybride connu sous le nom IPFC est la compensation d'un certain nombre de lignes de transmission d'une sous-station, il utilise des convertisseurs DC-AC placés en série avec la ligne à compenser. En d'autres termes, l'IPFC comporte un certain nombre de SSSC [12].

Il est utilisé également afin de conduire des changements de puissances entre les lignes du réseau. La première proposition de l'IPFC est faite en 1998 par Gyugyi, Sen et Schuder [9] [14]. La figure (I.15) représente le schéma de base d'un IPFC.

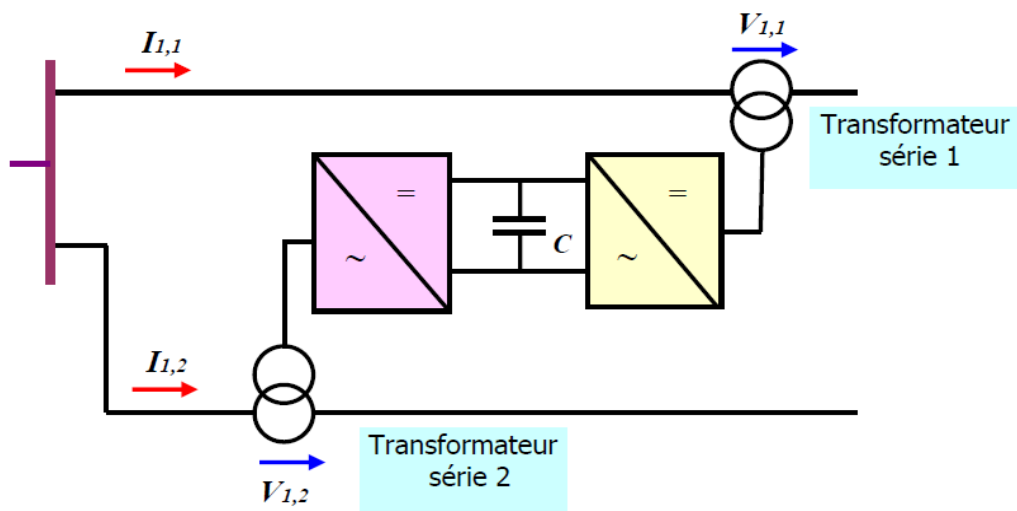


figure I. 15 : Schéma de base d'un IPFC

✚ UPFC (Unified Power Flow Controller)

Ce dispositif est l'union de deux compensateurs l'un est un compensateur série et l'autre est un compensateur parallèle, le concept de ce dispositif a été présenté en 1990 par L. Gyugyi [11].

Il possède à la fois la fonctionnalité de trois compensateurs (série, parallèle et déphaseur). Il est capable de contrôler simultanément et indépendamment la puissance active et la puissance réactive. Il peut contrôler les trois paramètres associés au transit de puissance à savoir la tension de la ligne, l'impédance de la ligne et le déphasage des tensions aux extrémités de la ligne. Son schéma de base est donné par la figure (I.16).

L'UPFC est constitué de deux onduleurs de tension triphasés, l'un est connecté en parallèle au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur et l'autre est connecté en série à travers un deuxième transformateur. Les deux onduleurs sont interconnectés par un bus continu représenté par le condensateur [20].

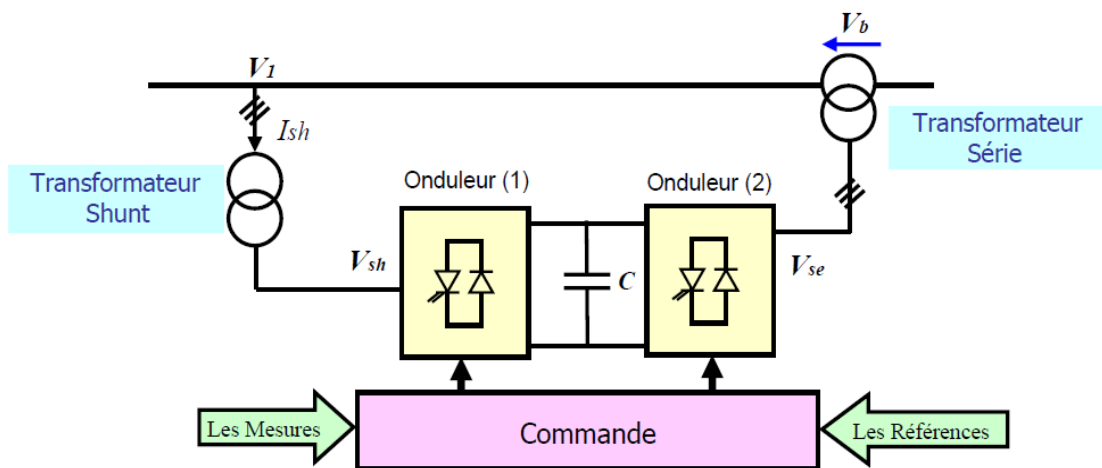


figure I. 16 : schéma de base d'un UPFC

L'UPFC permet à la fois le contrôle de la puissance active et celui de la tension de la ligne, il est capable d'accomplir les fonctions des autres dispositifs FACTS à savoir le réglage de la tension, la répartition de flux d'énergie, l'amélioration de la stabilité et l'atténuation des oscillations de puissance.

Dans la figure (I.16) l'onduleur (1) est utilisé à travers la liaison continue pour fournir la puissance active nécessaire à l'onduleur (2). Il réalise aussi la fonction de compensation réactive puisqu'il peut fournir ou absorber de la puissance réactive, indépendamment de la puissance active, au réseau. L'onduleur (2) injecte la tension V_b et fournit les puissances actives et réactives nécessaires à la compensation série.

L'UPFC offre une flexibilité énorme qui permet le contrôle de la tension, de l'angle de transport et de l'impédance de la ligne par un seul dispositif comprenant seulement deux onduleurs de tension triphasés. De plus, il peut basculer de l'un à l'autre de ces fonctions instantanément, en changeant la

commande de ses onduleurs, ce qui permet de pouvoir faire face à des défauts ou à des modifications du réseau en privilégiant temporairement l'une des fonctions[9].

1.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un aperçu sur la compensation de l'énergie réactive. On a vu brièvement les facteurs qui limitent la puissance transmissible dans les lignes de transport et la chute de tension provoquée par le transit de puissance réactive. Et on a présenté les différents moyens classiques de compensation d'énergie réactive. Enfin nous avons présenté les systèmes FACTS en général. Nous avons choisi d'étudier le STATCOM basé sur les onduleurs triphasé NPC à trois niveaux.

Chapitre II

LES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

II.1 Introduction

Le concept d'utilisation des onduleurs à plusieurs niveaux de tensions a été breveté par un chercheur du MIT il y a une trentaine d'années [21] [22] [23] [24]. Dans les domaines de la moyenne et de la forte puissance, les convertisseurs multi niveaux, avec des topologies naturelles ou hybrides, présentent des options maintenant largement approuvées. A part leurs applications citées précédemment, on peut les utiliser pour des objectifs comme : les variateurs de vitesse des machines électriques, le domaine médical, les alimentations de secours, les alimentations sans interruption, les filtres actifs, la soudure, les alimentations des lampes fluorescentes basse consommation et des lampes dites « à cathode froide », ou les applications des systèmes photovoltaïques. Les onduleurs multi niveaux sont connus pour la bonne qualité du courant en raison de diminution des harmoniques par rapport à un onduleur classique. De plus, un onduleur multi niveau inclut un bon comportement en compatibilité électromagnétique (CEM), surtout vis-à-vis de la tension homopolaire, et une diminution des contraintes aux bornes des interrupteurs statiques. En revanche, cette technique impose l'utilisation d'un plus grand nombre de semi-conducteurs de puissance, une plus grande complexité de la commande et l'équilibrage de tensions aux bornes des condensateurs [25] [26] [24] [27].

Du fait des prix de plus en plus accessibles des transistors de puissance, essentiellement pour les IGBT, une tendance à l'utilisation des convertisseurs multi niveaux en petite et moyenne puissance, de 1 kilowatt (kW) jusqu'à 500 kW, devient une réalité industrielle.

II.2 Intérêt des onduleurs multi niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est, par conséquent, d'autant moins élevée [28].

La valeur limitée de la tension de blocage des interrupteurs réalisables jusqu'à présent est à la base du développement des onduleurs multi niveaux. Cette valeur limite est repoussée au fil de l'amélioration des techniques de réalisation, mais elle est toujours inférieure à une dizaine de kV, et ne devrait franchir cette limite qu'avec l'avènement de nouvelles technologies. Cette tension est inférieure

à la tension de service des équipements haute tension. Pour aller au-delà de ces limitations, nous disposons de deux possibilités :

- la réalisation de macro-interrupteurs [1]. Ces macro-interrupteurs sont obtenus en associant en série des interrupteurs de tension de blocage inférieure à la tension de service souhaitée. Cette technique présente l'inconvénient de nécessiter la mise en place de résistances d'équilibrage, afin que la tension à l'état bloqué se répartisse uniformément entre les différents éléments constituant le macro-interrupteur.
- la réalisation d'un convertisseur multi niveau. Cette méthode consiste à employer un convertisseur de topologie plus complexe. Le nombre d'interrupteurs utilisés est du même ordre que pour le convertisseur constitué de macro-interrupteurs, mais les éléments sont associés de manière différente. La commande nécessite davantage de signaux, mais le convertisseur résultant présente de meilleures performances.

En plus de permettre d'obtenir une tension de service plus élevée sans recourir à des macro-interrupteurs, l'adoption d'un convertisseur multi niveau présente d'autres avantages :

- ✓ La résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux. Le réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales. La taille des filtres passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations peut être réduite. Dans le même temps, le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide.
- ✓ La tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, c'est-à-dire à la valeur de tension bloquée par ses interrupteurs. Cela réduit d'autant les pertes par commutation. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés.
- ✓ En termes de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.
- ✓ Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance de modules. Il ne faut toutefois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en terme de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement de pair avec la diminution de la fiabilité. En effet, le nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules. Prévoir les moyens

de maîtriser la situation dans tous les cas de figure possibles est théoriquement possible, mais cela représente un sérieux défi qui ne figure pas parmi les objectifs de ce travail.

Du point de vue des performances, il est donc intéressant d'utiliser des convertisseurs multi-niveaux, même lorsqu'une structure simple est réalisable sans l'aide de macro-interrupteurs.

L'attrait des convertisseurs multi niveaux est toutefois limité par quelques inconvénients.

La commande est beaucoup plus complexe et les techniques sont encore peu répandues dans l'industrie. Sauf lorsqu'on prévoit des modules redondants, l'accroissement de la complexité du système entraîne une diminution de sa fiabilité. Même à nombre de composants égal, ces convertisseurs sont plus coûteux.

En effet, en utilisant des macro-interrupteurs, la commande ne diffère pas de celle d'un convertisseur simple, en revanche en utilisant une structure plus complexe, le nombre de signaux différents à gérer augmente.

L'intérêt de monter En niveau est clairement démontré dans la figure II.1 qui montre le THD en fonction de nombre de niveau.

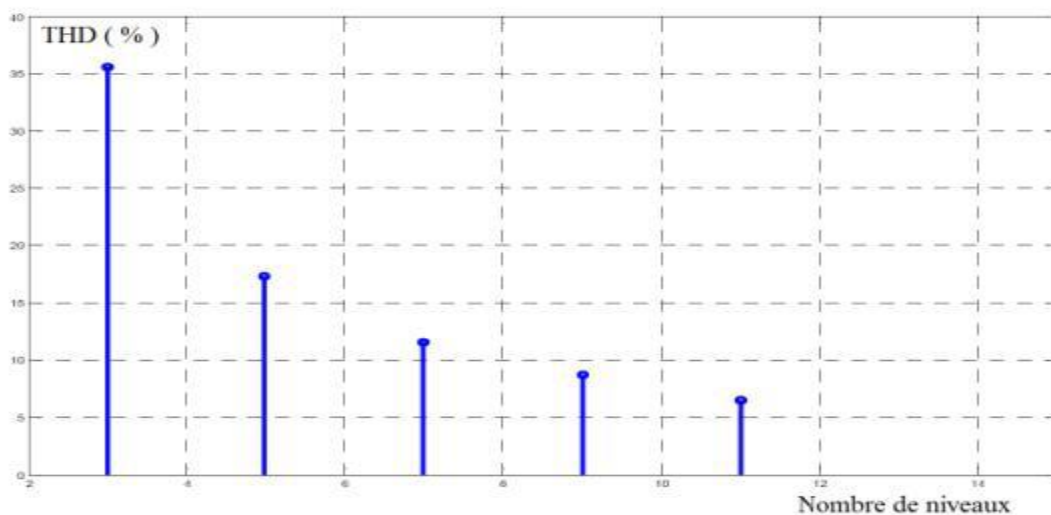


Figure II. 1 : Profils de THD produits par l'augmentation des niveaux pour une fréquence d'échantillonnage, 1250 Hz

En Résumant Les Onduleurs multi niveaux ont reçu une attention croissante au cours des dernières années, parce qu'ils ont de nombreuses caractéristiques attrayantes. Les caractéristiques sont les suivantes :

- 1) La déformation de la tension de sortie est très faible en raison des niveaux multiples dans les tensions de sortie.
- 2) Le dv/dt des interrupteurs est faible puisque les commutateurs supportent une tension réduite.
- 3) Les interrupteurs peuvent fonctionner à une fréquence de commutation inférieure.
- 4) Dans les applications de variateurs de vitesse, les courants d'entrée ont de faibles distorsions et les tensions de mode commun sont réduites

5) Les tensions en mode commun peuvent être éliminées en utilisant des méthodes de modulation perfectionnées

II.3 Description des principales topologies de la conversion multi niveaux

Les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux.

Ce chapitre est consacré à la présentation d'une brève synthèse des principales topologies des convertisseurs multi niveaux, leurs principes de fonctionnement et on cite quelques avantages et inconvénients [29] :

Deux catégories d'onduleurs multiniveaux sont actuellement répertoriées. La première catégorie regroupe les onduleurs principaux en trois groupes :

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

La deuxième catégorie des onduleurs multiniveaux comporte les assemblages hybrides des onduleurs de la première catégorie. Ainsi, on peut citer entre autres [21] [30] :

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

II.3.1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped) [29]. Cette topologie a été initialement proposée par A.Nabac en 1981 pour la génération de N niveaux de tension. La figure (II.2) représente la structure d'un convertisseur triphasé à potentiel distribué, dans laquelle les diodes sont utilisés pour réaliser la connexion avec le point de référence 0. afin d'avoir une tension de 220 V, $L = 3(N-1)(N-2)$, L est le nombre des diodes. Pour N=5, on a besoin de 36 diodes, cependant ces diodes non seulement augmentent le coût de ce type de convertisseur mais créent un problème d'encombrement.

Pour l'obtention d'une tension de N niveaux, N-1 capacités. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $E/(N-1)$, E est la tension totale du bus continu. Chaque couple d'interrupteur (STD, STD') forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire [31].

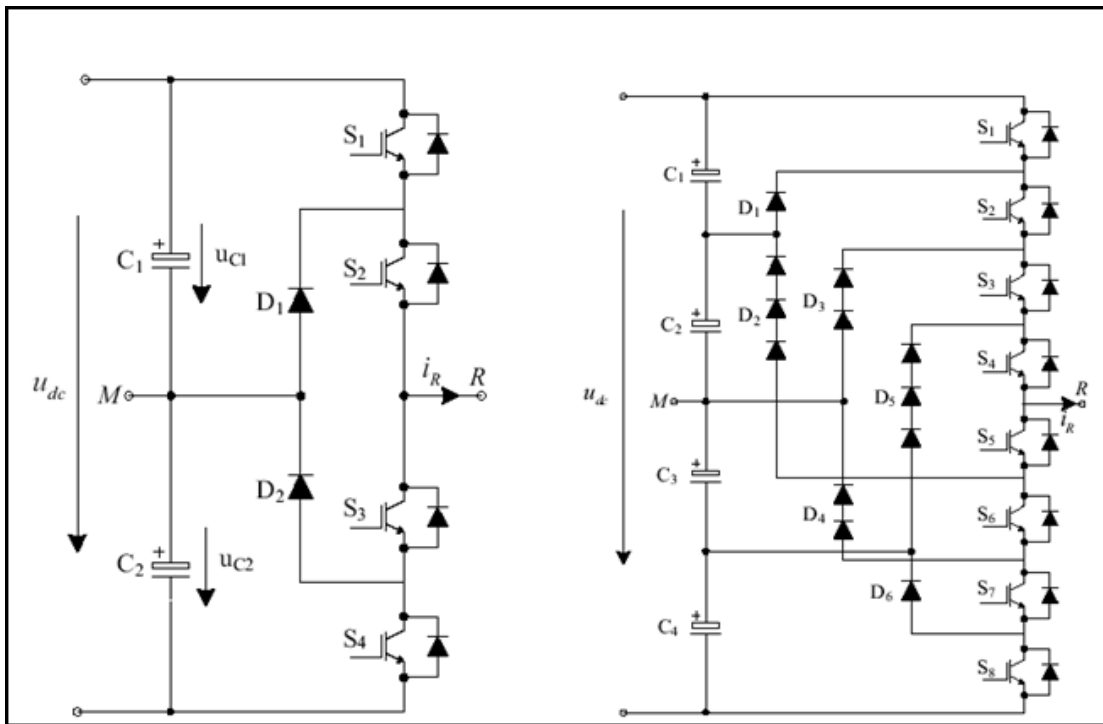


Figure II. 2 : Topologie des onduleurs NPC a) –NPC trois niveaux, b)-NPC cinq niveaux

Cet onduleur permet d'avoir un niveau impair de tension. Le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte [32] [33].

Après le premier onduleur NPC breveté par Baker, d'autres chercheurs ont développé les différentes structures basées sur NPC .L'onduleur NPC permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans le motif de la tension en sortie [33]. Cependant, l'onduleur Multiple Point Clamped (MPC) a été développé dans les années 90 pour un nombre pair de tensions [34] [35].

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous [33] [27] :

- ✓ Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source.
- ✓ La forme de l'onde de trois niveaux résultants à une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.
- ✓ Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloqué par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par $E / (N-1)$.
- ✓ Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.

Cependant en utilisant cette topologie, l'expérience a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans le cas des grandes puissances, ce sont :

- ✓ Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E (N-1/N)$. donc les connexions des diodes en

série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions ; l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes, et du coût de réalisation.

II.3.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants

Cette structure est proposée par T.Meynard et H.Foch pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif de diodes.

Dans la topologie précédente, les capacités remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants, La figure (II.3) présente plusieurs avantages, notamment.

- ✓ La tension de blocage des interrupteurs partout la même
- ✓ Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel ;
- ✓ Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux ;
- ✓ Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux ;
- ✓ Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus ;
- ✓ Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif
- ✓ Contrairement au premier cas qui ne nécessite que $(N-1)$ capacité. De plus il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs ;
- ✓ Il ya un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [27].
- ✓ Donc par la comparaison avec l'onduleur conventionnel, un très large nombre de Capacité est demandé et un contrôle compliqué pour très grande fréquence des interrupteurs demande un balancement de tension de chaque capacité. Pour remédier au nombre excessif des éléments dans les structures précitées, une génération récente des convertisseurs à alimentation séparée surgit.

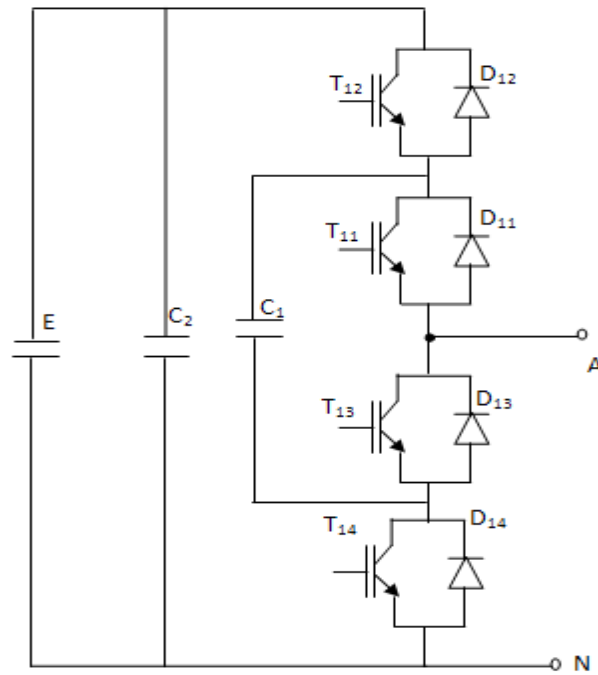


Figure II. 3 : schéma du convertisseur à condensateur flottants (phase A)

II.3.3 Structure des convertisseurs à alimentation séparée (en cascade)

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés.

Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire. L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système.

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série telle que l'onde de la tension synthétisée est la somme des tensions de sortie. Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est définie par :

$$N = 2S + 1$$

Ou S : le nombre des sources des tensions continues

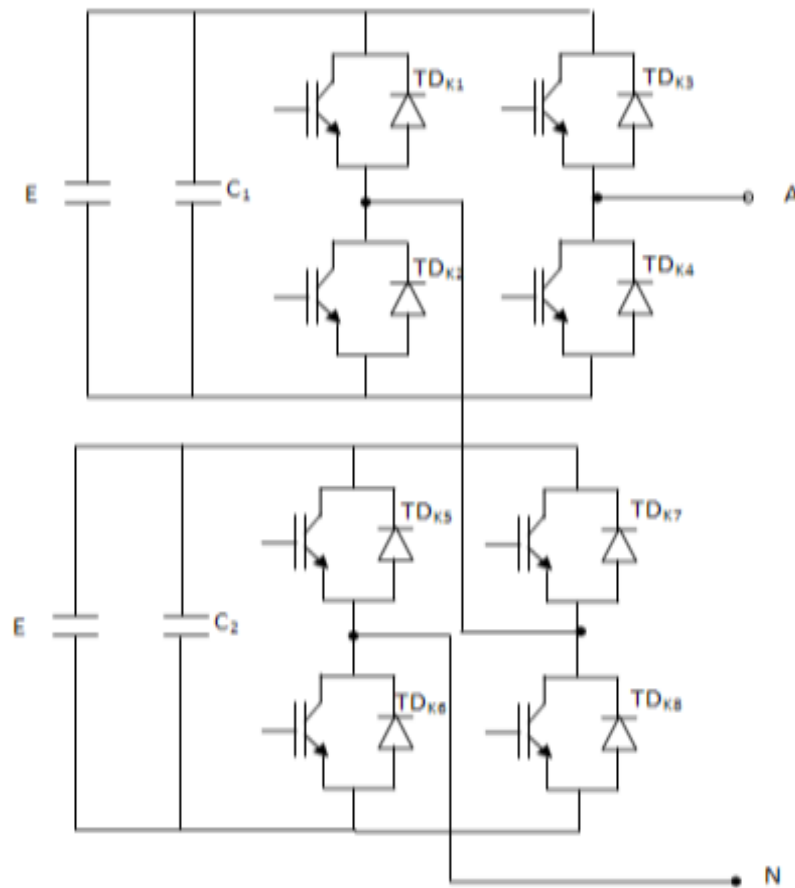


Figure II. 4 : Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase A)

L'avantage majeur de cette approche hybride est que le nombre de sorties peut être augmenté davantage sans aucun ajout de nouveaux composants. Il faut seulement des sources de tensions continues avec différents niveaux de tensions. Probablement le plus avantageux utilise des sources de tensions avec deux niveaux de tensions (E et $2E$) comme le montre la figure (II-5). Cet arrangement peut générer une tension à sept niveaux ($0, +/-E, +/-2E, +/-3E$) [27].

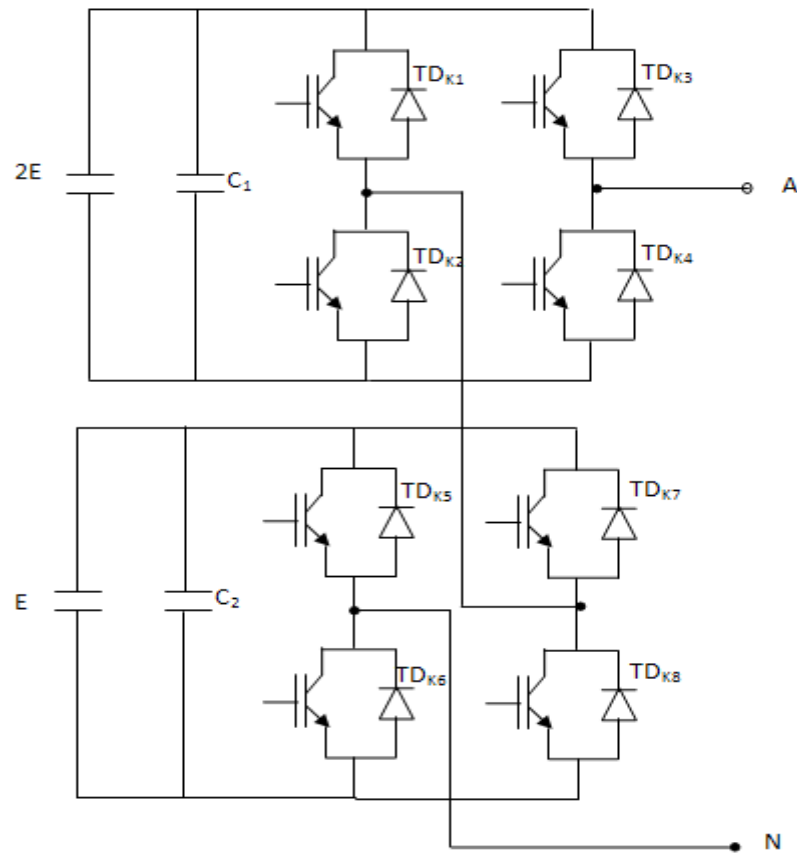


Figure II. 5 : Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase A)

Cette topologie de la cascade peut être adaptée facilement à d'autres applications telles que l'alimentation photovoltaïque.

La technique des onduleurs multi-niveaux représente un domaine de recherche important. Recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Dans ce chapitre on a présenté la description des principales topologies de la conversion multi-niveaux avec leurs avantages et inconvénients. Ces topologies comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués, la technique dite des cellules imbriquées, ainsi que la technique des convertisseurs cascades.

Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. Les deux structures d'onduleurs NPC et à cellule imbriquée sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active. L'onduleur en cascade est avantageux pour les applications monophasées. Il convient même pour les très grandes tensions.

Le convertisseur de tension NPC à N niveaux permet d'obtenir des performances statiques et dynamique très intéressantes par rapport à une structure à deux niveaux et ses applications sont diverses de nos jours.

La technique des onduleurs multi-niveaux représente un domaine de recherche important. Recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Les topologies citées précédemment comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués, la technique dite des cellules imbriquées, ainsi que la technique des convertisseurs cascades.

Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. Les deux structures d'onduleurs NPC et à cellule imbriquée sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active. L'onduleur en cascade est avantageux pour les applications monophasées. Il convient même pour les très grandes tensions.

Le convertisseur de tension NPC à N niveaux permet d'obtenir des performances statiques et dynamique très intéressantes par rapport à une structure à deux niveaux et ses applications sont diverses de nos jours.

Dans la suite on présentera une nouvelle structure d'onduleur de tension à deux et trois niveaux à diode de bouclage (NPC), ainsi que leur principe de fonctionnement et l'étude de leurs modèles mathématiques en mode commandable.

II.4 Stratégie de commande de l'onduleur triphasé à N niveaux

Les récents progrès technologique dans le domaine des dispositifs à semi-conducteur ont élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeur d'impulsion dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statique.

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions ont été proposées, on distingue :

- Commande pleine onde.
- Commande triangulaire sinusoïdale à échantillonnage naturel.
- Modulation vectorielle.
- Modulation calculée.

Dans cette partie, on va étudier un seul type de stratégie de commande par Modulation de Largeur d'Impulsion MLI (technique triangulaire sinusoïdale).

II.4.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion MLI (technique triangulaire sinusoïdale)

La commande par Modulation de Largeur d'Impulsion consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont

générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. La commande par MLI nécessite autant de porteuse triangulaire qu'il y'a de cellule à commander [36].

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe (V_p) et de fréquence (f_p) nettement supérieure appelée porteuse, aux trois signaux sinusoïdaux (r_1, r_2, r_3), d'amplitude variable (V_r) est décalées dans le temps de 120 degrés et de fréquence (f), appelée référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs figure (II.3).

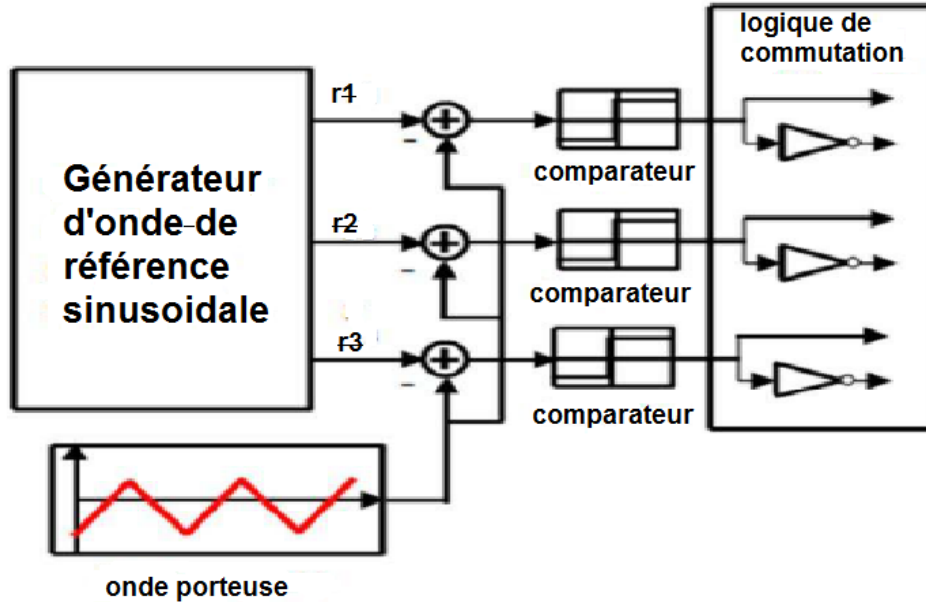


figure II. 6 : schéma de principe de la technique triangulaire sinusoïdale

Cette technique se caractérise par deux paramètres [36] :

- ✚ **Indice de modulation (m)** : est défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse (f_p) à celle de la référence (f).

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- ✚ **Coefficient de réglage en tension (r)** : est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence (V_r) à celle de la porteuse (V_p).

$$r = \frac{V_r}{V_p} \leq 1$$

La modulation est dite synchrone si l'indice m est entier, c.-à-d. lorsque la fréquence de la porteuse (f_p) est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence (f). En modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice m est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

La modulation est dite asynchrone si l'indice m n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de

la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

II.5 Onduleur à deux niveaux de tension de type NPC

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1.4KV) et en puissance (1MVA). Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs onduleurs en série ou en parallèle, d'où une complication dans la commande et une augmentation du coût du système [37].

II.5.1 Structure

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure (II.7). Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [37] [38].

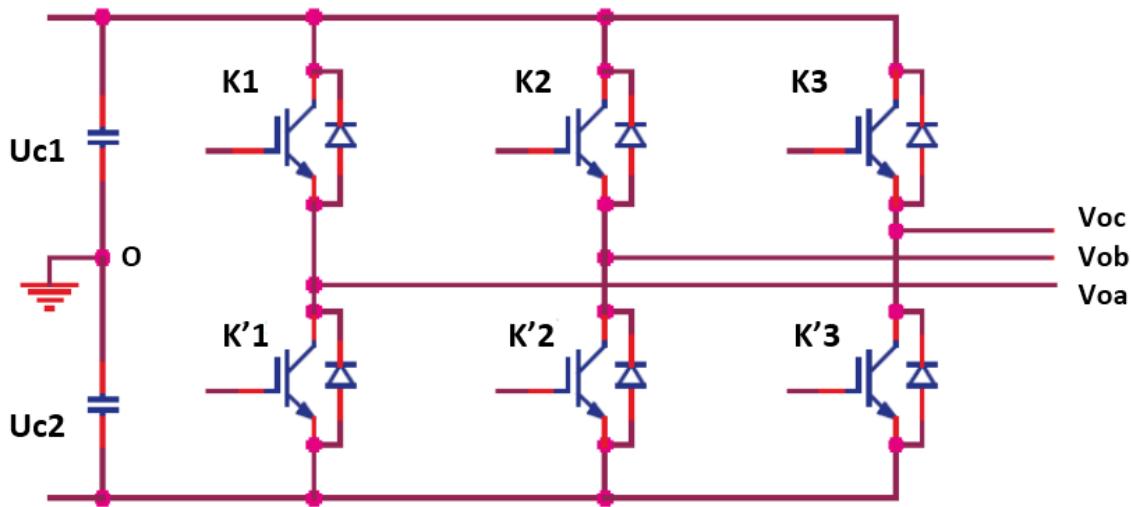


figure II. 7 : Schéma d'un onduleur usuel à 2 niveaux

Pour un convertisseur à 2-niveaux de tensions. Nous avons deux séquences de fonctionnement possible permettant de générer les deux-niveaux de tensions [37] :

✚ Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, l'interrupteur $K1$ est passant et $K'1$ est bloqué comme le montre la figure (II.8.a). La tension de sortie V_{oa} est :

$V_{oa} = +U_{c1}$. La tension inverse appliquée à l'interrupteur $K'1$ vaut : $V_{K'1} = -U_{c2}$.

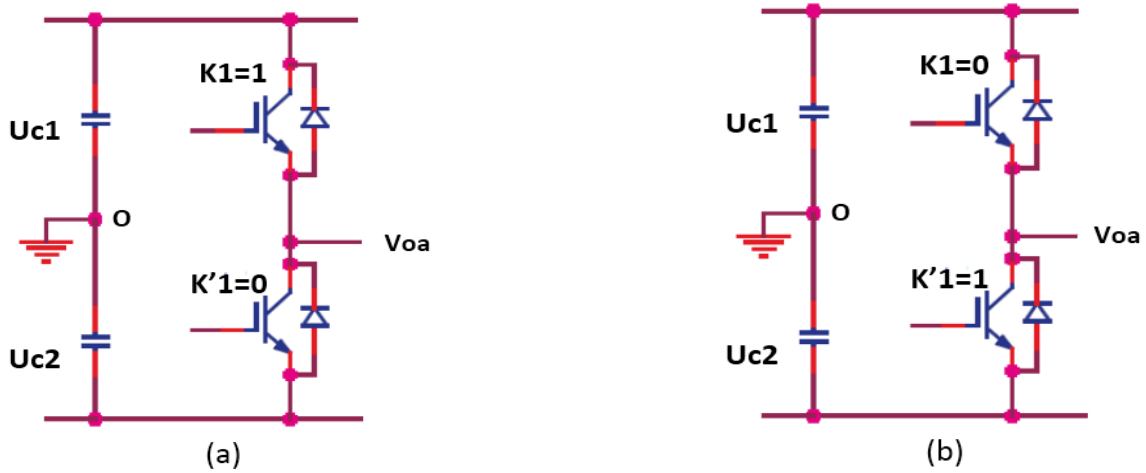


figure II. 8 : Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

✚ Séquences 2 : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, l'interrupteur K1 est bloqué et K'1 est passant comme le montre la figure (II.8.b).

La tension de sortie Voa est :

$V_{oa} = -U_{c2}$. La tension inverse appliquée à l'interrupteur K1 vaut : $V_{K1} = +U_{c1}$.

Les 2 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (II.1).

K1	K1'	Va
1	0	+Uc1
0	1	- Uc2

Tableau II. 1 : États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux

II.5.2 Modélisation de l'onduleur deux niveaux

La figure (II.9) donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé, il est placé entre une source de tension triphasée parfaite, donc de tension constante et une charge triphasée équilibrée parcouru par des courants, formants un système triphasé sinusoïdale équilibré.

L'onduleur est un assemblage de trois ponts monophasés formés chacun de deux interrupteurs en série (k1 et k1', k2 et k2', k3 et k3'). Les interrupteurs d'un même demi-pont doivent être complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit. Pour que les six interrupteurs soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux formés d'un semi-conducteur à ouverture et fermeture commandées [4] [6].

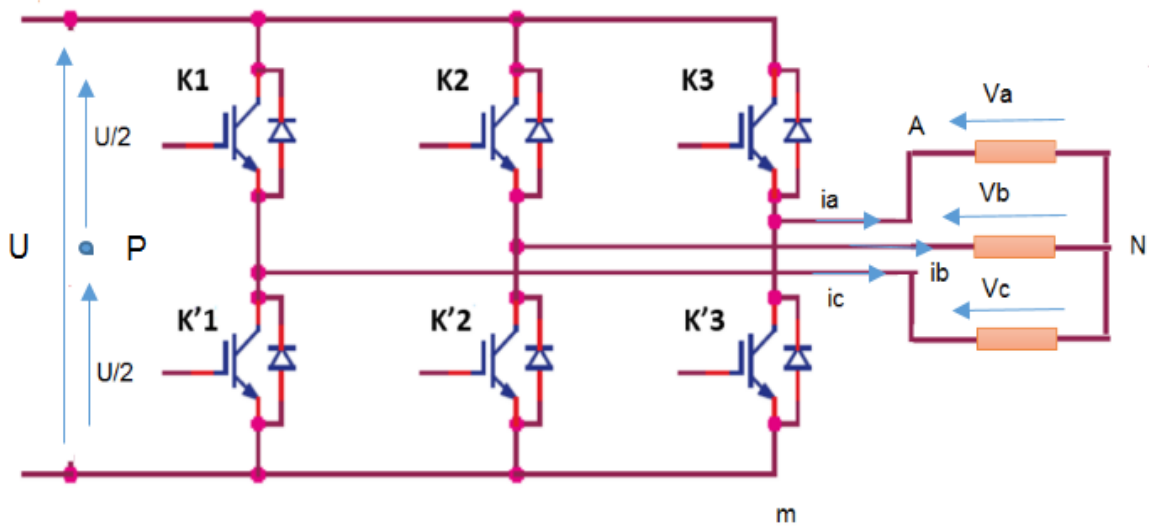


figure II. 9 : onduleur de tension

On définit les tensions triphasées et les variables de commande par les vecteurs suivants [4] :

$$[V_{nabc}] = \begin{bmatrix} V_{na} \\ V_{nb} \\ V_{nc} \end{bmatrix} \quad [V_{mabc}] = \begin{bmatrix} V_{ma} \\ V_{mb} \\ V_{mc} \end{bmatrix} \quad [V_{pabc}] = \begin{bmatrix} V_{pa} \\ V_{pb} \\ V_{pc} \end{bmatrix}$$

$$[C_{abc}] = \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad [C_{1abc}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Les tensions simples à la sortie de l'onduleur prise par rapport au point « p » sont :

$$V_{pa} = E/2 \text{ si } k1 \text{ est fermé.}$$

$$V_{pa} = -E/2 \text{ si } k1 \text{ est ouvert.}$$

$$V_{pb} = E/2 \text{ si } k2 \text{ est fermé.}$$

$$V_{pb} = -E/2 \text{ si } k2 \text{ est ouvert.}$$

$$V_{pc} = E/2 \text{ si } k3 \text{ est fermé.}$$

$$V_{pc} = -E/2 \text{ si } k3 \text{ est ouvert.}$$

Suivant l'état des interrupteurs « caractérisé par la commande C_i » on peut écrire :

$$V_{pi} = \left(C_i - \frac{1}{2}\right) * E \quad (\text{II.1})$$

Les tensions simples prises par rapport au point m sont donnés par :

$$V_{mi} = C_i * E \quad (\text{II.2})$$

$$[V_{pabc}] = \left([C_{abc}] - \frac{1}{2}[C_{1abc}]\right) * E \quad (\text{II.3})$$

$$[V_{mabc}] = [C_{abc}] * E \quad (\text{II.4})$$

On peut observer que les tensions composées vérifient :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pa} - V_{pb} \\ V_{pb} - V_{pc} \\ V_{pc} - V_{pa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ma} - V_{mb} \\ V_{mb} - V_{mc} \\ V_{mc} - V_{ma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{na} - V_{nb} \\ V_{nb} - V_{nc} \\ V_{nc} - V_{na} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_a - C_b \\ C_b - C_c \\ C_c - C_a \end{bmatrix}$$

A la présence d'une charge équilibrée, nous avons :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow V_a + V_b + V_c = 0$$

$$3V_a = V_a - V_b - (V_c - V_a) = V_{ab} - V_{ca}$$

$$V_a = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \quad (\text{II.5})$$

$$V_a = \frac{1}{3}(2V_{ma} - V_{mb} - V_{mc})$$

On peut obtenir :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ma} \\ V_{mb} \\ V_{mc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = E * \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Modélisation relative aux courants : Le courant continu alimentant l'onduleur est obtenu par :

$$I_d = C_a I_a + C_b I_b + C_c I_c = [C_{abc}]^T * [I_{abc}] \quad (\text{II.8})$$

La puissance instantanée de la charge est donnée par :

$$P = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = [V_{abc}]^T * [I_{abc}]$$

$$P = \left(E * \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \right)^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

Soit :

$$P = E * [C_a \quad C_b \quad C_c] * \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [I_{abc}]$$

$$P = [C_{abc}]^T * [I_{abc}] = (C_a I_a + C_b I_b + C_c I_c) * E \quad (\text{II.10})$$

Soit :

$$I_d = C_a I_a + C_b I_b + C_c I_c$$

La puissance est conservée, si l'onduleur est supposé idéal.

$$P = E * I_d \quad (\text{II.11})$$

II.6 Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC

II.6.1 Modélisation de fonctionnement des onduleurs à trois niveaux

II.6.1.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

Les convertisseurs véhiculant des puissances élevées voient les composants qui constituent subir des contraintes considérables lors de la commande à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture. L'idée est de garder une puissance élevée sans pour autant surdimensionner les interrupteurs et d'associer des structures en série au niveau de la partie concernant la conversion continu/alternatif. L'association en série de convertisseurs, certes, rend l'analyse des phénomènes relatifs à l'interaction plus complexe, mais en contrepartie une distribution raisonnable et acceptable des contraintes. Grâce à cette mise en série, les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs sont abaissées.

Pour éviter les phénomènes de ce type de groupement, on commence à utiliser les onduleurs multi-niveaux [39] [40].

La figure (II.10) montre le circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode-Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera IGBT avec des diodes en antiparallèle.

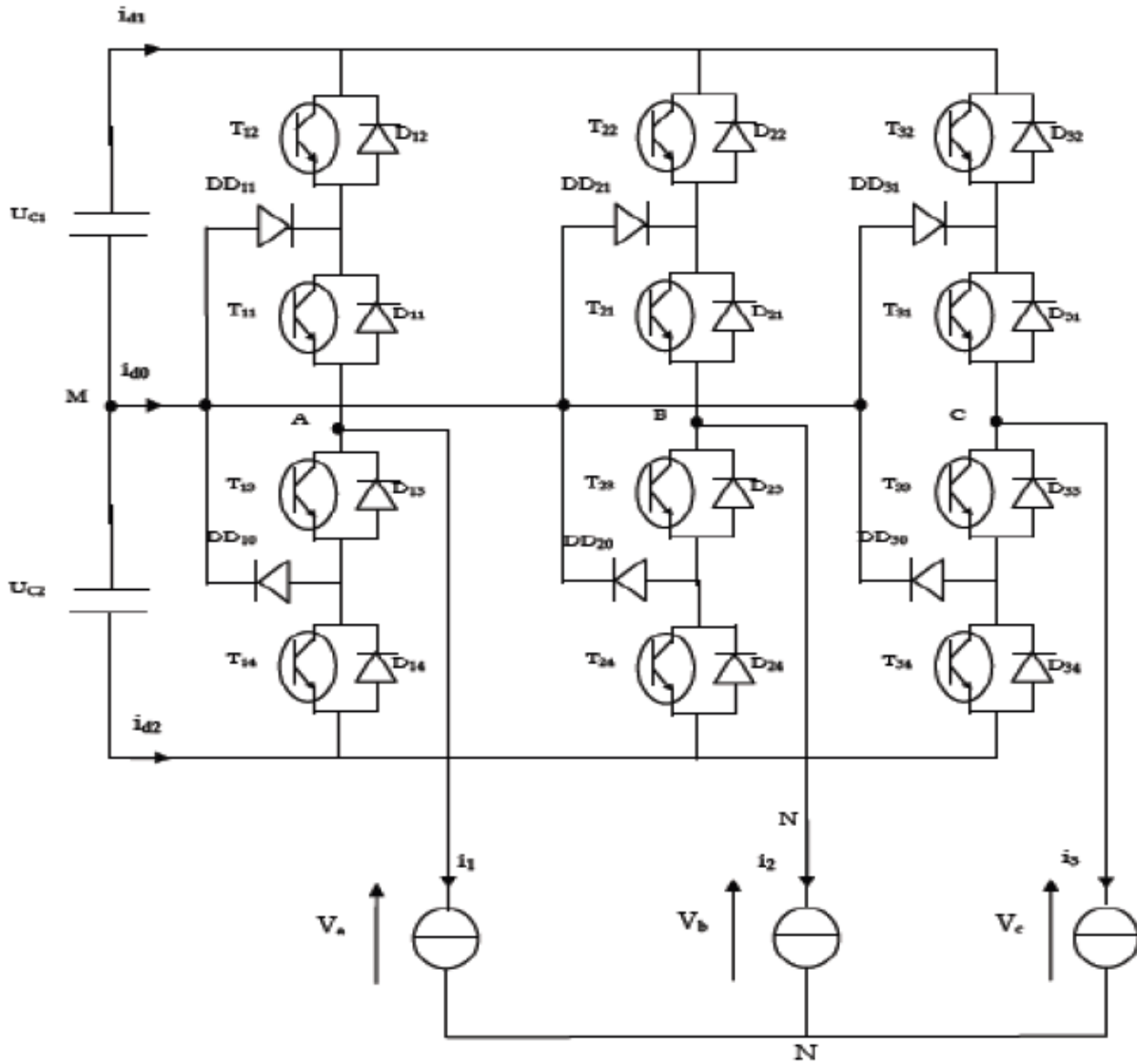


figure II. 10 : Onduleur à trois niveaux à structure NPC

II.6.1.2 Interrupteur bidirectionnel

L'interrupteur peut être défini comme un dipôle permettant d'établir un échange énergétique entre une source et une charge monophasée.

Les interrupteurs de synthèse à mettre en œuvre dans un onduleur doivent être bidirectionnels en courant, avec un seul sens d'écoulement des charges contrôlables. Cette fonction est réalisée par l'association d'un transistor, qui est un interrupteur à commutation commandée par les grandeurs externes, avec une diode en antiparallèle, qui est un interrupteur à commutation spontanée fonction uniquement des grandeurs internes [39].

La figure (II.11) représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.

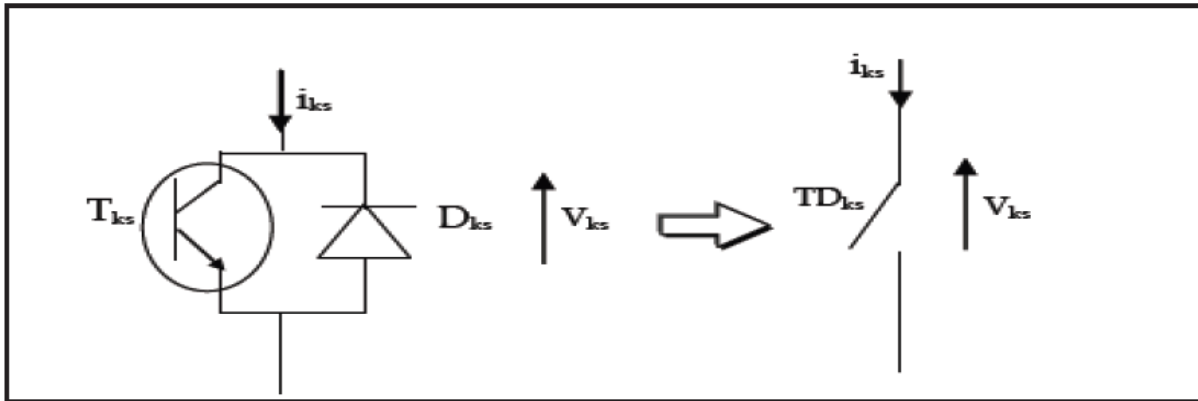


figure II. 11 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.

II.6.1.3 Principe de fonctionnement

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension V_{ao} pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Le sens positif ou négatif des courants I_{d0} , I_{d1} et I_{d2} . Fixe le sens du transfert de l'énergie du convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement :

🚩 Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs $K1$, $K2$ sont passants et $K3$, $K4$, sont bloqués comme le montre la figure (II.12.a). Et la tension de sortie V_{ao} est : $V_{ao} = U_{c1}$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $K3$, $K4$ vaut : $V_{K3} = V_{K4} = U_{c1}$

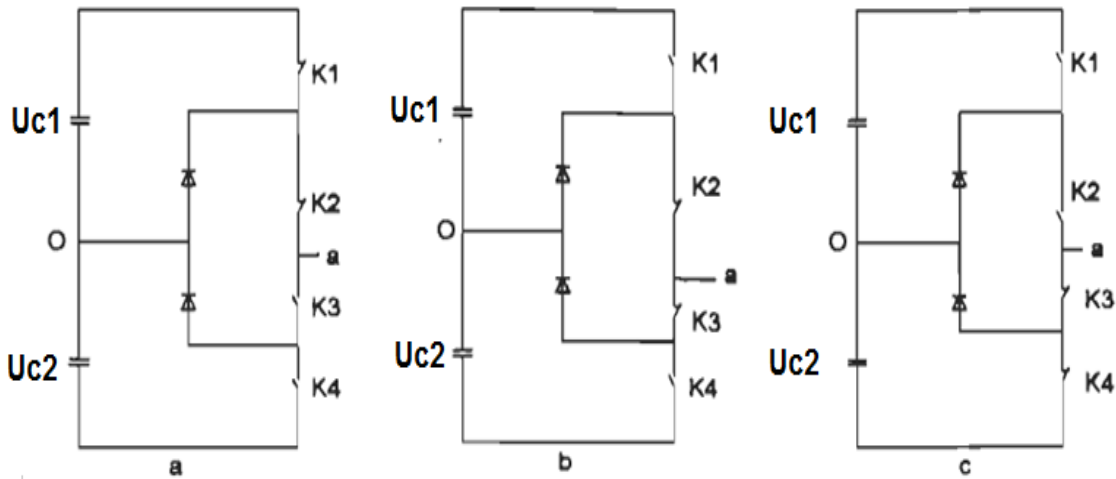


figure II. 12 : Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux

✚ Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire

Les interrupteurs K2, K3 sont passants et K1, K4 sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point 0 à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure (II.12.b). Et la tension de sortie V_{ao} est donc nulle, $V_{ao} = 0$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K4 vaut : $V_{K1} = V_{K4} = U_{c1}$.

✚ Séquences 3 : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs K1, K2 sont bloqués et K3, K4 sont passants comme le montre la figure (II.12.c). Et la tension de sortie V_{ao} est : $V_{ao} = -U_{c2}$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K2 vaut : $V_{K1} = V_{K2} = U_{c1}$.

Les figures suivantes illustrent les formes d'onde de la tension de sortie V_{ao} , ainsi que les signaux de commande de chaque interrupteur.

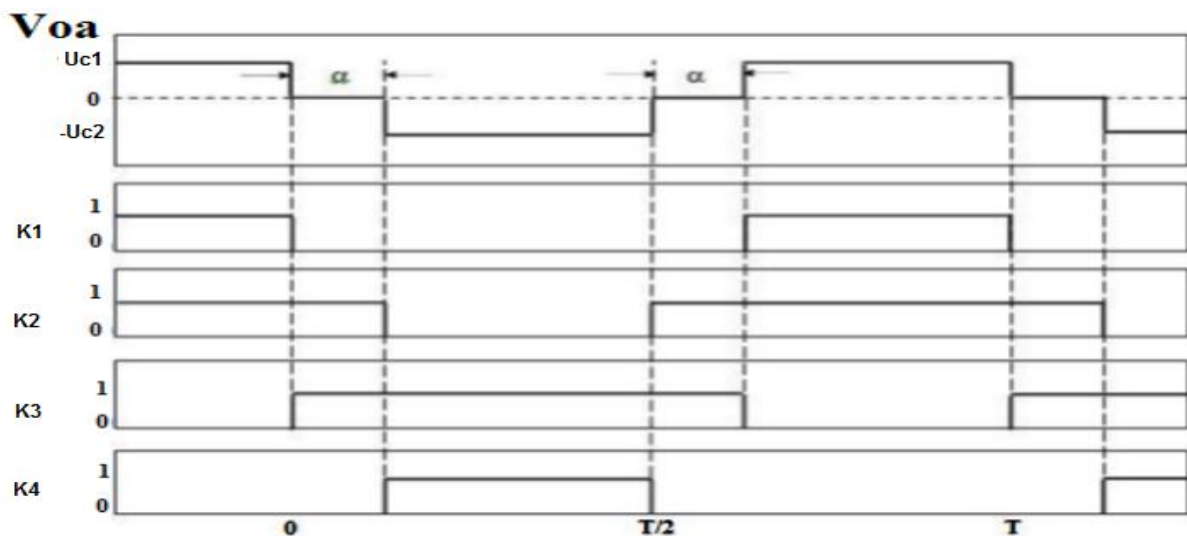


Figure II. 13 : Formes d'ondes d'un bras d'onduleur triphasé trois niveau de type NPC

Cette analyse montre que la structure de l'onduleur à trois niveaux limite à $U/2$ la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'ils bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur à deux niveaux, cette tension vaut la tension continue complète U .

C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en tension et en puissance dans le cas des applications de forte puissance

Les 3 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (II.3).

K_1	K_2	K_3	K_4	V_{oa}
1	1	0	0	U_{c1}
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-U_{c2}$

Tableau II. 2 : états possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

II.6.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

II.6.2.1 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

La figure (II.14) représente la structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux. Le bras concerné est désigné par la lettre k . Les courants I_{do}, I_{d1}, I_{d2} fixent le sens de transfert d'énergie de l'élément conducteur (transistor-diode).

Lorsque la source de tension est une génératrice et la source de courant en sortie est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la sortie vers la source d'entrée, ce sont les diodes assurent le passage du courant.

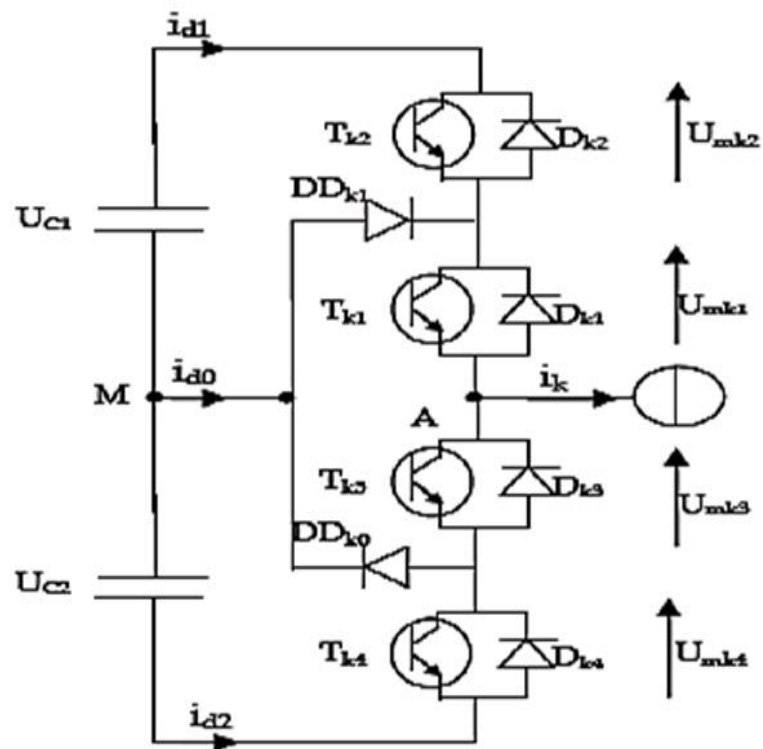


figure II. 14 : Bras d'onduleur à trois niveaux.

Pour décrire les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur, regardons d'abord les valeurs que peut prendre une tension simple VAM. Cette tension est totalement définie par l'état des quatre interrupteurs du premier bras.

Une analyse topologie d'un bras montre cinq configurations possibles. La figure (II.15) représente ces différentes configurations. ($U_{c1}=U_{c2}=U_c$).

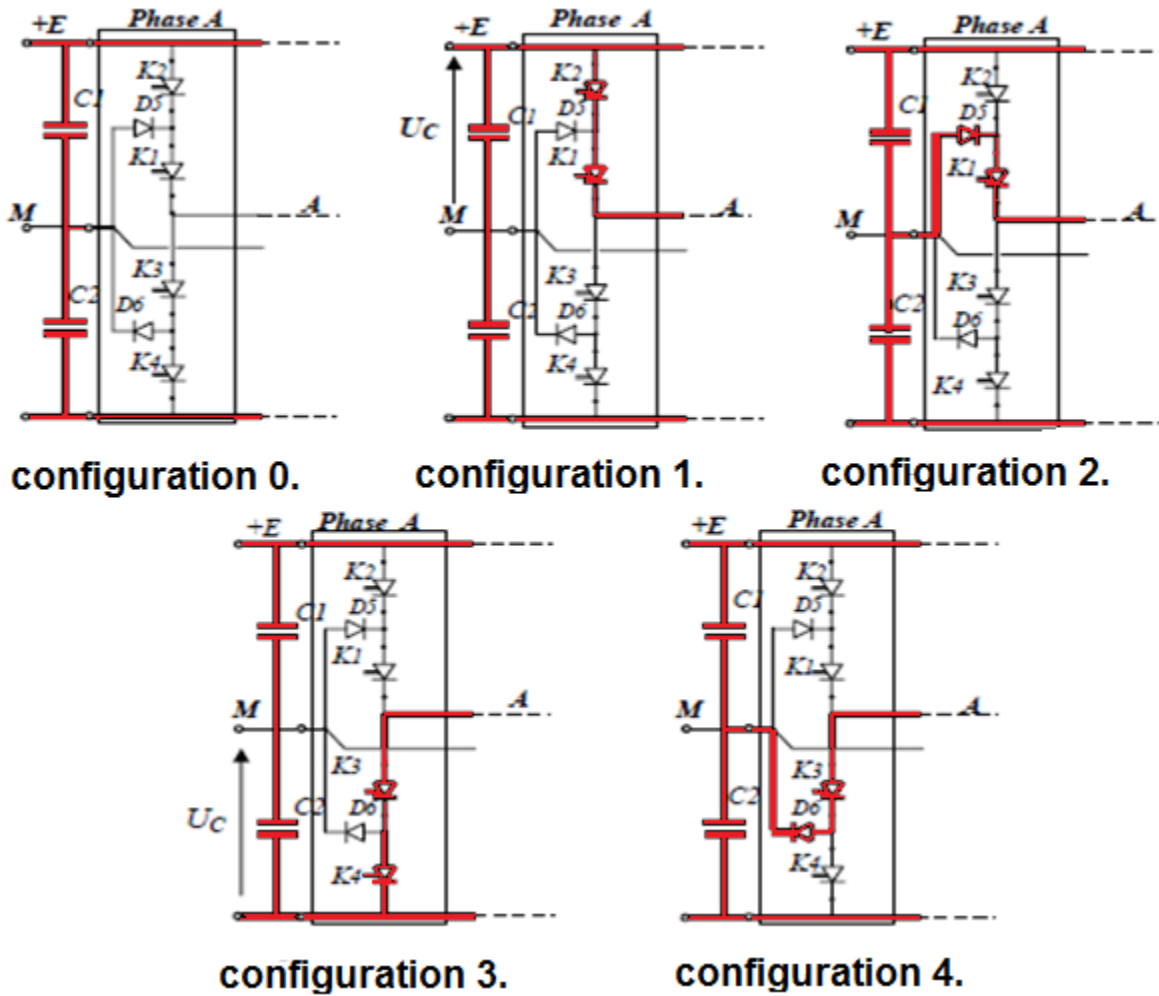


figure II. 15 : Les différentes configurations d'un bras.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (II.3) (avec M origine des potentiels et VAM le potentiel du nœud A du bras 1). Pour la configuration E0, le potentiel VAM dépend de la charge.

E0	$i_k = 0$
E1	$V_{AM} = -U_{c1} = U_c$
E2	$V_{AM} = 0$
E3	$V_{AM} = -U_{c2} = -U_c$
E4	$V_{AM} = 0$

Tableau II. 3 : Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations.

Cette analyse montre que la structure du convertisseur à trois niveaux limite à U_c la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans le cas de la structure classique, onduleur à deux niveaux, cette tension vaut la tension continue complète $2 * U_c$.

C'est cette caractéristique qui permet de montrer en tension et en puissance dans le cas de l'onduleur à trois niveaux [39] [41].

II.6.2.2 Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras d'onduleur à trois niveaux Figure (II.14) constitue une cellule de commutation multi-tripôle. Les semi-conducteurs de cette cellule multi-tripôle se combinent pour donner trois cellules tripôle (a), (b) et (c). Ces trois cellules tripôles sont représentées par la figure (II.16). Les éléments constituant chaque cellule sont montrés par traits forts.

Les transitions entre les différentes configurations d'un bras font alors intervenir des commutations type dipôle ou tripôle simple. L'élaboration du modèle d'un bras d'onduleur à trois niveaux se trouve ainsi facilité.

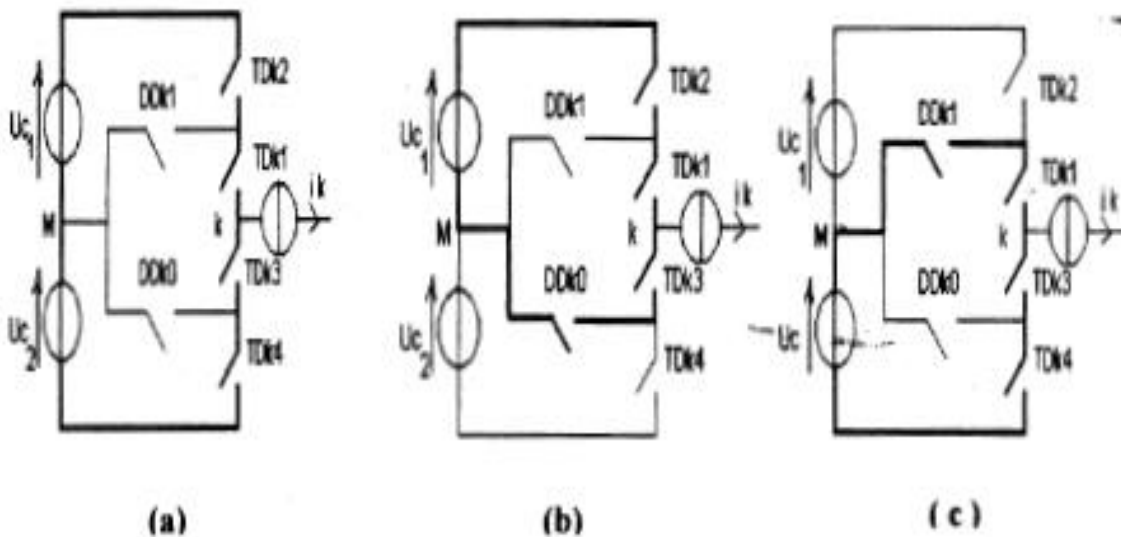


figure II. 16 : Les trois cellules tripôles contenus dans la cellule multi-tripôle.

II.6.3 Modèle de commande des onduleurs à trois niveaux

II.6.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs), et par suite une conduction continue. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, On peut définir les notions de fonction de connexion F_{ki} qui traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TD_{ki} .

$F_{ki}=1$ Si l'interrupteur est fermé et 0 sinon [42] [39].

II.6.3.2 Commande complémentaire des onduleurs à trois niveaux

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tension désirer, On doit le faire fonctionner avec son mode commandable.

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras [29].

$$\begin{aligned} B_{k1} &= \overline{B_{k2}} & B_{k1} &= \overline{B_{k3}} & B_{k1} &= \overline{B_{k4}} \\ B_{k3} &= \overline{B_{k4}} & B_{k2} &= \overline{B_{k4}} & \overline{B_{k2}} &= B_{k3} \end{aligned}$$

Il a été démontré que la commande donnée par la relation (II.12) et celle qui donne les trois niveaux de tensions U_{c1} , 0 et U_{c2} de façon optimale, permettant ainsi, après l'élimination des cas inconnu, le fonctionnement en mode commandable [29].

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (II.12)$$

Le tableau (II.4) montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire.

B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	V _{kM}
0	0	1	1	-U _{c2}
0	1	0	1	Inconnu
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U _{c1}

Tableau II. 4 : La table d'excitation associée à la commande complémentaire.

B_{ki} : commande de la base du transistor T_{ki}.

II.6.3.3 Fonction de connexion

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations [29] :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (II.13)$$

Avec cette commande complémentaire, tout se passe comme si pour chaque bras de l'onduleur on a seulement deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune. Ces deux cellules sont constituées respectivement des paires d'interrupteurs (T_{k1}, T_{k4}) et (T_{k2}, T_{k3}). Elles correspondent respectivement à la cellule de commutation (c) de la figure (II.12) avec T_{k3} fermé, et la cellule de commutation (b) avec T_{k1} fermé.

On définit pour l'onduleur à trois niveaux une fonction de commutation F_{ki} associé à la cellule i du bras k (i=1 ou 2) [29].

On appelle cellule 1 du bras la prise d'interrupteurs (T_{k1}, T_{k4}) et la cellule 2 la paire (T_{k2}, T_{k3}). On a alors : * F_{k1} : fonction de commutation associée à la cellule 1.

* Fk^2 : fonction de commutation associée à la cellule 2.

Les fonctions de connexion des interrupteurs s'expriment à l'aide de ces fonctions de commutation comme suit :

$$\begin{cases} Fk_1(t) = \frac{1}{2}[1 + Fk^1(t)] \\ Fk_2(t) = \frac{1}{2}[1 + Fk^2(t)] \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{cases} Fk_4(t) = \frac{1}{2}[1 + Fk^1(t - \frac{T}{2})] \\ Fk_3(t) = \frac{1}{2}[1 + Fk^2(t - \frac{T}{2})] \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

On définira une fonction de connexion du demi-bras qu'on notera Fkm^n avec k numéro du bras, m = 1 pour le demi-bras du haut et m = 0 pour le demi-bras du bas [29].

Pour un bras k, les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} Fk_1^n = Fk_1 * Fk_2 \\ Fk_0^n = Fk_3 * Fk_4 \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Fk_1^n Est associée au demi-bras du haut (la paire Tk1, Tk4) et Fk_0^n au demi-bras du bas (la paire (Tk2, Tk3)).

Le système d'équation (II.16) montre que la fonction de connexion du demi-bras Fkm^n vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs du demi-bras associés Fkm^n sont fermés, et nulle dans tous les autres cas.

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant : (on suppose que $Uc1=Uc2=Uc$) [29].

$$\begin{cases} VAM = F_{11}.F_{12}.Uc1 - F_{13}.F_{14}.Uc2 \\ VBM = F_{21}.F_{22}.Uc1 - F_{23}.F_{24}.Uc2 \\ VCM = F_{31}.F_{32}.Uc1 - F_{33}.F_{34}.Uc2 \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

On constate, d'après le système (II.17), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

Les différentes fonctions de connexion des demi-bras définies selon la relation (II.16) sont :

$$\begin{cases} F_{11}^n = F_{11} * F_{12} & \begin{cases} F_{21}^n = F_{21} * F_{22} \\ F_{20}^n = F_{23} * F_{24} \end{cases} & \begin{cases} F_{31}^n = F_{31} * F_{32} \\ F_{30}^n = F_{33} * F_{34} \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions de sortie de l'onduleur, on aboutit à :

$$\begin{cases} VAM = F_{11}^n.Uc1 - F_{10}^n.Uc2 = (F_{11}^n - F_{10}^n)Uc \\ VBM = F_{21}^n.Uc1 - F_{20}^n.Uc2 = (F_{21}^n - F_{20}^n)Uc \\ VCM = F_{31}^n.Uc1 - F_{30}^n.Uc2 = (F_{31}^n - F_{30}^n)Uc \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} UAB = VAM - VBM = (F_{11} * F_{12} - F_{21} * F_{22})Uc1 - (F_{13} * F_{14} - F_{23} * F_{24})Uc2 \\ UBC = VBM - VCM = (F_{21} * F_{22} - F_{31} * F_{32})Uc1 - (F_{23} * F_{24} - F_{33} * F_{34})Uc2 \\ UCA = VCM - VAM = (F_{31} * F_{32} - F_{11} * F_{12})Uc1 - (F_{33} * F_{34} - F_{13} * F_{14})Uc2 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{cases} VAN = VA = \frac{UAB - UCA}{3} \\ VBN = VB = \frac{UBC - UAB}{3} \\ VCN = VC = \frac{UCA - UBC}{3} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on obtient :

$$\begin{bmatrix} UAB \\ UBC \\ UCA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} * Uc1 - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} * Uc2 \right\} \quad (\text{II.22})$$

Les tensions simples sont données comme suit avec ($Uc1=Uc2=Uc$) :

$$\begin{bmatrix} VA \\ VB \\ VC \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} * Uc \quad (\text{II.23})$$

Pour les courants, on peut écrire la relation donnant les courants d'entrées Id1 et Id2 en fonction des courants I1, I2 et I3 de charge en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} id1 = F_{11} * F_{12} * i1 + F_{21} * F_{22} * i2 + F_{31} * F_{32} * i3 \\ id2 = F_{13} * F_{14} * i1 + F_{23} * F_{24} * i2 + F_{33} * F_{34} * i3 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En utilisant Les fonctions de connexion des demi-bras, le système (II.24) s'écrit :

$$\begin{cases} id1 = F_{11}^b * i1 + F_{21}^b * i2 + F_{31}^b * i3 \\ id2 = F_{10}^b * i1 + F_{20}^b * i2 + F_{30}^b * i3 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Le courant Id0, dans le cas de la commande complémentaire proposée, est lié aux différents courants de l'onduleur triphasé à trois niveaux par la relation suivante :

$$id0 = F_{11} * F_{13} * i1 + F_{21} * F_{23} * i2 + F_{31} * F_{33} * i3 \quad (\text{II.26})$$

En introduisant les équations (II.24) et (II.25), le courant ido peut s'écrire comme suit :

$$id0 = i1 + i2 + i3 - id1 - id2 \quad (\text{II.27})$$

La relation (II.26) peut être aussi exprimée en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras comme indiqué ci-dessous :

$$id0 = i1 + i2 + i3 - (F_{11}^b + F_{10}^b) * i1 - (F_{21}^b + F_{20}^b) * i2 - (F_{31}^b + F_{30}^b) * i3 \quad (\text{II.28})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur des grandeurs d'état est [$Uc1, Uc2, I1, I2, I3$] et ses entrées internes sont [$VA, VB, VC, Id1, Id2, Id0$] ou [$UAB, UBC, UCA, Id1, Id2, Id0$].

On définit les relations de connexion simples et composées comme suit [29] [39] :

Relation de conversion simple :

$$\begin{bmatrix} VA \\ VB \\ VC \\ id1 \\ id2 \\ id3 \end{bmatrix} = [N(t)] * \begin{bmatrix} Uc1 \\ Uc2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & -\left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{21}^b - F_{11}^b - F_{31}^b}{3} & -\left(\frac{2F_{20}^b - F_{10}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{31}^b - F_{21}^b - F_{11}^b}{3} & -\left(\frac{2F_{30}^b - F_{20}^b - F_{10}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

On appelle $[N(t)]$: la matrice de conversion simple.

Relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} VAB \\ VBC \\ VCA \\ id1 \\ id2 \\ id0 \end{bmatrix} = [M(t)] * \begin{bmatrix} Uc1 \\ Uc2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

On appelle $[M(t)]$: la matrice de conversion composée

II.7 Simulation de l'onduleur deux et trois niveaux à structure NPC

II.7.1 Onduleur deux niveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à 2-niveaux de tensions, une porteuse triangulaire d'amplitude U_r et de fréquence F_r est nécessaire. Elle est ensuite comparée au signal de référence (sinus) d'amplitude U_r et de fréquence F_r . chaque comparaison donne 1 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire. Les signaux de commande des interrupteurs K1 et K2 sont complémentaires.

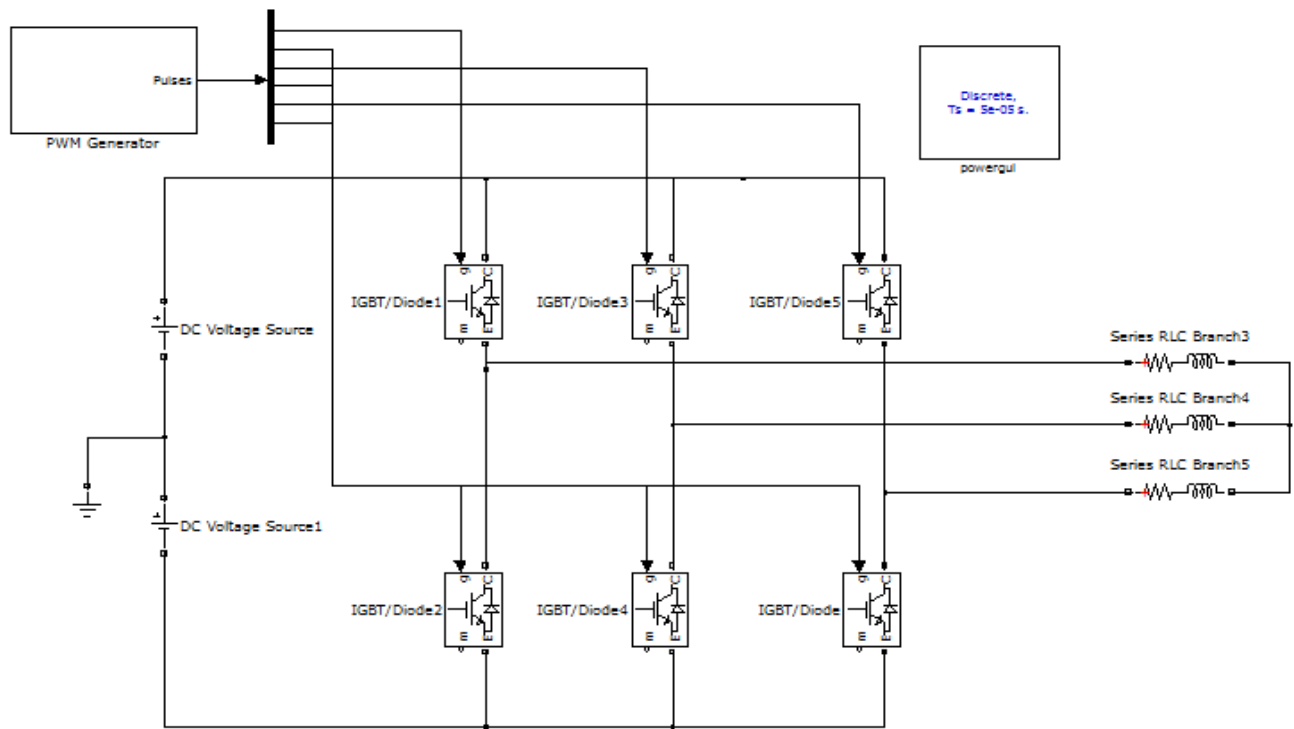


Figure II. 17 : schéma du modèle de simulation de l'onduleur à deux niveaux

La méthode de commande MLI de type triangulaire sinusoïdale est utilisé pour la commande des interrupteurs les sources continues utilisées valent 100 Volt, nous avons aussi pris comme charge une résistance en série avec une inductance de valeurs respectives :

$R=1$ Ohm et $L=5$ mH.

II.7.1.1 Résultats de simulation

✚ Pour : $m = 0.25$ et $F_c = 1080$ Hz.

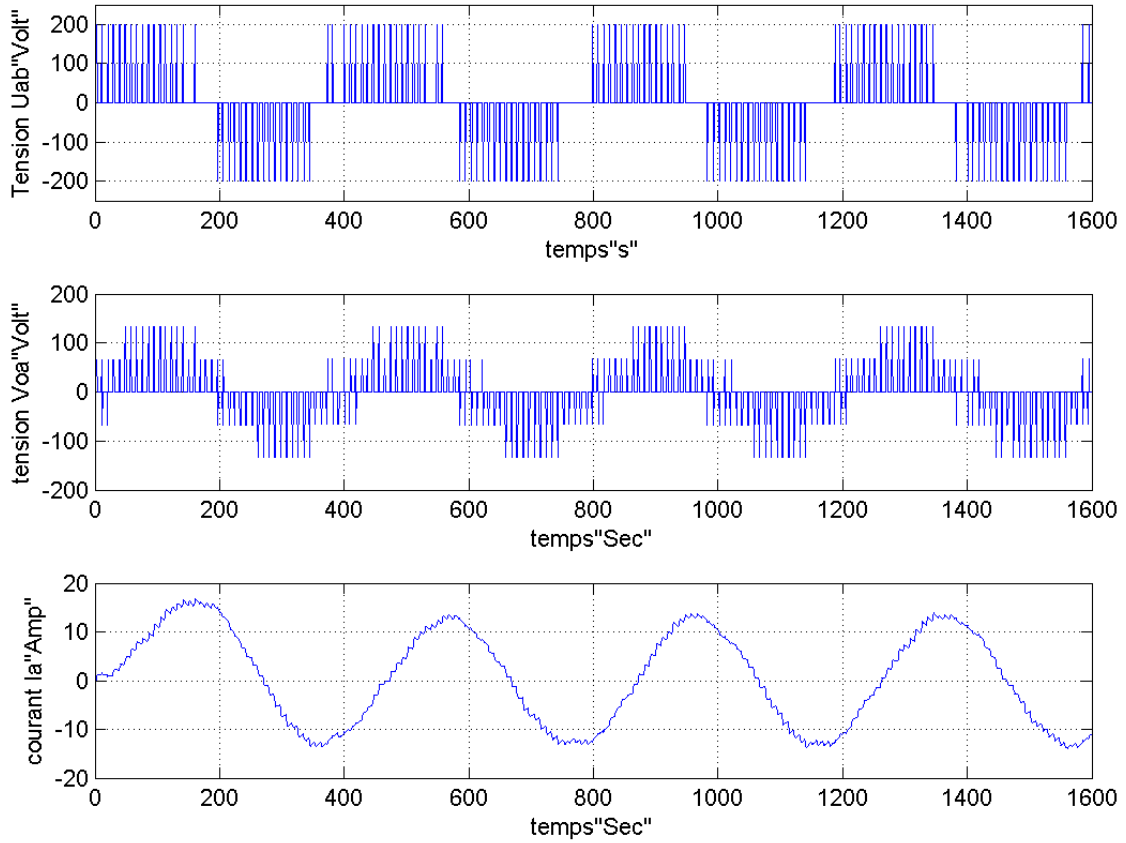


Figure II. 18 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

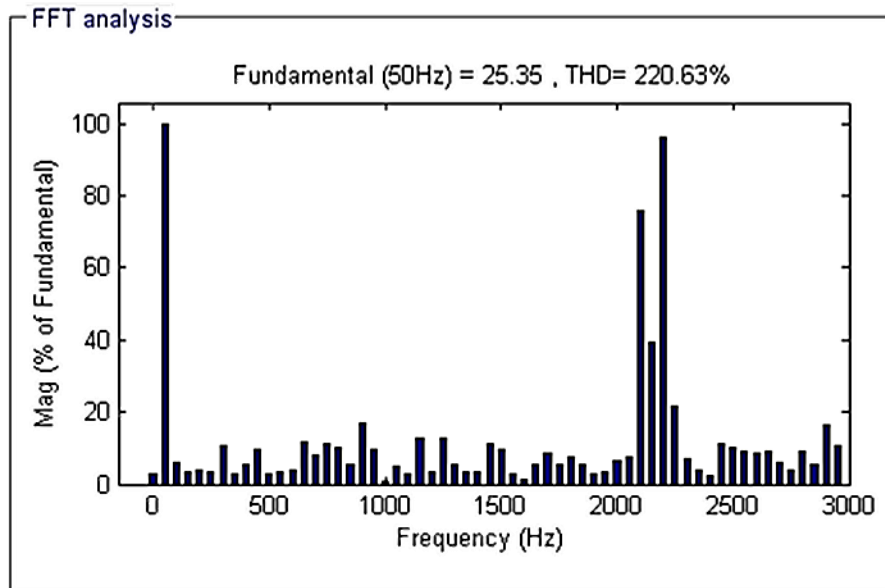


Figure II. 19 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.25$ et $F_c = 3000$ Hz.

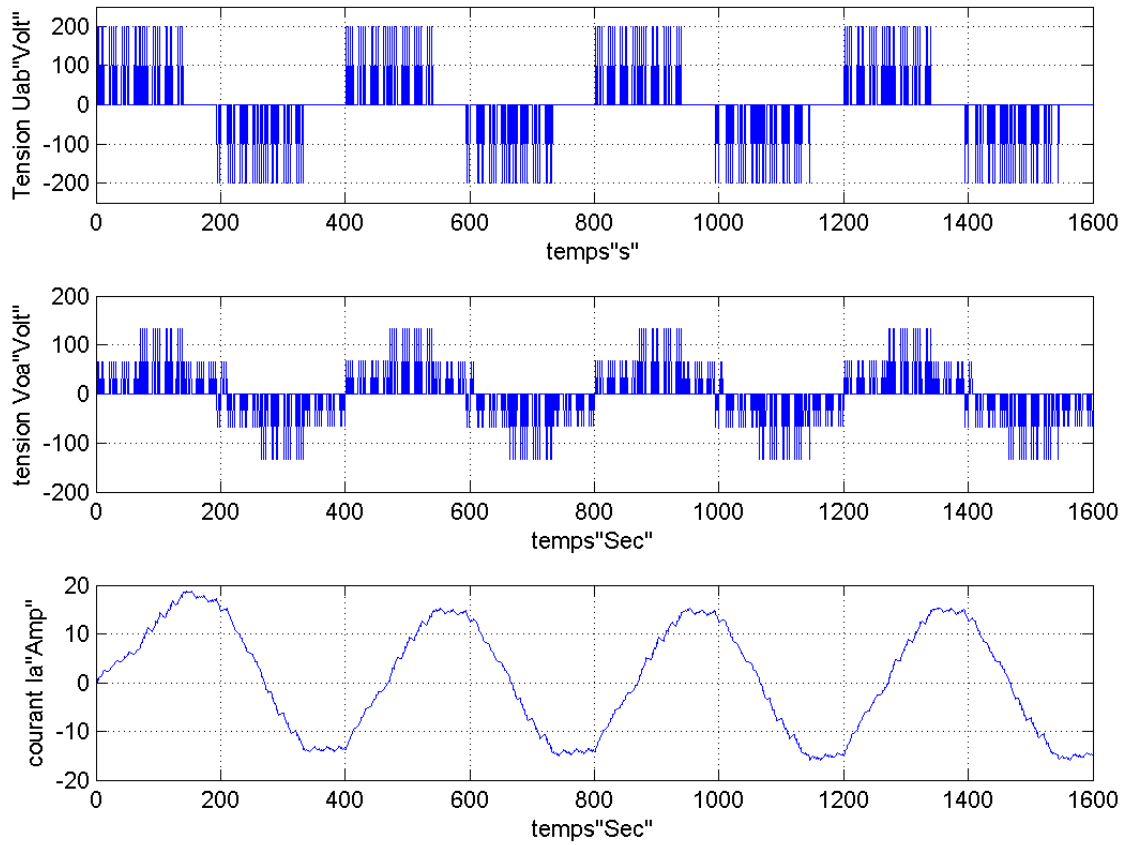


Figure II. 20 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

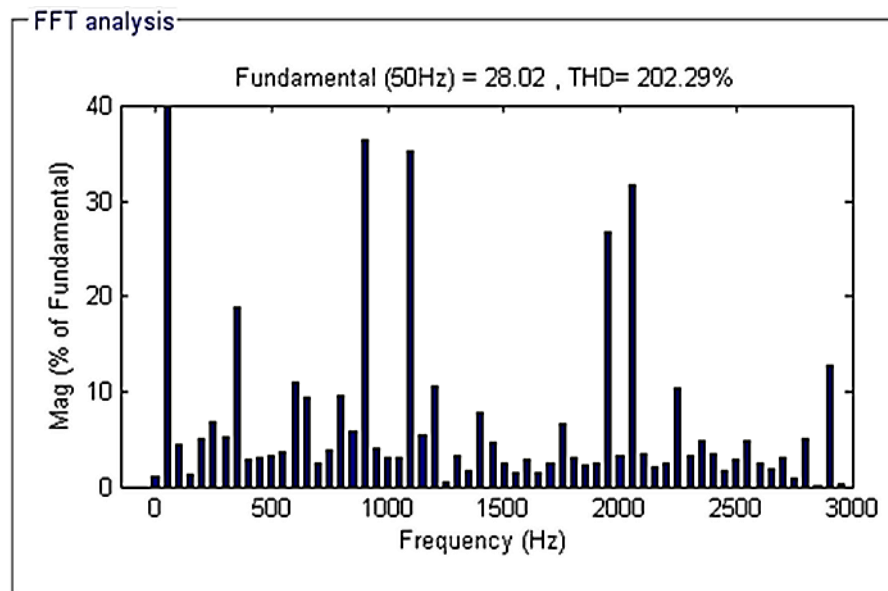


Figure II. 21 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.25$ et $F_c = 9600$ Hz.

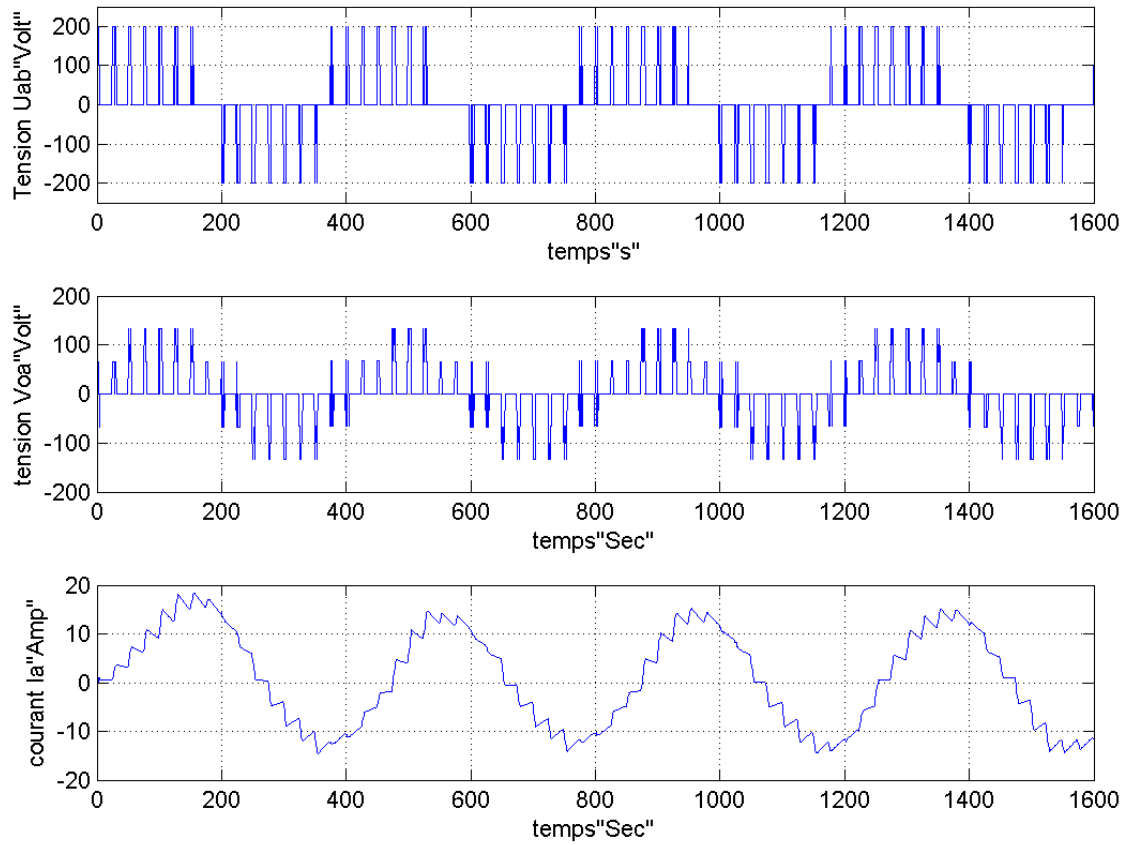


Figure II. 22 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

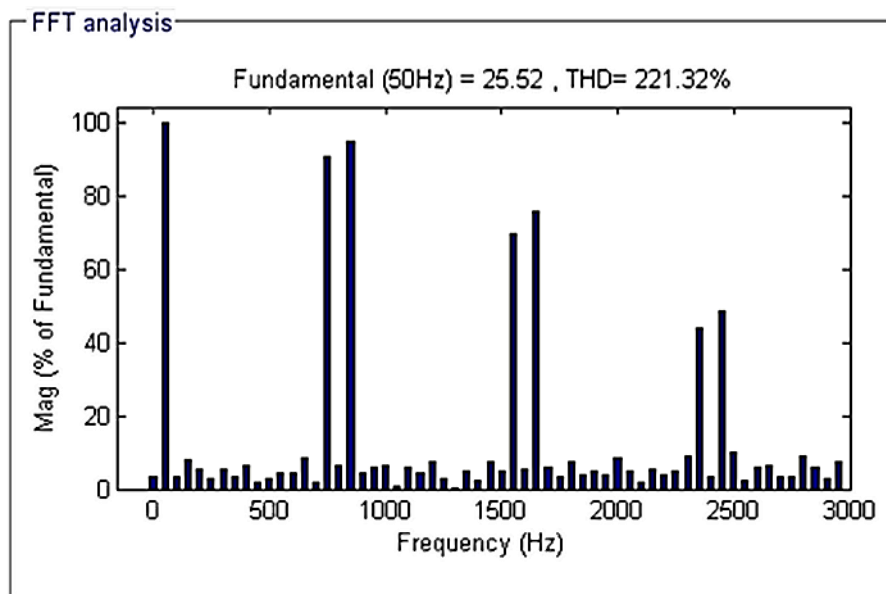


Figure II. 23 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.50$ et $F_c = 1080$ Hz.

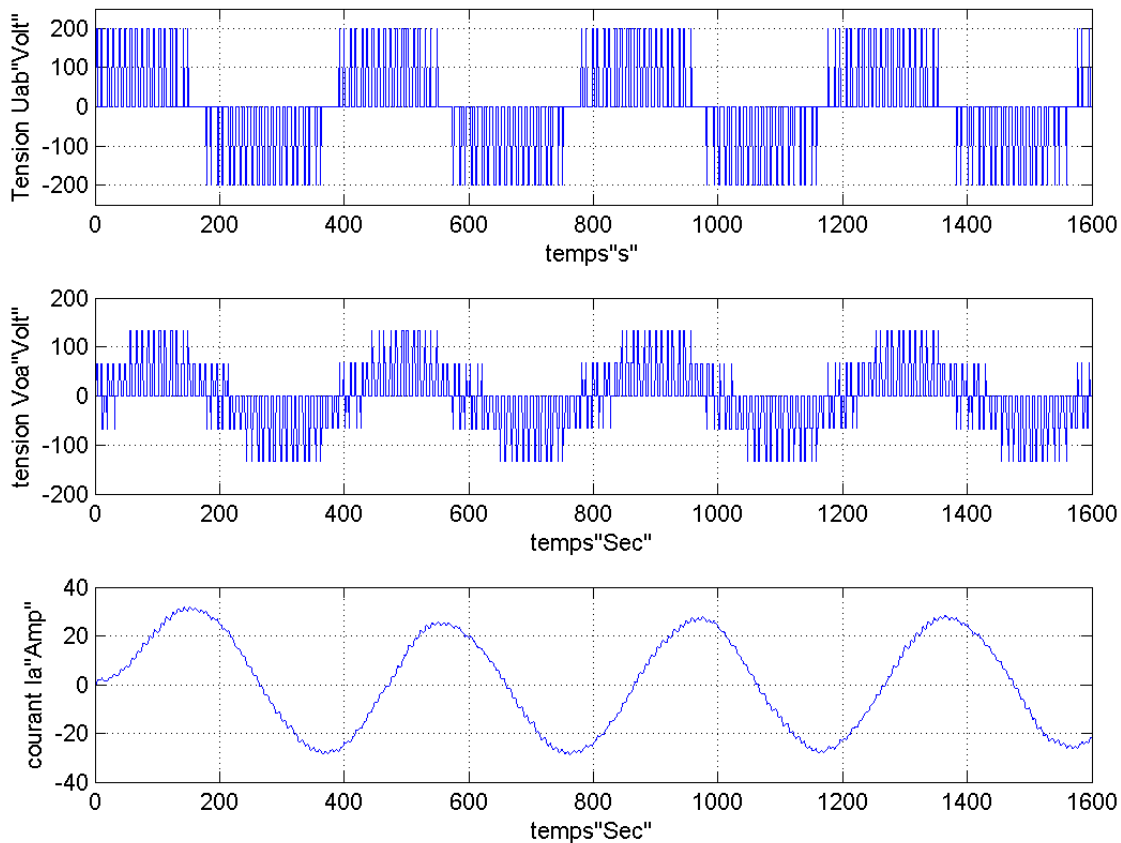


Figure II. 24 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

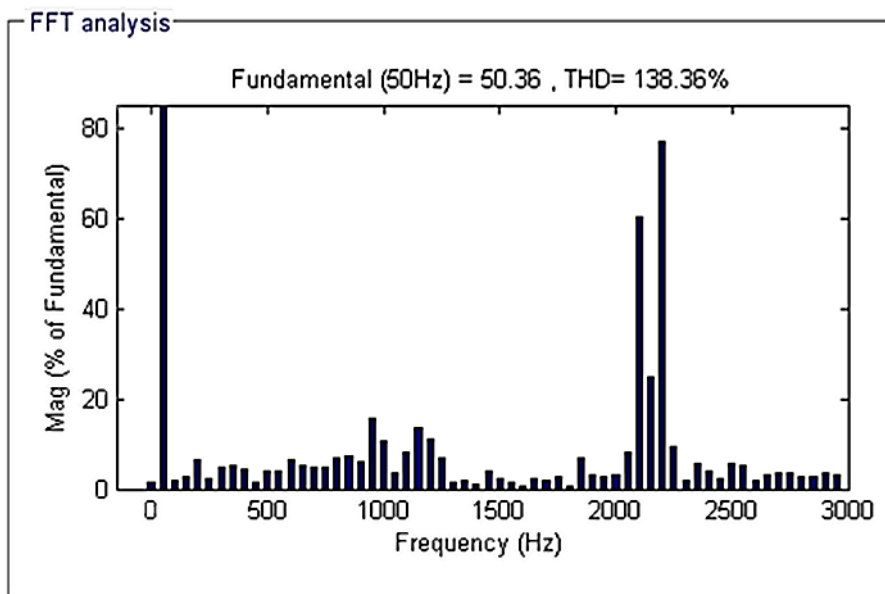


Figure II. 25 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.50$ et $F_c = 3000$ Hz.

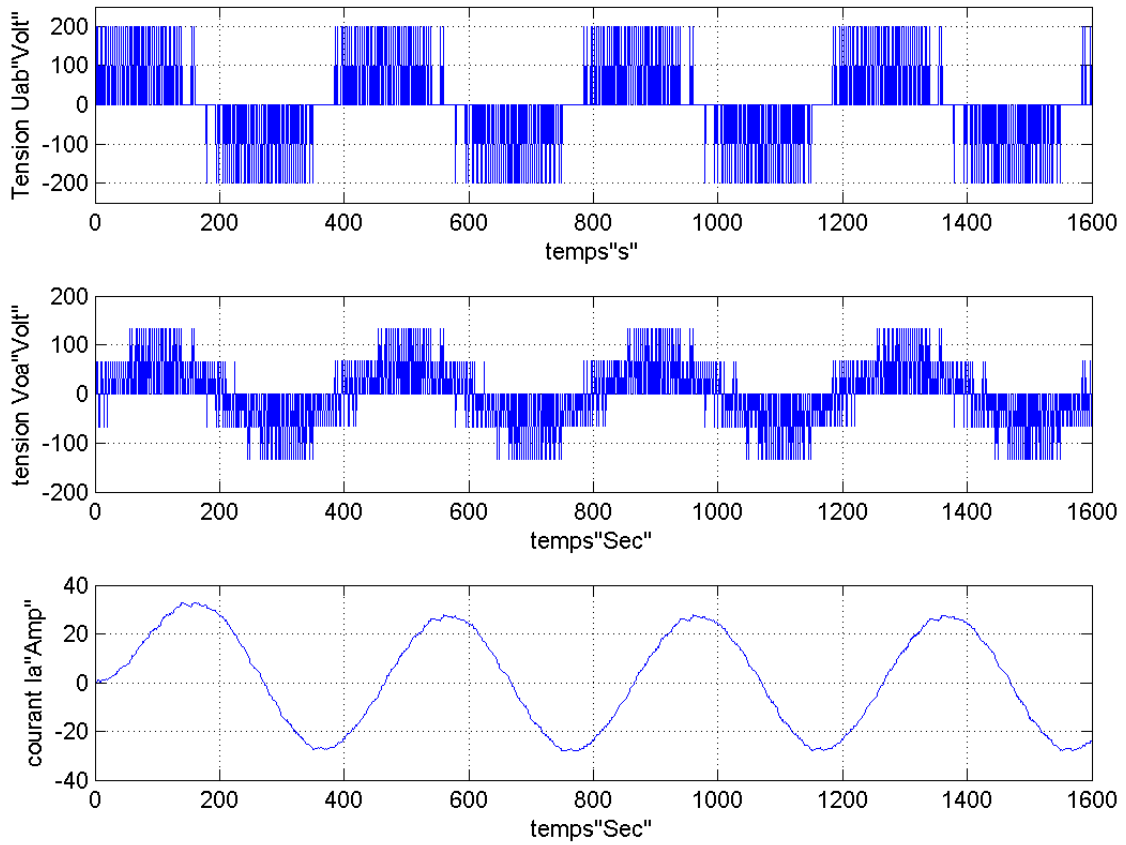


Figure II. 26 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

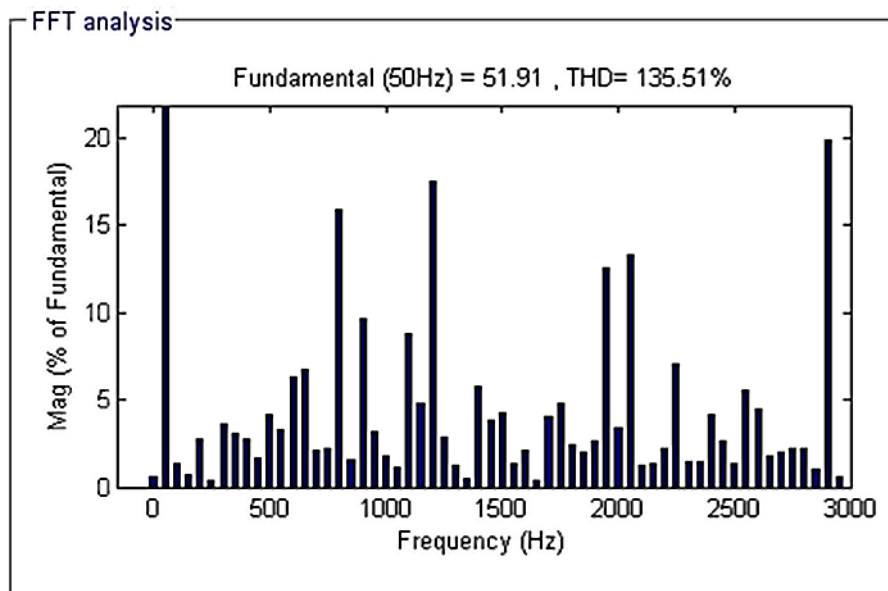


Figure II. 27 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.50$ et $F_c = 9600$ Hz.

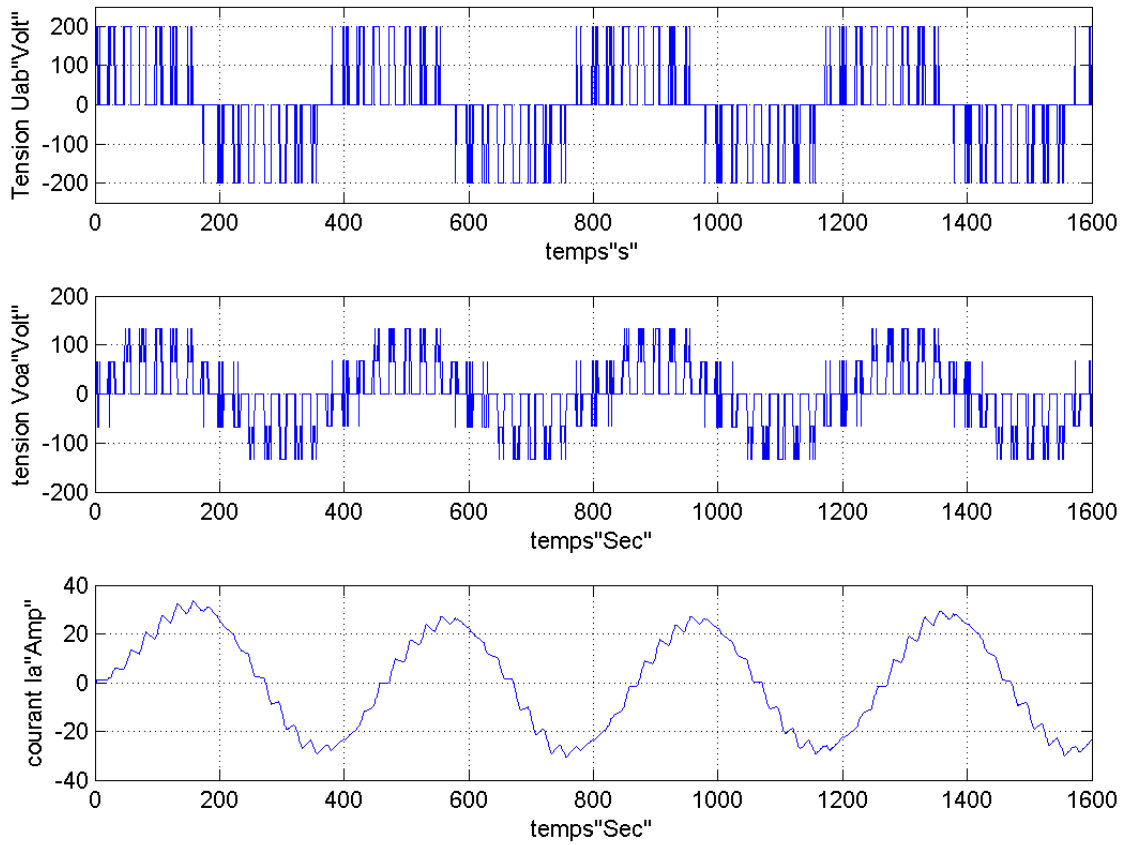


Figure II. 28 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

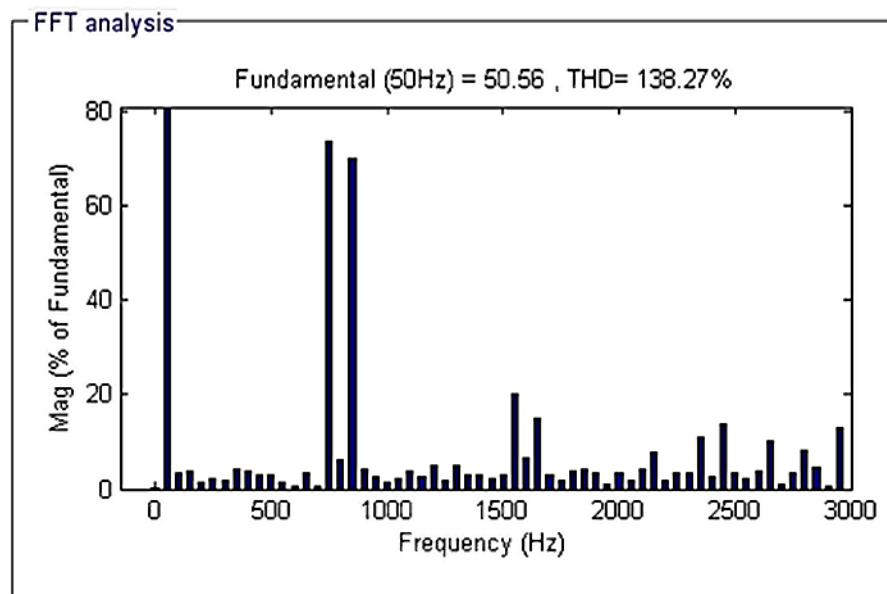


Figure II. 29 : le spectre d'harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.95$ et $F_c = 1080$ Hz.

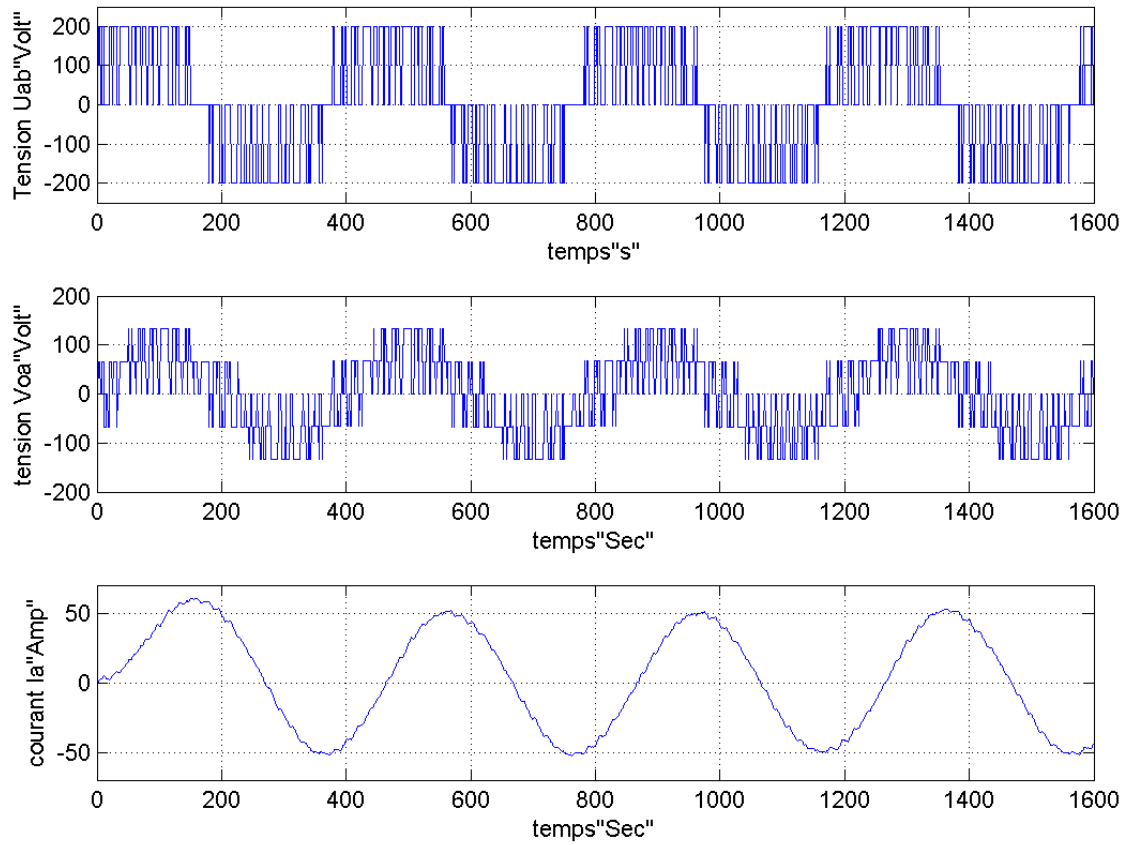


Figure II. 30 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

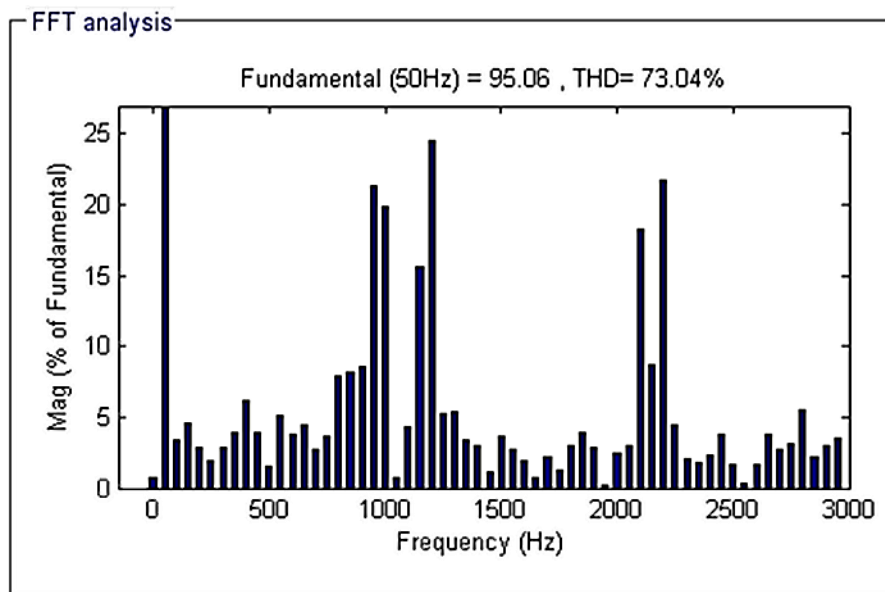


Figure II. 31 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.95$ et $F_c = 3000$ Hz.

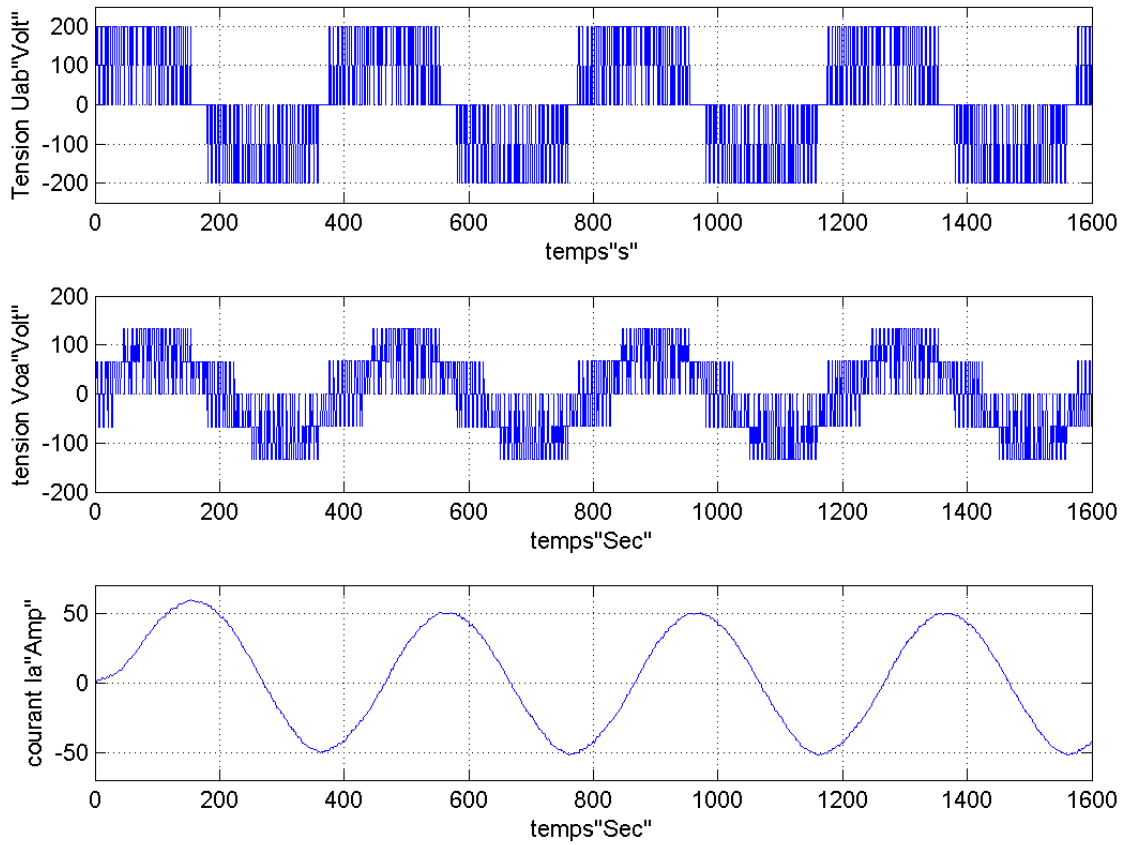


Figure II. 32 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

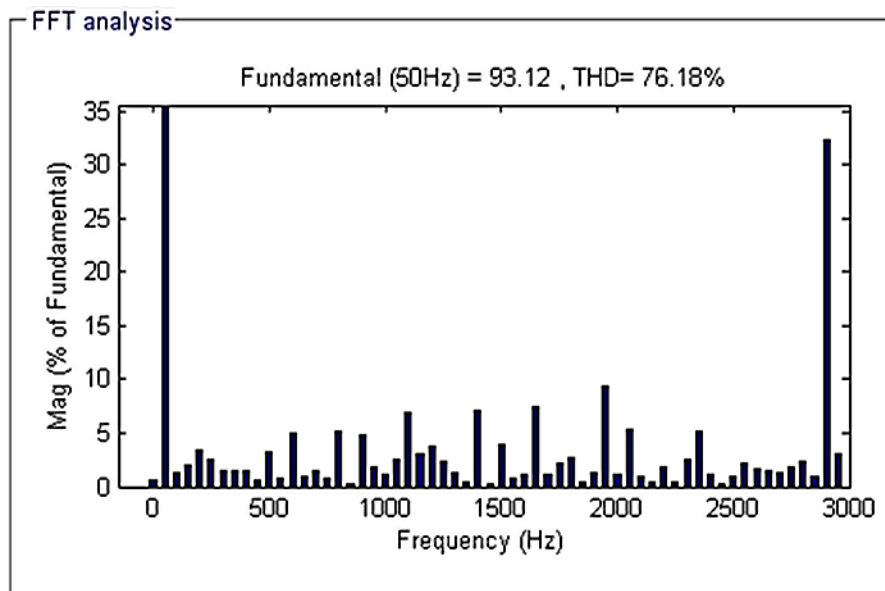


Figure II. 33 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.95$ et $F_c = 9600$ Hz.

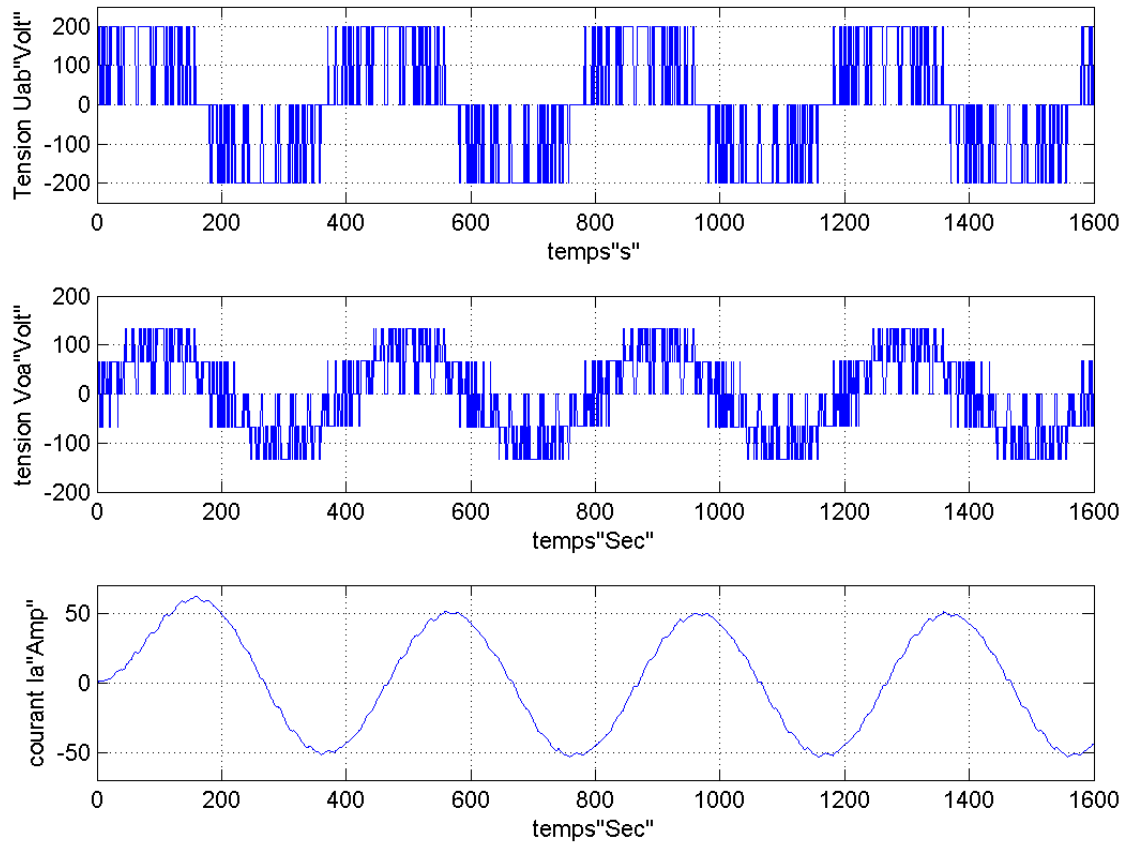


Figure II. 34 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’onduleur et son Courant (Ia)

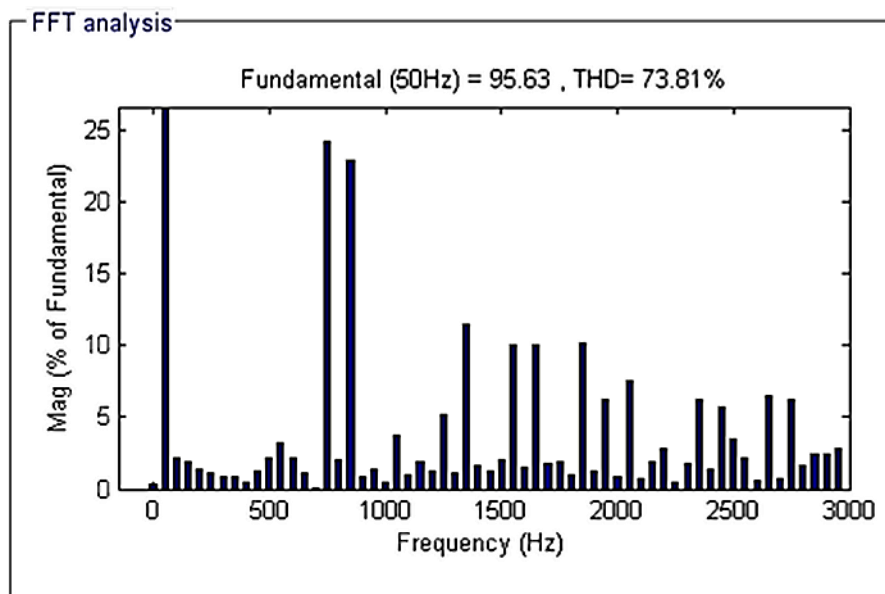


Figure II. 35 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

II.7.2 Développement d'un modèle de simulation d'onduleur NPC à trois niveaux

Nous avons développé un modèle d'onduleur NPC à trois niveaux dans l'environnement Matlab /Simulink /Simpowersystem comme le montre la figure(II.36)

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à 3-niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence F_p et la même amplitude U_p . Ils sont ensuite comparés au signal de référence (sinus) d'amplitude U_r et de fréquence F_r . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, 0 dans le cas contraire. Ainsi pour le cas NPC, Les signaux de commande des interrupteurs K1 et K3 sont complémentaires et les interrupteurs K2 et K4 sont aussi complémentaires

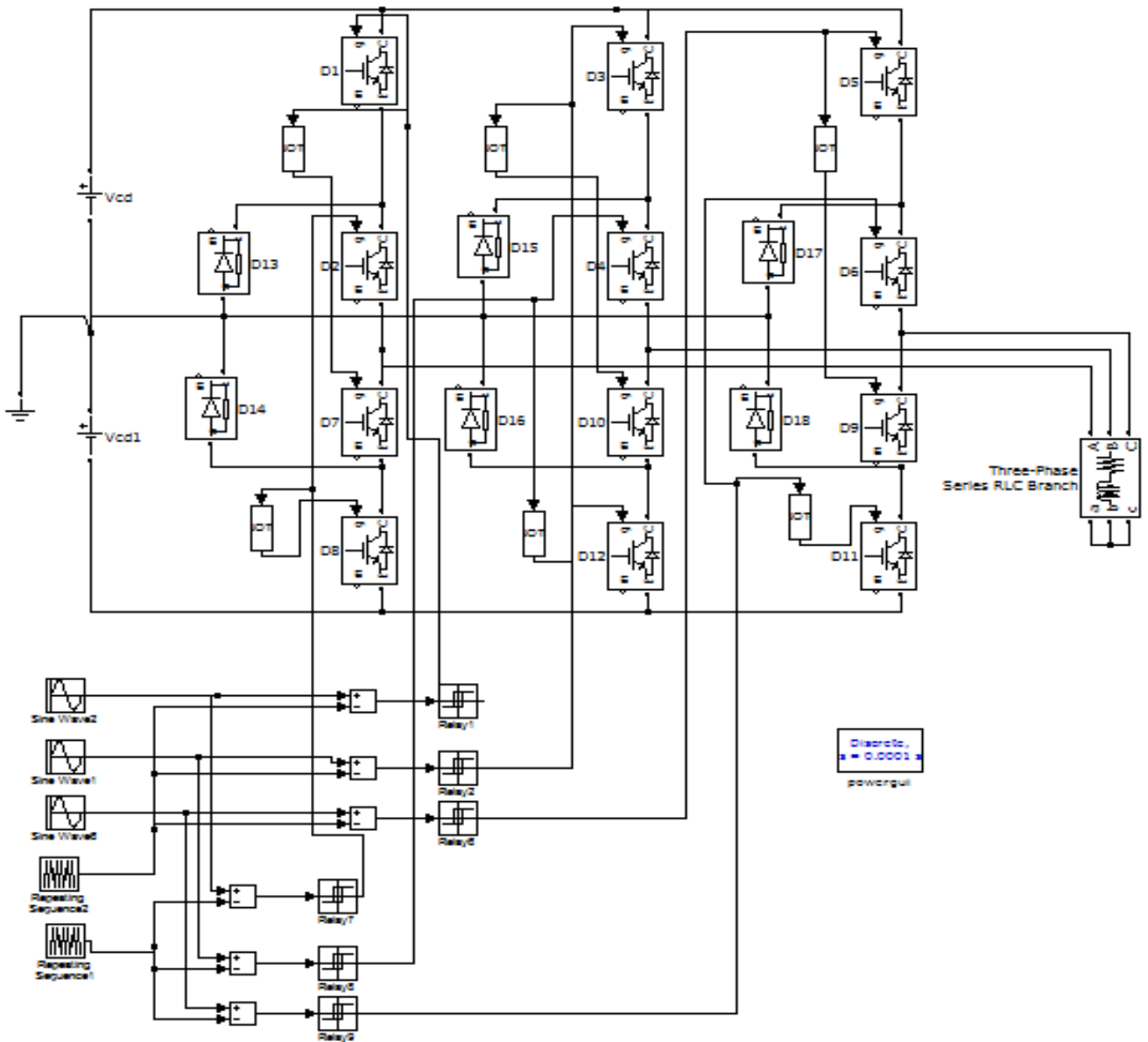


Figure II. 36 : schéma du modèle de simulation de l'onduleur à trois niveaux

II.7.2.1 Résultats de simulation

✚ Pour : $m = 0.25$ et $F_c = 1080$ Hz.

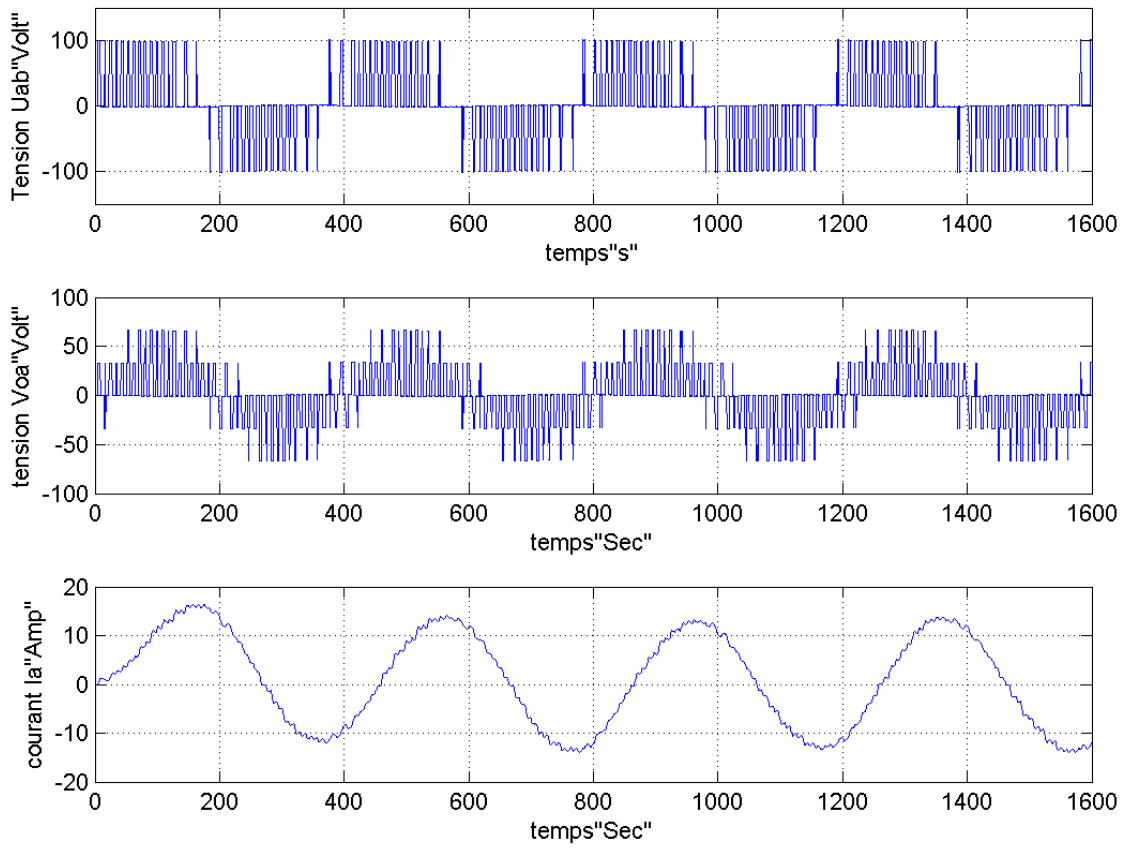


Figure II. 37 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

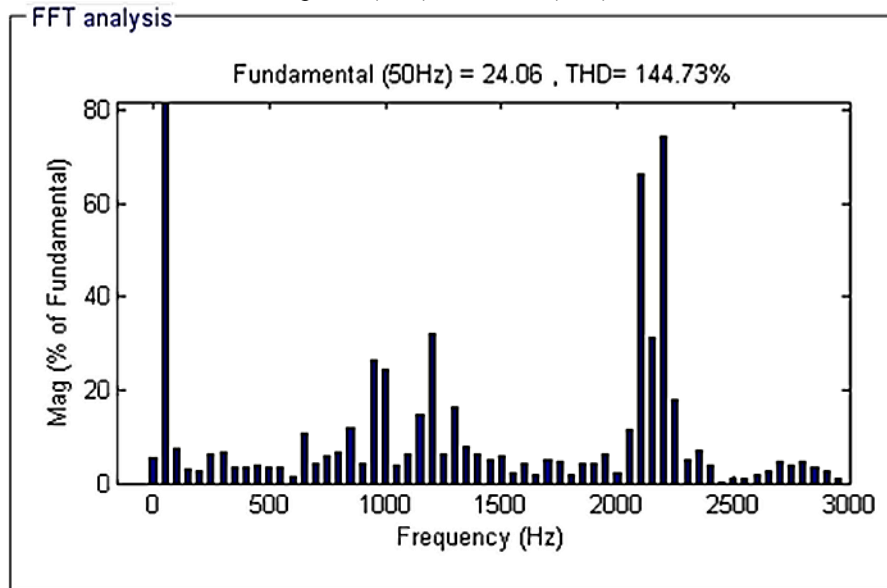


Figure II. 38 : le spectre d'harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.25$ et $F_c = 3000$ Hz.

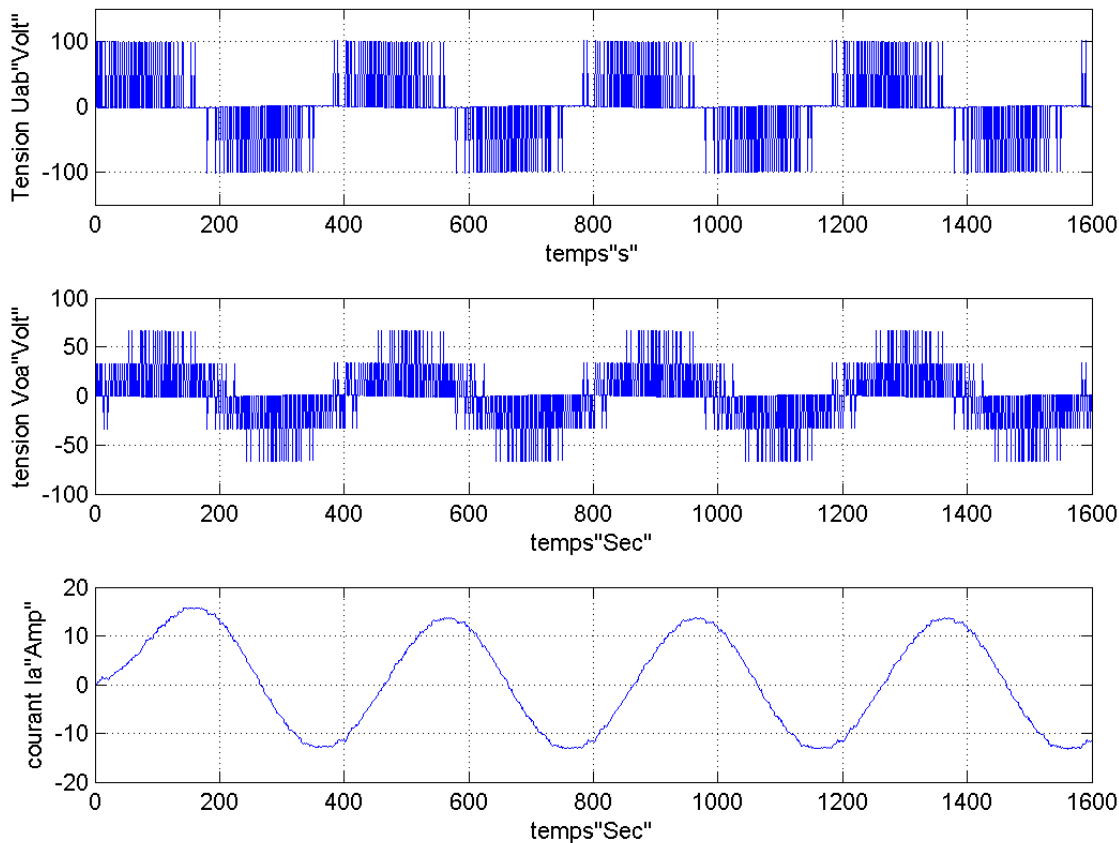


Figure II. 39 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l’ondeur et son Courant (Ia)

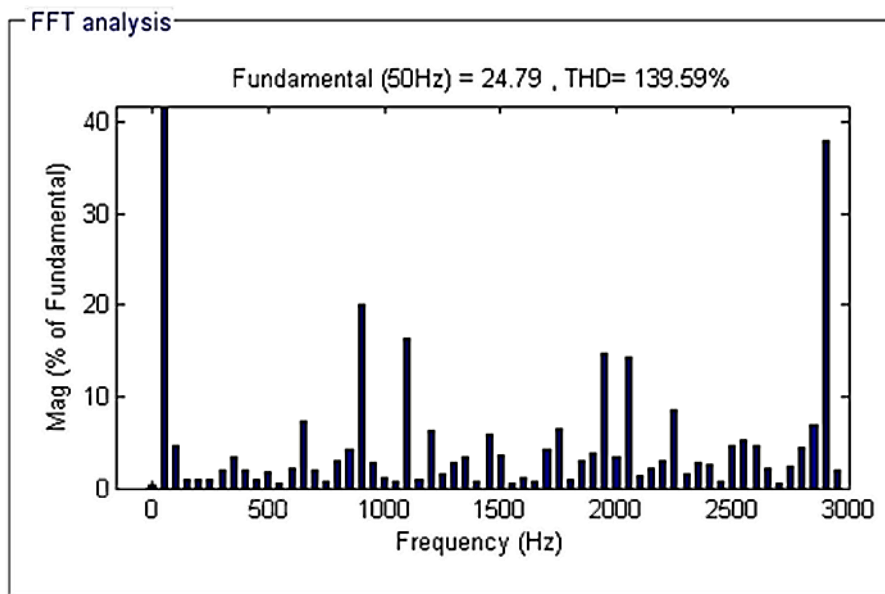


Figure II. 40 : le spectre d’harmonique de tension Voa,

✚ Pour : $m = 0.25$ et $F_c = 9600$ Hz.

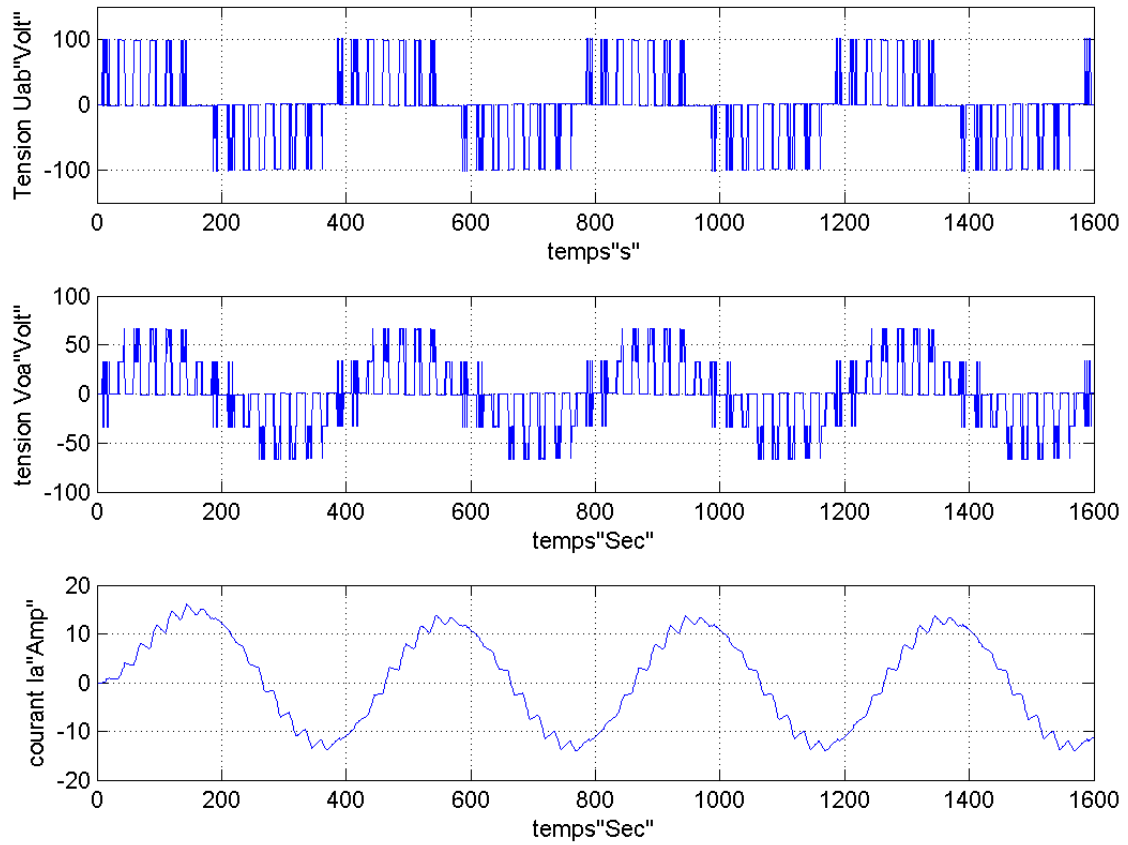


Figure II. 41 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

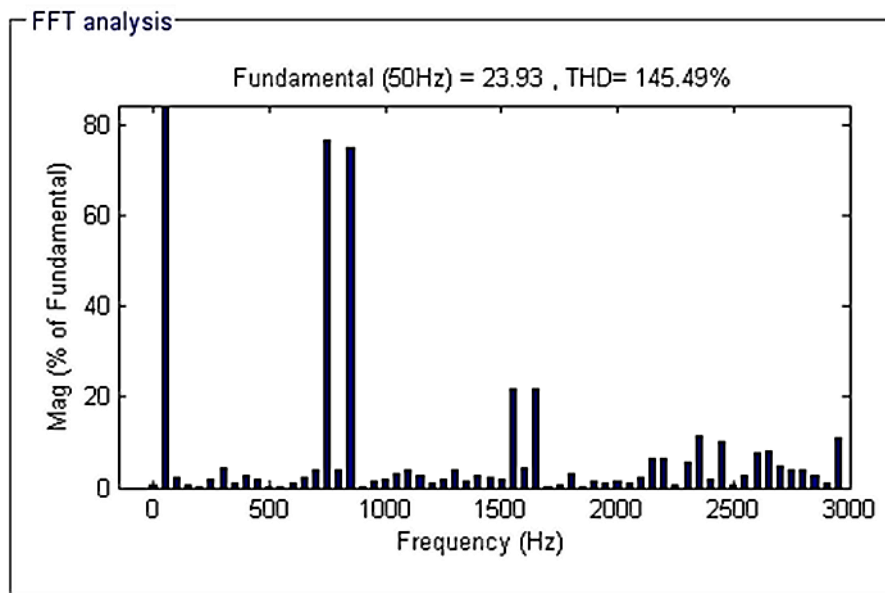


Figure II. 42 : le spectre d'harmonique de tension Voa

✚ Pour : $m = 0.50$ et $F_c = 1080$ Hz.

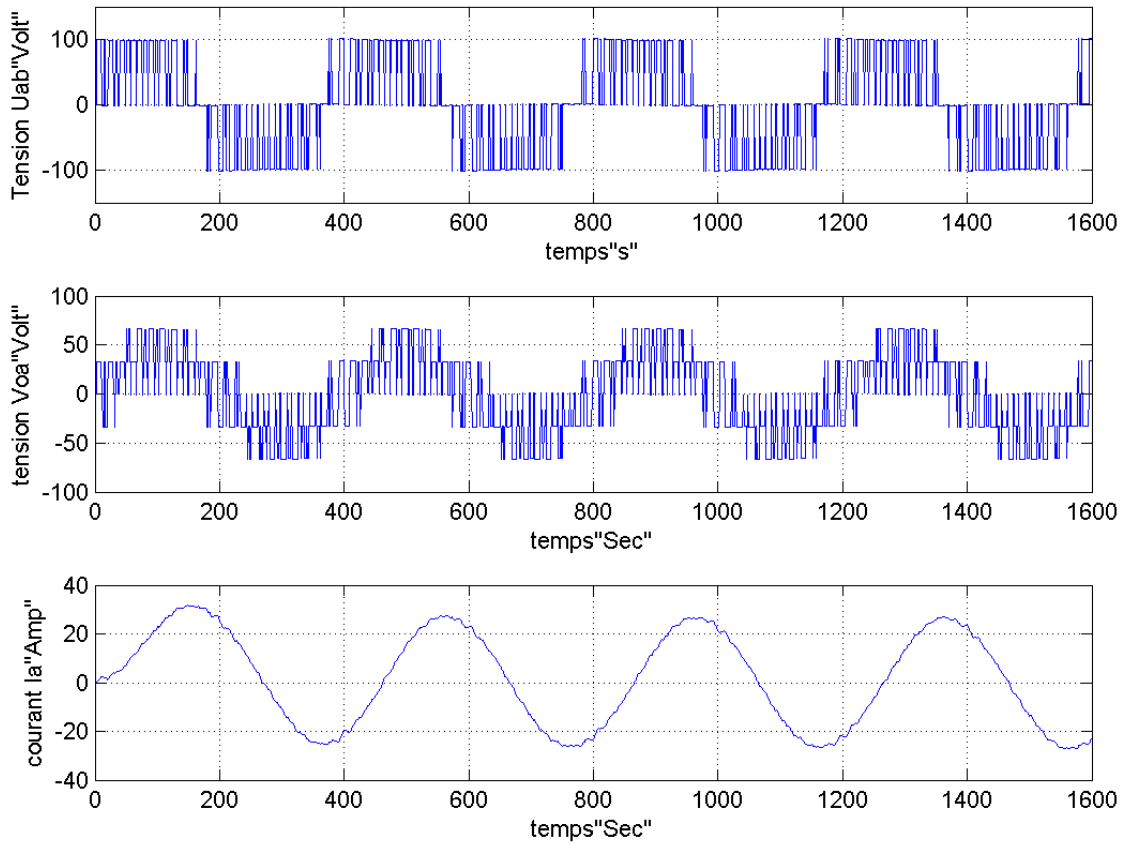


Figure II. 43 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

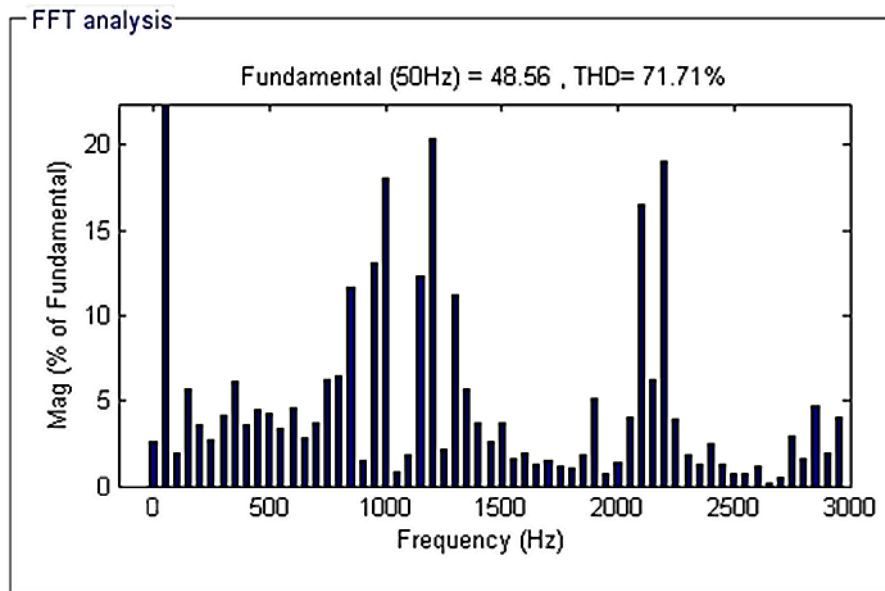


Figure II. 44 : le spectre d'harmonique de tension Voa

✚ Pour : $m = 0.50$ et $F_c = 3000$ Hz.

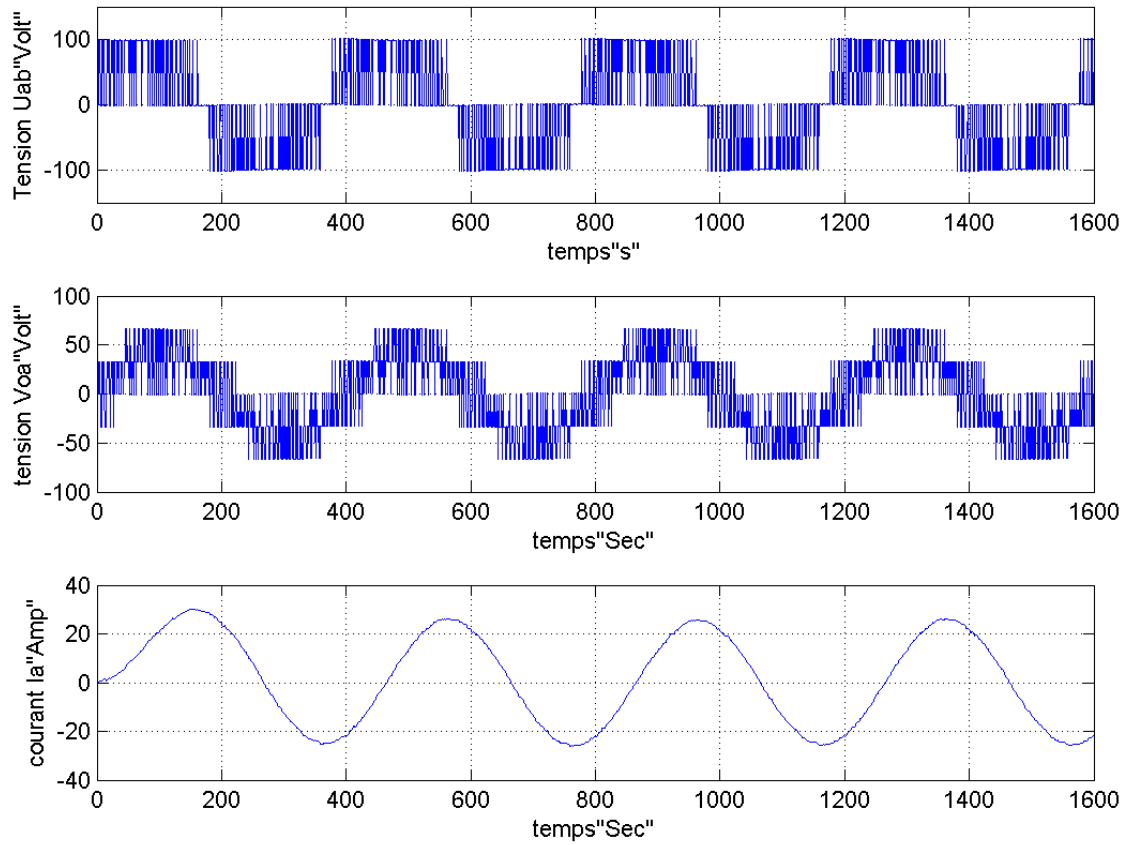


Figure II. 45 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

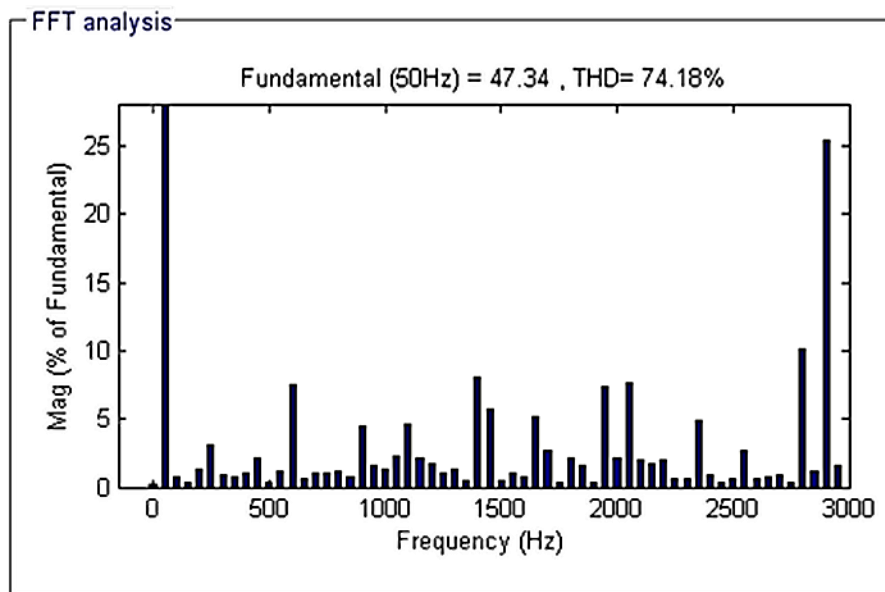


Figure II. 46 : le spectre d'harmonique de tension Voa

✚ Pour : $m = 0.50$ et $F_c = 9600$ Hz.

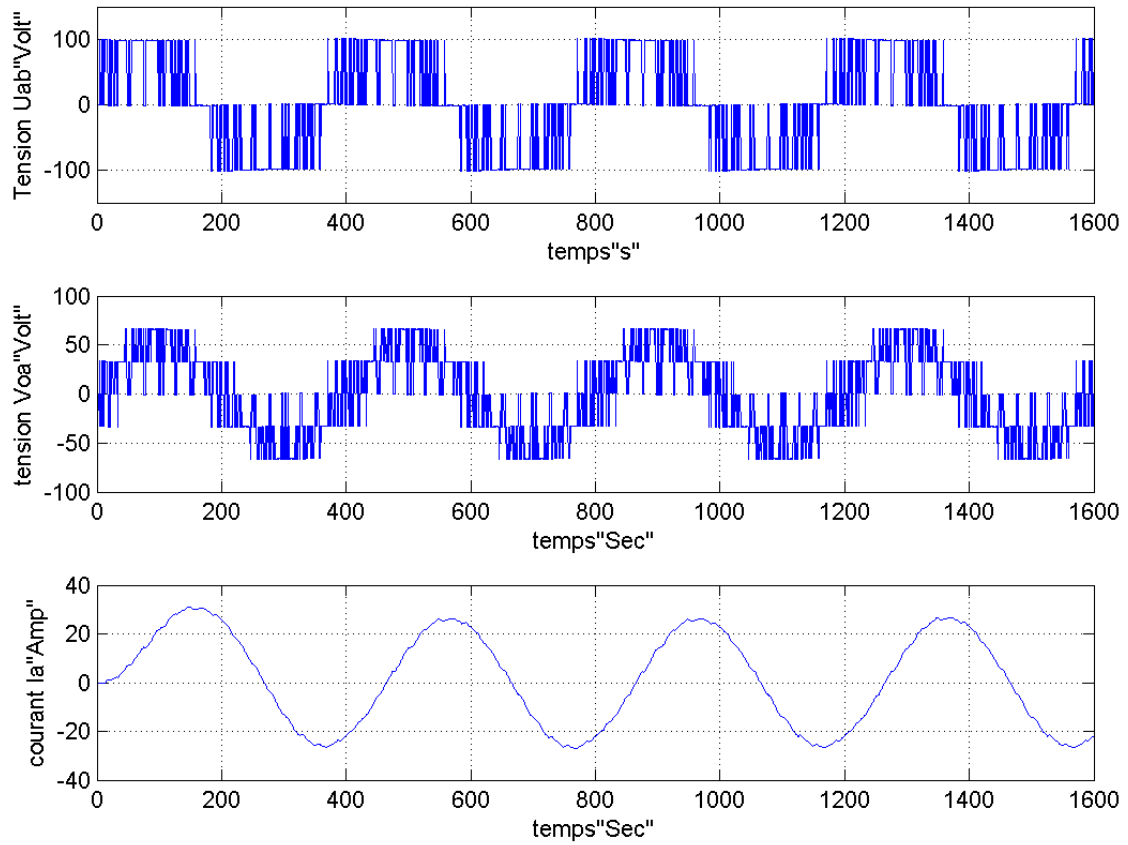


Figure II. 47 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

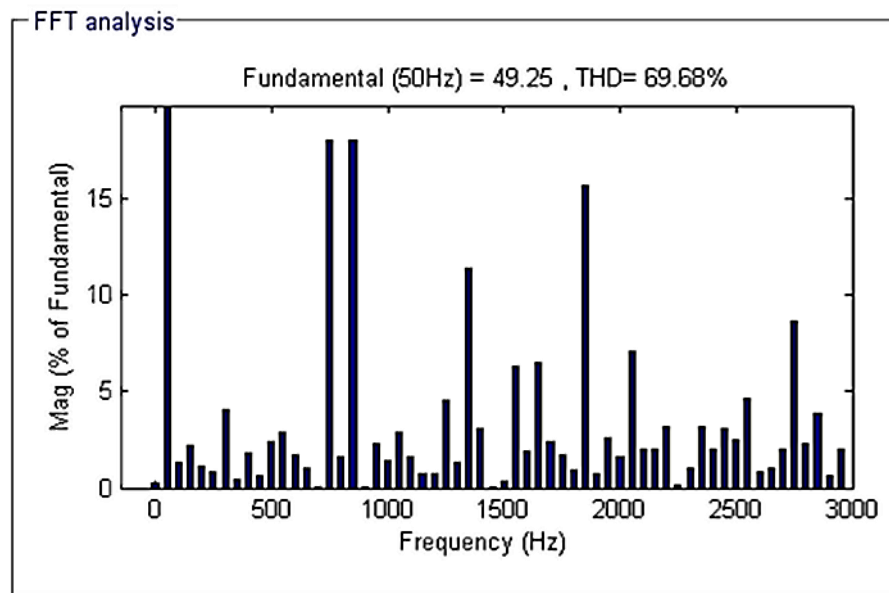


Figure II. 48 : le spectre d'harmonique de tension Voa

✚ Pour : $m = 0.95$ et $F_c = 1080$ Hz.

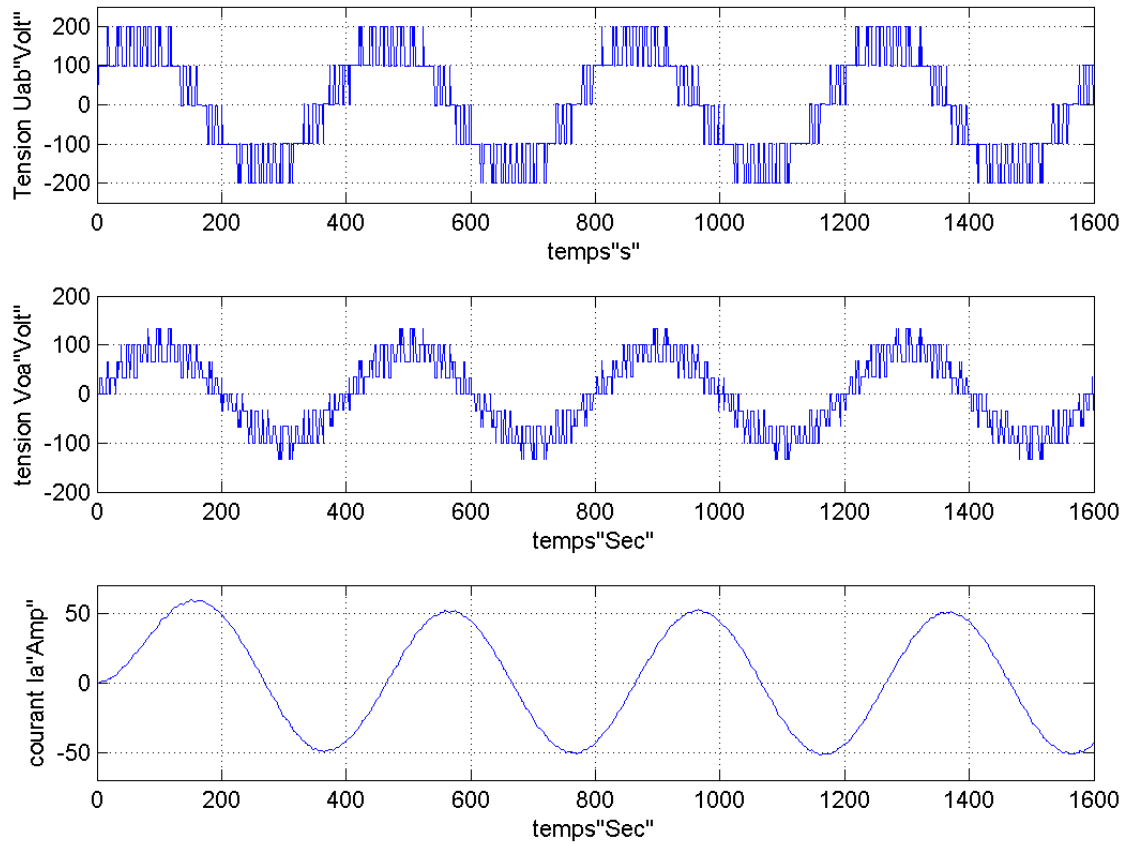


Figure II. 49 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

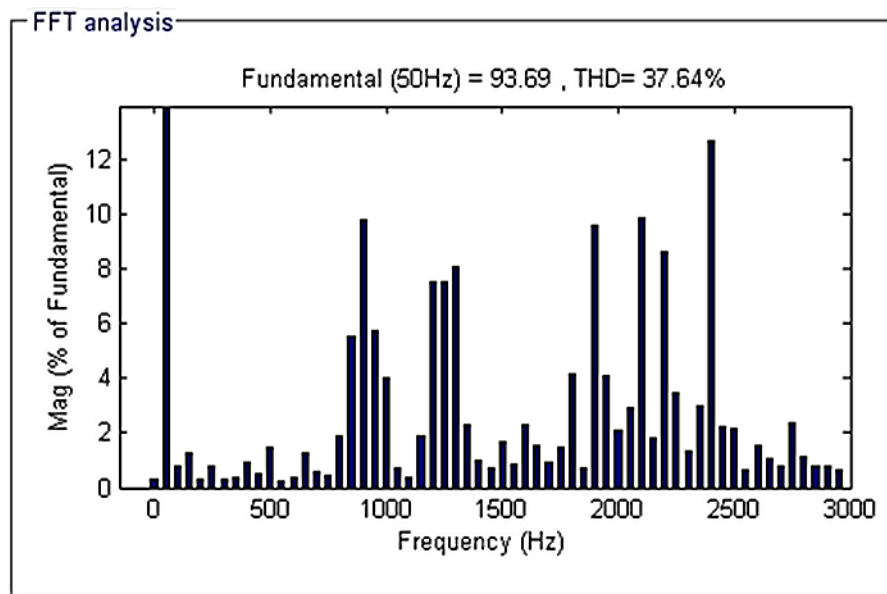


Figure II. 50 : le spectre d'harmonique de tension Voa

✚ Pour : $m = 0.95$ et $F_c = 3000$ Hz.

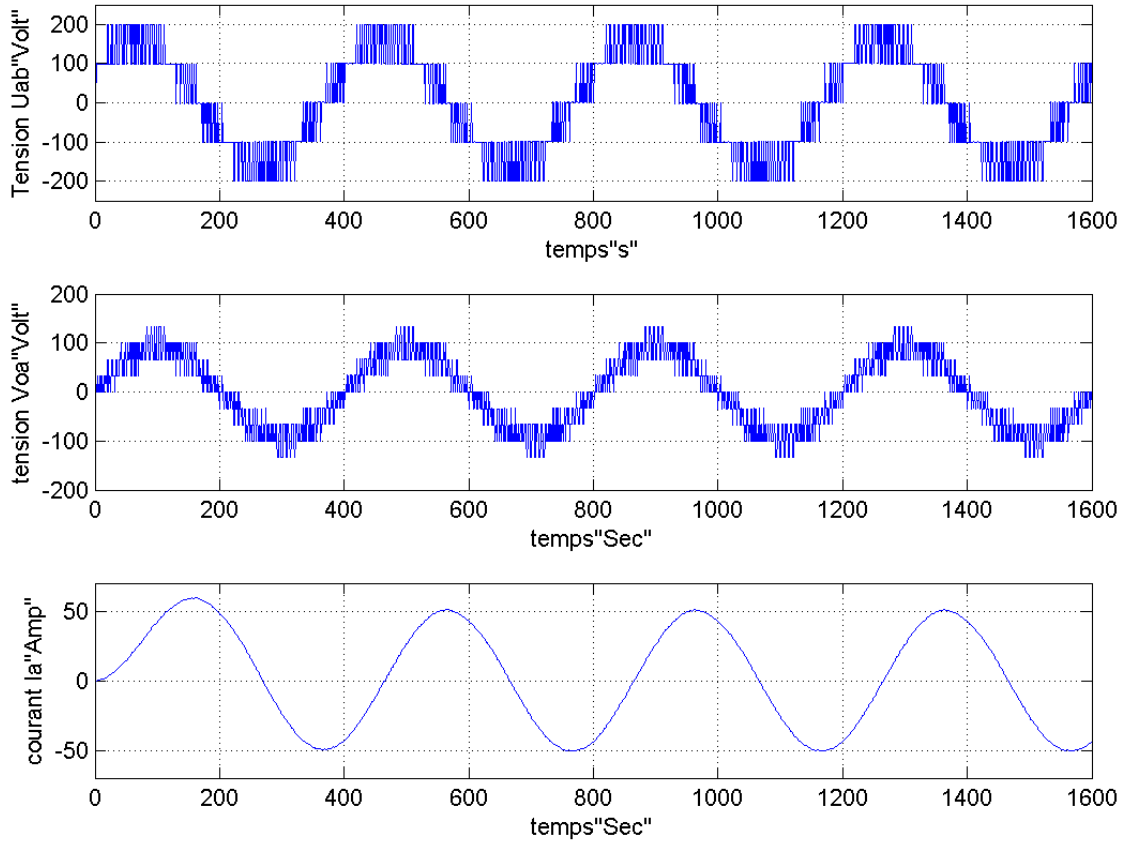


Figure II. 51 : Les courbes de tension composée (Uab) et tension (Voa) de sortie de l'onduleur et son Courant (Ia)

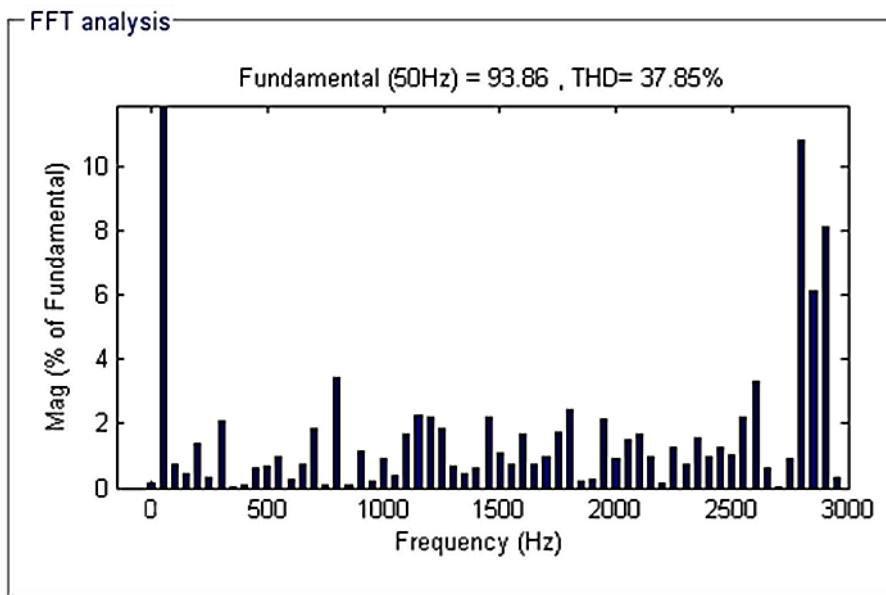


Figure II. 52 : le spectre d'harmonique de tension Voa

✚ Pour : $m = 0.95$ et $F_c = 9600$ Hz.

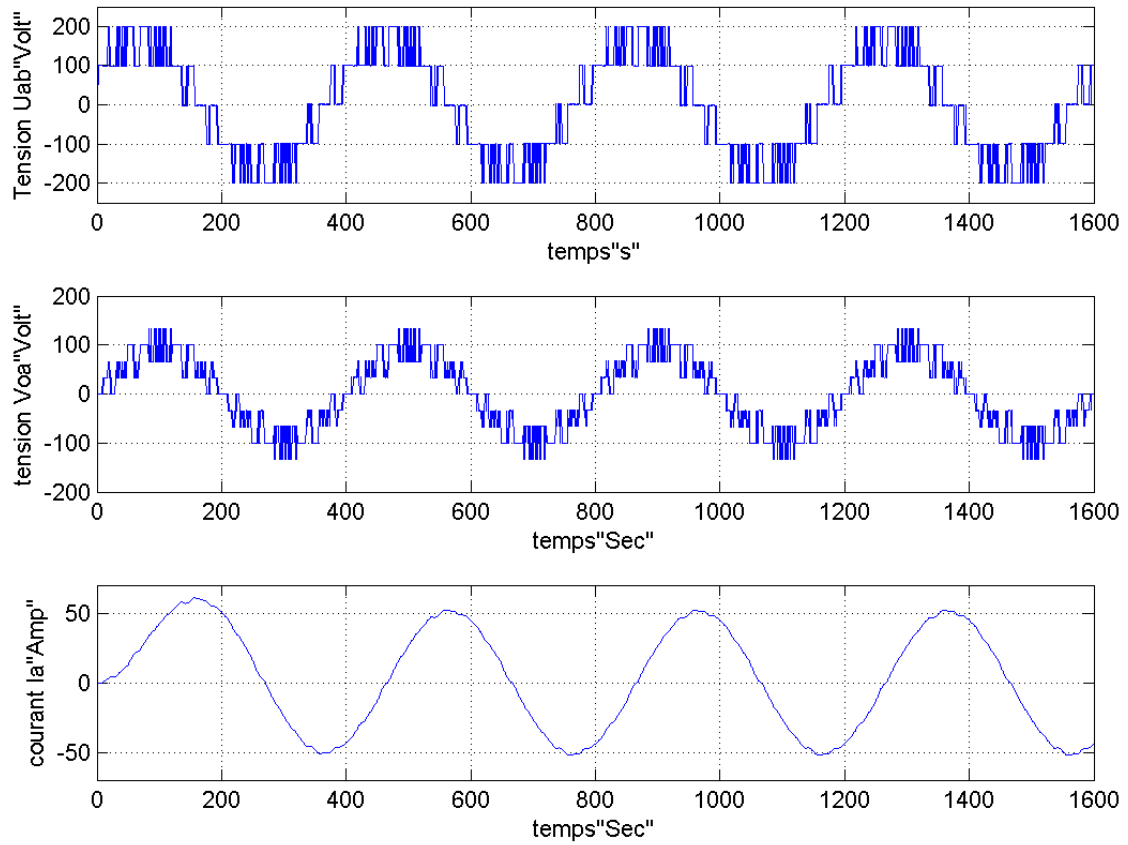


Figure II. 53 : Les courbes de tension composée (U_{ab}) et tension (V_{oa}) de sortie de l'onduleur et son Courant (I_a)

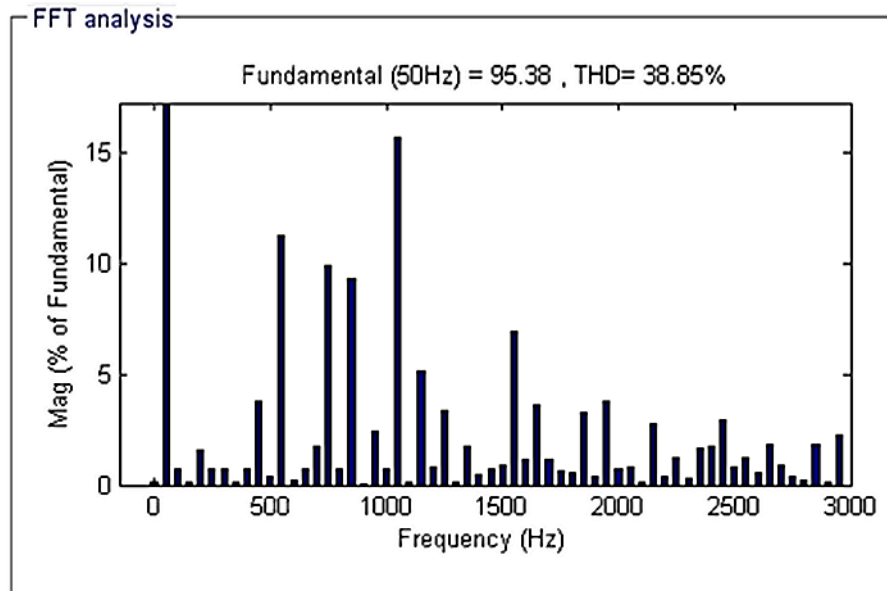


Figure II. 54 : le spectre d'harmonique de tension V_{oa}

II.7.3 Commentaire

Les résultats de simulation pour différentes valeurs sont résumés dans les tableaux II.1 II.2 et II.3 les figures ci-dessus montrent l'influence de m et de f_c à la modulation de l'amplitude de tension et à la forme des courbes de tensions et courants. L'allure du courant s'approche plus de la sinusoïde quand on augmente f_c .

Le spectre harmonique des signaux obtenus montre que les harmoniques sont repoussées aux hautes fréquences ce qui facilitera le filtrage au besoin.

II.7.4 Tableau de l'étude comparative entre deux onduleurs deux et trois niveaux

✚ Pour le coefficient de modulation de 0.25

Fréquence de la porteuse (Hz)	Modèle d'onduleur	Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (V)	Le taux de distorsion d'harmoniques THD (%)
1080	Onduleur 2 niveaux	25.35	220.63
	Onduleur 3 niveaux	24.06	144.73
3000	Onduleur 2 niveaux	28.02	202.29
	Onduleur 3 niveaux	24.79	139.59
6000	Onduleur 2 niveaux	25.54	211.72
	Onduleur 3 niveaux	22.67	156.38
9600	Onduleur 2 niveaux	25.52	221.32
	Onduleur 3 niveaux	23.93	145.49

Tableau II. 5 : Résultats de simulation des deux modèles d'onduleur pour $m = 0.25$

✚ Pour le coefficient de modulation de 0.5

Fréquence de la porteuse (Hz)	Modèle d'onduleur	Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (V)	Le taux de distorsion d'harmoniques THD (%)
1080	Onduleur 2 niveaux	50.36	138.36
	Onduleur 3 niveaux	48.56	71.71
3000	Onduleur 2 niveaux	51.91	135.51
	Onduleur 3 niveaux	47.34	74.18
6000	Onduleur 2 niveaux	55.26	124.65
	Onduleur 3 niveaux	45.14	80.04
9600	Onduleur 2 niveaux	50.56	138.27
	Onduleur 3 niveaux	49.25	69.68

Tableau II. 6 : Résultats de simulation des deux modèles d'onduleur pour $m = 0.5$

✚ Pour le coefficient de modulation de 0.95

Fréquence de la porteuse (Hz)	Modèle d'onduleur	Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (V)	Le taux de distorsion d'harmoniques THD (%)
1080	Onduleur 2 niveaux	95.06	73.04
	Onduleur 3 niveaux	93.69	37.64
3000	Onduleur 2 niveaux	93.12	76.18
	Onduleur 3 niveaux	93.86	37.85
6000	Onduleur 2 niveaux	98.40	69.58
	Onduleur 3 niveaux	95.87	37.89
9600	Onduleur 2 niveaux	95.63	73.81
	Onduleur 3 niveaux	95.38	38.85

Tableau II. 7 : Résultats de simulation des deux modèles d'onduleur pour $m = 0.95$

II.8 Conclusion

L'analyse des différentes topologies montrent que les onduleurs multi-niveaux possèdent beaucoup d'avantages sur l'onduleur traditionnel à deux niveaux. En effet pour les applications triphasés et pour un petit nombre de niveaux les onduleurs NPC sont intéressants car les condensateurs sont partagés par les différentes branches ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases.

Avec les onduleurs à trois niveaux nous avons des signaux de qualité avec moins de composants électroniques comparativement à un onduleur à cinq et sept niveaux et une facilité de commande ce qui est un bon compromis entre qualité et coût.

Ainsi le convertisseur le mieux adapté pour notre application est le NPC à trois niveaux.

Chapitre III

**MODELISATION ET COMMANDE D'UN STATCOM
BASÉ SUR L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX**

III.1 Introduction

Nous introduisons le concept du compensateur statique d'énergie réactive de type avancé qui est basé sur la technique de l'équivalence exacte avec le compensateur synchrone tournant conventionnel, ce type de compensateur utilise un onduleur à source de tension transformant du continu en alternatif avec un condensateur dans la partie continue utilisé comme un élément de stockage d'énergie.

Dans cette partie, la modélisation du compensateur statique d'énergie réactive de type avancé STATCOM est présentée. Nous commençons la modélisation par la présentation et la simplification des équations mathématiques afin d'aborder le contrôle de notre système dans le repère triphasé ABC et dans le repère de Park d-q.

III.2 STATCOM (Static Synchronous Compensator)

III.2.1 Description

Le concept de base du STATCOM a été proposé par Gyugyi en 1976. Les premiers STATCOM, à base de convertisseurs de deux niveaux, appliqués dans les réseaux de transports sont :

- Le STATCOM appliqué à un réseau de transport de 154KV à Inuyama au Japon et a été commercialisé depuis 1991 par Kansai Electric Power Corporation et Mitsubishi Electric Power Corporation d'une puissance de 80 MVAR.
- Le STATCOM à 161 KV installé à la station de Sullivan du Nord-Est de Tennessee par Westinghouse Electric Corporation aux Etats Unis en 1995 d'une puissance de 100 MVAR.

Le STATCOM est la version des SVC composé d'un convertisseur de tension à base de semi-conducteur de haute technologie (IGBT, IGCT) associé à un condensateur comme source de tension continue et l'ensemble connecté en parallèle au réseau par le biais d'un transformateur de couplage comme représenté dans la figure (III.1) [43] [8] [44].

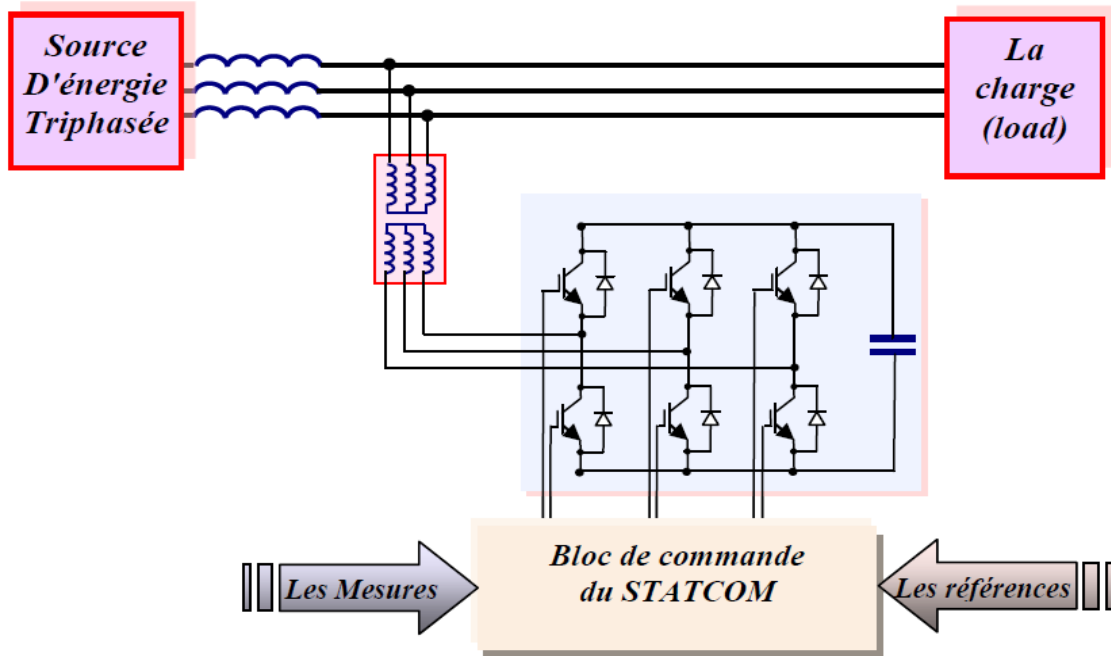


figure III. 1 : structure de base d'un STATCOM couplé au réseau

La définition du STATCOM selon IEEE est un générateur synchrone statique fonctionnant comme un SVC (Static Var Compensator) connecté en parallèle dont le courant de sortie (capacitif ou inductif) peut être contrôlé indépendamment de la tension AC du réseau [8][44].

II.2.2 Les avantages du STATCOM

Le STATCOM présente plusieurs avantages à savoir [45] :

- ✓ L'étendue de la plage d'opération est plus large qu'un SVC classique.
- ✓ Les performances dynamiques sont plus élevées qu'avec un SVC classique.
- ✓ Bonne réponse à faible tension : le STATCOM est capable de fournir son courant nominal même lorsque la tension est presque nulle [8] [46].
- ✓ Il ne présente pas d'élément capacitif qui puisse provoquer des résonances avec des éléments inductifs du réseau.
- ✓ Un contrôle optimal de la tension, les phases sont contrôlées séparément pendant les perturbations du système.

- ✓ Une flexibilité opérationnelle maximale est obtenue par la disponibilité de cabines relocalisables.
- ✓ Un design modulaire du convertisseur permet une adaptation pour une grande plage de puissance.

L'échange d'énergie réactive se fait par le contrôle de la tension de l'onduleur V_{sh} , qui est en phase avec la tension du jeu de barre là où le STATCOM est connecté V_1 . Le fonctionnement peut être décrit comme suit :

L'écoulement des puissances active et réactive, entre ces deux sources de tension est donné par :

$$P = \frac{V_1 V_{sh}}{X_{sh}} \sin \delta \quad (\text{III.1})$$

$$Q = \frac{V_1}{X_{sh}} (V_1 - V_{sh} \cos \delta) \quad (\text{III.2})$$

A partir des équations (III.1) et (III.2), on peut constater que lorsque les deux tensions sont en phase ($\delta = 0$), il n'y a qu'un écoulement de puissance réactive, la valeur de la puissance échangée ne dépendant que de l'amplitude des deux tensions V_1 et V_{sh} .

On peut envisager trois cas possibles en considérant toujours ($\delta = 0$) [8] :

- Si $V_1 = V_{sh}$: pas de génération ni d'absorption de puissance réactive.
- Si $V_1 > V_{sh}$: un courant inductif I_{sh} s'établit entre les deux sources de tension à travers la réactance X_{sh} , ce courant est en retard de 90 degrés par rapport à V_1 , figure (III.2), le STATCOM absorbe de la puissance réactive du nœud de connexion par conséquent la tension du nœud V_1 diminue.
- Si $V_1 < V_{sh}$: le courant capacitif I_{sh} qui circule à travers la réactance est en avance de 90 degrés par rapport à la tension du nœud, figure (III.3), le STATCOM génère de la puissance réactive au nœud de connexion, c'est-à-dire la tension de ce dernier augmente.

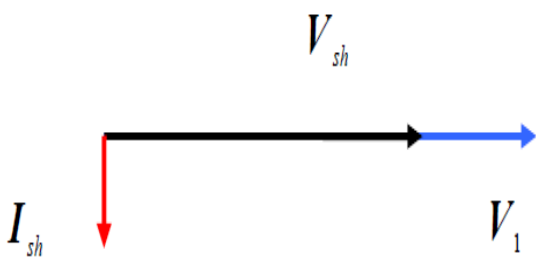


figure III. 2 : courant inductif

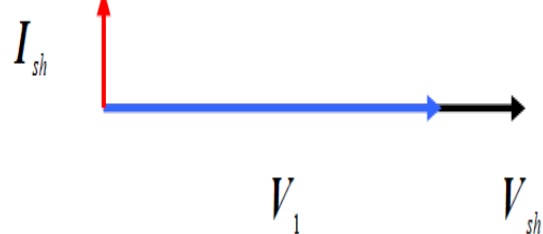


figure III. 3 : courant capacitif

III.3 Circuit principal du STATCOM

Le STATCOM proposé est un convertisseur à MLI (Modulation de largeur d'impulsion) continu - alternatif donné par la figure (III.4). Son circuit principal est constitué par un onduleur à source de tension relié au réseau électrique par l'intermédiaire d'une réactance relativement faible X_s (qui est

habituellement constituée par l'inductance de fuite par phase du transformateur de couplage), la partie continue est connectée à un condensateur jouant le rôle d'accumulateur d'énergie.

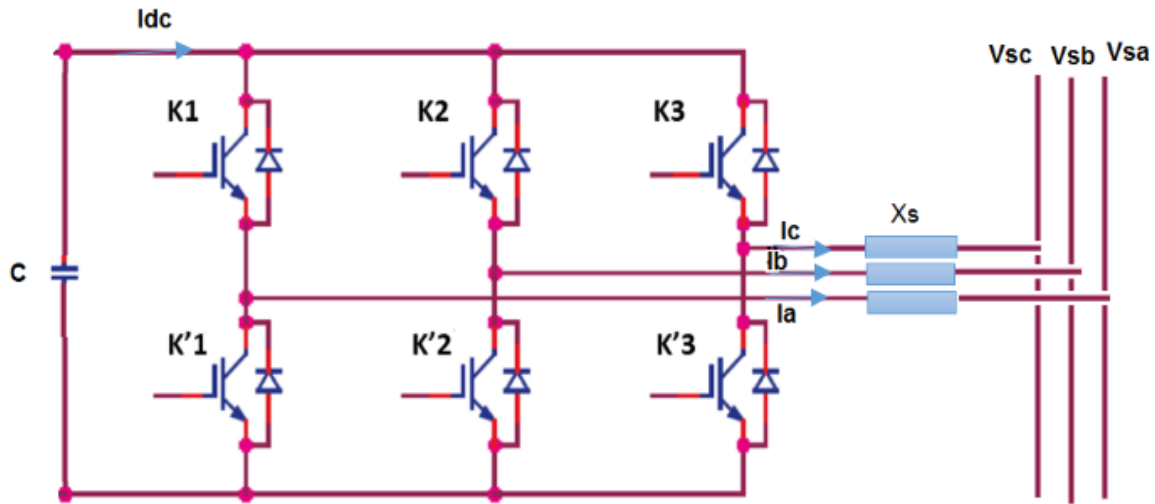


figure III. 4 : Circuit de puissance du STATCOM

L'onduleur, qui est la pièce maîtresse du STATCOM, est constitué par douze commutateurs à semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture. Chaque commutateur est shunté par une diode branchée en antiparallèle.

La figure (III.5) représente le schéma du circuit équivalent du STATCOM dans cette représentation L_s est l'inductance de fuite par phase du transformateur reliant le STATCOM au réseau, R_s représente les pertes actives du transformateur et de l'onduleur. Dans la partie continue C représente la capacité du condensateur jouant le rôle d'accumulateur d'énergie. V_{oa} et V_{sa} sont les amplitudes des fondamentales des tensions de sortie de l'onduleur et celle du réseau respectivement [47].

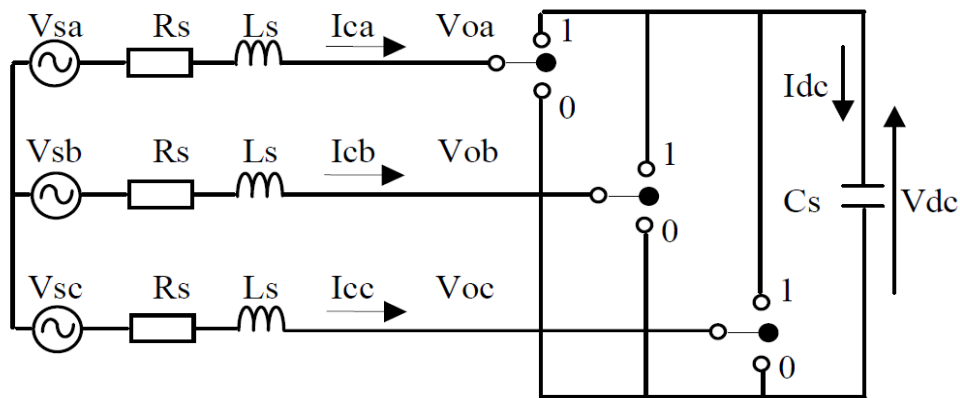


figure III. 5 : Circuit équivalent du STATCOM

III.4 Principe de fonctionnement du compensateur

Le principe de fonctionnement du STATCOM peut être montré en se basant sur son circuit monophasé équivalent donné par la figure (III.6).

En régime permanent le STATCOM va générer un courant capacitif si la tension de sortie de l'onduleur est supérieure à celle du réseau, et il absorbe un courant inductif si sa tension de sortie est inférieure à celle du réseau, ainsi en faisant varier l'amplitude des tensions de sortie produites par l'onduleur, l'échange d'énergie réactive entre STATCOM et le réseau peut être aisément réglé[4].

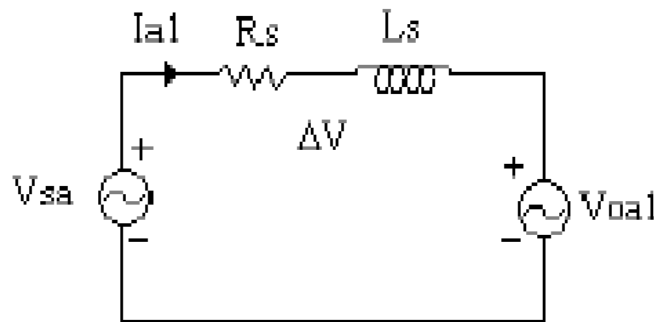


figure III. 6 : Circuit monophasé équivalent du STATCOM

Avec :

V_{sa} : Tension simple du réseau.

V_{oa1} : Composante fondamentale de la tension de sortie du STATCOM.

I_{a1} : Composante fondamentale du courant du STATCOM.

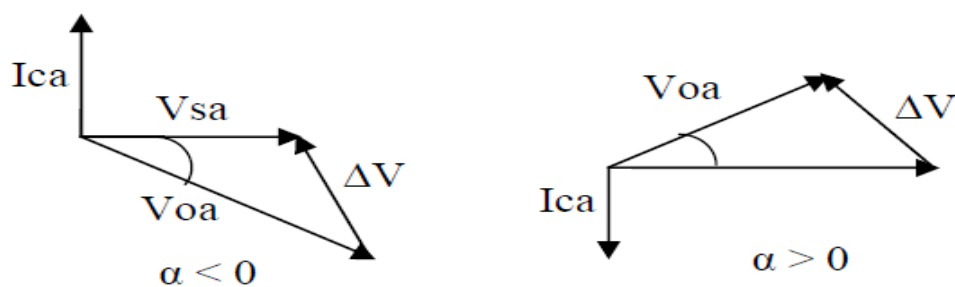


figure III. 7 : Diagramme de phase pour le mode capacitif et inductif

III.5 Modélisation du STATCOM

La modélisation du STATCOM est simplifiée en utilisant le circuit représenté par la figure (III.5) ainsi que le circuit équivalent monophasé. La modélisation de ce circuit est basée sur les hypothèses suivantes [48] :

- Tous les interrupteurs sont supposés idéals.

- Les trois tensions de la source alternative sont équilibrées.
- Toutes les chutes de tensions dans le compensateur sont représentées par les résistances R_s .
- Les harmoniques causés par l'action d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont supposés négligeables.

En utilisant la représentation matricielle sur le système d'axe abc le modèle mathématique du STATCOM est donné par le système d'équations suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s/L_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} v_{sa} - v_{oa} \\ v_{sb} - v_{ob} \\ v_{sc} - v_{oc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Les tensions générées par l'onduleur sont données par (III.2)

$$\begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Le modèle matriciel du côté continu est donné par :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc}}{C} \quad (\text{III.5})$$

Le modèle du compensateur à base de l'onduleur est complètement défini par les équations (III.3), (III.4) et (III.5) [48].

II.5.1 Modèle du compensateur sur les axes d-q

Nous allons procéder à la transformation des axes abc vers les axes d-q du modèle établi au paragraphe précédent. Cette transformation va se faire en considérant les hypothèses simplificatrices suivantes [4] :

- Les GTO sont considérés comme des interrupteurs idéaux.
- La source est équilibrée.
- Les harmoniques générées par les GTO sont négligées.

La source de tension triphasée V_{ABC} et la matrice de transformation de Park P sont respectivement définies comme suit :

$$V_{ABC} = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha) & \cos(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) & \cos(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \\ \sin(\omega t + \alpha) & \sin(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) & \sin(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec

V_L : Tension efficace composée.

ω : Pulsation de la source.

La tension délivrée par l'onduleur en absence d'harmoniques est représentée par :

$$v_{OABC} = \begin{bmatrix} v_{OA} \\ v_{OB} \\ v_{OC} \end{bmatrix} = F \cdot v_{dc} \quad (\text{III.8})$$

Avec F fonction de commutation définie par la relation (III.9)

$$F = \sqrt{\frac{2}{3}} D \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \alpha) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

et

$$IM = \sqrt{2/3} D \quad (\text{III.10})$$

Avec D : indice de modulation dans les axes de Park

L'inverse de la matrice P est égal à sa transposée.

$$P^{-1} = P^T \quad (\text{III.11})$$

L'équation de la source devient :

$$V_{qd0} = P \cdot V_{ABC} = V_L \begin{bmatrix} -\sin \alpha \\ \cos \alpha \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

et celle de l'onduleur devient :

$$v_{oqd0} = P \cdot v_{OABC} = \begin{bmatrix} 0 \\ D \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_{dc} \quad (\text{III.13})$$

La relation (III.3) transformée sur les axes d-q donne la relation (III.14)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s/L_s & -\omega \\ \omega & R_s/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_q - v_{oq} \\ v_d - v_{od} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Remplaçons (III.12) et (III.13) dans (III.14) on obtient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/L & -\omega \\ \omega & R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -V_L \sin \alpha \\ V_L \cos \alpha - D \cdot U_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

D'après (III.15) on constate que le paramètre de contrôle α se présente sous la forme de $\sin \alpha$ et $\cos \alpha$. On est donc en présence d'un système non linéaire.

II.5.2 Modèle linéaire

Nous linéarisons le système d'équation d'état (III.15) autour d'un point de fonctionnement, en prenant en considération les hypothèses suivantes.

- La variation de α autour de zéro.
- La variation $\Delta\alpha$ petite ($|\Delta\alpha| < 5^\circ$)
- Les termes de perturbation du second ordre négligés.

La notation Δ est introduite pour indiquer une valeur perturbée.

Les relations de (III.16) à (III.20) sont introduites dans le système (III.15).

$$\dot{i}_q = \dot{i}_{qo} + \Delta\dot{i}_q \quad (\text{III.16})$$

$$\dot{i}_d = \dot{i}_{do} + \Delta\dot{i}_d \quad (\text{III.17})$$

$$v_{dc} = v_{dco} + \Delta v_{dc} \quad (\text{III.18})$$

$$\alpha = \alpha_o + \Delta\alpha \quad (\text{III.19})$$

$$Q = Q_o + \Delta Q \quad (\text{III.20})$$

Le système d'état linéarisé est donné par la relation (III.21)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_{qo} \\ \Delta i_{do} \\ \Delta U_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -\omega & 0 \\ \omega & -R/L & -D/L \\ 0 & D/2C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{qo} \\ \Delta i_{do} \\ \Delta U_{co} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -V_L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Delta\alpha \quad (\text{III.21})$$

$$\Delta Q = \begin{bmatrix} -V_L & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{qo} \\ \Delta i_{do} \\ \Delta v_{dco} \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

III.6 Synthèse des Réglages du STATCOM

III.6.1 Réglage proportionnel-Intégral (PI)

A partir du système d'équations d'état (III.21) et (III.22) nous déterminons la fonction de transfert du système qui lie la puissance réactive à l'angle de commande $\Delta\alpha$, en utilisant la transformée de Laplace on aura :

$$G(s) = \frac{\Delta Q_C(s)}{\Delta\alpha(s)} = \frac{A(s)}{B(s)} \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$$A(s) = \frac{V_L^2}{L} \left[s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{D^2}{LC} \right]$$

$$B(s) = s^3 + \frac{R}{L}s^2 + \left\{ \left[\frac{R}{L} \right]^2 + \frac{D^2}{LC} + \omega^2 \right\} s + \frac{D^2 R}{L^2 C}$$

La figure (III.12) représente la réponse en boucle ouverte de $G(s)$, en prenant comme paramètres du système ceux donnés par le tableau (III.1). On constate que la réponse est lente, il faut au moins de 250 ms (15 cycles) pour atteindre le régime établi.

Signification	Symbole	Valeur
Fréquence réseau	f	50 [Hz]
Tension composée efficace du réseau	V_L	220[v]
Résistance représentant les pertes Totale	R_s	1 [Ω]
Inductance de liaison	L	5 [mH]
Capacité	C	500 [μ F]
Indice de Modulation	$\sqrt{2/3} D$	1.2

Tableau III. 1 : Paramètres du circuit

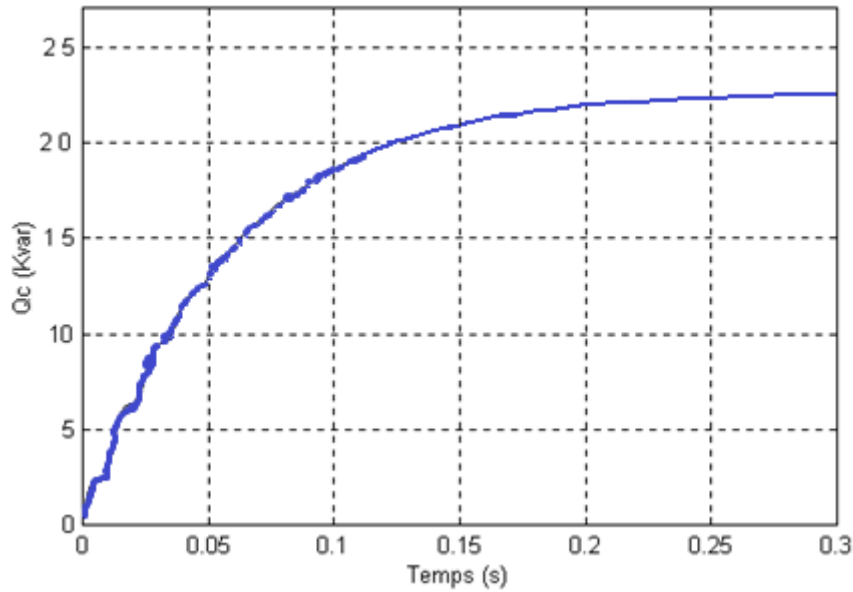


figure III. 8 : Réponse en boucle ouverte.

II.6.2 Détermination des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$F_{PI}(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

La fonction de transfert en boucle fermée du régulateur PI associé à la fonction de transfert $G(s)$ est donnée par :

$$[F_{PI}.G]_{BF}(s) = \frac{F_{PI}.G}{1 + F_{PI}.G} \quad (\text{III.24})$$

En prenant $T_i = 0.05$, la valeur de K qui donne une réponse en boucle fermée avec un amortissement $\zeta = 0.707$ est :

$$K = 0.2588$$

Ainsi les paramètres du régulateur PI sont :

$$K_p = K = 7.5 * 10^{-5}$$

$$K_i = \frac{K}{T_i} = 2.09 * 10^{-3}$$

La réponse du système en boucle fermée est illustrée par la figure (III.13).

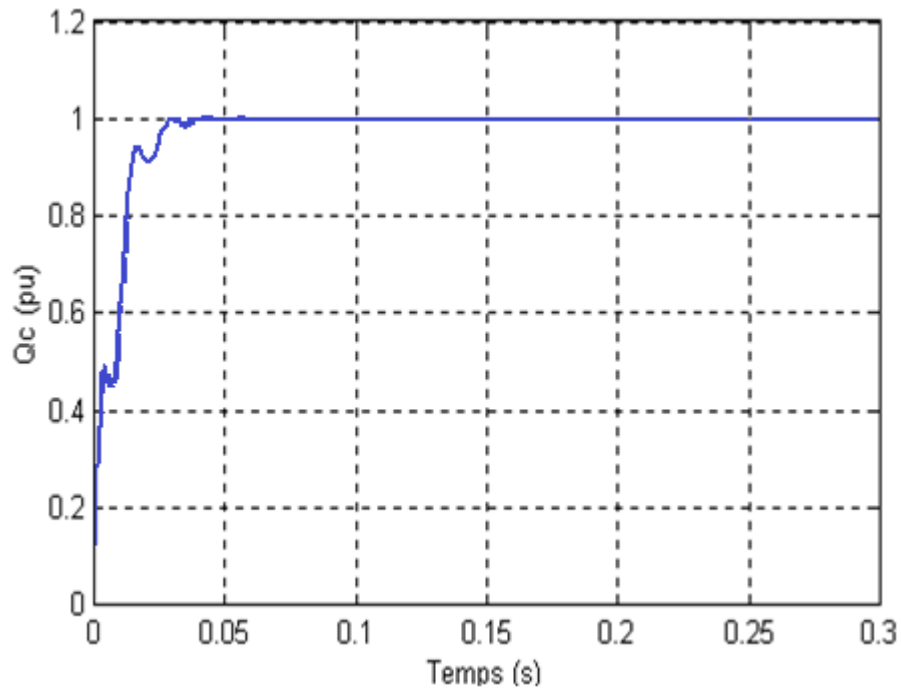


figure III. 9 : Réponse en boucle fermée

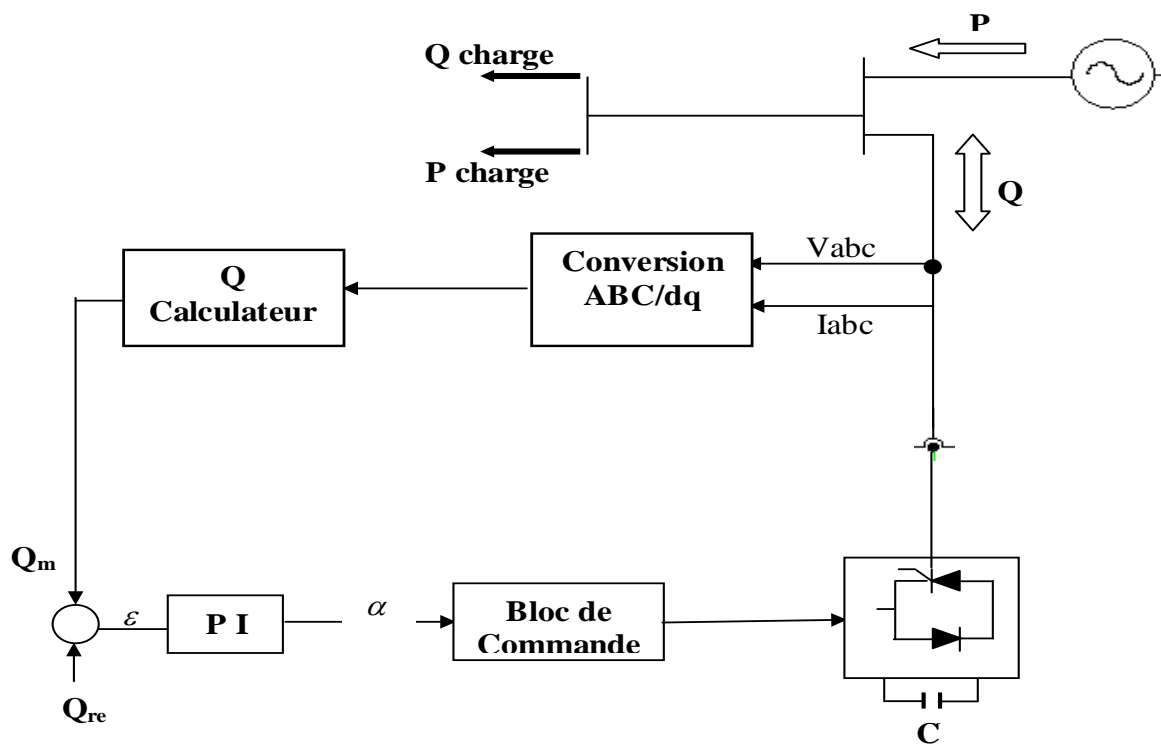


figure III. 10 : Circuit de commande du compensateur.

III.7 Résultats de simulation du STATCOM basé à un onduleur à trois niveaux

Le STATCOM génère un courant capacitif si la tension de sortie de l'onduleur est supérieure à celle du réseau, et il absorbe un courant inductif si sa tension de sortie de l'onduleur est inférieure à celle du réseau, ainsi en faisant varier l'amplitude des tensions de sortie produites par l'onduleur, l'échange d'énergie réactive entre le STATCOM et le réseau peut être aisément réglé. (Le changement de mode se fait à l'instant $t = 1s$).

La figure (III.9) montre le réglage de l'énergie réactive en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors qui forment les cellules de l'onduleur de tension deux niveaux qui délivrent à son tour les trois tensions à sa sortie. L'efficacité d'utilisation du régulateur PI est bien illustrée en effet les résultats obtenus sont très satisfaisants on voit bien que le STATCOM régule bien l'énergie réactive et la consigne est bien suivie.

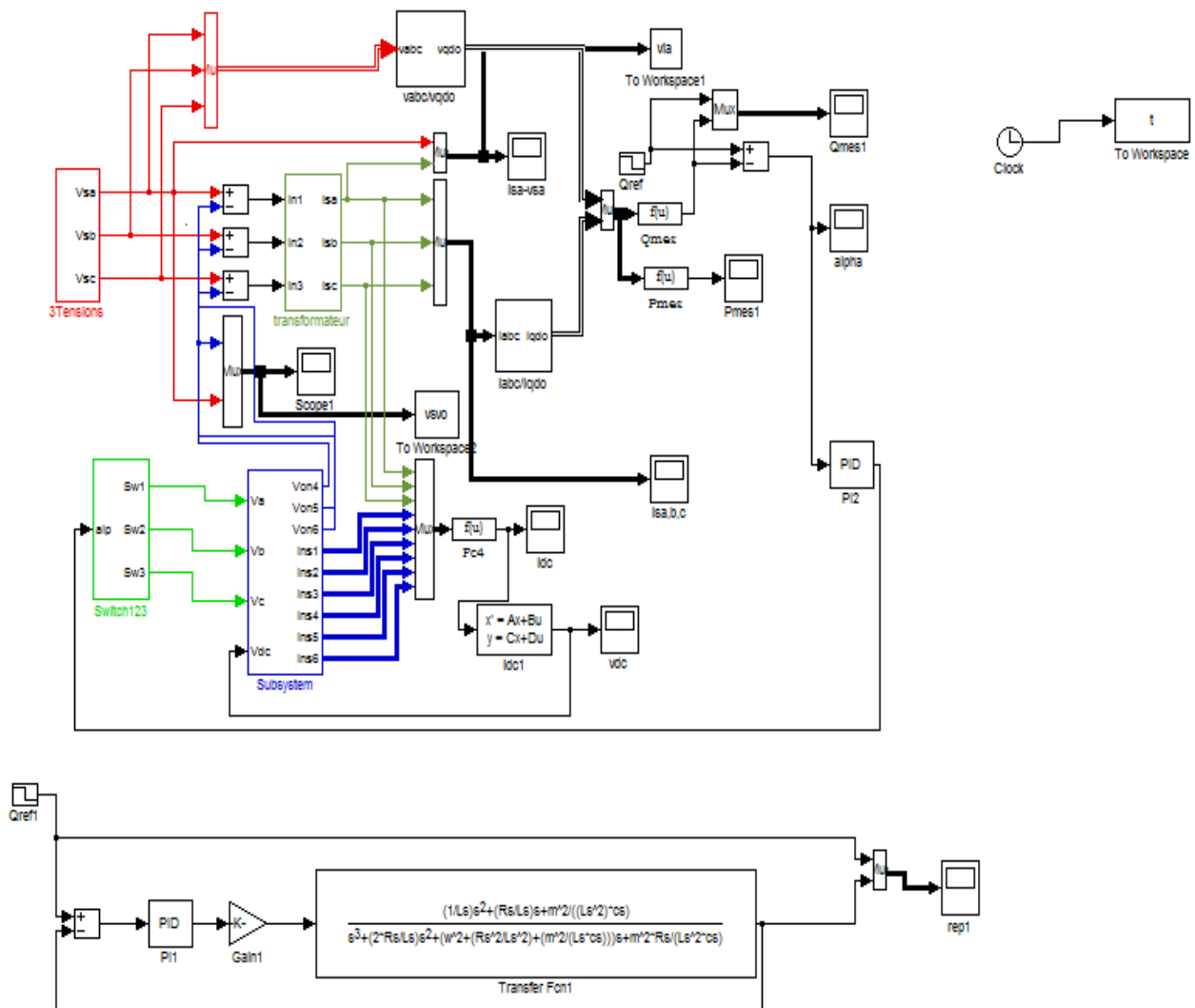


Figure III. 11 : Schéma de simulink du SATATCOM

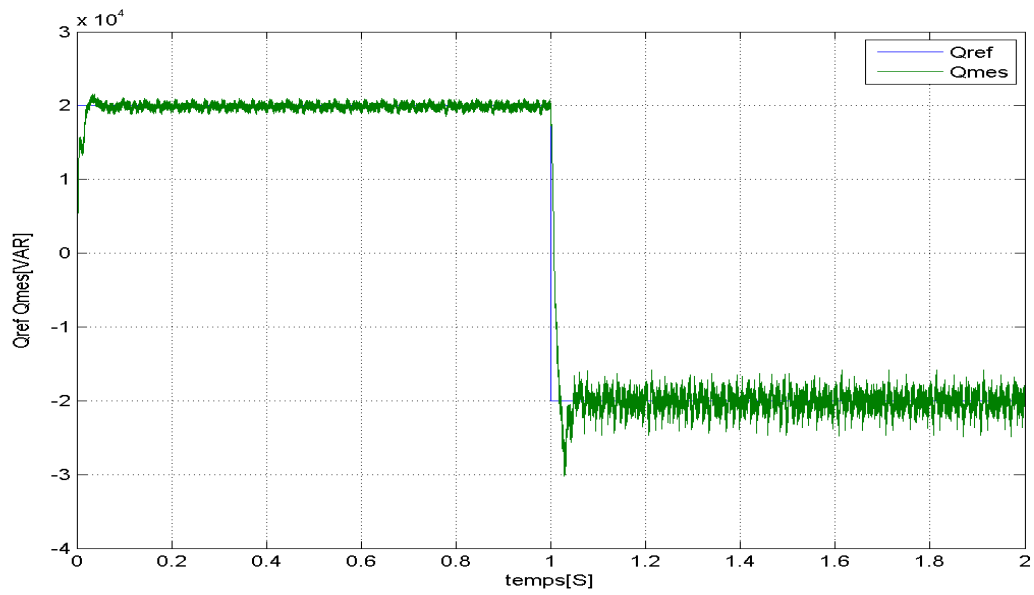


figure III. 12: régulation de l'énergie réactive.

La figure (III.13) illustre la sortie de l'onduleur, les tensions changent de valeur selon le mode ou se trouve l'onduleur a $t = 1s$ on passe du mode inductif au mode capacitif.

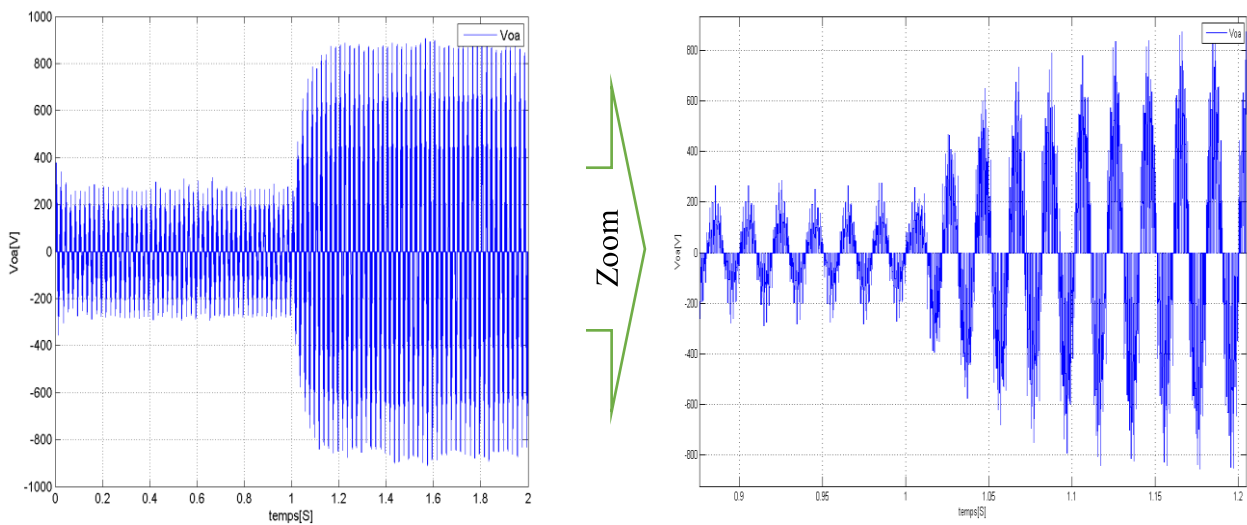


figure III. 13: tension de la sortie de l'onduleur

La figure (III.14) montre les courbes des tensions de l'onduleur avec la tension d'une phase du réseau. Au mode inductif on voit bien que la tension du réseau est supérieure à la tension de l'onduleur, au passage au mode capacitif, la tension de l'onduleur devient supérieure à celle du réseau.

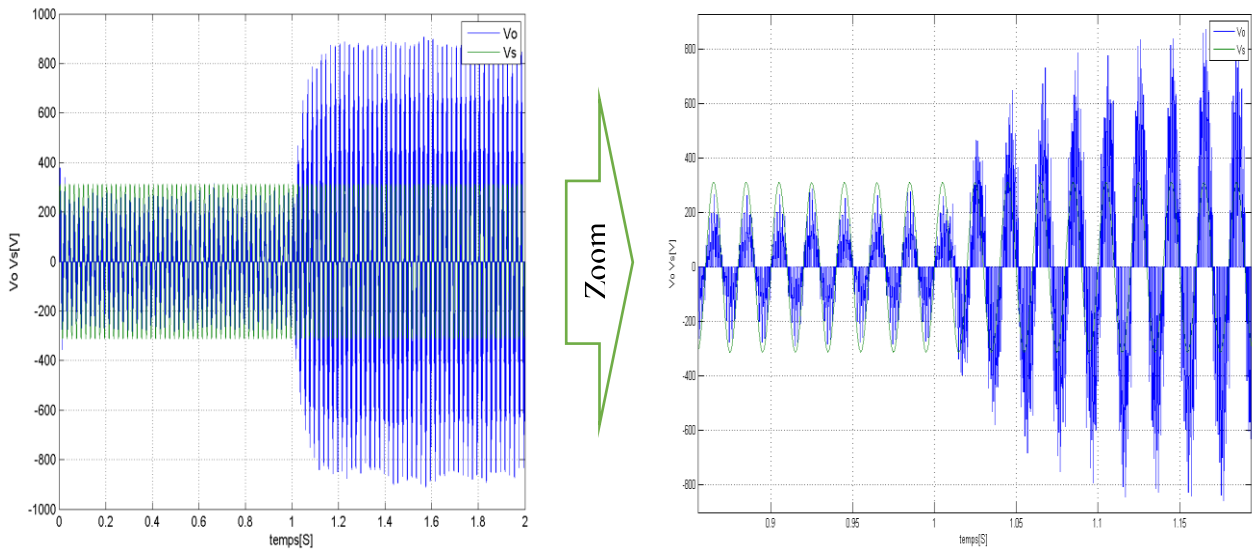


Figure III. 14 : tension de l'onduleur avec tension du réseau.

La figure (III.15) illustre bien le déphasage entre tension et courant (voir le zoom), le passage du mode inductif au mode capacitif à l'instant $t = 0.5s$ est bien visible.

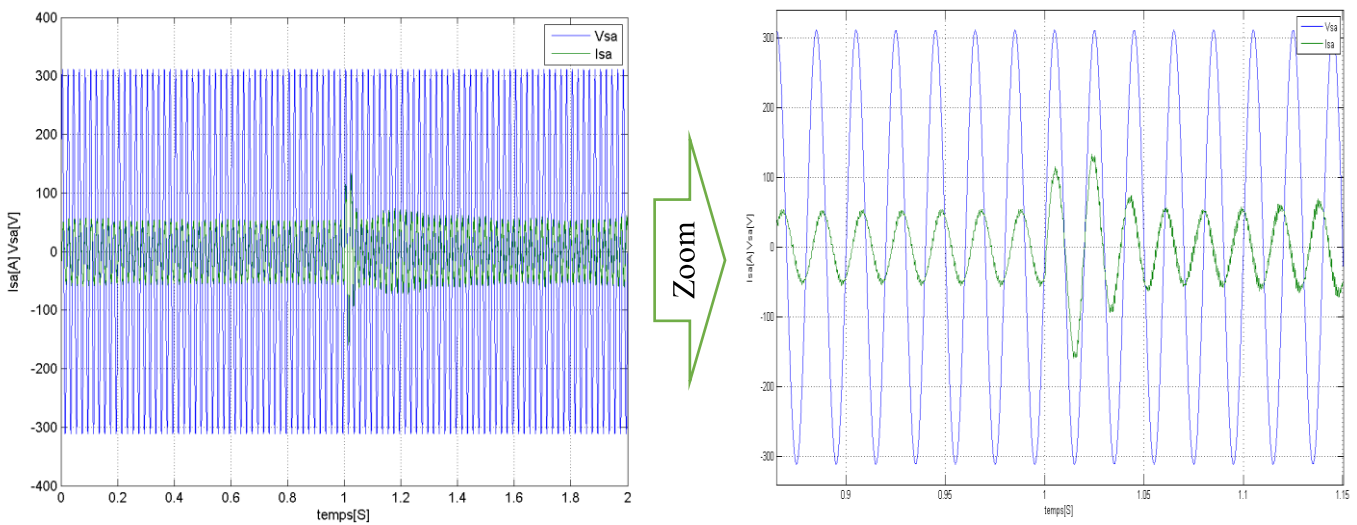


Figure III. 15 : déphasage entre tension et courant dans le réseau.

Le zoom de figure (III.15) donnant les courbes de courant et tension de phase montrent le déphasage lors du passage du mode inductif au mode capacitif dans le point de changement de consigne à l'instant $t = 1s$.

III.8 Conclusion

Le compensateur statique d'énergie réactive de type avancé (STATCOM) est basé sur la technique de l'équivalence exacte avec le compensateur synchrone tournant conventionnel, ce type de compensateur utilise un onduleur à source de tension transformant du continu en alternatif avec un condensateur dans la partie continue utilisé comme un élément de stockage d'énergie.

La modélisation dans le repère triphasé ABC et dans le repère de Park d-q nous a permis de contrôler facilement notre système.

Ce chapitre nous a permis de faire une étude globale sur le compensateur statique d'énergie réactive de type avancé STATCOM, en particulier à l'aboutissement à un modèle mathématique pour une meilleure compréhension du comportement et du fonctionnement de notre compensateur.

Conclusion

Générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail de recherche est de contribuer au développement de solution pour améliorer la capacité des réseaux à maintenir le plus que possible une tension constante Et un contrôle adéquat de la puissance réactive et ceci en utilisant un compensateur statique STATCOM car les moyens traditionnels de compensation ne peuvent pas répondre adéquatement aux besoins d'un système électrique moderne. Les problèmes qu'ils engendrent peuvent être de nature différente comme l'introduction des harmoniques, impossibilité d'ajustement exact de la quantité de puissance réactive échangée avec le réseau ou, simplement, la rapidité de réponse du compensateur n'est pas suffisamment élevée.

Ainsi ce projet nous a permis d'étudier des structures d'onduleurs multi niveaux utilisées dans des applications de compensateurs statique synchrone , cette étude nous a permis de montrer que la structure NPC de l'onduleur à trois niveaux présente de meilleures performances que celle de deux niveaux .

Nous avons commencés par des définitions et un état de l'art sur la compensation de l'énergie réactive et donner un aperçu sur les nouveaux systèmes de compensation à savoir les FACTS .ensuite nous avons présente une analyse théorique et comparative des modélisations et des simulations de structures de convertisseurs ce qui nous a permis de conclure que le convertisseur le mieux adapté pour notre application est le NPC à trois niveaux.

Nous pouvons non seulement affirmer que les convertisseurs multi niveaux cumulent plusieurs avantages qui sont entre autre la capacité de générer une très bonne qualité de formes d'ondes ,une fréquence de commutation réduite ,de faibles pertes d'énergie et une diminution de l'effort sur les composants statiques mais aussi le STATCOM avec son apport en énergie réactive permet de stabiliser une tension a une valeur relativement constante.

Annexe A

Les Harmoniques

Interprétation des harmoniques

Le concept d'harmonique est introduit au début du XIXème siècle par Joseph Fourier qui démontra que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes de fréquences discrètes (équation).

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=0}^n I_n * \cos(\omega n t + \theta)$$

La composante zéro I_0 de la série dite de Fourier est la composante continue, la première composante dite de rang 1 ($h=1$) est appelée composante fondamentale. Pour les systèmes raccordés à un réseau électrique stable, la fréquence de la composante fondamentale est considérée comme étant fixe (50Hz en Europe, 60Hz aux Etats Unis). Pour un réseau de bord, la fréquence peut être variable (réseau aéronautique). Le reste des composantes de la série de Fourier sont appelées harmoniques de rang h , où h désigne le numéro de la composante (le rang 2 correspond au deuxième terme de la série de Fourier qui aura une fréquence double du fondamental).

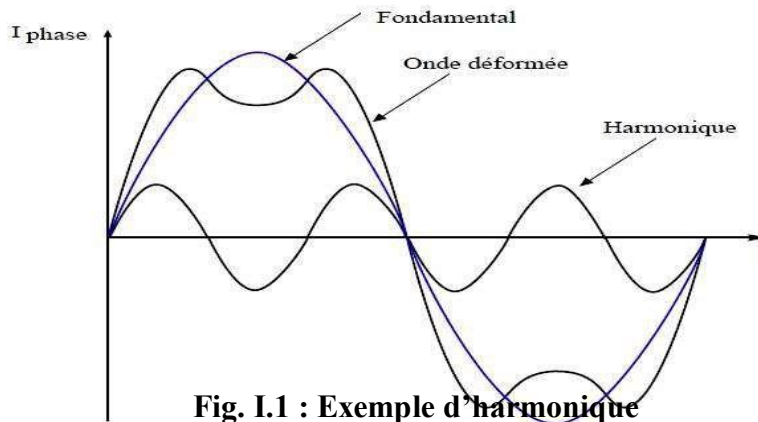


Fig. I.1 : Exemple d'harmonique

La figure (I.1) donne l'allure d'un courant contenant un harmonique de rang 3.

Dans les réseaux électriques triphasés, les principales composantes harmoniques sont de rang 5, 7, 11 et 13 ($6 * h \pm 1$).

Mesure des harmoniques

La mesure de cette pollution est très importante car elle permet de caractériser les installations et de s'assurer de la bonne qualité de l'énergie distribuée. Plusieurs critères existent pour mesurer les perturbations harmoniques mais c'est le **Taux de Distorsion Harmonique** qui est le plus couramment

utilisé. On utilisera le terme T.H.D. (Total Harmonic Distortion) pour désigner le taux de distorsion harmonique.

Le taux harmonique		Ou I_h représente l'amplitude de la composante harmonique de rang h .
Le taux de distorsion harmonique	$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h^2)}}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} (I_h^2)}}$	Il doit être complété par la répartition spectrale pour avoir une idée précise de la pollution.
Le taux global de distorsion harmonique	$THDg = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h^2)}}{I_1^2}$	Il ne doit pas être confondu avec le taux de distorsion. Dans la littérature, Le THD classique semble être le plus utilisés aujourd'hui.
Le facteur de puissance	$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$	$D = 3 * V_{eff} * \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (I_h^2)}$ Il informe sur la déformation D du courant

La qualité de ces mesures devient de plus en plus importante. De ce fait, de nombreux fabricants proposent des instruments pour la mesure de toutes ces grandeurs, ce qui n'est pas du tout évident lorsque l'on a des charges variables ou des réseaux non équilibrés.

Annexe B.

Transformation de Park

La transformation de Park est définie par la matrice $[P(\theta)]$, avec θ est l'angle entre les deux axes dq. Cet angle peut être soit une variable d'espace (θ), soit une variable temporelle (ωt).

Cette transformation peut être appliquée de manière identique aux tensions, courants et aux flux. Transformation directe

$$[vdqo] = [P(\theta)][vabc]$$

$$[vabc] = [P(\theta)]^{-1}[vdqo] \quad \text{Transformation inverse}$$

La matrice de transformation directe est la suivante :

$$P(\theta) = Kt \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \alpha) & \cos(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) & \cos(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \\ \sin(\omega t + \alpha) & \sin(\omega t - 2\pi/3 + \alpha) & \sin(\omega t + 2\pi/3 + \alpha) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

La constante KT est le coefficient de conservation de l'amplitude ou la puissance entre les deux de repère.

Si $KT = \frac{2}{3}$, alors la transformation conserve l'amplitude. En revanche, si $KT = 1$, alors la transformation conserve la puissance.

Annexe C

%%Paramètres%%

```
clear
close all
clc
```

%parametres de statcom

%*****

```
Rs=1;Ls=0.005;cs=500e-6;f=1750;Vs=220*sqrt(2/3);
m=0.8;
fc=1760;
```

```
%% Affichage%%

sim('statcom_finale_3niveaux')
figure
plot(t1)
xlabel('temps "S"')
ylabel('Qc')
grid on
figure
plot(t2)
xlabel('temps "S"')
ylabel('Alpha"deg"')
grid on
```

Annexe D

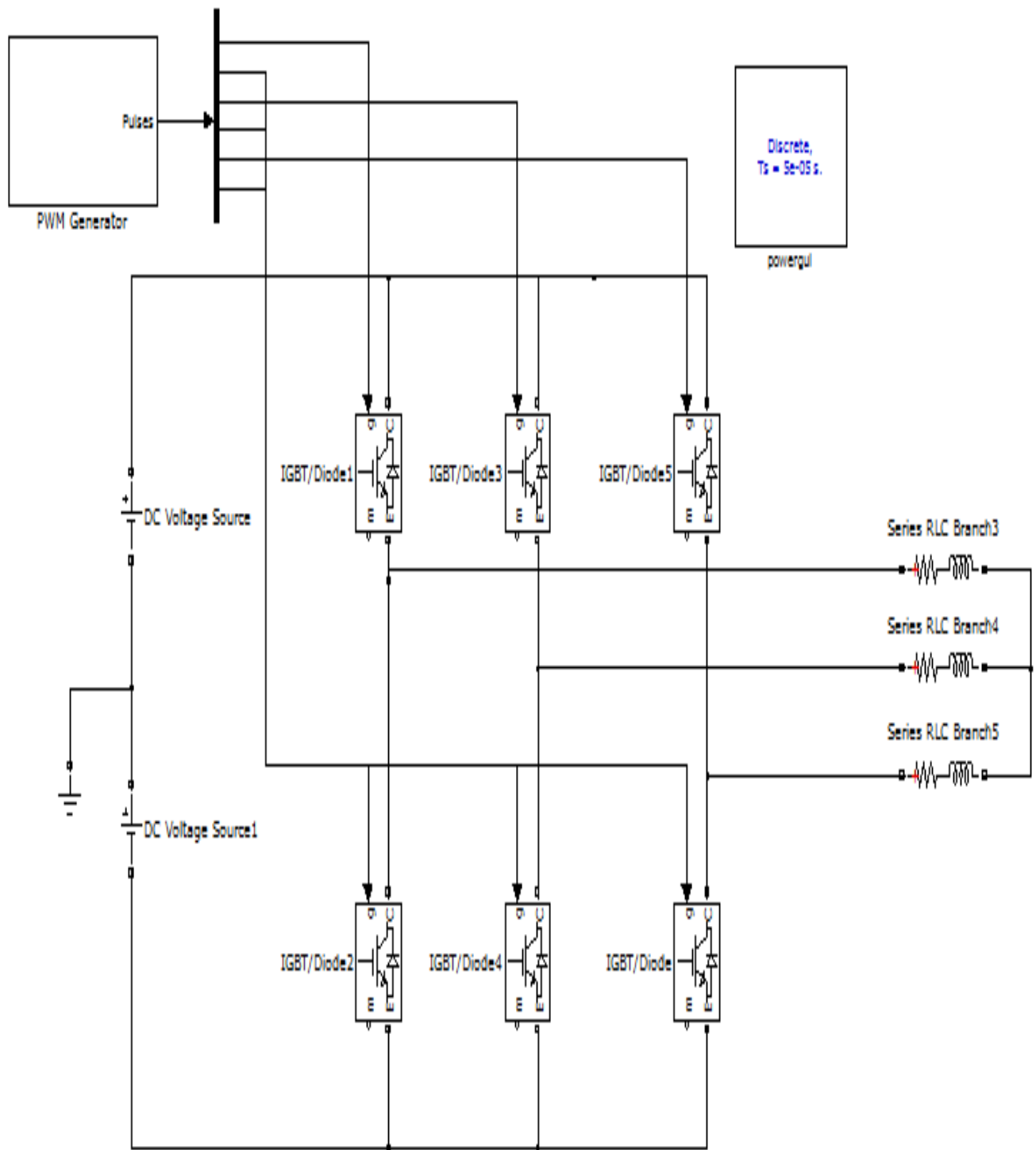


Schéma simulink de l'onduleur deux niveaux

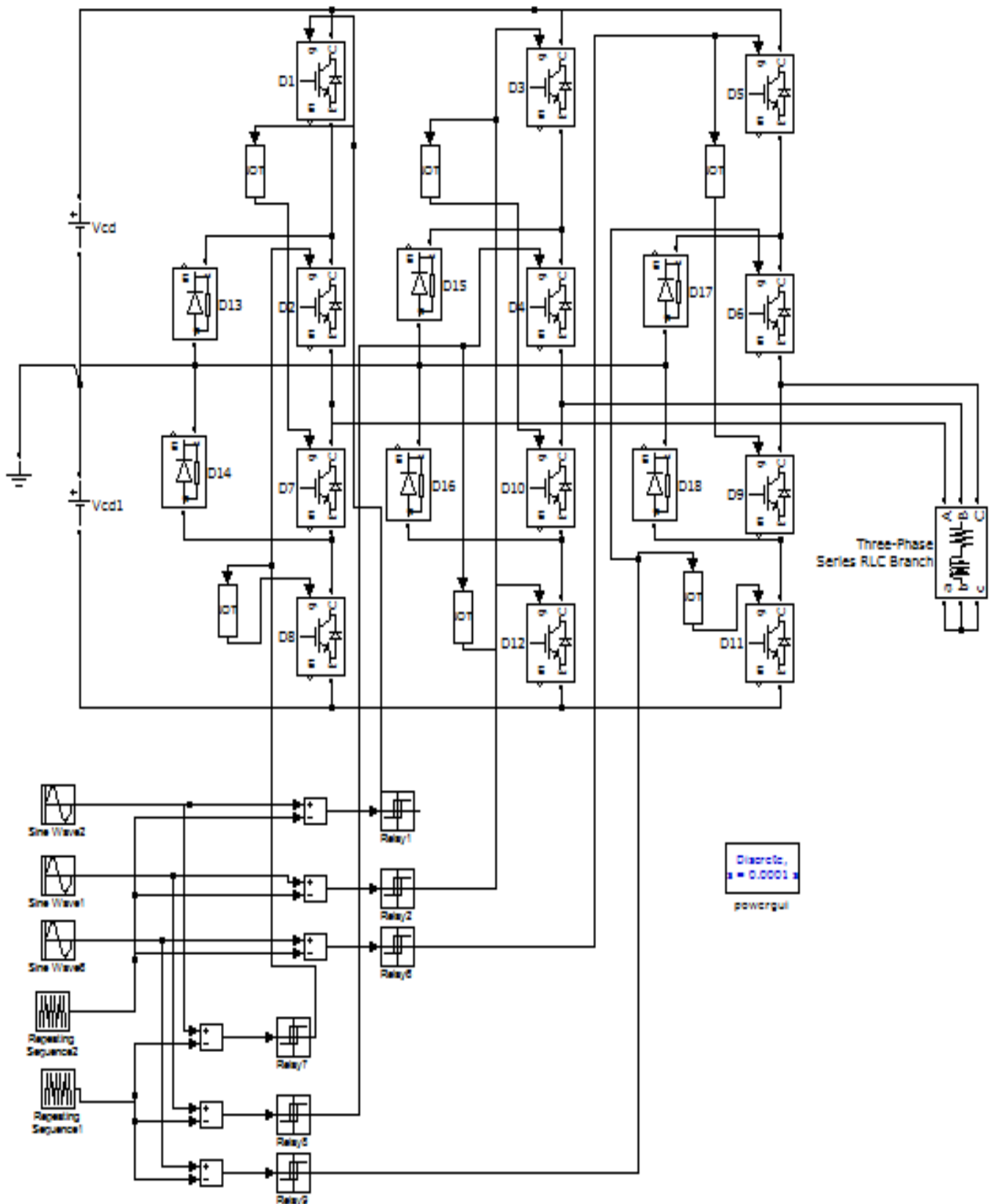


Schéma simulink de l'onduleur à trois niveaux

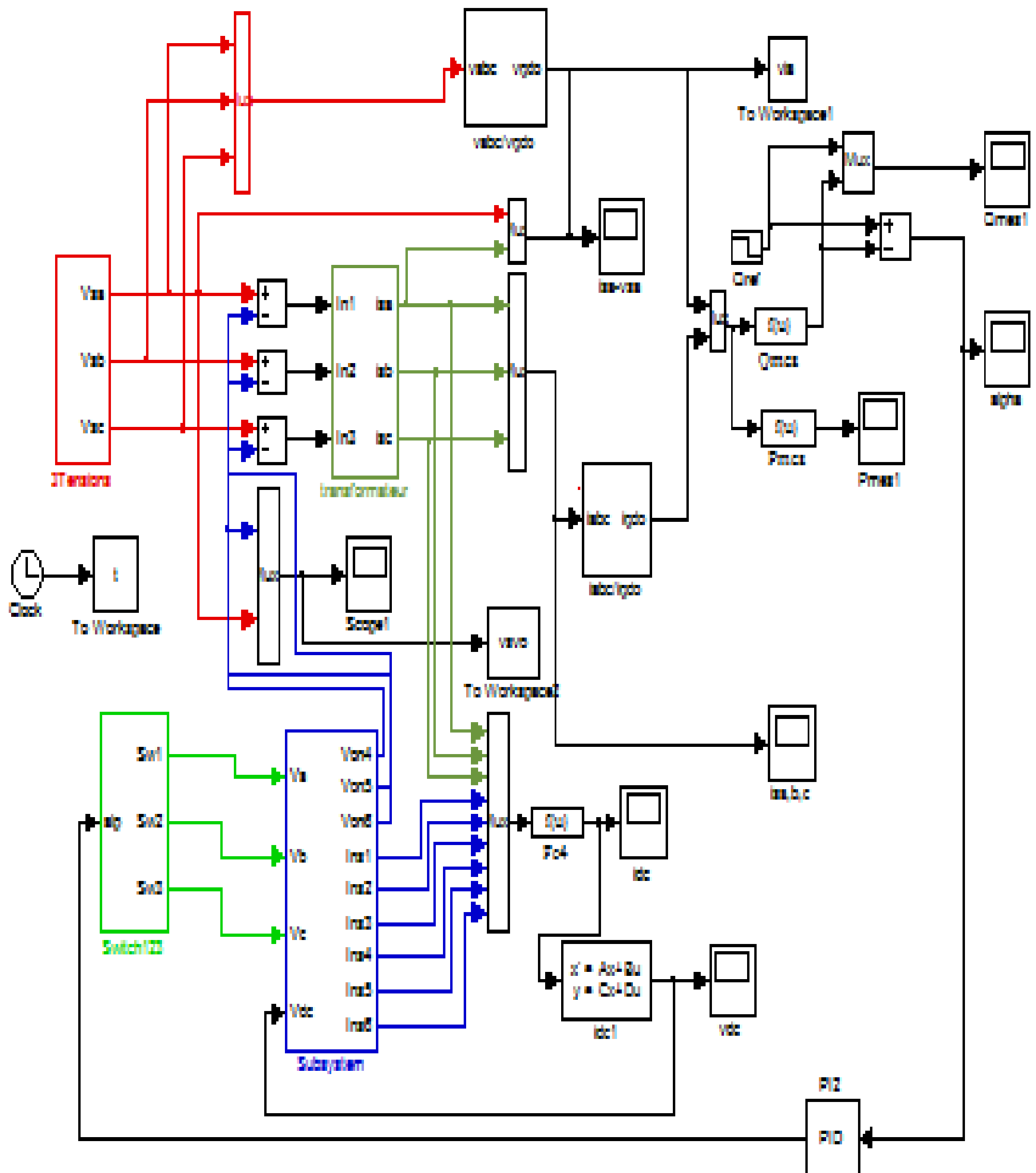
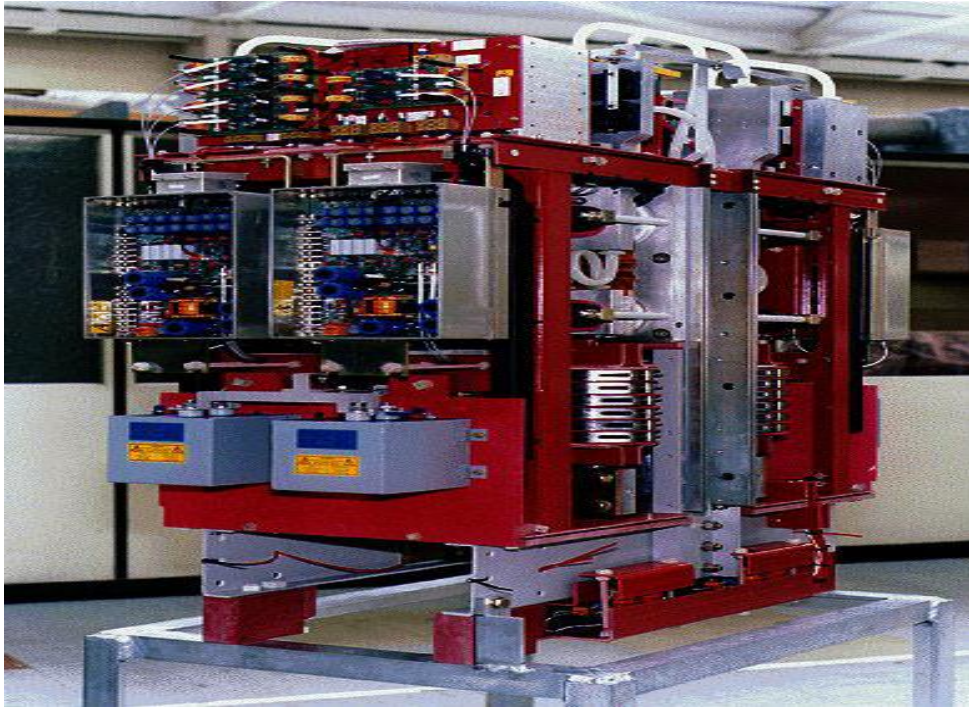
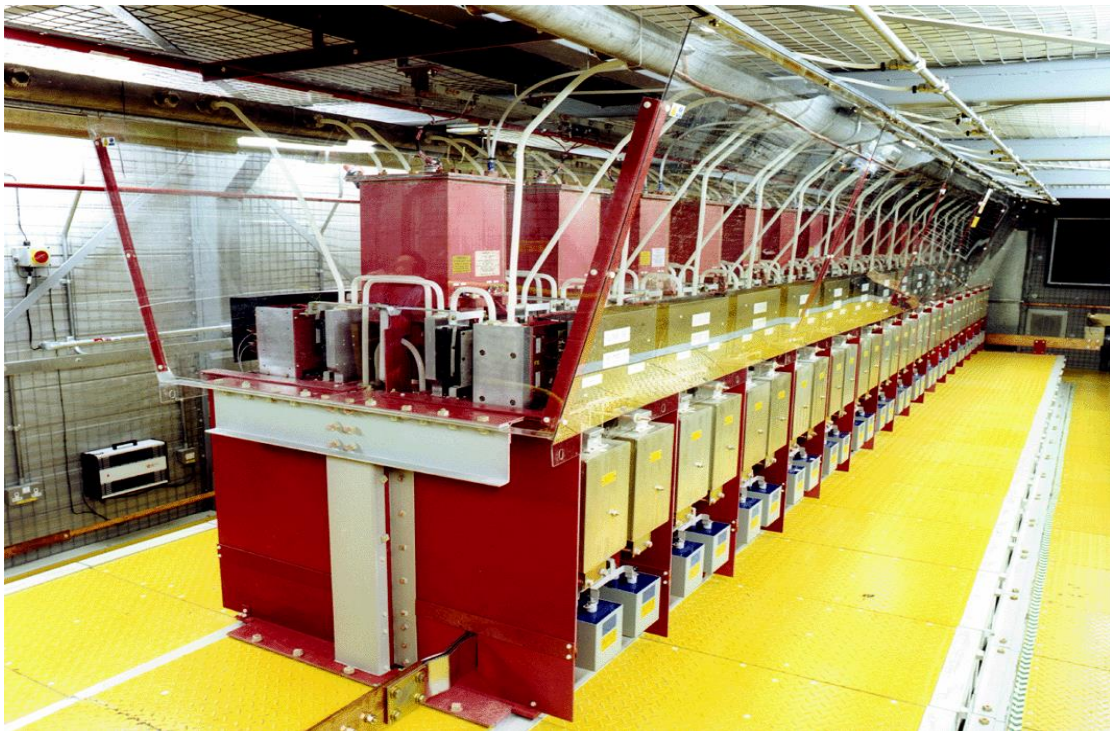


Schéma simulink du statcom

Annexe E
Photos de STATCOM



Une Cellule de STATCOM



Une phase STATCOM



Déplacement d'une Cabine de STATCOM

Bibliographie

- [1] E. Newell and William, "Power Electronics-Emerging from Limbo", Industry Applications, IEEE Transactions on," vol. IA-10, no. 1, pp. 7–11, 1974.
- [2] T. G. Wilson, "The Evolution of Power Electronics", IEEE Trans. Power Electronics," vol. 15, pp. 439–446, May 2000.
- [3] "FACTS-flexible AC Transmission system, EPRI workshop on flexible AC transmission system(FACTS)-the future in high voltage transmission, Cincinnati-Ohio," 1990.
- [4] Ouared.Rahal, "Contribution et apport à l'amélioration de la compensation de l'énergie réactive- Application à une partie du réseau sud Algérien., thèse de magister,Tiaret," 2010.
- [5] "Guide de la compensation d'énergie réactive et de filtrage des harmoniques, Schneider Electric Industries OSA, <http://www.schneiderelectric.com>."
- [6] T.Allaoui, "Réglage robuste de l'UPFC pour optimiser l'écoulement des puissances dans un réseaux électrique,Thèse de magister , Université d'oran Mohammed boudiaf," Avril 2002.
- [7] Délendi louardi, "Contribution de l'écoulement de puissance active par les systèmes FACTS,Thèse de magister , Univ Batna," Juin 2009.
- [8] Abdelaali ALIBI, "Contrôle des Réseaux Electriques par les Systèmes FACTS: (Flexible AC Transmission Systems),Thèse de magister univ Batna," Juin 2009.
- [9] E.GH.Sahraki, "Apport de UPFCà l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques, thèse de doctorat , Université de Henri Poincaré,Nancy-I," Oct. 2003.
- [10] M. Crappe, "Commande et regulation des réseaux électriques", Lavoisier," 2003.
- [11] K. Belacheheb, "Contribution à l'étude des systèmes de compensation FACTS en général, UPFC en particulier, pour le contrôle du transit de puissance dans un réseau de transport ", Thèse de doctorat de l'université de HENRI POINCARÉ NANCY I," juin 2001.
- [12] Higorani, N.G, and Gyugyi, L., "Understanding FACTS Devices", IEEE Press," 2000.
- [13] A. A. Ladjici, and A. Barar, "Introduction aux systèmes flexibles de transmission en courant alternatif FACTS ", Mémoire d'ingénieur, Ecole National Polytechnique, Alger," juin 2002.
- [14] Zhang. Rehtanz. Pal, "Flexible AC Transmission Systems: Modelling and Control" livre, Springer-Verlag Berlin Heidelberg," 2006.
- [15] J. L. Thomas, "Les systèmes flexibles de transport et de distribution électrique FACTS", 10eme entretien Physique – industrie, Paris," Oct. 2006.
- [16] E. Catz, "Evolutions techniques du système de transport et de distribution d'électricité", AREVA T & D, Saint Priest Cedex, France," 2006.
- [17] J.C. Passelergue, "Interaction des dispositifs FACTS dans les grands réseaux électriques", Thèse de doctorat de l'INPG," Nov. 1998.

- [18] P. Petitclair, “Modélisation et commande de structures FACTS : Application au STATCOM”, Thèse de doctorat de l’INGP,” juillet 1997.
- [19] J. Ndayizamba, “Contribution à l’analyse de la compensation série avancée dans les réseaux de transport d’énergie électrique”, Thèse de doctorat de l’université de Montréal,” Décembre 1996.
- [20] E. Acha, V.G. Agelidis, O. Anaya- Lara, and T. J. Miller, “Power Electronic Control in Electrical Systems” liver, Newnes: Oxford, Auckland, Boston, Johannesburg, Melbourne, New Delhi,,” 2002.
- [21] R. Kraus, “Status and Trends of Power Semiconductor Device Models for Circuit Simulation”, IEEE Trans.Power Electronics,” vol. 13, pp. 452–465, Mai 1998.
- [22] L. M. Tolbert, “Multilevel Converters for Large Electric Drives”, IEEE Trans. on Ind. Application,” vol. 36, pp. 36–44.
- [23] D. Schlegel, G. Skibinski, J. Erdman, R. J. Kerkman, and Busse, “System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents”, IEEE APEC Conference, San Jose, CA,” p. Mars 1996.
- [24] X.Yuan, and Barbi, “Fundamentals of a New Diode Clamping Multilivel Inverter”. IEEE Transactions on power Electronics,” vol. 15, no. 4, juillet 2000.
- [25] F. Wang, “Motor Shaft Voltage and Bearing Currents and Their Reduction in Multilevel Medium- Voltage PWM Voltage-Source- Inverter Drive Applications”, IEEE Trans. Ind. Application,” vol. 36, pp. 1336–1341, Oct. 2000.
- [26] N. P. Schibli, “A Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors”, IEEE Trans. Power Electronics,” vol. 13, pp. 978–986, Sep. 1998.
- [27] Nikola Celanovic, “« Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converter », Thesis.”
- [28] Gruning H. Zuckerberger, and A, “Hard Driven of High power GTO, Better Switching Capacity Obtained Through Improved Gate Units”, IEEE Paper 0-7803-3544-9,” 1996.
- [29] E.M.Berkouk, “« Contribution à la Conduite des Machines Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects, Applications aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Doctorat, CNAM,” 1995.
- [30] Mohan, Undeland and Undeland, “Power Electronics: converters, applications, and design”, John Wiley & Son,” 2003.
- [31] Anne Marie LIENHARDT, “« Etude de la Commande et de L’Observation d’une Nouvelle Structure de Conversion D’Energie de Type SMC (Convertisseurs Multicellulaire Superposé) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse,” 2006.
- [32] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, and P. Steimer, “Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High Power Applications”, IEEE-IAS Conference,” 1999.

- [33] A. Nabae, H. Akagi, and I. Takahashi, “A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter,” Proceedings of the Industry Applications Society Conference,” pp. 761–766, Oct. 1980.
- [34] S. Ogasawara, A. Nabe, J. Takagaki, and H. Akagi, “A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter,” IEEE Transactions on Industry Applications,” vol. 28, no. 5, pp. 1023–1030, Oct. 1992.
- [35] D. Busse, J. G. Skibinski, D. Schlegel, R. J. Kerkman, and Erdman, “The Effects of PWM Voltage Source Inverters on the Mechanical Performance of Rolling Bearings,” IEEE,” pp. 561–568, 1996.
- [36] Belabbas.Belkacem, “Intégration de l’énergie éolienne dans un réseau électrique local,thèse de magister Université de Tiaret.”
- [37] S.Fernandez, “Comparaison des performances électriques d’un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau,” Thèse de doctorat, Université Lille 1, Nord de France,” 2013.
- [38] Ch.Krishna kantha, and P.Deepthi Sree, “Analysis, Simulation &Comparison of Various Multilevel Inverters Using Different PWM Strategies,” IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering,” vol. 9, no. 2, pp. 54–65, 2014.
- [39] Ghedamsi Kaci, “Etude et réalisation de différentes staratégies MLI de commande de l’onduleur triphasé à trois niveaux, thèse de magister, Ecole militaire polytechnique-EMP,” 2001.
- [40] F.Ben ammar, “Variateur de vitesse de Hautes performances pour machine Asynchrone de Grande puissance, Thèse de doctorat I.N.P de Toulouse,” Avril 1993.
- [41] S.R. Bowes, S. Grewal, and D. Holliday, “High Frequency PWM technique for two and three level single-phase inverters, IEE,PRO Elect. Power Application,” Mai 2000.
- [42] M.Gaad, “Modélisation et réalisation d’un ondulaeur triphasé àtrois niveaux à structure NPC. Application à la conduite de la machine asynchrone, mémoire de magister, EMP,” 2000.
- [43] Abdelaàli ALIBI, “Contrôle des Réseaux Electriques par les Systèmes FACTS: (Flexible AC Transmission Systems).”
- [44] Amir H.Norouzi, “Flexible AC Transmission Systems: Theory, Control and Simulation of the STATCOM and SSSC”, Thèse de magister de l’université de New Brunswick,” 2003.
- [45] C.L.Wadhwa, “Electrical Power systems’, Wiley Eastern Limited,” 1983.
- [46] Olle I.Elgerd, “Electrical Energy Systems Theory’, McGraw-Hill Book Company,” 1982.
- [47] Mansour Benyamina, B. Mazari, and A. Tahri, “Controle par retour d’etat d’un compensateur statique d’énergie réactive avancé,université de Mostaghanem.”

[48] BOUTABA Samia, “Amélioration de la stabilité d’un réseau électrique par l’utilisation d’un ASVC, MEMOIRE EN VUE DE L’OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER, Université Hassiba Ben Bouali Chlef,” juin 2009.

Résumé

L'évolution dans la fabrication des semi-conducteurs de puissance font le compromis entre la fréquence de coupure et la puissance, ainsi les nouvelles techniques de commandes des onduleurs, ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs d'une grande performance par rapport aux onduleurs conventionnels. Ces onduleurs multi-niveaux s'adaptent aux applications qui nécessitent une puissance élevée, nous permettant de mieux gérer l'environnement des puissances élevées

Le STATCOM à base d'un onduleur multi-niveaux de tension de type NPC qu'on a étudié génère trois niveaux de tension pour chaque phase avec une allure de courant et de la tension plus proche de la sinusoïde.

Le point essentiel dans ce mémoire est l'application des différentes techniques de commandes aux onduleurs triphasés de tensions à deux et à trois niveaux de type NPC associé comme pièce maitresse à notre STATCOM. Le convertisseur de tension NPC à N niveaux permet d'obtenir des performances statiques et dynamique très intéressantes par rapport à une structure à deux niveaux et ses applications sont diverses de nos jours Les résultats de simulation montrent que l'onduleur à trois niveaux commandé par la MLI sinusoïdale à deux porteuses, nous donne un THD réduit par rapport à deux niveaux ainsi qu'une qualité de signaux plus appréciables dans le domaine de la compensation de l'énergie réactive.

Summary

The trend in the manufacture of power semiconductors are a compromise between the cutoff frequency and power, and new inverter control techniques have enabled the development of new inverter structures of a great performance against to conventional inverters. These multi-level inverters fit for applications that require high power, allowing us to better manage the environment high powers

The STATCOM based on a multi-level NPC-type voltage inverter that generates studied three voltage levels for each phase with a current speed and voltage closer to the sine wave.

The main point in this paper is the application of various techniques of commands to three-phase inverters to two voltages and three NPC type levels associated as centerpiece to our STATCOM. The voltage converter NPC to N levels provides static and dynamic performance very interesting compared to a two-tier structure and its various applications are nowadays Simulation results show that the three-level inverter controlled by the sinusoidal PWM two-carrier, gives us a THD reduced from two levels and a quality more significant signals in the area of reactive power compensation.