

TABLES DES MATIERES

LISTE DES FIGURES	X
LISTE DES TABLEAUX	XIV
NOMENCLATURE	XV
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	2
I.1 DEFINITIONS.....	2
I.2 CONVERTISSEURS STATIQUES	2
I.2.1 Généralités	2
I.2.2 Notion de réversibilité	3
I.2.3 Les fonctions de base.....	3
I.2.3.1 Conversion alternatif-continu.....	3
I.2.3.2 Convertisseur continu-alternatif.....	4
I.2.3.3 Convertisseur continu-continu	4
I.2.3.4 Convertisseur alternatif-alternatif	5
I.3 COMPOSANTS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....	5
I.3.1 Généralités	5
I.3.2 Diode de puissance	6
I.3.3 Transistor bipolaire de puissance	7
I.3.4 Transistor MOS de puissance	9
I.3.5 Transistor IGBT.....	10
I.3.6 Thyristors.....	11
I.3.7 Thyristor GTO	12
I.3.8 Réversibilité en courant des transistors	13
I.3.8.1 Représentation par segments.....	13
I.3.8.2 Recherche de la réversibilité en courant.....	13
I.3.9 Réversibilité en courant des thyristors.....	14
I.4 CONVERTISSEURS CONTINU-ALTERNATIF.....	15
I.4.1 Définition.....	15
I.4.2 Classification des onduleurs	15
I.4.2.1 Onduleur non-autonome ou « assisté »	15
a) Onduleur à fréquence variable	16
I.4.2.2 Onduleur autonome	16

a) Onduleur à fréquence fixe.....	16
I.4.2.3 Onduleur de tension	17
I.4.2.4 Onduleur de courant	17
I.4.2.5 Onduleur à résonance	18
a) Onduleur à résonance parallèle.....	18
b) Onduleur à résonance série.....	19
I.4.3 Structures principales des onduleurs autonomes	19
I.4.3.1 Onduleur de tension monophasé à deux interrupteurs	19
a) Cas du débit sur charge inductive	20
I.4.3.2 Onduleur monophasé en pont.....	21
I.4.3.3 Onduleur triphasé en pont	23
a) Structure principale.....	23
I.4.4 Applications des onduleurs.....	25
I.5 ONDULEURS A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS	25
I.5.1 Généralités	25
I.5.2 Les harmoniques.....	26
I.5.2.1 Définitions	26
I.5.2.2 Perturbation des harmoniques	27
I.5.2.3 Mode de représentation	28
I.5.2.4 Effets des harmoniques	28
I.5.2.5 L'harmonique mesuré en pratique.....	29
I.5.3 Problème de filtrage.....	29
I.5.4 Topologies des onduleurs à MLI.....	30
I.5.4.1 Cellule de commutation d'un onduleur à MLI.....	30
a) Principe de base de la modulation de largeur d'impulsions	31
I.5.4.2 Onduleur de tension monophasé en pont	31
I.5.4.3 Onduleur de tension triphasé en pont.....	32
I.5.5 Techniques de commande par MLI.....	32
I.5.5.1 Contrôle de tension d'un onduleur	32
I.5.5.2 MLI naturelle.....	33
a) Principes généraux	33
b) Avantages de la MLI intersective	35
I.5.5.3 MLI à sélection d'harmonique à éliminer	35
a) Principes généraux	35
b) Méthode de calcul des angles de commutation	36

c) Algorithme de Newton-Raphson	38
CHAPITRE II CONCEPTION DES COMMANDES	40
II.1 DESCRIPTION DU CONTEXTE.....	40
II.2 SCHEMA BLOC DE L'ENSEMBLE	40
II.3 ALLURES DES TENSIONS DE SORTIE	41
II.3.1 Allure de la courbe n°1	41
II.3.2 Allure de la courbe n°2.....	42
II.3.3 Allure de la courbe n°3.....	42
II.4 CALCUL DES ANGLES DE COMMUTATION	42
II.4.1 Résolution de la première commande	43
II.4.2 Résolution de la deuxième commande	44
II.4.3 Résolution de la troisième commande.....	44
II.5 PRINCIPES DE LA COMMANDE	44
II.5.1 Règle d'interconnexion d'une source tension	44
II.5.2 Phénomène de chevauchement.....	45
II.5.3 Allures des signaux de commande	46
II.5.3.1 Allures des 6 signaux de la première commande.....	46
II.5.3.2 Allures des 6 signaux de la deuxième commande	47
II.5.3.3 Allures des 6 signaux de la troisième commande.....	47
II.6 GENERATION DES SIGNAUX DE COMMANDE PAR UN MICROCONTROLEUR.....	48
II.6.1 Définitions	48
II.6.1.1 Microcontrôleurs	48
II.6.1.2 PIC	49
a) Identification générale d'un PIC.....	50
II.6.2 PIC 16F84A.....	50
II.6.2.1 Caractéristiques.....	50
II.6.2.2 Brochage	51
II.6.2.3 Processeur	52
II.6.2.4 Organisation des mémoires.....	52
a) Mémoire programme	52
b) Mémoire de donnée	53
c) Registres généraux	54
d) Registres de fonctions spéciaux.....	54
II.6.2.5 Mémoire EEPROM.....	54

II.6.2.6	Ressources auxiliaires	55
II.6.2.7	Ports d'entrées/sorties (E/S).....	55
II.6.2.8	Timer0.....	55
II.6.2.9	Les interruptions	56
a)	Mécanisme générale d'une interruption.....	56
b)	Différentes sources d'interruption	57
c)	Validation des interruptions.....	57
II.6.2.10	Le Watchdog	58
II.6.2.11	Le prédiviseur	58
II.6.2.12	Le mode « Sleep ».....	59
II.7	CONCEPTION DES PROGRAMMES DE COMMANDE.....	60
II.7.1	Choix du compilateur	60
II.7.2	Présentation du mikroC PRO for PIC v.6.0.0.....	60
II.7.3	Création d'un nouveau projet	61
II.7.3.1	Etapas à suivre	62
II.7.4	Compilation d'un programme	65
II.7.5	Programmation du PIC 16F84A	67
II.7.5.1	Principes généraux de la conception.....	67
II.7.5.2	Organigramme du programme de commande.....	69
II.8	CONCEPTION DU CIRCUIT DE COMMANDE AVEC LE LOGICIEL PROTEUS	70
II.8.1	Présentation de PROTEUS VSM	70
II.8.2	Les environnements de travail d'ISIS	71
II.8.3	Edition d'un nouveau circuit avec ISIS	72
II.8.3.1	Sélection des composants à utiliser.....	72
II.8.3.2	Ajout d'un composant sur le schéma	72
a)	Placement d'un composant	72
b)	Edition des caractéristiques d'un composant.....	73
II.8.3.3	Connexion des composants	73
II.8.4	Ajout d'un générateur	73
II.8.4.1	Edition des caractéristiques d'un générateur	74
II.8.4.2	Différents types de générateur	74
a)	Générateurs des signaux analogiques	74
b)	Générateurs de signaux logiques	75
II.8.5	La masse	75

II.8.6	Conception du circuit de commande avec ISIS	75
II.8.6.1	Partie commande.....	76
II.8.6.2	Partie isolation	76
a)	Présentation des optocoupleurs.....	76
b)	Rôle des optocoupleurs.....	76
c)	Fonctionnement général des optocoupleurs.....	76
d)	Particularité des optocoupleurs.....	77
e)	Liste des différents composants.....	77
f)	Montage d'un optocoupleur	78
CHAPITRE III	RESULTATS DES SIMULATIONS DE L'ONDULEUR.....	80
III.1	RESULTATS DE LA SIMULATION AVEC ISIS.....	80
III.1.1	Simulation du circuit de commande avec ISIS	80
III.1.1.1	Importation du fichier programme	80
III.1.1.2	Placement d'un oscilloscope dans ISIS	81
III.1.1.3	Lancement de la simulation.....	81
III.1.1.4	Résultats de simulation de la première commande	82
III.1.1.5	Résultats de simulation de la deuxième commande	83
III.1.1.6	Résultats de simulation de la troisième commande.....	84
III.1.2	Interprétation des résultats	85
III.2	RESULTATS DE LA SIMULATION AVEC MATLAB/SIMULINK	85
III.2.1	Présentation de MATLAB	85
III.2.2	Présentation de SIMULINK.....	86
III.2.3	Lancement de la simulation	90
III.2.4	Rôle du bloc « powergui » dans la simulation.....	90
III.2.5	Schéma du modèle Simulink de simulation.....	90
III.2.6	Résultats de la simulation avec la charge résistive	92
III.2.6.1	Résultats de la simulation avec la première commande	92
a)	Allures des tensions simples	92
b)	Analyse harmonique de la tension V_1	92
c)	Allures des tensions composées.....	93
d)	Analyse harmonique de la tension U_{12}	93
e)	Allures des courants.....	94
f)	Analyse harmonique du courant I_1	94
III.2.6.2	Résultats de la simulation avec la deuxième commande.....	95
a)	Allures des tensions simples	95

b)	Analyse harmonique de la tension V_1	95
c)	Allures des tensions composées.....	96
d)	Analyse harmonique de la tension U_{12}	96
e)	Allures des courants.....	97
f)	Analyse harmonique du courant I_1	97
III.2.6.3	Résultats de la simulation avec la troisième commande.....	98
a)	Allures des simples.....	98
b)	Analyse harmonique de la tension V_1	98
c)	Allures des tensions composées.....	99
d)	Analyse harmonique de la tension U_{12}	99
e)	Allures des courants.....	100
f)	Analyse harmonique du courant I_1	100
III.2.7	Résultats de la simulation avec la charge (R, L).....	102
III.2.7.1	Résultats de la simulation avec la première commande.....	102
a)	Allures des tensions simples.....	102
b)	Analyse harmonique de la tension V_1	102
c)	Allures des tensions composées.....	103
d)	Analyse harmonique de la tension U_{12}	103
e)	Allures des courants.....	104
f)	Analyse harmonique du courant I_1	104
III.2.7.2	Résultats de la simulation avec la deuxième commande.....	105
a)	Allures des tensions simples.....	105
b)	Analyse harmonique de la tension V_1	105
c)	Allures des tensions composées.....	106
d)	Analyse harmonique de la tension U_{12}	106
e)	Allures des courants.....	107
f)	Analyse harmonique du courant I_1	107
III.2.7.3	Résultats de la simulation avec la troisième commande.....	108
a)	Allures des simples.....	108
b)	Analyse harmonique de la tension V_1	108
c)	Allures des tensions composées.....	109
d)	Analyse harmonique de la tension U_{12}	109
e)	Allures des courants.....	110
f)	Analyse harmonique du courant I_1	110
III.2.8	Interprétation des résultats.....	111

IMPACTS ENVIRONNEMENTAUX	112
Impact positif.....	112
Impact négatif.....	112
Le courant électrique et ses effets	112
Les tensions dangereuses	113
CONCLUSION GENERALE	114
BIBLIOGRAPHIE	115
ANNEXES	118
ANNEXE 1 : ALGORITHME DE NEWTON- RAPHSON	118
ANNEXE 2 : NORME DE COMPATIBILITE ECLECTROMAGNETIQUE.....	121

Rapport-Gratuit.com

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Réversibilité et non-réversibilité des convertisseurs statiques	3
Figure 2 : Convertisseur alternatif-continu ou redresseur	4
Figure 3 : Convertisseur continu-alternatif ou onduleur	4
Figure 4 : Convertisseur continu-continu ou hacheur	5
Figure 5 : Convertisseur alternatif-alternatif	5
Figure 6 : Diode de puissance	6
Figure 7 : Caractéristique de la diode parfaite	7
Figure 8 : Caractéristique de la diode réelle	7
Figure 9 : Transistor NPN de puissance	8
Figure 10 : Mode de fonctionnement des transistors	8
Figure 11 : Caractéristique du transistor parfait	8
Figure 12 : Transistor MOS	9
Figure 13 : Caractéristique du transistor MOS	9
Figure 14 : Symbole de l'IGBT	10
Figure 15 : Modèle équivalent de l'IGBT	10
Figure 16 : Caractéristique statique et zones de fonctionnement d'un IGBT	11
Figure 17 : Symbole du thyristor	11
Figure 18 : Caractéristique du thyristor	12
Figure 19 : Symboles du GTO	12
Figure 20 : Représentation des caractéristiques tension-courant à l'aide de segments	13
Figure 21 : Construction de l'assemblage réversible en courant.	14
Figure 22 : Transistor bipolaire et MOSFET rendu réversible en courant	14
Figure 23 : Thyristor–diode antiparallèle	14
Figure 24 : Association des caractéristiques par segments de l'assemblage thyristor-diode antiparallèle	15
Figure 25 : Principe de la conversion Continu - Alternative	15
Figure 26 : Motovariateurs à courants alternatifs	16
Figure 27 : Onduleur en pont monophasé	17
Figure 28 : Onduleur à résonance parallèle, signaux de commande et forme d'onde des courants	18
Figure 29 : Onduleur à résonance série, signaux de commande et forme d'onde des tensions	19
Figure 30 : Onduleur de tension monophasé à 2 interrupteurs	19
Figure 31 Allure de la tension de sortie pour l'onduleur monophasé à 2 interrupteurs	20
Figure 32 : Allure de la tension et du courant de sortie de l'onduleur monophasé à 2 interrupteurs débitant sur une charge inductive	20
Figure 33 : Sens du courant traversant la charge inductive	20
Figure 34 : Onduleur de tension monophasé à 2 interrupteurs avec des diodes en antiparallèle	21
Figure 35 : Onduleur monophasé en pont	21
Figure 36 : Allure des grandeurs obtenues pour un onduleur monophasé en pont sur charge inductive	22
Figure 37 : Allure des grandeurs obtenues pour un onduleur monophasé en pont sur charge capacitive	22

Figure 38 : Onduleur triphasé en pont.....	23
Figure 39 Allure des grandeurs obtenues pour un onduleur monophasé en pont sur charge inductive.....	24
Figure 40 : Chaîne d'entraînement d'un moteur à courant alternatif.....	25
Figure 41 : Allure d'une onde déformée	27
Figure 42: Spectre d'un signal	28
Figure 43 : Onduleur de tension monophasé en demi-pont	30
Figure 44 : Commandes des interrupteurs et allure de la tension de sortie.....	31
Figure 45 : Onduleur de tension monophasé en pont complet.....	31
Figure 46 : Onduleur de tension triphasé connecté à une charge.....	32
Figure 47 : Signal triangulaire (porteuse) avec la sinusoïdale (modulante), ordre de commande des interrupteurs, tension de sortie d'un onduleur monophasé	34
Figure 48 : MLI à porteuse triangulaire d'un onduleur triphasé	34
Figure 49 : Spectre de la tension de sortie.....	35
Figure 50 : Courbes généralisées à trois niveaux	36
Figure 51: Allure de la tension de sortie	38
Figure 52 : Schéma bloc.....	40
Figure 53 : Onduleur de tension triphasé en pont connecté à une charge	41
Figure 54 : Tension de sortie n°1	41
Figure 55 : Tension de sortie n°2	42
Figure 56 : Tension de sortie n°3	42
Figure 57 : Règle d'interconnexion d'une source de tension.....	45
Figure 58 : Phénomène de chevauchement	45
Figure 59 : 6 signaux de commande pour obtenir la première courbe	46
Figure 60 : 6 signaux de commande pour obtenir la deuxième courbe.....	47
Figure 61 : 6 signaux de commande pour obtenir la troisième courbe	47
Figure 62 : Structure interne d'un microcontrôleur.....	49
Figure 63 : Représentation générale d'un PIC	50
Figure 64 : Un PIC 16F84A en boîtier PDIP	51
Figure 65 : Organisation de la mémoire programme	53
Figure 66 : Organisation de la mémoire de donnée.....	54
Figure 67 : Déroulement d'un programme lors d'une interruption.....	57
Figure 68 : L'environnement IDE du compilateur mikroC PRO.....	61
Figure 69 : Création d'un nouveau projet	62
Figure 70 : Fenêtre de création d'un nouveau projet	62
Figure 71 : Fenêtre de configuration du projet.....	63
Figure 72 : Ajout des fichiers dans le projet	63
Figure 73 : Ajout des bibliothèques dans le projet	64
Figure 74 : Fenêtre de la dernière étape	64
Figure 75 : Fenêtre de travail	65
Figure 76 : Menus et barre d'outils du mikroC	65
Figure 77 : Fenêtre d'erreur	66
Figure 78 : Représentation des durées de chaque tranche pour la première commande.....	68
Figure 79 : Organigramme du programme de commande	69
Figure 80 : Les différentes étapes de la conception	70
Figure 81 : Ecran d'ISIS.....	71
Figure 82 : Etapes à suivre pour sélectionner un composant	72

Figure 83 : Etapes à suivre pour placer un composant sur le schéma	72
Figure 84 : Fenêtre de caractéristique d'une résistance	73
Figure 85 : Etapes à suivre pour placer un générateur	73
Figure 86 : Fenêtre de propriété pour un générateur	74
Figure 87 : Etapes à suivre pour placer une masse	75
Figure 88 : Modèle équivalent d'un optocoupleur (interrupteur fermé)	76
Figure 89: Modèle équivalent d'un optocoupleur (interrupteur ouvert)	77
Figure 90 : Montage d'un optocoupleur	78
Figure 91 : Circuit de commande de l'onduleur	79
Figure 92 : Fenêtre de configuration du PIC	80
Figure 93 : Placement d'un oscilloscope	81
Figure 94 : Boutons de contrôle de la simulation sous ISIS	81
Figure 95 : Allures des 6 signaux de la première commande dans ISIS	82
Figure 96 : Allures des 6 signaux de la deuxième commande dans ISIS	83
Figure 97 : Allures des 6 signaux de la troisième commande dans ISIS	84
Figure 98 : Configuration logicielle du MATLAB	86
Figure 99 : Fenêtre principale de MATLAB	86
Figure 100 : Fenêtre des bibliothèques Simulink	87
Figure 101 : Blocs dans la bibliothèque « Power Electronics »	88
Figure 102 : Fenêtre de travail sous Simulink	88
Figure 103 : ajout de blocs dans la fenêtre de travail	89
Figure 104 : Les 2 flèches d'un bloc	89
Figure 105 : Boutons de contrôle de la simulation sous Simulink	90
Figure 106 : Bloc « powergui »	90
Figure 107 : Modèle Simulink de simulation des 3 commandes	91
Figure 108 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la première commande (Charge Résistive)	92
Figure 109 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la première commande (Charge Résistive)	92
Figure 110 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la première commande (Charge Résistive)	93
Figure 111 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la première commande (Charge Résistive)	93
Figure 112 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la première commande (Charge Résistive)	94
Figure 113 : Spectre harmonique du courant I_1 de la première commande (Charge Résistive)	94
Figure 114 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la deuxième commande (Charge Résistive)	95
Figure 115 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la deuxième commande (Charge Résistive)	95
Figure 116 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la deuxième commande (Charge Résistive)	96
Figure 117 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la deuxième commande (Charge Résistive)	96
Figure 118 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la deuxième commande (Charge Résistive) ..	97
Figure 119 : Spectre harmonique du courant I_1 de la deuxième commande (Charge Résistive)	97

Figure 120 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la troisième commande (Charge Résistive).....	98
Figure 121 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la troisième commande (Charge Résistive).....	98
Figure 122 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la troisième commande (Charge Résistive).....	99
Figure 123 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la troisième commande (Charge Résistive).....	99
Figure 124 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la troisième commande (Charge Résistive).	100
Figure 125 : Spectre harmonique du courant I_1 de la troisième commande (Charge Résistive)	100
Figure 126 : Modèle Simulink de simulation avec charge (R, L)	101
Figure 127 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la première commande (Charge R, L)	102
Figure 128 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la première commande (Charge R, L)	102
Figure 129 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la première commande (Charge R, L).....	103
Figure 130 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la première commande (Charge R, L)	103
Figure 131 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la première commande (Charge R, L)	104
Figure 132 : Spectre harmonique du courant I_1 de la première commande (Charge R, L)....	104
Figure 133 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la deuxième commande (Charge R, L)	105
Figure 134 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la deuxième commande (Charge R, L)	105
Figure 135 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la deuxième commande (Charge R, L).....	106
Figure 136 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la deuxième commande (Charge R, L)	106
Figure 137 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la deuxième commande (Charge R, L).....	107
Figure 138 : Spectre harmonique du courant I_1 de la deuxième commande (Charge R, L)...	107
Figure 139 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la troisième commande (Charge R, L)	108
Figure 140 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la troisième commande (Charge R, L)	108
Figure 141 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la troisième commande (Charge R, L).....	109
Figure 142 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la troisième commande (Charge R, L)	109
Figure 143 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la troisième commande (Charge R, L)	110
Figure 144 : Spectre harmonique du courant I_1 de la troisième commande (Charge R, L) ...	110

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Valeur du prédiviseur en fonction des bits PSA à PS0	59
Tableau 2 : Fichiers générés après la compilation	66
Tableau 3 : Liste des composants pour l'isolation galvanique.....	77
Tableau 4 : Effets du courant alternatif sur le corps humain	113
Tableau 5 : Valeurs des tensions dangereuses	113
Tableau 6 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (CEI 61000-2-2).	122

NOMENCLATURE

α : Angle de commutation

ASI : Alimentation Sans Interruption

CAN : Convertisseur Analogique Numérique

CEI : Commission Electrotechnique Internationale

CISC : Complex Instructions Set Computer

C_i : Transistor IGBT n°i

CPU : Central Processing Unit

DC-AC : Conversion continu-alternative

dc-dc : Conversion continu-continue

D_i : Diode n°i

E : Tension continu d'alimentation

EEPROM: Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory

EPROM: Erasable Programmable Read-Only Memory

ESPA: Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo

f : fréquence

GPR: General Purpose Registers

GTO: Gate Turn-Off

h_i : Composante harmonique de rang i

I : Courant de phase à la sortie de l'onduleur triphasé à MLI

i_{AK} : Courant anode-cathode d'une diode ou d'un thyristor

i_B : Courant de Base d'un transistor bipolaire

i_c : Courant passant dans le Collecteur d'un transistor bipolaire

i_D : Courant passant dans le Drain d'un transistor MOS

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

ISIS: Intelligent Schematic Input System

K: Interrupteur

LED: Light-Emitting Diode

LCD: Liquid Crystal Display

MATLAB: MAtrix LABoratory

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion
MOS: Metal Oxide Semiconductor
MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PDIP: Programmed Dialogues with Interactive Programs
PIC: Programmable Integrated Circuit
PROM: Programmable Read Only Memory
RAM: Random Access Memory
 R_{DS} : Résistance assimilée à la jonction Drain-Source d'un transistor MOS
RISC: Reduced Instructions Set Computer
ROM: Read-Only Memory
SFR: Special Function Registers
THD: Total Harmonic Distortion
T : Période
 T_i : Transistor IGBT n°i
U : Tension composée à la sortie de l'onduleur triphasé à MLI
V : Tension simple à la sortie de l'onduleur triphasé à MLI
 V_{AK} : Tension anode-cathode aux bornes d'une diode ou d'un thyristor
 V_{CE} : Tension Collecteur-Emetteur d'un transistor bipolaire
 V_{GS} : Tension Grille-Source d'un transistor MOS
VSM: Virtual System Mode

INTRODUCTION GENERALE

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les onduleurs voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable dans le domaine industriel. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs.

La tension délivrée par un onduleur est découpée par principe, elle possède donc un énorme contenu harmonique. Les harmoniques provoquent des distorsions excessives au niveau de l'onde de tension, ce qui entraîne le pré-vieillessement des systèmes de contrôle électroniques, ordinateurs et autres appareils de commande. En effet, selon les applications, le taux de distorsion de l'onde de tension à la sortie de l'onduleur doit respecter le taux des harmoniques admissibles. Ceci justifie fréquemment l'usage des filtres et le choix des stratégies de commande de l'onduleur qui permettent de minimiser le contenu harmonique. C'est entièrement en ce sens que le présent mémoire intitulé : “ COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR DC-AC TRIPHAASE A FAIBLE TAUX D'HARMONIQUES PAR UN MICROCONTROLEUR ” fut élaboré.

L'objectif poursuivi dans le travail de recherche présenté dans ce mémoire consiste à atténuer les harmoniques de rang inférieur dans les grandeurs de sortie d'un onduleur triphasé. Pour atteindre cet objectif, on optimise la commande de l'onduleur par une nouvelle technique susnommée : “ MLI à sélection d'harmoniques à éliminer ”. Dans ce travail, on s'intéresse à créer trois commandes “ MLI à sélection d'harmoniques à éliminer ” à l'aide d'un circuit de commande à base de microcontrôleur. Des simulations sous PROTEUS et MATLAB sont établies pour visualiser les résultats.

Le présent ouvrage est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre sera consacré aux descriptions des convertisseurs statiques, des composants de puissance, des onduleurs et des techniques de commande par MLI. Le second chapitre décrit la conception des commandes de l'onduleur. Les résultats des simulations avec PROTEUS et MATLAB sont exposés dans le dernier chapitre.

CHAPITRE I

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.1 DEFINITIONS

L'électronique de puissance est la branche de l'électrotechnique qui a pour objet l'étude de la conversion statique d'énergie électrique. Elle permet de contrôler les courants forts moyennant des composants à semi-conducteurs tels que les diodes, les transistors bipolaires et MOSFET, les thyristors, les triacs, les GTO et les IGBT. Ces composants travaillent surtout en commutation ou autrement dit, en régime tout ou rien. En fonctionnement idéal, ils se comportent comme des interrupteurs dont les caractéristiques sont les suivantes :

- A l'état passant, ils laissent passer les courants forts en provoquant une chute de tension la plus faible possible (au cas idéal, cette chute de tension est nulle).
- A l'état bloqué, ils empêchent la circulation des courants en supportant des tensions très élevées.

Le mot "puissance" ne signifie pas que l'électronique de puissance ne s'intéresse qu'à la commande de moteur d'au moins 1MW. Le domaine de l'électronique de puissance s'étend de quelques micro watts (nano machines électriques) à une centaine de mégawatts (MW).

L'électronique de puissance traite l'énergie électrique par voie statique. Elle a pour avantages :

- Une utilisation plus souple et plus adaptée de l'énergie électrique.
- Une amélioration de la gestion, du transport et de la distribution de l'énergie électrique.

La conversion statique est réalisée au moyen des convertisseurs statiques.

I.2 CONVERTISSEURS STATIQUES

I.2.1 Généralités

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs qui transforment de l'énergie électrique disponible en une forme appropriée à l'alimentation d'une charge. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Une machine à courant alternatif d'une part (de type synchrone ou asynchrone) couplée au réseau permettait de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique à vitesse fixe. Une machine à courant continu d'autre part dont l'excitation commandée permettait de disposer d'une

tension continue variable en sortie. Le développement des composants de puissance au milieu du 20^e siècle (électronique de puissance) a permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes.

I.2.2 Notion de réversibilité

Traitant de l'énergie, une notion importante en électronique de puissance est la notion de réversibilité. Un convertisseur statique est dit réversible lorsque l'énergie peut transiter (en général, être contrôlée) de manière bidirectionnelle, c'est-à-dire aussi bien dans un sens que dans l'autre. Les notions d'entrée et de sortie ne sont alors plus évidentes. Un convertisseur non-réversible transfère (et convertit) l'énergie d'une source vers une charge utilisatrice. L'énergie ne peut pas transiter dans l'autre sens. Certains convertisseurs statique sont naturellement réversibles (onduleurs). D'autres sont naturellement non-réversibles (redresseur à diodes). Suivant le schéma de leur structure, certains pourront être réversible ou non (hacheurs).

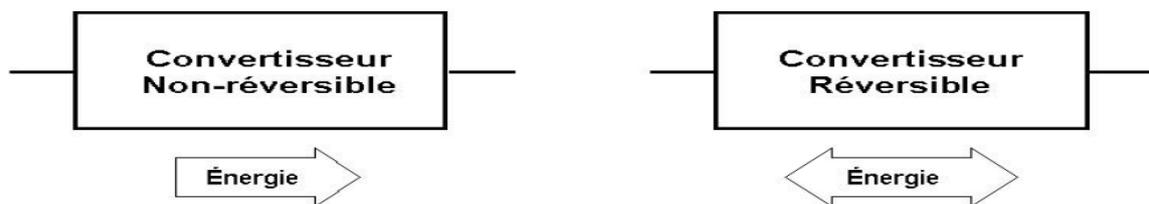


Figure 1 : Réversibilité et non-réversibilité des convertisseurs statiques

I.2.3 Les fonctions de base

L'énergie électrique est disponible soit sous forme alternative (réseau de distribution électrique, alternateur) soit sous forme continue (batterie d'accumulateur, génératrice à courant continu, alimentation par caténaire...). La charge peut nécessiter une alimentation en alternatif ou en continu. On définit donc quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique. Ce sont les « fonctions de base » des convertisseurs statiques.

I.2.3.1 Conversion alternatif-continu

Le convertisseur qui transforme l'énergie électrique délivrée sous forme alternative en continu est le « redresseur » (fig. 2). Il est plus souvent alimenté par un réseau à fréquence industrielle éventuellement polyphasé. Mais il peut être alimenté en haute fréquence. La tension(ou le courant) de sortie peut être ou non réglable par rapport à la grandeur d'entrée

(tension ou courant). Il existe des redresseurs monophasés, triphasés et polyphasés. Ils peuvent être constitués de diodes ou de diodes et de thyristors (ils sont dits mixtes). Ils ne sont pas réversibles en énergie. Les redresseurs réversibles sont composés uniquement de thyristors.

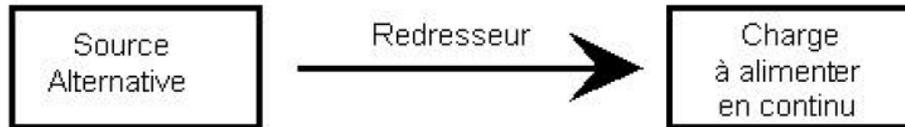


Figure 2 : Convertisseur alternatif-continu ou redresseur

I.2.3.2 Convertisseur continu-alternatif

Les onduleurs assurent la transformation de l'énergie électrique continu en alternatif (fig. 3). La charge alternative peut être de plusieurs types. Si elle peut délivrer de la puissance et présente des forces-électromotrices (réseau de distribution électrique, machine synchrone, alternateur), l'onduleur pourra avoir une structure identique à celle d'un redresseur. C'est le fonctionnement réversible d'un même convertisseur. On parle alors « d'onduleur assisté » ou « non autonome ».

Si la charge est constituée par un circuit oscillant, on pourra utiliser les propriétés du dernier pour adapter la structure de l'onduleur. Il prend le nom « d'onduleur à résonance ». Dans tous les autres cas, on emploie un « onduleur autonome » qui ne suppose aucune caractéristique particulière de la charge.



Figure 3 : Convertisseur continu-alternatif ou onduleur

I.2.3.3 Convertisseur continu-continu

Le convertisseur continu-continu ou hacheur délivre une tension continue variable à partir d'une source continue fixe (fig. 4). La tension à la sortie peut être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée selon le montage choisi. Actuellement, il existe deux variantes :

- Le convertisseur dc-dc à transformateur
- Le convertisseur utilisant une diode et un condensateur

Il peut être réversible ou non.



Figure 4 : Convertisseur continu-continu ou hacheur

I.2.3.4 Convertisseur alternatif-alternatif

La conversion de l'énergie électrique délivrée sous forme alternative pour alimenter une charge en alternatif peut se faire avec ou sans changement de fréquence. Dans le premier cas, on parle de « cyclo-convertisseur ». Dans le second cas, on parle de « gradateur » (fig. 5).

Le schéma d'un cyclo-convertisseur triphasé-triphasé comprend 36 thyristors (il peut être considéré comme la juxtaposition de 3 redresseurs tête-bêche, soit 3*2 ponts à 6 thyristors). Il n'est quasiment utilisé que pour des puissances très importantes (supérieur à 1 MVA).

Le gradateur est un convertisseur de structure extrêmement simple. Il est principalement utilisé en éclairage (lampadaire halogène, éclairage de scène, discothèque...) et sur moteur universel (perceuse, aspirateur...) car, pour ces applications, la fréquence des courants d'alimentation n'a que peu d'importance. Il est aussi utilisé sur des moteurs asynchrones à cage pour de la variation de vitesse industrielle et domestique économique en pompage et ventilation.



Figure 5 : Convertisseur alternatif-alternatif

I.3 COMPOSANTS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.3.1 Généralités

Les convertisseurs statiques d'énergie électrique utilisent des composants de l'électronique à semi-conducteurs et des éléments linéaires. Pour contrôler des puissances électriques importantes, les composants sont parcourus par des courants élevés atteignant le kilo ampère sous des tensions importantes avoisinant aisément le kilovolt.

Dans un convertisseur, le choix d'un type de composant est basé sur sa commande à l'ouverture et à la fermeture, en tension ou en courant, et sa réversibilité. La réversibilité en

tension est l'aptitude à supporter des tensions directes et inverses à l'état bloqué, tandis qu'en courant, il s'agit de l'aptitude à laisser passer des courants directs et inverses à l'état passant. Les « interrupteurs » de l'électronique de puissance travaillent jusqu'à plusieurs dizaines de kHz. Il est impossible d'employer des interrupteurs classiques. Ceux-ci ne supporteraient pas de telles fréquences de fonctionnement. De plus, un arc électrique s'établirait entre les contacts. Seuls les interrupteurs statiques à base de semi-conducteur sont utilisés. On trouve :

- la diode de puissance
- le transistor bipolaire de puissance
- le transistor MOS de puissance
- le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)
- le thyristor "classique"
- le thyristor GTO (Gate Turn Off)

I.3.2 Diode de puissance

La diode de puissance (fig. 6) est un composant qu'on ne peut pas commander ni à la fermeture ni à l'ouverture. Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) à l'état bloqué. Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($i_{AK} > 0$).

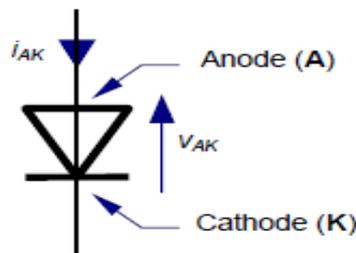


Figure 6 : Diode de puissance

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes (fig. 7) :

- diode passante (ou ON), tension $v_{AK} = 0$ pour $i_{AK} > 0$
- diode bloquée (ou OFF), tension $i_{AK} = 0$ pour $v_{AK} < 0$

On dit aussi que la diode a une caractéristique à deux segments.

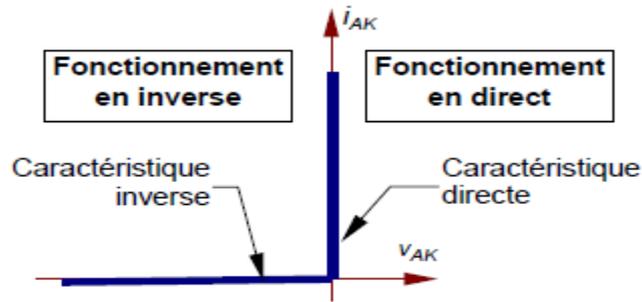


Figure 7 : Caractéristique de la diode parfaite

En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé ON tant que le courant qui le traverse est positif (conventions de la figure 6).
- il est ouvert OFF tant que la tension à ses bornes est négative.

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états (fig. 8) :

- à l'état passant : $v_{AK} \approx 0$, le courant direct est limité au courant direct maximal ;
- à l'état bloqué : $i_{AK} \approx 0$, la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la tension inverse maximale.

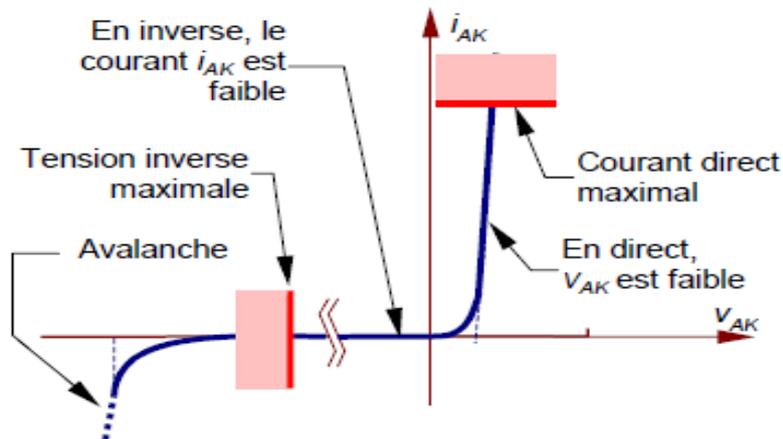


Figure 8 : Caractéristique de la diode réelle

I.3.3 Transistor bipolaire de puissance

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (fig. 9). Le transistor est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de collecteur i_c positifs. Il n'est pas réversible en tension, n'acceptant que des tensions V_{CE} positives lorsqu'il est bloqué.

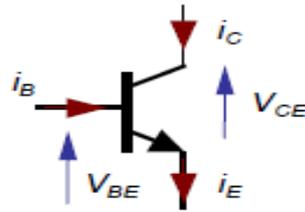


Figure 9 : Transistor NPN de puissance

Le transistor possède deux types de fonctionnement, le mode en commutation (ou non linéaire) est employé en électronique de puissance tandis que le fonctionnement linéaire est plutôt utilisé en amplification de signaux. Dans son mode de fonctionnement linéaire, le transistor se comporte comme une source de courant i_C commandée par le courant i_B . Dans ce cas, la tension V_{CE} est imposée par le circuit extérieur. La figure 10 propose l'évolution des grandeurs entre le blocage, le fonctionnement linéaire et la saturation.

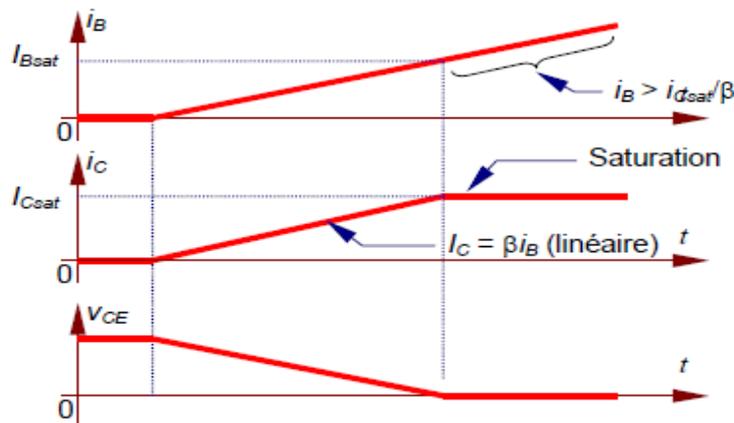


Figure 10 : Mode de fonctionnement des transistors

L'état bloqué (B) ou OFF du transistor est obtenu en annulant le courant i_B de commande, ce qui induit un courant de collecteur nul et une tension V_{CE} non fixée. L'équivalent est un commutateur ouvert.

Dans le cas du transistor saturé (S) ou ON le courant i_B est tel que le transistor impose une tension V_{CE} nulle tandis que le courant i_C atteint une valeur limite dite de saturation, i_{Csat} . L'équivalent est un commutateur fermé.

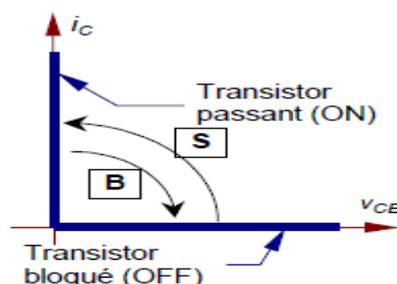


Figure 11 : Caractéristique du transistor parfait

I.3.4 Transistor MOS de puissance

Le transistor MOS est un composant totalement commandé c'est-à-dire qu'on peut le commander à la fermeture et à l'ouverture. Il est rendu passant grâce à une tension v_{GS} positive (de l'ordre de quelques volts). La grille est isolée du reste du transistor, ce qui procure une impédance grille-source très élevée. La grille n'absorbe donc aucun courant en régime permanent. La jonction drain-source est alors assimilable à une résistance très faible : R_{DS} de quelques milli-ohm. On le bloque en annulant V_{GS} , R_{DS} devient alors très élevée.

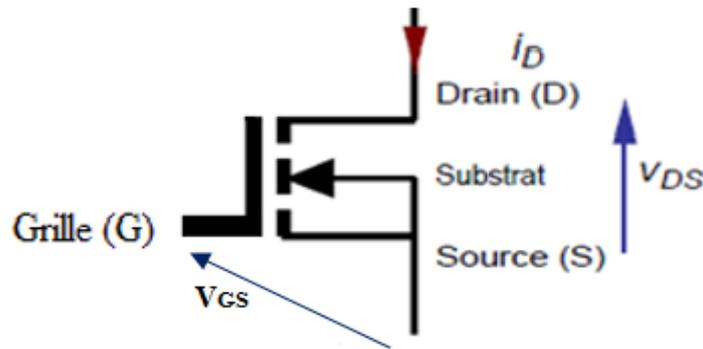


Figure 12 : Transistor MOS

Le transistor est ouvert (OFF) en annulant la tension V_{GS} de commande et en procurant une impédance drain-source très élevée, ce qui annule le courant de drain i_D . La tension V_{DS} est fixée par le circuit extérieur. L'équivalent est un interrupteur ouvert. La fermeture du transistor est représentée par une tension V_{GS} positive qui rend R_{DS} très faible et permet au courant i_D de croître. L'équivalent est un interrupteur fermé. A l'instar du transistor bipolaire, le transistor MOS possède également un mode de fonctionnement linéaire mais qui n'est pas utilisé en électronique de puissance. Il se comporte alors comme une résistance (R_{DS}) commandée en tension (V_{GS}).

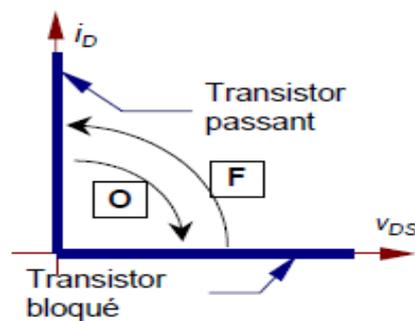


Figure 13 : Caractéristique du transistor MOS

I.3.5 Transistor IGBT

C'est un transistor bipolaire à grille isolée, c'est donc le mixage des avantages du MOS et du bipolaire. On sait que les MOS possèdent une grande simplicité de commande mais présente des tensions de déchet importantes. On sait également que le bipolaire nécessite une commande en courant pas toujours simple, mais une tension de saturation très faible. Les constructeurs ont depuis longtemps cherché à coupler ces deux types de technologie.

L'IGBT est donc un MOS en entrée qui pilote un bipolaire en sortie. La commande de grille s'effectue en tension, généralement entre 0V « transistor ouvert (OFF) », et 15V « transistor fermé (ON) ».

Son symbole et ses modèles d'étude sont :

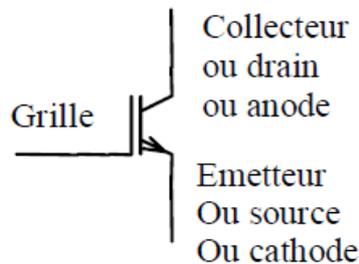


Figure 14 : Symbole de l'IGBT

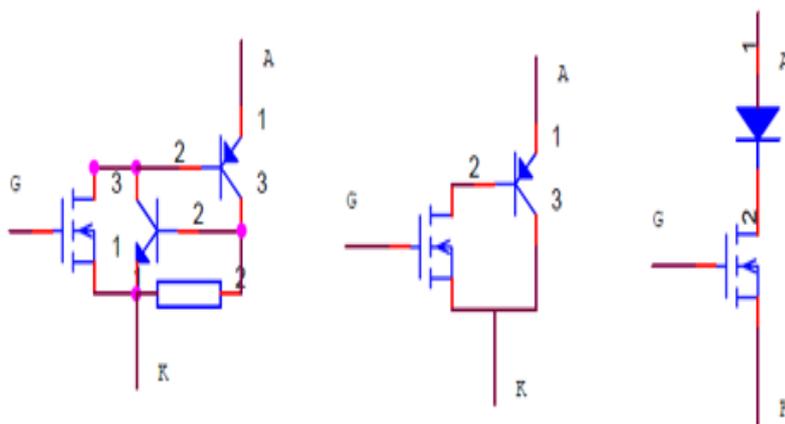


Figure 15 : Modèle équivalent de l'IGBT

A l'état passant, la diode et le MOS vont engendrer une tension de seuil V_{CEth} que l'on retrouve sur la caractéristique statique représentée par la figure 16.

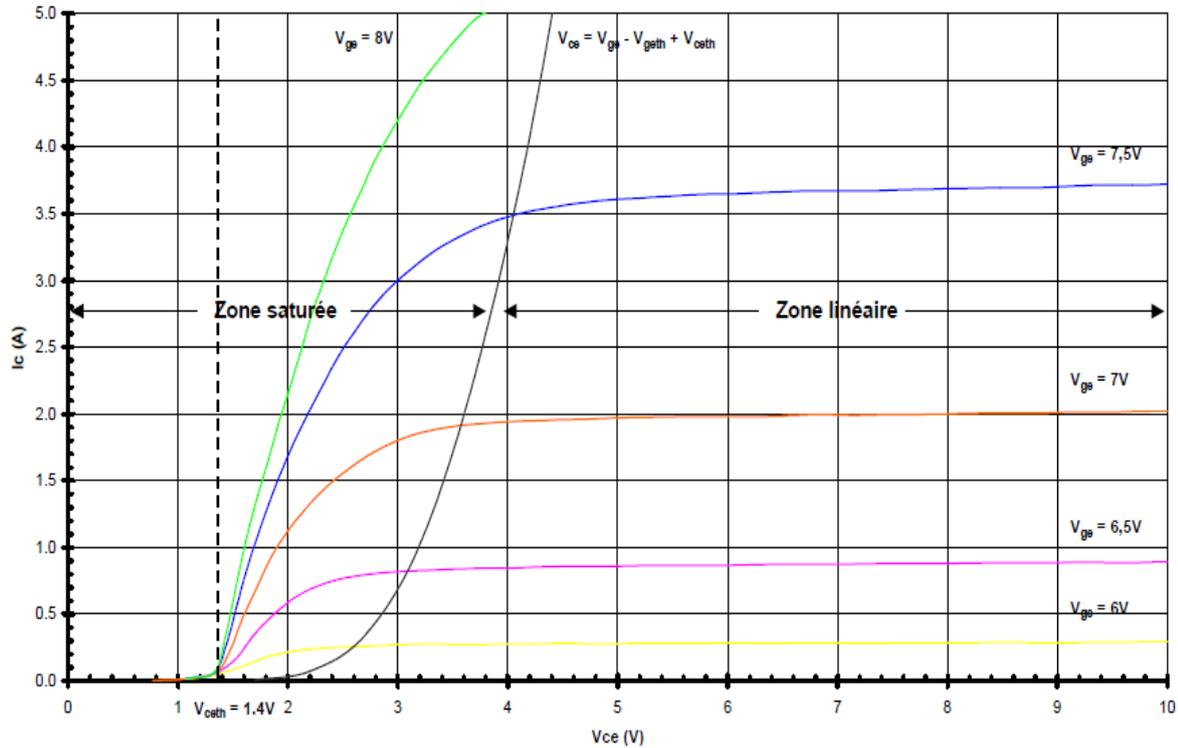


Figure 16 : Caractéristique statique et zones de fonctionnement d'un IGBT

Malheureusement l'IGBT possède un courant de queue non négligeable qui génère de fortes pertes qui limite la fréquence de commutation et souvent son utilisation. Ce composant existe dans des calibres qui vont de quelques ampères à basse tension et des calibres de 1200V/450A voire des modules de 6500V/600A. C'est le composant de puissance qui connaît le taux de croissance le plus élevé de ces dernières années.

I.3.6 Thyristors

Le thyristor est un composant commandé à la fermeture, mais pas à l'ouverture (fig. 17). Il est réversible en tension et supporte des tensions v_{AK} aussi bien positives que négatives. Il n'est pas réversible en courant et ne permet que des courants i_{AK} positifs, c'est à dire dans le sens anode-cathode, à l'état passant.

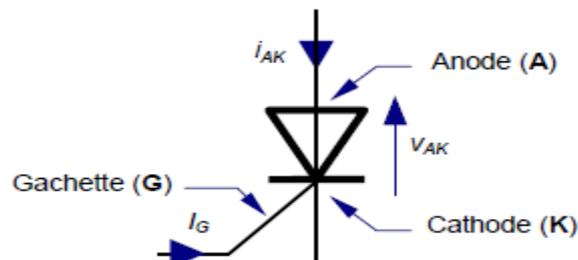


Figure 17 : Symbole du thyristor

Le composant est bloqué (OFF) si le courant i_{AK} est nul quel que soit la tension v_{AK} . Si la tension v_{AK} est positive, le thyristor peut être amorcé. L'amorçage (A) est obtenu par un courant de gâchette i_G positif d'amplitude suffisante alors que la tension v_{AK} est positive. L'état passant (ON) est caractérisé par une tension v_{AK} nulle et un courant i_{AK} positif. Le blocage (B) apparaît dès annulation du courant i_{AK} . On ne peut pas commander ce changement, mais on en distingue deux types : La commutation naturelle par annulation du courant i_{AK} ou la commutation forcée par inversion de la tension v_{AK} .

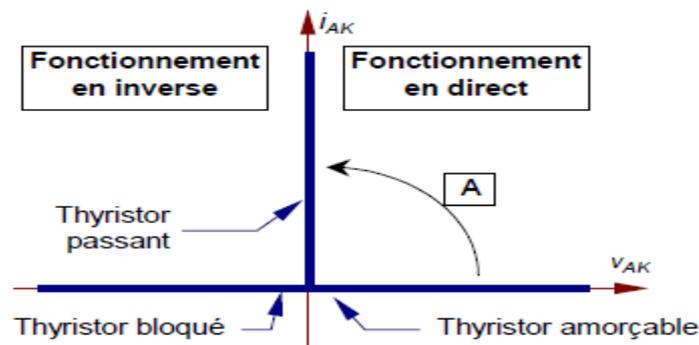


Figure 18 : Caractéristique du thyristor

On peut remarquer que le thyristor, à la différence de la diode, a une caractéristique à trois segments, c'est à dire qu'une des grandeurs est bidirectionnelle (ici la tension).

I.3.7 Thyristor GTO

C'est un thyristor dont la fermeture est commandée par la gâchette mais dont l'ouverture peut également être commandée par la gâchette. Donc le GTO s'ouvre de façon naturelle ou par impulsion sur sa gâchette, ce qui est nouveau. Ses applications sont, la forte puissance (traction) soit le pilotage des moteurs asynchrones de TGV. Toutefois, il est concurrencé par l'IGBT.

Ses trois symboles sont :

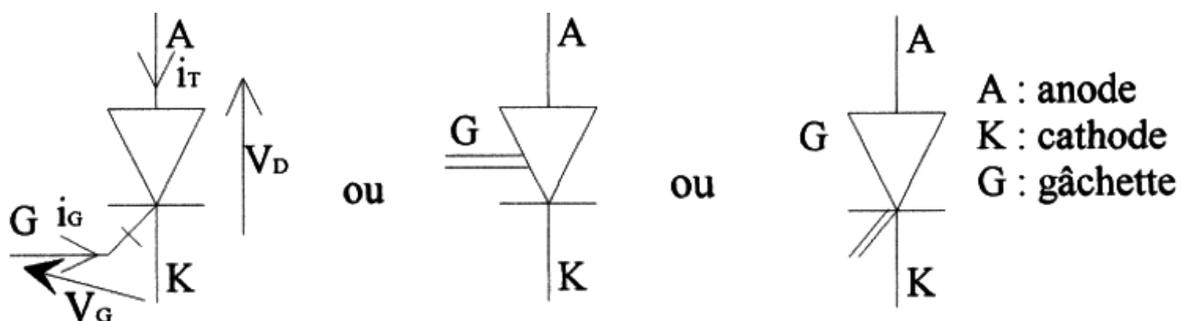


Figure 19 : Symboles du GTO

I.3.8 Réversibilité en courant des transistors

I.3.8.1 Représentation par segments

Les états d'un composant parfait fonctionnant en commutation sont représentés par des demi-droites coïncidant avec un axe (puisque soit le courant, soit la tension est nulle). La caractéristique tension-courant du composant se résume à un ensemble des segments représentatifs du nombre d'états. On distingue deux états au minimum et quatre au maximum. Cette représentation procure l'avantage de décrire la réversibilité en tension et en courant en fournissant une indication claire de la « fonction » réalisée par le composant. De plus, suivant le nombre de segments, on peut réaliser une classification des commutateurs. Enfin, elle aide à la recherche de la fonction « hybride » obtenue par assemblage de composants élémentaires. Les trois types de composants étudiés précédemment peuvent être représentés par les caractéristiques de la figure 20. On voit alors très bien la réversibilité des grandeurs : aucune pour la diode et le transistor (courant et tension unidirectionnels) et une réversibilité en tension pour le thyristor.

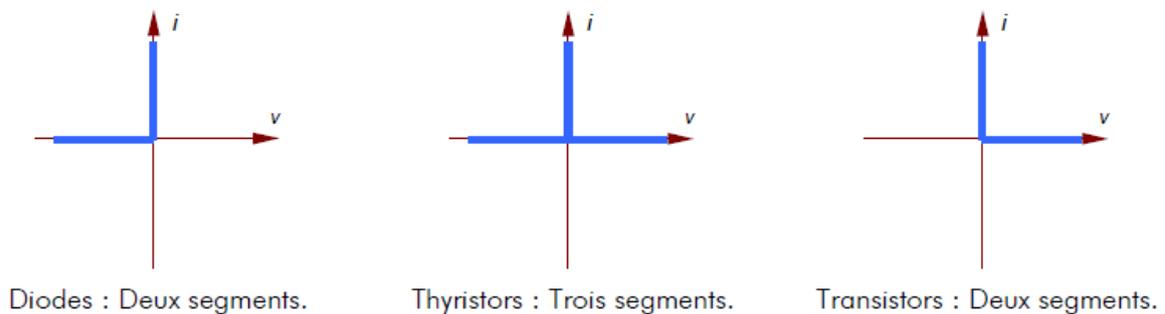


Figure 20 : Représentation des caractéristiques tension-courant à l'aide de segments.

I.3.8.2 Recherche de la réversibilité en courant

Les transistors bipolaires et MOS sont des composants à deux segments, que l'on pourrait aussi qualifier de « un quadrant » : la tension et le courant sont exclusivement positifs. On cherche à étendre leurs caractéristiques en les associant à d'autres éléments pour en faire des commutateurs réversibles en courant. L'usage des caractéristiques par segments aide à cette recherche. Sur la figure 21, l'assemblage réversible en courant contient le transistor (à gauche) et un élément (au centre) qui se trouve être par inversion du sens des grandeurs une diode placée en parallèle inverse (antiparallèle). Le schéma résultant est indiqué à la figure 22 pour le bipolaire et le MOSFET. Il est à noter que le groupement résultant n'est pas réversible en tension.

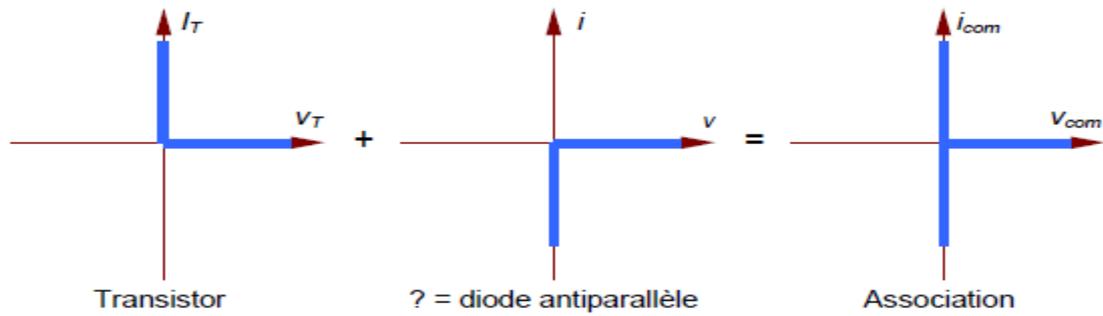


Figure 21 : Construction de l'assemblage réversible en courant.

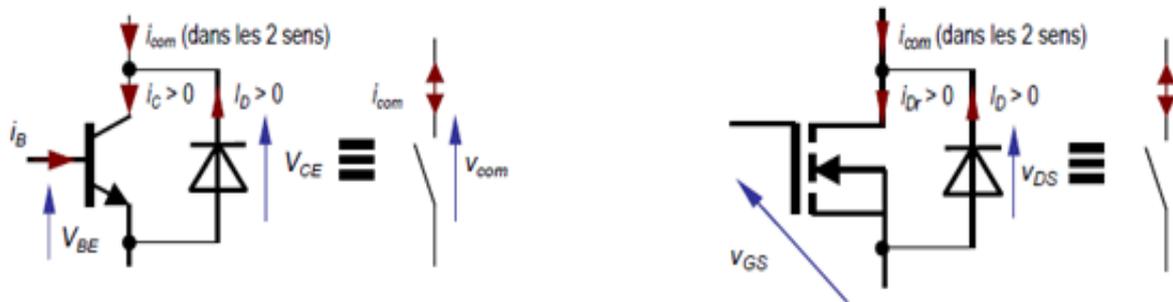


Figure 22 : Transistor bipolaire et MOSFET rendu réversible en courant.

I.3.9 Réversibilité en courant des thyristors

Un raisonnement similaire avec le thyristor (fig. 23) est illustré par les caractéristiques de la figure 24. On notera qu'il s'agit bien d'un interrupteur à trois segments bidirectionnel en courant et pas en tension car la diode impose une tension nulle lorsque le courant est négatif. Le segment $v_{com} < 0$ ne peut apparaître. Pour ajouter ce segment, il faudrait placer une diode en série avec le thyristor.

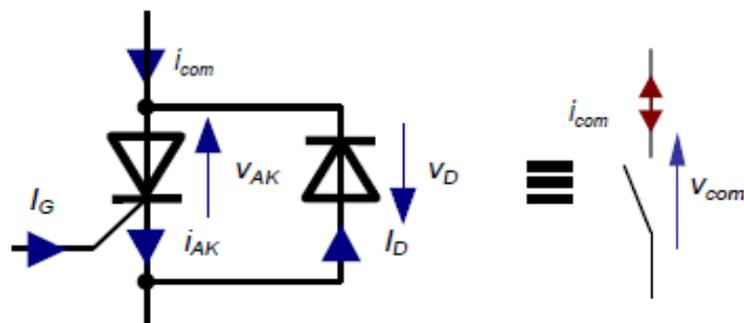


Figure 23 : Thyristor-diode antiparallèle.

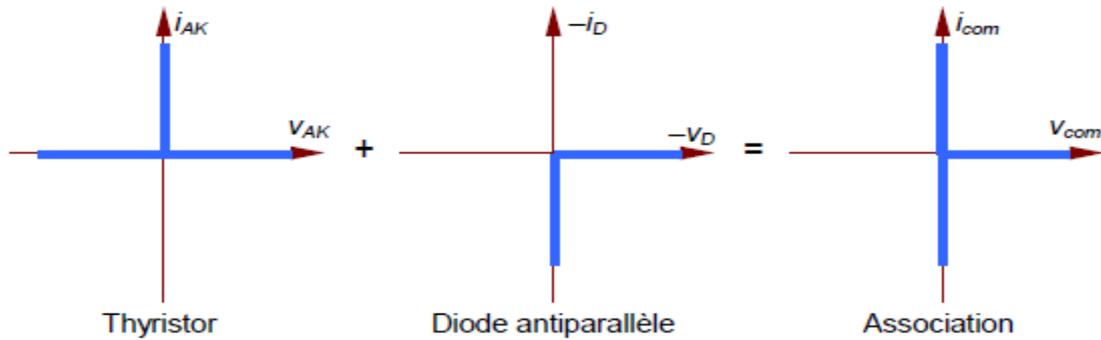


Figure 24 : Association des caractéristiques par segments de l'assemblage thyristor-diode antiparallèle

I.4 CONVERTISSEURS CONTINU-ALTERNATIF

I.4.1 Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). La figure 25 représente son schéma de principe.

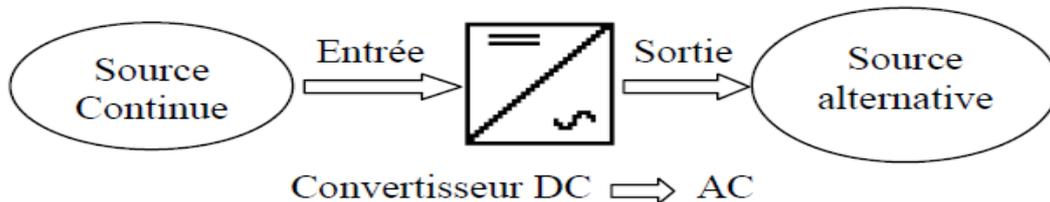


Figure 25 : Principe de la conversion Continu - Alternative

I.4.2 Classification des onduleurs

I.4.2.1 Onduleur non-autonome ou « assisté »

Dans un onduleur non-autonome relié à un réseau alternatif, c'est celui-ci qui impose la fréquence. Le convertisseur ne permet de fixer ni la fréquence ni la valeur efficace des tensions du réseau alternatif dans lequel il débite. Les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est « naturelle ». L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

a) Onduleur à fréquence variable

Dans cette seconde configuration, correspondant aux applications « motovariateurs à courants alternatifs » et dont le schéma de principe est donné par la figure 26, l'onduleur est généralement alimenté par l'intermédiaire d'un réseau alternatif R. La source continue est donc un redresseur, suivi d'un filtre. Ce filtre sert à éliminer les composantes harmoniques de courant issues de l'onduleur, mais également les composantes harmoniques de tension dues au redressement. La structure utilisée est majoritairement triphasée et, selon la logique énoncée dans le cas de l'onduleur à fréquence fixe, on retrouve une cellule par phase. Dans ce type d'application, les tensions découpées sont directement appliquées à la machine. Les inévitables inductances de commutation de la machine agissent comme des filtres de courant, à condition que la fréquence de découpage utilisée soit adaptée aux valeurs de ces inductances. Une autre propriété de l'onduleur à fréquence fixe réside dans le domaine de fonctionnement beaucoup plus étendu tant en fréquence fondamentale (de quelques hertz à quelques centaines de hertz) qu'en amplitude (dynamique de tension de plusieurs dizaines).

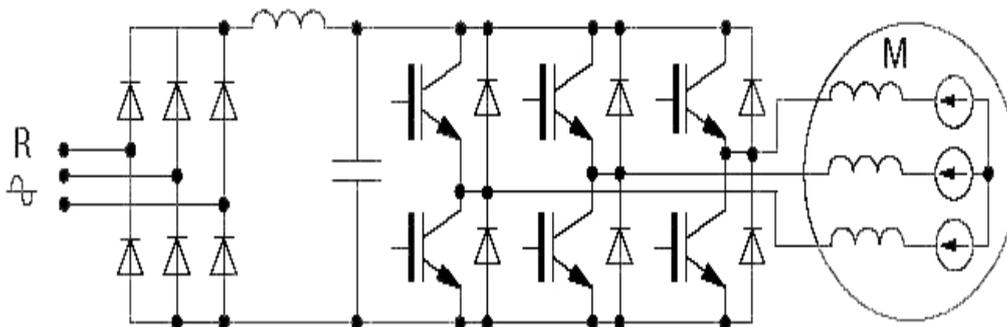


Figure 26 : Motovariateurs à courants alternatifs

I.4.2.2 Onduleur autonome

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture. C'est la commande des semi-conducteurs qui impose la fréquence des grandeurs alternatives. La charge est quelconque. Cet onduleur n'est pas réversible.

a) Onduleur à fréquence fixe

Un exemple de configuration typique à fréquence fixe est celui de l'onduleur d'alimentation sans interruption (ASI). L'onduleur permet de pallier les défaillances d'un réseau alternatif en recréant la tension correspondante à partir d'une batterie. La figure 27

montre le schéma de principe de l'étage de conversion DC-AC (direct current – alternating current) dans une hypothèse monophasée.

On distingue principalement deux types de circuits :

- l'étage de conversion, constitué de deux cellules de commutation (pont monophasé)
- les filtres passifs.

La cellule de commutation est à la base de la majorité des structures d'onduleurs de tension. Elle est élaborée à partir d'interrupteurs entièrement commandables à trois segments (transistors T bipolaire ou MOS, GTO, IGBT, associés chacun à une diode antiparallèle D). Elle est réversible en courant. Elle peut être considérée comme une phase élémentaire d'un quelconque onduleur polyphasé.

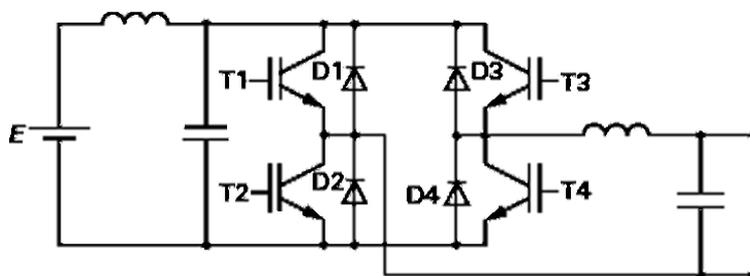


Figure 27 : Onduleur en pont monophasé

I.4.2.3 Onduleur de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable dont la tension n'est pas affectée par les variations de courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et, compte-tenu des connexions établies par les semi-conducteurs, la tension à la sortie. Il alimente en récepteur de courant alternatif. Le courant à la sortie et donc le courant à l'entrée dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité, ou f.é.m. alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

I.4.2.4 Onduleur de courant

Un onduleur est dit courant s'il est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant qui la traverse n'est pas affecté par les variations de la tension à ses bornes. Il alimente un récepteur de tension. La tension

continue impose le courant à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. La tension à la sortie et donc la tension à l'entrée dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas uniquement d'une ou plusieurs autres sources de courant (inductance ou source de courant alternatif).

I.4.2.5 Onduleur à résonance

Ces onduleurs permettent d'imposer la fréquence du courant ou de la tension de sortie. Alors, pour le cas particulier où la charge est constituée d'un circuit oscillant peu amorti, on peut commander les interrupteurs à une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge. Si la charge varie, la fréquence de commande varie. Ce qui signifie que la fréquence de l'onduleur dépend de la charge, il n'est plus non autonome. On distingue deux modèles à résonance.

a) Onduleur à résonance parallèle

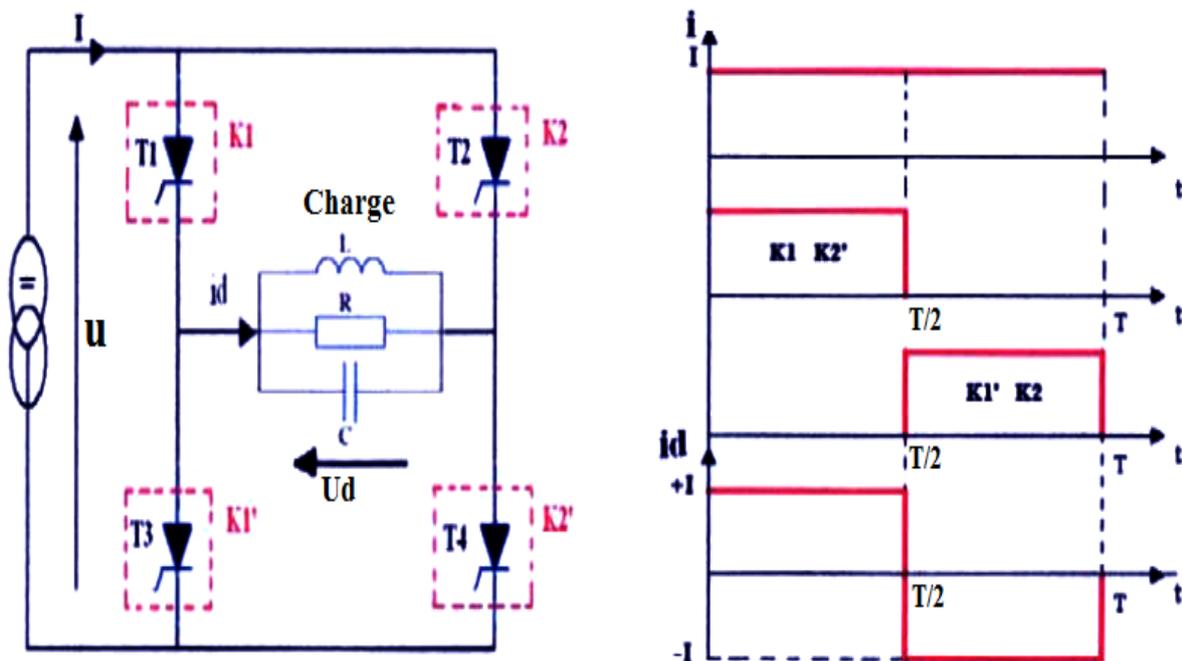


Figure 28 : Onduleur à résonance parallèle, signaux de commande et forme d'onde des courants

Ce dernier débite sur un circuit RLC résonnant parallèle peu amorti comme l'illustre la figure 28. Il dispose d'une capacité branchée entre les bornes de la sortie, pour s'opposer à la brusque variation de la tension; donc l'onduleur doit être alimenté par une source de courant continu. Il représente donc un cas particulier de l'onduleur de courant.

b) Onduleur à résonance série

Celui-ci débite sur un circuit RLC résonant série peu amorti (fig. 29). Dans ce cas, on dispose d'une inductance placée en série dans la charge, pour s'opposer aux discontinuités du courant I , donc l'onduleur doit être alimenté par une source de tension. Il représente donc un cas particulier de l'onduleur de tension.

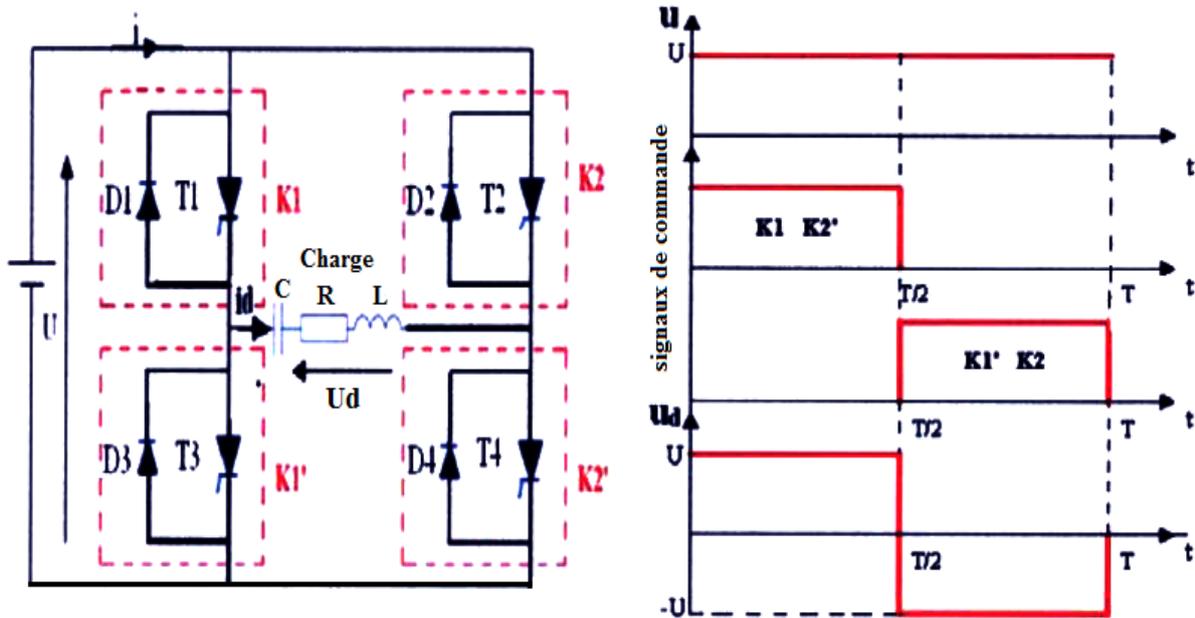


Figure 29 : Onduleur à résonance série, signaux de commande et forme d'onde des tensions

I.4.3 Structures principales des onduleurs autonomes

I.4.3.1 Onduleur de tension monophasé à deux interrupteurs

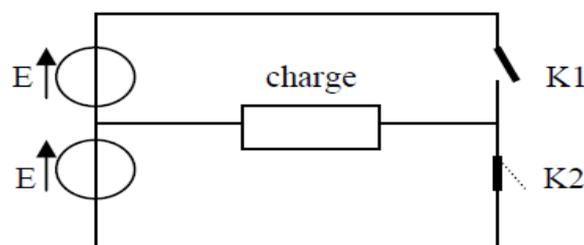


Figure 30 : Onduleur de tension monophasé à 2 interrupteurs

Pour obtenir une tension alternative, la tension aux bornes de la charge doit prendre successivement les valeurs $+E$ et $-E$ pendant des durées égales et de façon périodique. Pour cela, $K1$ et $K2$ sont commandés à la fermeture et à l'ouverture.

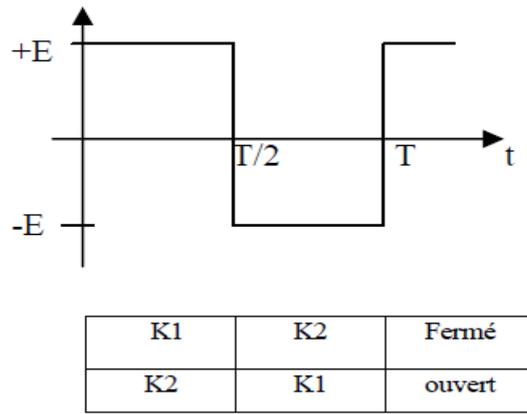


Figure 31 Allure de la tension de sortie pour l'onduleur monophasé à 2 interrupteurs

a) Cas du débit sur charge inductive

Avec une charge résistive, le courant s'annule et change de signe en même temps que la tension. Il n'en est pas de même si la charge est inductive (fig. 32).

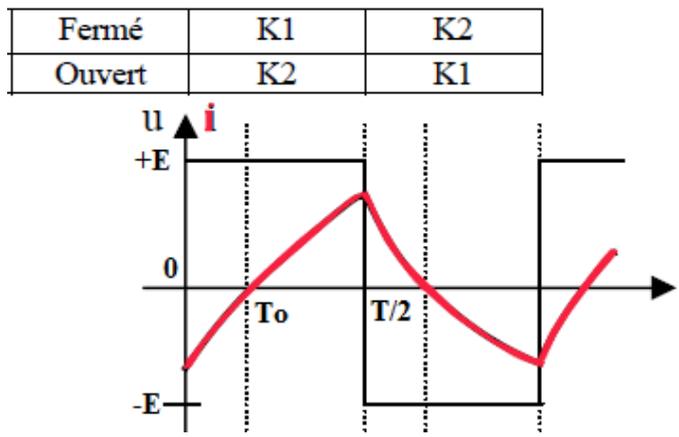


Figure 32 : Allure de la tension et du courant de sortie de l'onduleur monophasé à 2 interrupteurs débitant sur une charge inductive

En effet, pendant l'intervalle de temps 0 à T_0 , où K2 s'ouvre et K1 se ferme, le courant circule dans le sens indiqué par la figure 33. i_1 dans K1 est négatif.

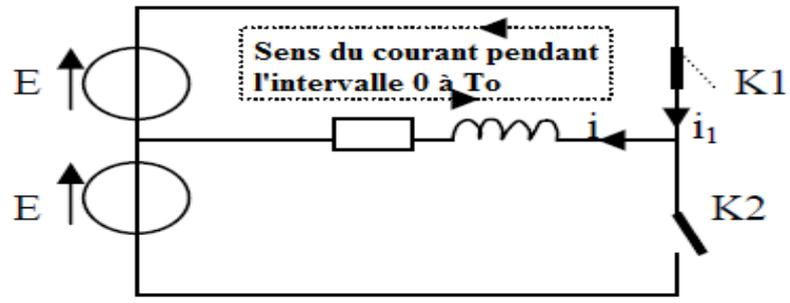


Figure 33 : Sens du courant traversant la charge inductive

Lorsque K1 se ferme, le circuit est donc celui représenté ci-dessus, tel que l'intensité i_1 (négative) tend vers la valeur maximale positive (fig. 32). Ce qui oblige K1 de conduire dans les 2 sens pour que l'intensité ne soit pas interrompue dans la charge. Par conséquent, pour garantir la continuité de l'intensité, la conduction dans l'un des deux sens doit être assurée par une diode antiparallèle. La diode est montée en parallèle à chaque interrupteur électronique (fig. 34).

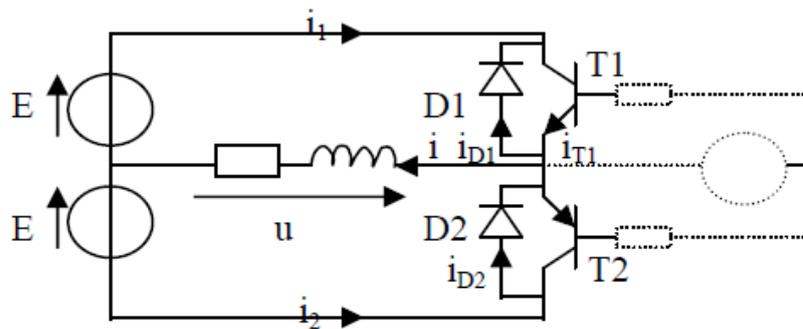


Figure 34 : Onduleur de tension monophasé à 2 interrupteurs avec des diodes en antiparallèle

D'un autre côté, ces diodes empêchent l'apparition de surtensions dues aux brusques variations d'intensité (essentiellement à la coupure) dans les charges inductives. Les surtensions qui apparaîtraient en l'absence de ces diodes auraient tôt fait de détruire les composants de puissance du montage.

I.4.3.2 Onduleur monophasé en pont

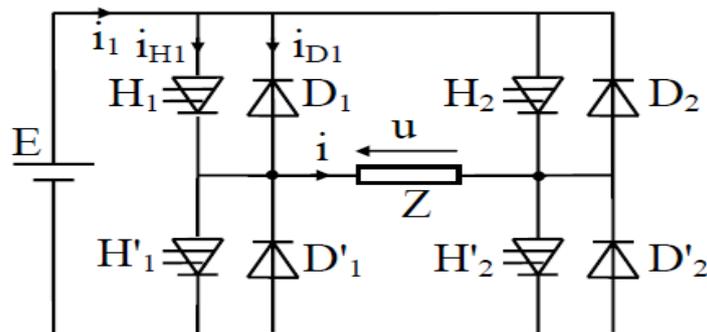


Figure 35 : Onduleur monophasé en pont

Les intervalles de commande sont égaux à une demi-période de l'onduleur. Les figures 36 et 37 représentent les allures des différentes grandeurs obtenues, d'une part pour un débit sur circuit RL, d'autre part pour un débit sur un circuit plus complexe (par exemple un montage RLC série) mais à prédominance capacitive. Signalons que les traits plus épais correspondent aux intervalles de commande.

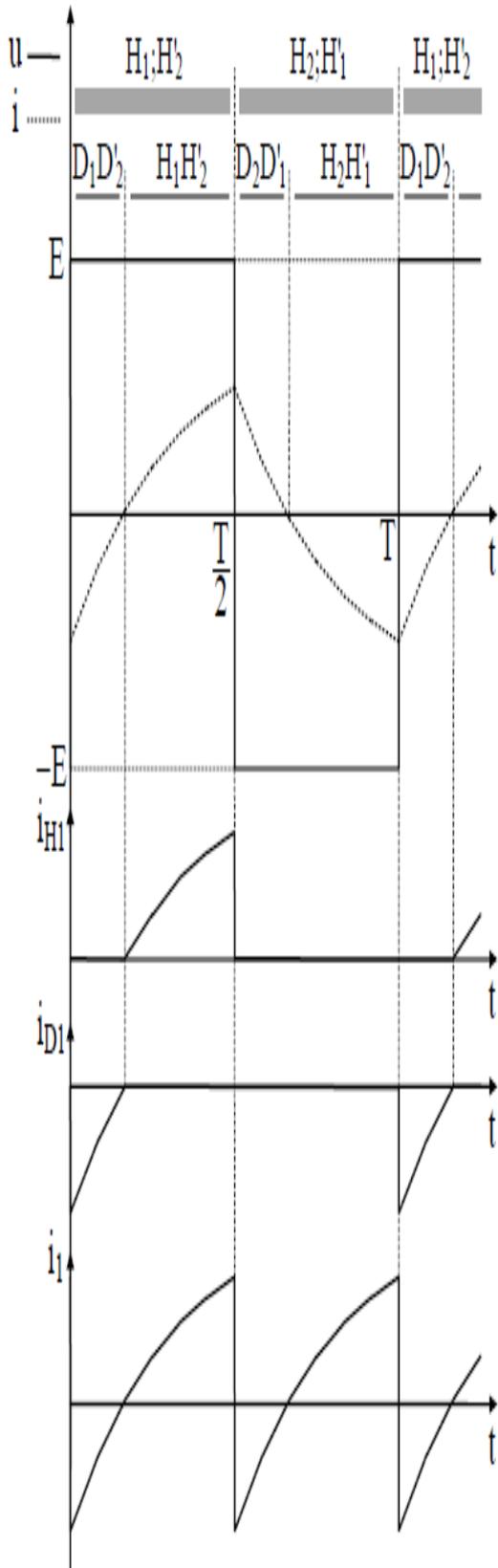


Figure 36 : Allure des grandeurs obtenues pour un onduleur monophasé en pont sur charge inductive

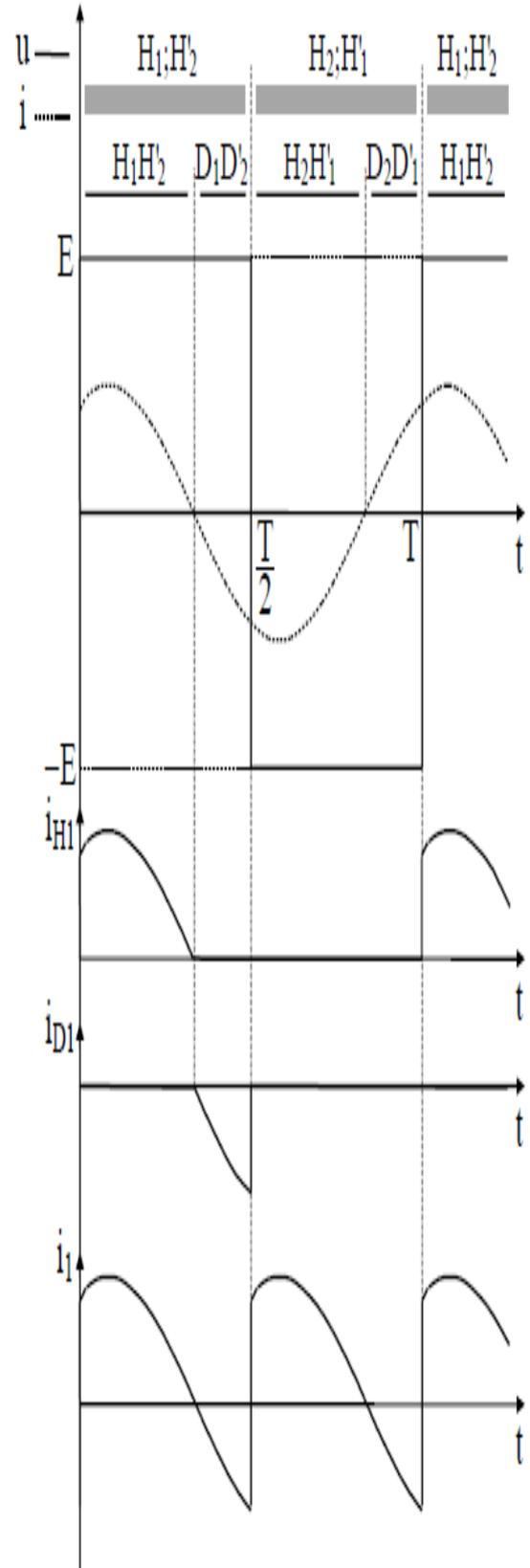


Figure 37 : Allure des grandeurs obtenues pour un onduleur monophasé en pont sur charge capacitive

L'examen de ces courbes amène plusieurs remarques:

- Sur charge capacitive, les interrupteurs fonctionnent en commutation naturelle, ce qui permet d'utiliser des thyristors sans circuit auxiliaire de blocage. Cependant, ceux-ci n'étant polarisés en inverse que pendant la conduction des diodes, il faudra veiller à ce que l'avance du courant sur la tension reste toujours suffisante.
- La source de tension doit pouvoir fournir un courant bidirectionnel. Si ce n'est pas le cas (ou si l'inductance de ligne est importante), on place un condensateur tampon en parallèle sur l'entrée de l'onduleur.
- On vérifie bien que les durées de conduction des interrupteurs ne coïncident pas avec les intervalles de commande. Par contre, si on considère l'association de chaque interrupteur avec sa diode de récupération comme un interrupteur unique (qui devient alors bidirectionnel), sa durée de conduction redevient égale à l'intervalle de commande.

I.4.3.3 Onduleur triphasé en pont

a) Structure principale

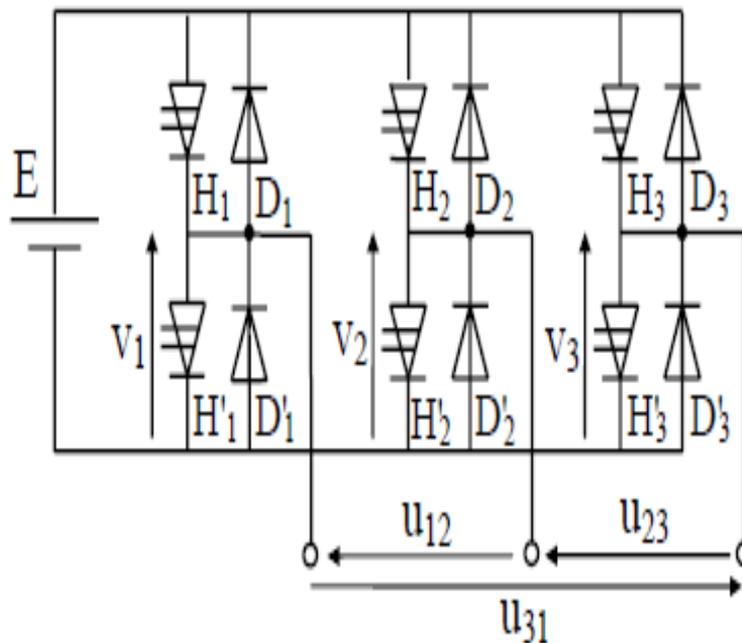


Figure 38 : Onduleur triphasé en pont

Les courants débités sont supposés ininterrompus, ce qui permet de faire l'étude des tensions à partir des seuls intervalles de commande.

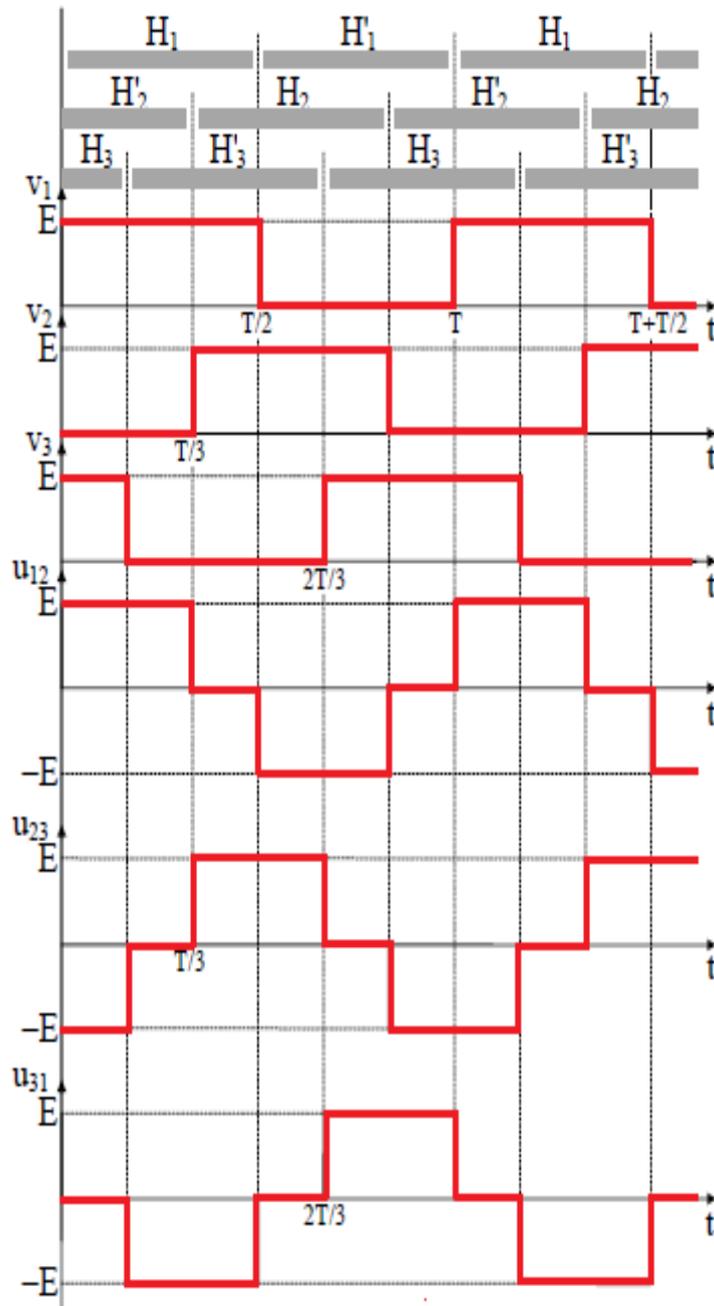


Figure 39 Allure des grandeurs obtenues pour un onduleur monophasé en pont sur charge inductive

Les différents intervalles de commande sont décalés d'un tiers de période comme indiqué sur la figure 39. Les tensions par voies V_1 , V_2 et V_3 s'en déduisent immédiatement en remarquant que V_1 vaut E lorsque l'interrupteur ($H_1;D_1$) conduit et que V_1 est nul lorsque l'interrupteur ($H'_1;D'_1$) est passant. Les tensions composées s'obtiennent ensuite en construisant graphiquement les différences $V_1 - V_2$, $V_2 - V_3$ et $V_3 - V_1$. L'examen de ces tensions montre en particulier que, du fait de l'empiétement des intervalles de commande, il apparaît un effet de roue libre.

I.4.4 Applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement les onduleurs à fréquence fixe et à commutation forcée. Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateurs, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité.

Les onduleurs à fréquence variable et à commutation forcée sont alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur. Ils délivrent une tension à fréquence et à valeur efficace variables pour changer la vitesse de rotation des moteurs à courant alternatif.

Les grands domaines d'application concernent :

- Les alimentations de secours : il s'agit de reconstituer un réseau à partir d'une source continue. La fréquence et l'amplitude du réseau sont fixes et le contenu harmonique doit être extrêmement faible.
- La variation de vitesse des machines à courant alternatif (fig.40) : l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie doivent être variables. Le contenu harmonique de l'onde doit être minimisé.

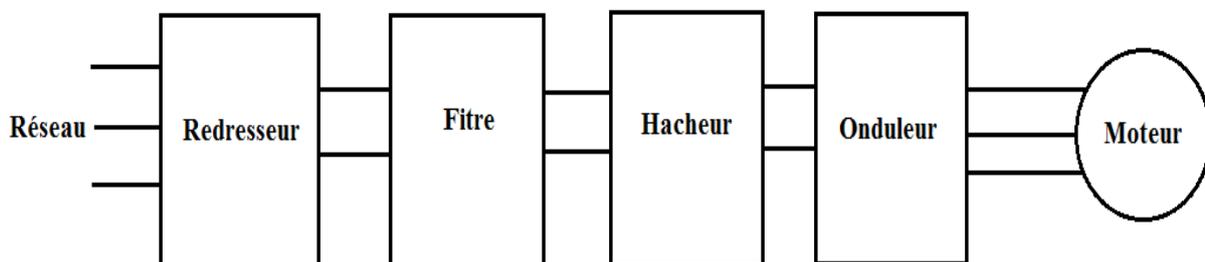


Figure 40 : Chaîne d'entraînement d'un moteur à courant alternatif

I.5 ONDULEURS A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

I.5.1 Généralités

La fonction d'un onduleur à MLI est de convertir une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. La tension de sortie variable peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle soit non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur. Il y a plusieurs techniques pour obtenir cette variation ; la technique de modulation des largeurs d'impulsion

MLI est la plus répandue. Elle consiste à changer de largeur des impulsions de la tension de sortie avec des commandes appropriées des interrupteurs à semi-conducteurs de l'onduleur.

La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur idéale doit être sinusoïdale. Cependant, cette forme d'onde n'est pas sinusoïdale en pratique et contient quelques harmoniques. Pour des applications de faible et moyenne puissances, les tensions de forme d'onde carrée ou quasi-carrée pourront être acceptables ; alors que pour des applications de forte puissances une forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux de distorsion harmonique est exigé.

Avec la disponibilité des dispositifs semi-conducteurs de puissance à haute fréquence, l'harmonique contenue dans la tension de sortie peut être minimisée ou réduite significativement par des techniques de commande.

Les onduleurs à MLI sont largement utilisés dans les applications industrielles :

- les alimentations non interrompues
- les variateurs de vitesse des moteurs à courant alternatif, le chauffage par induction.

L'entrée d'un onduleur à MLI peut être une batterie, une tension continue issue de panneaux solaires ou toute autre source de tension continue.

I.5.2 Les harmoniques

I.5.2.1 Définitions

Un signal périodique électrique peut être décomposé en série de Fourier (somme de fonctions sinusoïdales). On observe deux parties : Le signal sinusoïdal à la fréquence industrielle de 50 Hz (appelé "le fondamental") et les autres signaux sinusoïdaux avec une fréquence de $(50.n)$ Hz, "n" étant le rang de l'harmonique en question.

Un harmonique de rang "n" est donc une composante d'un signal périodique avec une fréquence correspondante à "n" fois la fréquence fondamentale (50 Hz). L'harmonique de rang 3 aura, par exemple, une fréquence de 150 Hz.

Quand un signal périodique présent dans le réseau électrique, comme le courant ou la tension, a une forme non-sinusoïdale, il est qualifié comme perturbé. Il sera alors composé de la somme de plusieurs signaux sinusoïdaux : un ou plusieurs harmoniques de rang 2, 3, 4, ..., n et fondamental. Par contre, un signal périodique électrique sera non-perturbé quand sa forme sera parfaitement sinusoïdale. Dans les réseaux électriques, il aura une fréquence de 50 Hz, dite fréquence fondamentale.

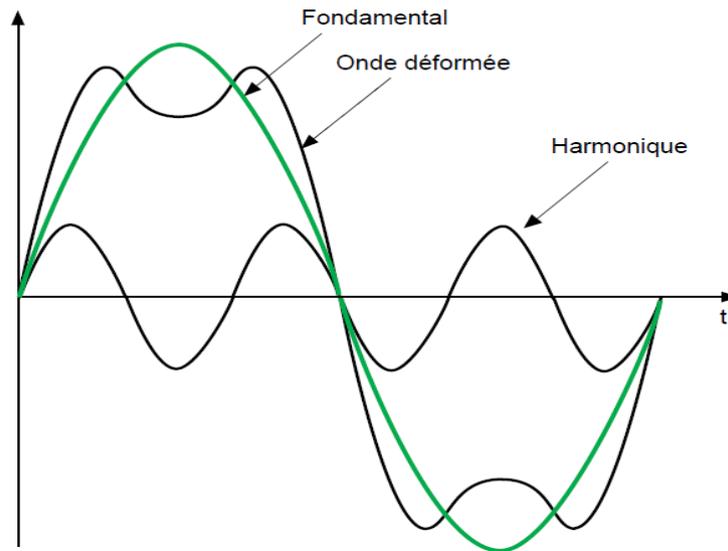


Figure 41 : Allure d'une onde déformée

I.5.2.2 Perturbation des harmoniques

On peut mesurer la pollution harmonique d'un réseau à travers le taux de distorsion harmonique (THD, pour Total Harmonic Distorsion). Le THD se définit comme le ratio entre la racine carré de la somme des valeurs efficaces des harmoniques au carré et la valeur efficace du fondamental. Ce taux est un indicateur parmi d'autres qui permet de mesurer la pollution harmonique sur la tension (THD_v) ou bien sûr le courant (THD_i). Le taux variera entre 0, pour une onde sans harmoniques, et $+\infty$. Il suffit de le multiplier par 100 pour obtenir le THD en pourcentage.

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad \text{Equation 1}$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad \text{Equation 2}$$

Pour mesurer concrètement l'impact d'un harmonique "n" sur une onde de tension, on utilise le taux individuel, qui se calcule en divisant la valeur efficace de la tension d'un harmonique "n" par la valeur efficace de la tension fondamentale.

$$TV_n = \frac{V_n}{V_1} \quad \text{Equation 3}$$

Sa valeur variera entre 0 et $+\infty$, et il est également possible de l'exprimer en pourcentage en le multipliant par 100.

I.5.2.3 Mode de représentation

Le spectre est un histogramme fournissant l'amplitude de chaque harmonique en fonction de son rang. L'examen du spectre permet d'apprécier à la fois quels sont les harmoniques en présence et leur importance respective. La figure 42 montre le spectre d'un signal de composante fondamentale 50 Hz, et comportant des harmoniques de rangs 3(150 Hz), 5(250 Hz), 7(350 Hz) et 9(450 Hz).

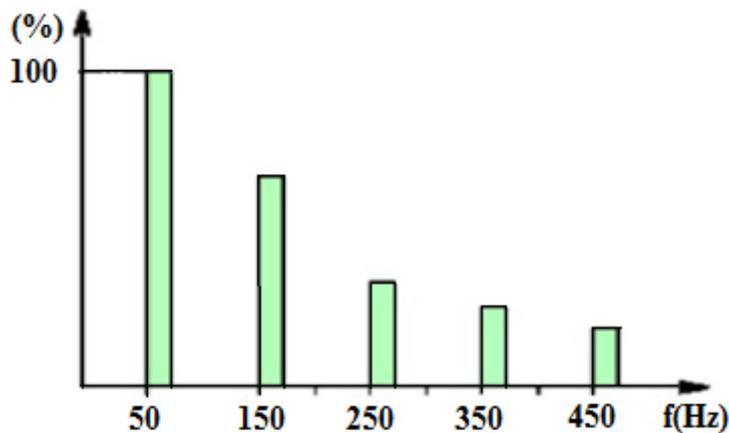


Figure 42: Spectre d'un signal

I.5.2.4 Effets des harmoniques

Bien que les susceptibilités des différents appareils à l'égard des harmoniques soient très diversifiées, on distingue schématiquement deux sortes d'effets possibles :

- Les effets quasi instantanés: Les harmoniques peuvent provoquer :
 - le papillotement des afficheurs des appareils électroniques et des éclairages,
 - le déclenchement des disjoncteurs,
 - le dysfonctionnement des ordinateurs,

Sur les systèmes électroniques, les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation. Elles peuvent influencer les conditions de commutation des thyristors lorsqu'elles déplacent le passage à zéro de la tension.

- Les effets à terme : dans les machines tournantes, les transformateurs et les condensateurs, ils se manifestent par des échauffements supplémentaires; ce qui entraîne la destruction du matériel ou plus fréquemment une diminution de leur durée de vie par surcharge thermique.

I.5.2.5 L'harmonique mesuré en pratique

Les harmoniques les plus fréquemment rencontrés dans le cas des réseaux triphasés, donc en pratique les plus gênants, sont les harmoniques de rangs impairs.

Au-delà du rang 50, les courants harmoniques sont négligeables et leur mesure n'est plus significative. Ainsi, une bonne précision de mesure est obtenue en considérant les harmoniques jusqu'au rang 30.

Les distributeurs d'énergie surveillent les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11 et 13. Aussi, la compensation des harmoniques jusqu'au rang 13 est impérative, une bonne compensation prendra également en compte les harmoniques jusqu'au rang 25.

I.5.3 Problème de filtrage

La tension de sortie du convertisseur continu-alternatif n'est pas sinusoïdale et contient donc des tensions harmoniques qui vont provoquer la circulation de courants harmoniques.

L'objectif du filtrage dépend de l'application considérée :

- Dans le cas des alimentations sans interruption (ASI), on souhaite une tension analogue à celle délivrée par le réseau, donc sinusoïdale. On va filtrer la tension avec des condensateurs placés en parallèle avec la charge. L'impédance d'un condensateur étant $Z_c = \frac{1}{c\omega}$; on voit que, pour les harmoniques de rang élevé (donc de fréquence élevée), cette impédance est faible. Les tensions harmoniques de rang élevé sont donc filtrées.
- Dans le cas des variateurs de vitesse pour machines synchrones ou asynchrones, on souhaite que le courant soit sinusoïdal pour éviter les couples harmoniques générateurs de pertes et de vibrations. On va donc lisser le courant avec des inductances. L'impédance d'une inductance étant $Z_L = L\omega$; on constate que, pour les harmoniques de courant de rangs croissants, cette impédance est de plus en plus grande. Les courants harmoniques ne peuvent plus circuler dans la charge et sont filtrés.

Le filtrage de la tension ou du courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux car le premier harmonique à éliminer (harmonique 3 ou harmonique 5) a une fréquence trop voisine de celle du fondamental.

Aussi on utilise de plus en plus la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) : on forme chaque alternance de la tension ou du courant de sortie de plusieurs créneaux rectangulaires de largeurs convenables.

La multiplication du nombre des « impulsions » formant chaque alternance présente deux avantages :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ou du courant de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension ou du courant de sortie avec les montages à deux « interrupteurs » par phase.

Les grandeurs de sortie des onduleurs à MLI présente donc un faible taux d'harmoniques.

I.5.4 Topologies des onduleurs à MLI

I.5.4.1 Cellule de commutation d'un onduleur à MLI

La cellule de commutation d'un onduleur à MLI comporte 2 interrupteurs K1 et K2, bidirectionnels en courant, unidirectionnels en tension (fig. 43). Les interrupteurs de puissance sont les éléments de base de l'onduleur. Les onduleurs utilisent comme interrupteurs des transistors en parallèle avec une diode. Les transistors utilisés varient selon la tension à commuter. Les transistors MOSFET sont utilisés pour les tensions voisines de 200 V, les transistors IGBT pour les tensions entre 1 kV et 6kV, les thyristors GTO pour les tensions entre 2 kV et 6 kV. La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci. Pour fonctionner en MLI, les interrupteurs doivent être commandés à la fermeture et à l'ouverture. D'autre part, les commandes des 2 interrupteurs doivent être complémentaires. La tension de sortie V_o est définie entre le point commun des 2 interrupteurs et le point milieu (réel ou fictif) de l'alimentation continue.

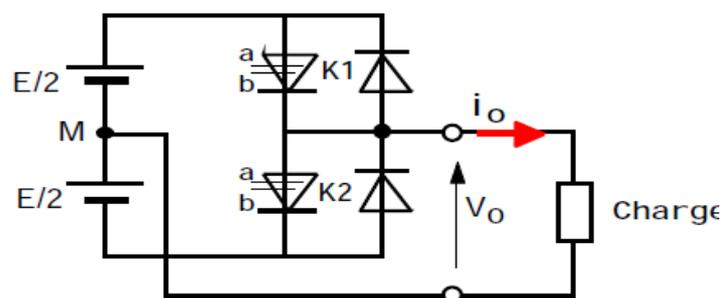


Figure 43 : Onduleur de tension monophasé en demi-pont

a) Principe de base de la modulation de largeur d'impulsions

Prenons comme exemple l'onduleur de la figure 43.

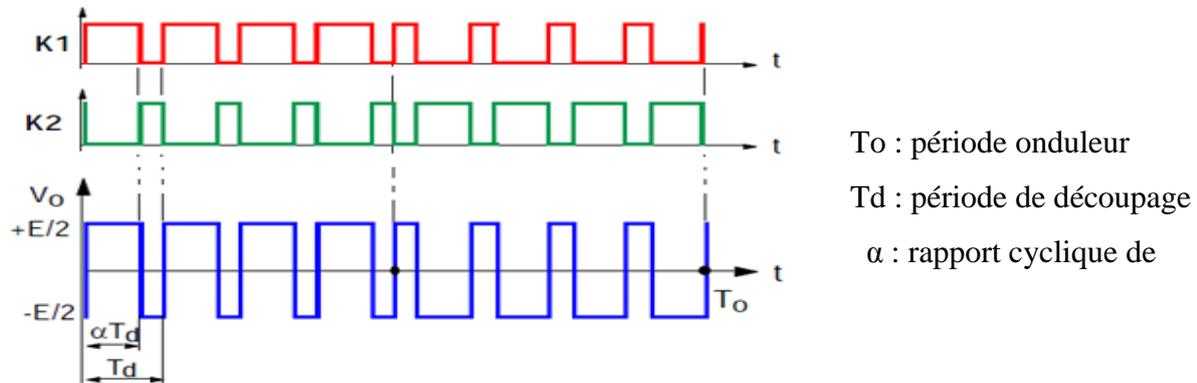


Figure 44 : Commandes des interrupteurs et allure de la tension de sortie

Sur une période de fonctionnement onduleur (T_o), la valeur moyenne de V_o doit être nulle : les commandes des interrupteurs sont permutées à $T_o / 2$. Le réglage de la valeur efficace du fondamental de V_o s'effectue par modification du rapport cyclique de découpage. Sur une période, V_o est approximé par un signal rectangulaire : sa décomposition comprend des harmoniques de rang faible dont l'amplitude est élevée. Si l'on veut supprimer les harmoniques de rang faible, il faut faire varier sinusoidalement le rapport cyclique sur la période T_o (modulation sinusoidale).

I.5.4.2 Onduleur de tension monophasé en pont

L'onduleur de tension monophasé en pont complet, dont le schéma est rappelé sur la figure 45, permet à partir de la tension U d'entrée, d'obtenir en sortie une tension u' égal à $+U$, à $-U$ ou à zéro. La possibilité d'obtenir des intervalles à $u' = 0$, facilite l'approximation d'une tension de sortie sinusoidale.

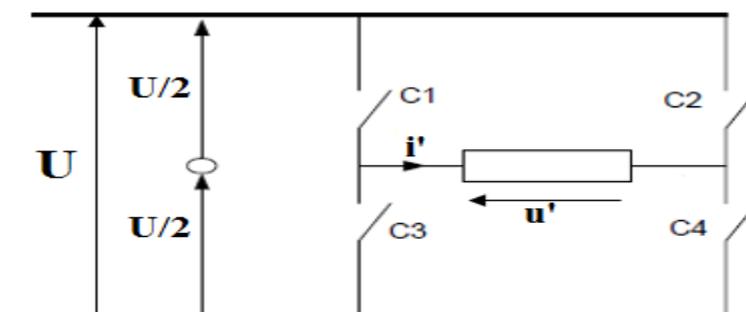


Figure 45 : Onduleur de tension monophasé en pont complet

I.5.4.3 Onduleur de tension triphasé en pont

L'onduleur de tension triphasé en pont est formé de trois demi-ponts monophasés. Les interrupteurs sont notés par : C1, C2, ..., C6, les ordres de commande ON/OFF par : SC1, SC2, ..., SC6 (fig. 46).

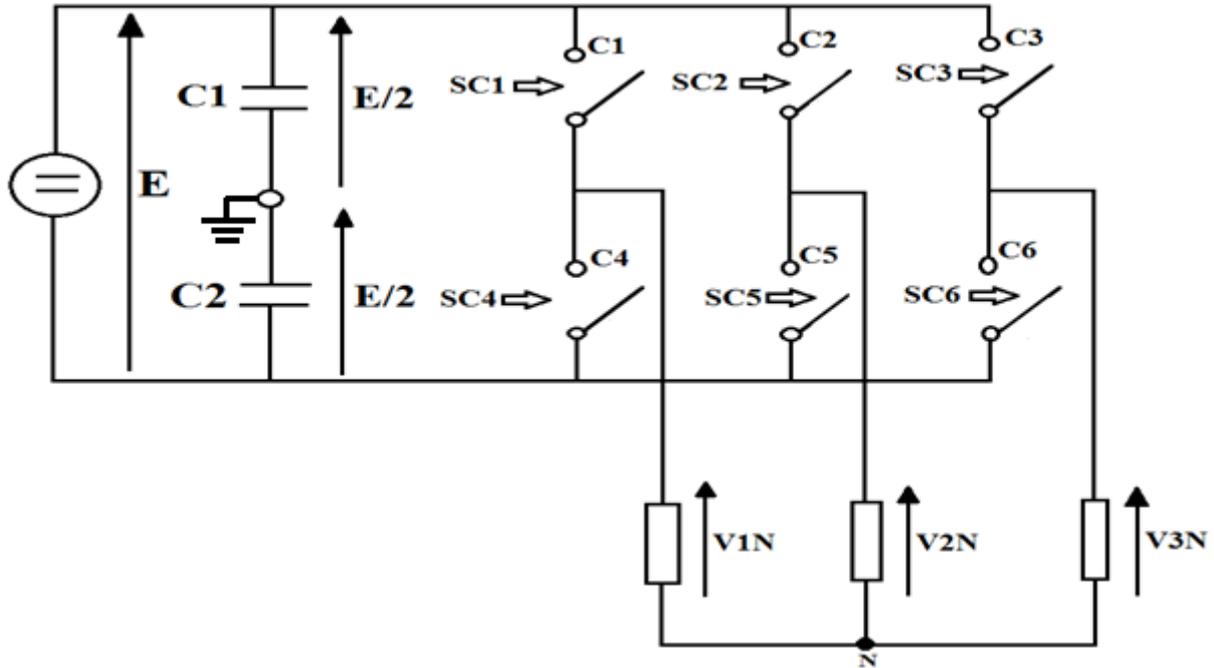


Figure 46 : Onduleur de tension triphasé connecté à une charge

Avec une logique positive :

$$SC_i = \begin{cases} 1, C_i = \text{on} \\ 0, C_i = \text{off} \end{cases} ; \forall i = 1, \dots, 6 \quad \text{Equation 4}$$

Quand SC1 est 1, SC4 ne peut pas être 1, mais lorsque SC1 est 0, SC4 peut être imposé à 0. De même pour les paires SC2/SC5 et SC3/SC6. En effet, il est permis de court-circuiter une branche (SC1=SC4=1), mais c'est interdit de la déconnecter complètement (SC1=SC4=0).

A tout instant, la tension modulée est :

$$V_{iN} = \frac{E}{2} (2 \cdot SC_i - 1) ; i = 1, \dots, 3 \quad \text{Equation 5}$$

I.5.5 Techniques de commande par MLI

I.5.5.1 Contrôle de tension d'un onduleur

Dans plusieurs applications industrielles, on est souvent préoccupé d'avoir une alimentation stable et réglable. Plusieurs méthodes sont utilisées pour obtenir cette

tension et la MLI est l'une des plus efficaces. En plus de régler l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences plus élevées.

Ce qui rend le filtrage plus facile et moins coûteux, car la taille des composants du filtre est assez réduite. Cependant, on note que la technique de MLI a des limites par rapport à la fréquence d'opération des onduleurs. Plus cette fréquence est élevée, plus le sont aussi les pertes dues à la commutation des interrupteurs à semi-conducteurs. En plus, la fréquence d'opération des onduleurs à MLI est également limitée par la vitesse de commutation propre des interrupteurs à semi-conducteurs. Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées. Les plus utilisées sont les suivantes:

- La modulation à largeur d'impulsion naturelle, dit MLI intersective.
- La modulation à largeur d'impulsion à sélection d'harmonique à éliminer.

I.5.5.2 MLI naturelle

a) Principes généraux

La commande consiste à découper la tension de sortie générée par l'onduleur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. Ce type de commande présente deux fréquences

- f_{dec} qui est la fréquence de travail des interrupteurs,
- f qui est la fréquence des grandeurs de sortie.

Le rapport de ces deux fréquences est appelé "m". En générale, ce rapport doit avoir une valeur supérieure à 20. Ainsi, sur une période ($T = 1/f$), le rapport cyclique est variable, c'est à dire que le transistor va avoir une durée de conduction variable à chaque période de découpage ($T_{dec} = 1/f_{dec}$).

Pour générer les signaux de commande à envoyer aux transistors, il faut comparer une onde de référence (consigne), généralement sinusoïdale et de fréquence f , appelée modulante, avec une onde triangulaire (ou dents de scie), appelée porteuse et de fréquence f_{dec} . Ce type de commande est aussi appelé MLI intersective. Elle permet d'obtenir les ordres de commande comme la montre la figure 47 (pour la clarté des graphes $m = 10$).

La différence avec les graphes de gauche et de droite, est l'amplitude du signal de référence. Cela a forcément une influence sur les ordres de commande mais aussi sur la forme

de la tension de sortie. La figure 47 montre que sur le graphe de gauche « $V_s(t)$ » se rapproche le plus d'une sinusoïde, donc la valeur de son fondamental a augmenté. La modification de l'amplitude du signal de référence est donc le second paramètre de réglage.

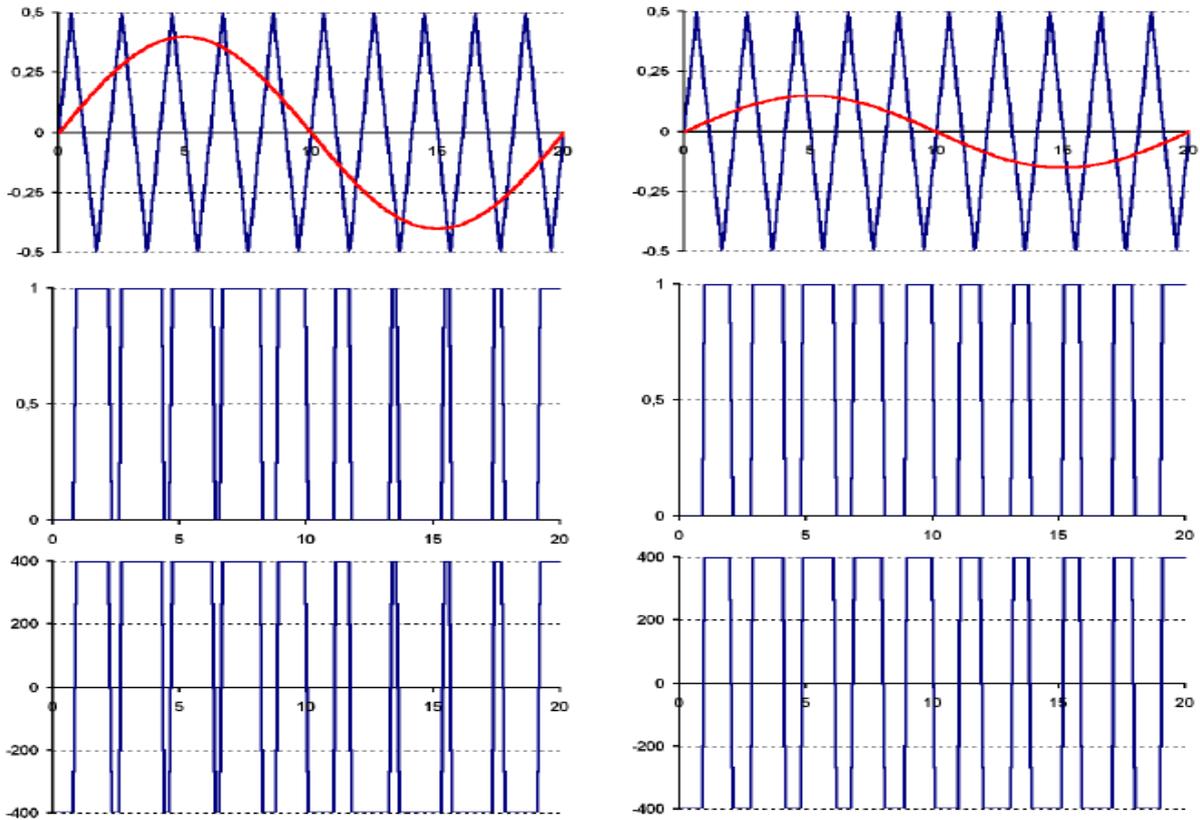


Figure 47 : Signal triangulaire (porteuse) avec la sinusoïdale (modulante), ordre de commande des interrupteurs, tension de sortie d'un onduleur monophasé

Dans le cas de la génération de tensions triphasées, 3 signaux modulant déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ sont nécessaires.

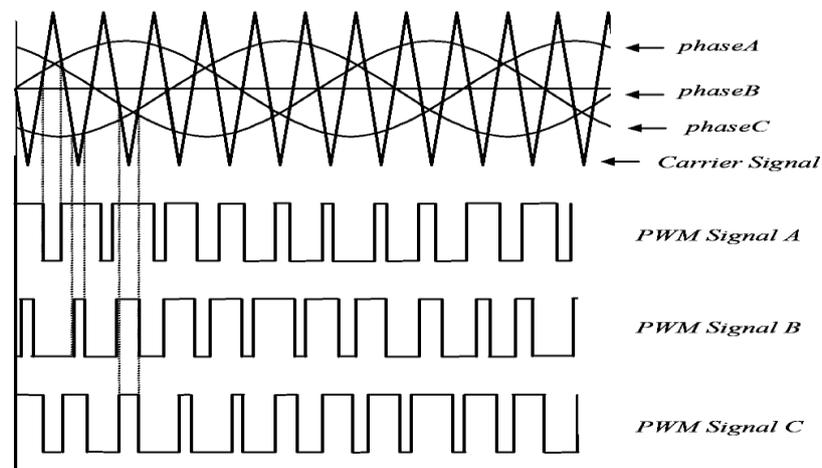


Figure 48 : MLI à porteuse triangulaire d'un onduleur triphasé

b) Avantages de la MLI intersective

Ce type de commande permet :

- de repousser les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage (réalisation plus facile, moins onéreux). La figure 49 représente la réponse spectrale de la tension de sortie. Il existe deux familles d'harmonique à éliminer, l'une autour du rang "m", l'autre autour du rang "2m". Pour obtenir cette réponse il faut que m soit supérieur à 15.
- de régler de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

Une des conséquences est de pouvoir alimenter des machines à courant alternatif par des courants quasi sinusoïdaux (circuit LR = passe bas).

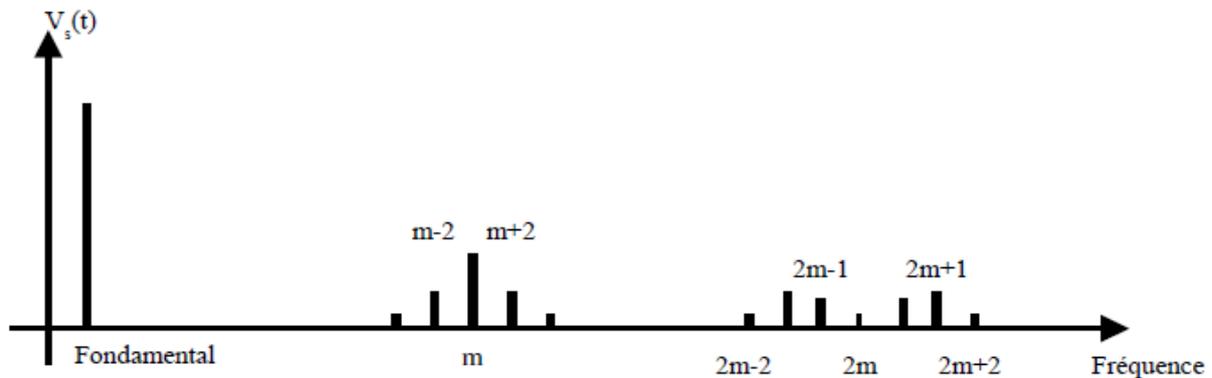


Figure 49 : Spectre de la tension de sortie

L'essor de la MLI est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance qui associent des fréquences de découpage importantes et des pertes par commutation faibles. Pour profiter au mieux des spécificités de ces interrupteurs, les composants assurant la commande doivent être performants.

Pour les applications à fortes puissances, le rapport m est faible. Pour éliminer les harmoniques indésirables, il faut exploiter au mieux le nombre d'impulsions disponibles sur la période fondamentale. Ces formes d'ondes optimisées sont mémorisées dans des microprocesseurs : MLI précalculée.

I.5.5.3 MLI à sélection d'harmonique à éliminer

a) Principes généraux

Cette technique est utilisée lorsque le rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence fondamentale est faible, ce qui est fréquent en forte puissance. La modulation à

sélection d'harmonique à éliminer a pour objectif d'éliminer ou de minimiser les composantes harmoniques de rang inférieur indésirables. Cette commande consiste à calculer les instants de commutations des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Pour atteindre cet objectif, on détermine a priori des formes d'ondes optimisées. On en déduit des séquences de fonctionnement des interrupteurs qui sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande.

Les objectifs principaux étant :

- L'élimination des harmoniques de rangs spécifiés
- L'élimination des harmoniques dans une bande de fréquence spécifiée

Cette méthode consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeur variable (figure 50). Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie de glissement par rapport à la moitié de la période. Les créneaux sont délimités par des angles appelés « angles de commutation ». Ces angles de commutation sont déterminés de telle façon à éliminer certains harmoniques.

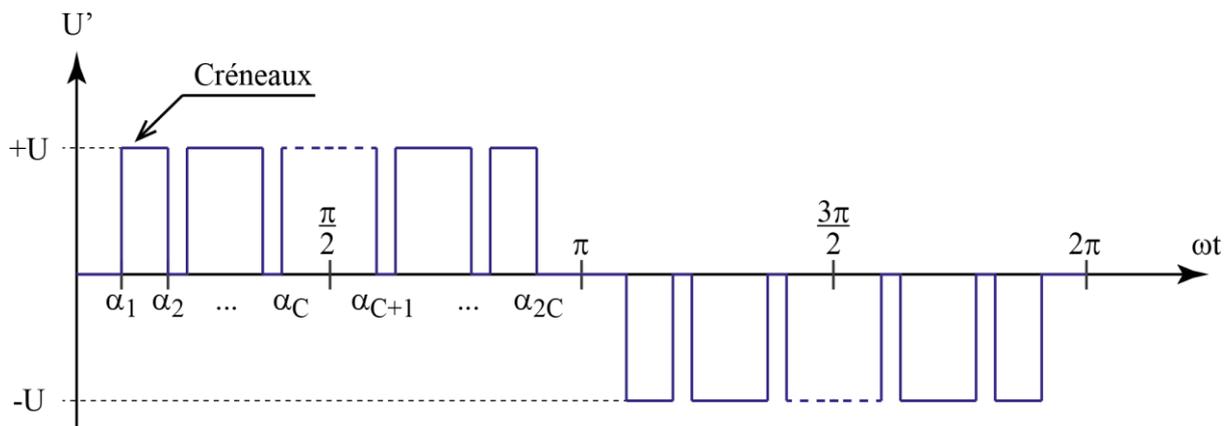


Figure 50 : Courbes généralisées à trois niveaux

b) Méthode de calcul des angles de commutation

La figure 50 représente la tension à la sortie d'un onduleur. Comme elle est périodique et présente une symétrie de glissement, sa décomposition en série de Fourier montre l'existence des harmoniques impairs.

Ce qui donne les équations suivantes :

$$U(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) \quad \text{Equation 6}$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} U(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad \text{Equation 7}$$

$$\alpha^j = [\alpha_1^j \ \alpha_2^j \ \alpha_3^j \ \alpha_4^j \ \alpha_5^j]^T \quad \text{Equation 12}$$

$$f^j(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1^j) - \cos(\alpha_2^j) + \cos(\alpha_3^j) - \cos(\alpha_4^j) + \cos(\alpha_5^j) - \frac{\pi}{4}r \\ \cos(3\alpha_1^j) - \cos(3\alpha_2^j) + \cos(3\alpha_3^j) - \cos(3\alpha_4^j) + \cos(3\alpha_5^j) \\ \cos(5\alpha_1^j) - \cos(5\alpha_2^j) + \cos(5\alpha_3^j) - \cos(5\alpha_4^j) + \cos(5\alpha_5^j) \\ \cos(7\alpha_1^j) - \cos(7\alpha_2^j) + \cos(7\alpha_3^j) - \cos(7\alpha_4^j) + \cos(7\alpha_5^j) \\ \cos(9\alpha_1^j) - \cos(9\alpha_2^j) + \cos(9\alpha_3^j) - \cos(9\alpha_4^j) + \cos(9\alpha_5^j) \end{bmatrix} \quad \text{Equation 13}$$

$$J^j(\alpha) = \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_1^j) + \sin(\alpha_2^j) - \sin(\alpha_3^j) + \sin(\alpha_4^j) - \sin(\alpha_5^j) \\ -3\sin(3\alpha_1^j) + 3\sin(3\alpha_2^j) - 3\sin(3\alpha_3^j) + 3\sin(3\alpha_4^j) - 3\sin(3\alpha_5^j) \\ -5\sin(5\alpha_1^j) + 5\sin(5\alpha_2^j) - 5\sin(5\alpha_3^j) + 5\sin(5\alpha_4^j) - 5\sin(5\alpha_5^j) \\ -7\sin(7\alpha_1^j) + 7\sin(7\alpha_2^j) - 7\sin(7\alpha_3^j) + 7\sin(7\alpha_4^j) - 7\sin(7\alpha_5^j) \\ -9\sin(9\alpha_1^j) + 9\sin(9\alpha_2^j) - 9\sin(9\alpha_3^j) + 9\sin(9\alpha_4^j) - 9\sin(9\alpha_5^j) \end{bmatrix} \quad \text{Equation 14}$$

Les étapes de résolution sont démontrées et programmées sous MATLAB dans la thèse de Siriroj Sirisukprasert. Avec un taux de modulation $r = 0,85$ et respectant la condition

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \frac{\pi}{2}.$$

On recueille les angles de commutation :

$$\begin{cases} \alpha_1 = 22,5835^\circ \\ \alpha_2 = 33,6015^\circ \\ \alpha_3 = 46,6433^\circ \\ \alpha_4 = 68,4980^\circ \\ \alpha_5 = 75,0978^\circ \end{cases} \quad \text{Equation 15}$$

CHAPITRE II

CONCEPTION DES COMMANDES

II.1 DESCRIPTION DU CONTEXTE

Le travail consiste à générer trois MLI précalculées avec l'onduleur triphasé. Il est donc nécessaire de concevoir 3 différentes commandes MLI à sélection d'harmoniques à éliminer. Chaque commande se procure de générer 6 signaux, qui permettent d'attaquer les grilles des 6 transistors IGBT de l'onduleur par l'intermédiaire des optocoupleurs. Vu qu'on doit commander plusieurs interrupteurs, le circuit électronique de commande devient très compliqué si on utilise des circuits logiques et combinatoires avec des amplificateurs opérationnels. Il est préférable de générer les signaux qui commandent les transistors à l'aide d'un microcontrôleur.

II.2 SCHEMA BLOC DE L'ENSEMBLE

Le système est composé d'une partie commande basée sur l'utilisation d'un microcontrôleur, et d'une partie opérative constituée par l'onduleur triphasé. Des optocoupleurs servent à isoler les deux parties car les niveaux de tension de la partie puissance sont élevés. On considère alors le schéma bloc de l'ensemble représenté comme suit :

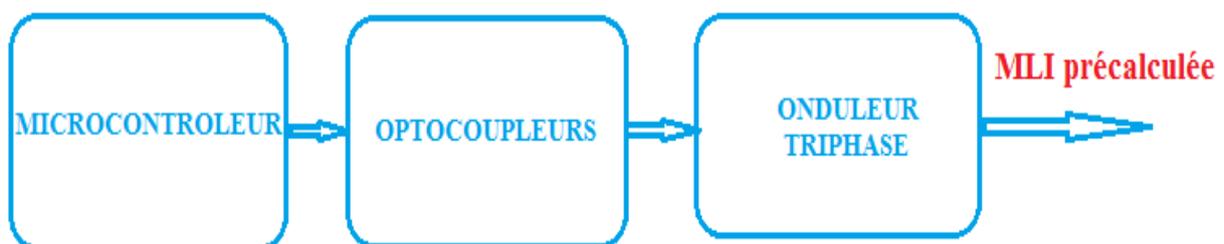


Figure 52 : Schéma bloc

Le modèle de l'onduleur triphasé à commander est représenté par la figure 53. Il est constitué de 3 bras, chaque bras est composé d'une cellule de commutation avec 2 transistors. Les transistors utilisés sont des transistors IGBT. Les transistors ainsi que ses ordres de commandes ON/OFF sont notés par :

- T1, T'1 ; ST1, ST'1 (bras n°1)
- T2, T'2 ; ST2, ST'2 (bras n°2)
- T3, T'3 ; ST3, ST'3 (bras n°3)

Avec une logique positive :

$$ST_i = \begin{cases} 1, T_i = \text{on} \\ 0, T_i = \text{off} \end{cases} ; \forall i = 1, \dots, 3 \quad \text{Equation 16}$$

$$ST'_i = \begin{cases} 1, T'_i = \text{on} \\ 0, T'_i = \text{off} \end{cases} ; \forall i = 1, \dots, 3 \quad \text{Equation 17}$$

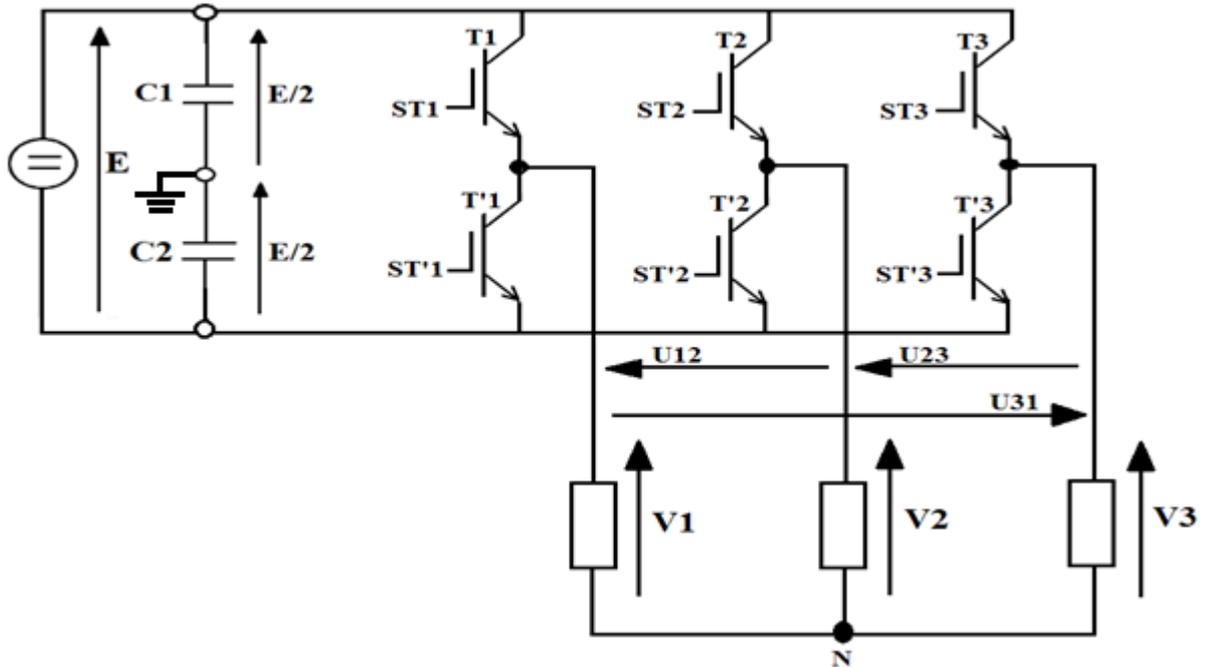


Figure 53 : Onduleur de tension triphasé en pont connecté à une charge

II.3 ALLURES DES TENSIONS DE SORTIE

Les allures des 3 MLI précalculées sont tracées ci-dessous. Ces courbes doivent être générées un par un par le même onduleur triphasé. Notons que, pour obtenir les tensions triphasées, chaque bras de l'onduleur doit générer trois courbes de même allure mais déphasées de $\frac{2\pi}{3}$.

II.3.1 Allure de la courbe n°1

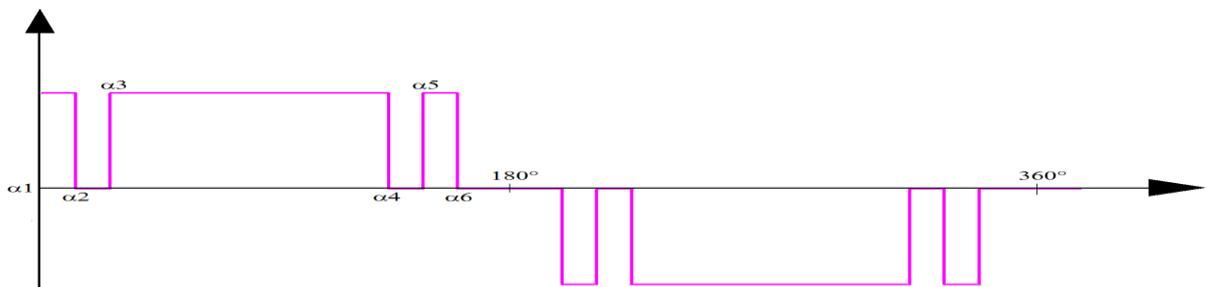


Figure 54 : Tension de sortie n°1

II.3.2 Allure de la courbe n°2

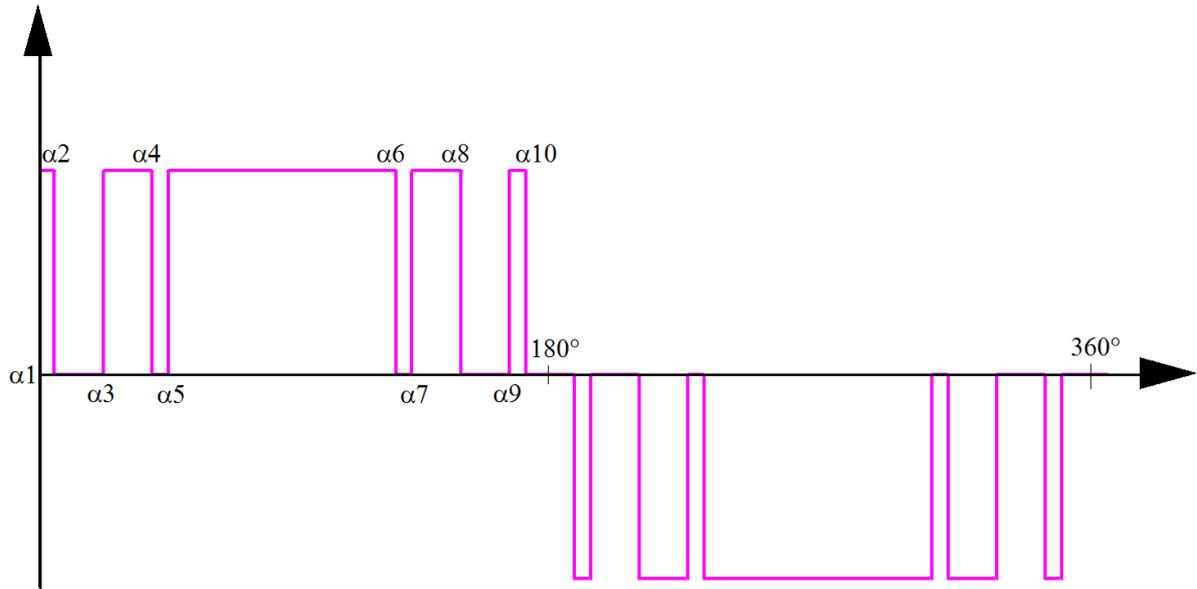


Figure 55 : Tension de sortie n°2

II.3.3 Allure de la courbe n°3

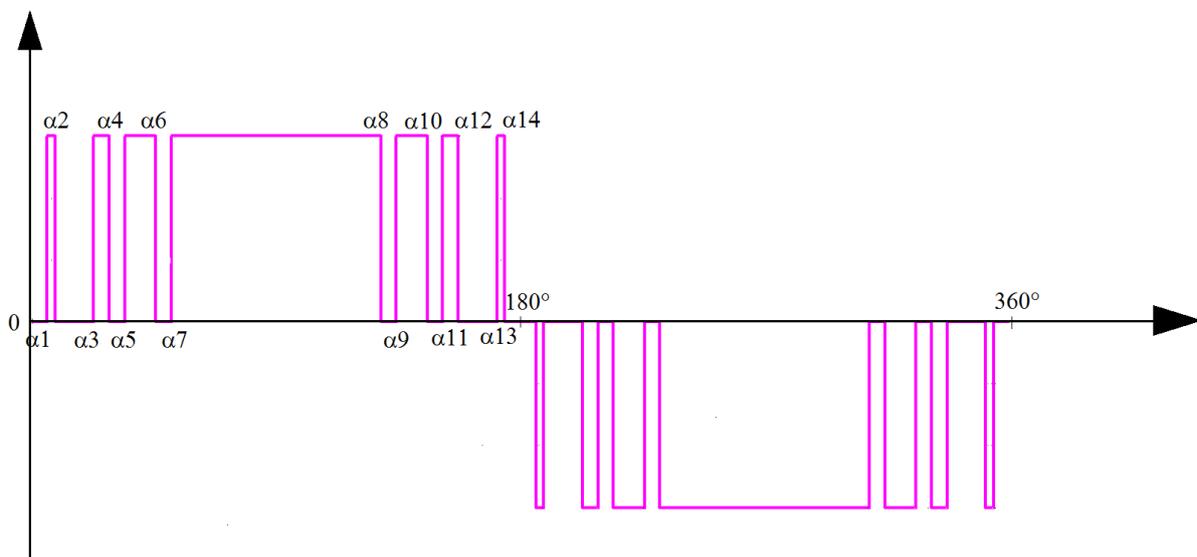


Figure 56 : Tension de sortie n°3

II.4 CALCUL DES ANGLES DE COMMUTATION

On se propose d'étudier trois commandes correspondantes aux trois tensions de sortie. La première commande vise à réduire les harmoniques de rang 3, 5, 9 et 15 (courbe n°1). La

deuxième commande sert à soumettre les harmoniques de rang 3, 7, 9 et 15 (courbe n°2). La dernière commande traite les harmoniques de rang 5, 7, 15 et 17 (courbe n°3).

II.4.1 Résolution de la première commande

Afin d'éliminer les harmoniques de rang 3, 5, 9 et 15, l'équation 8 devient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) - \cos(\alpha_6) = \frac{\pi}{4}r \\ \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) + \cos(3\alpha_5) - \cos(3\alpha_6) = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) - \cos(5\alpha_6) = 0 \\ \cos(9\alpha_1) - \cos(9\alpha_2) + \cos(9\alpha_3) - \cos(9\alpha_4) + \cos(9\alpha_5) - \cos(9\alpha_6) = 0 \\ \cos(15\alpha_1) - \cos(15\alpha_2) + \cos(15\alpha_3) - \cos(15\alpha_4) + \cos(15\alpha_5) - \cos(15\alpha_6) = 0 \end{array} \right.$$

Equation 18

Avec,

$$r = \frac{h_1}{U} : \text{Taux de modulation}$$

U : tension d'alimentation

h_1 : Fondamental de la tension de sortie U'

α_i : Angle de commutation

Proposé dans le cours d'électronique de puissance à l'ESPA Vontovorona, la résolution de ce système conduit aux résultats suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 = 0 \\ \alpha_2 = 12^\circ \\ \alpha_3 = 24^\circ \\ \alpha_4 = 120^\circ \\ \alpha_5 = 132^\circ \\ \alpha_6 = 144^\circ \end{array} \right. \quad \text{Equation 19}$$

On note par $W=12^\circ$ l'angle de commutation élémentaire tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 = 0 \\ \alpha_2 = W \\ \alpha_3 = 2W \\ \alpha_4 = 10W \\ \alpha_5 = 11W \\ \alpha_6 = 12W \end{array} \right. \quad \text{Equation 20}$$

II.4.2 Résolution de la deuxième commande

En reprenant les méthodes de calcul de la résolution de la première commande ; avec $W = 5$, 4545° , on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 = 0 \\ \alpha_2 = W \\ \alpha_3 = 4W \\ \alpha_4 = 7W \\ \alpha_5 = 8W \\ \alpha_6 = 22W \\ \alpha_7 = 23W \\ \alpha_8 = 26W \\ \alpha_9 = 29W \\ \alpha_{10} = 30W \end{array} \right. \quad \text{Equation 21}$$

II.4.3 Résolution de la troisième commande

$$W = 2,8571^\circ$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 = 2W \\ \alpha_2 = 3W \\ \alpha_3 = 8W \\ \alpha_4 = 10W \\ \alpha_5 = 12W \\ \alpha_6 = 16W \\ \alpha_7 = 18W \\ \alpha_8 = 45W \\ \alpha_9 = 47W \\ \alpha_{10} = 51W \\ \alpha_{11} = 53W \\ \alpha_{12} = 55W \\ \alpha_{13} = 60W \\ \alpha_{14} = 61W \end{array} \right. \quad \text{Equation 22}$$

II.5 PRINCIPES DE LA COMMANDE

II.5.1 Règle d'interconnexion d'une source tension

Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée sinon le courant serait destructeur.

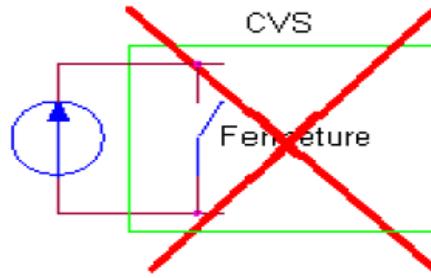


Figure 57 : Règle d'interconnexion d'une source de tension

II.5.2 Phénomène de chevauchement

Le temps de recouvrement des semi-conducteurs est le temps pendant lequel un semi-conducteur, qui était conducteur, conduit brièvement un courant négatif avant de se bloquer complètement. On rappelle que le bras de l'onduleur triphasé est composé de deux transistors en série. Le temps de recouvrement fait que la commutation entre ces deux transistors ne se passe pas de manière instantanée. Les deux transistors peuvent conduire simultanément, ce qui provoquerait un court-circuit de la source de tension continu. Il est donc nécessaire de retarder la mise en conduction du transistor initialement bloqué afin de permettre à celui qui était conducteur de se bloquer complètement.

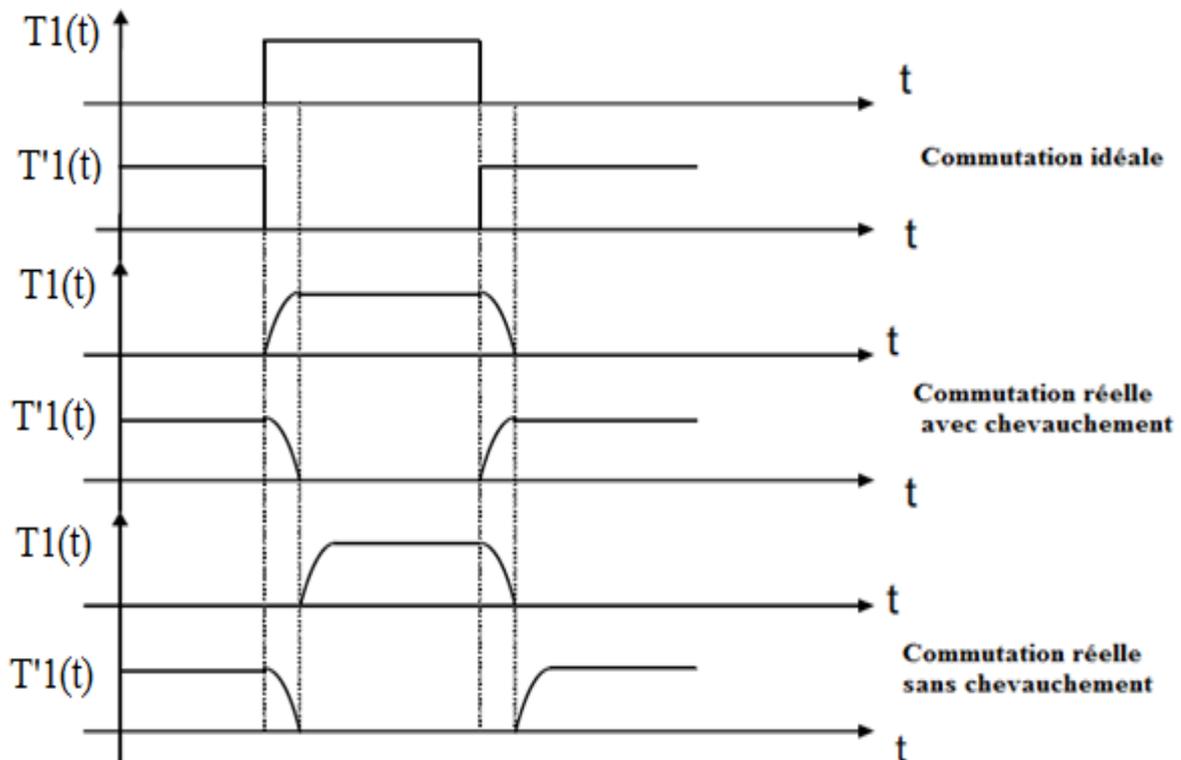


Figure 58 : Phénomène de chevauchement

II.5.3 Allures des signaux de commande

Les 2 signaux de commande d'un bras doivent présenter des antichevauchements. Ils sont de même allure mais décalés de π (fig.59). Le premier signal de commande sert à reproduire l'alternance positive de la tension de sortie et le second l'alternance négative.

Les signaux de commande du second bras doivent présenter un décalage de $\frac{2\pi}{3}$ par rapport à ceux du premier bras. Ce même décalage doit être respecté entre les signaux de commande du troisième bras et ceux du deuxième. On trouve ce même intervalle entre les signaux de commande du premier bras et ceux du troisième (fig.59). Ces décalages doivent être respectés afin d'établir les tensions triphasées à la sortie de l'onduleur.

II.5.3.1 Allures des 6 signaux de la première commande

En utilisant les angles de commutations résolus dans la première commande, on construit les graphes des 6 signaux de commande.

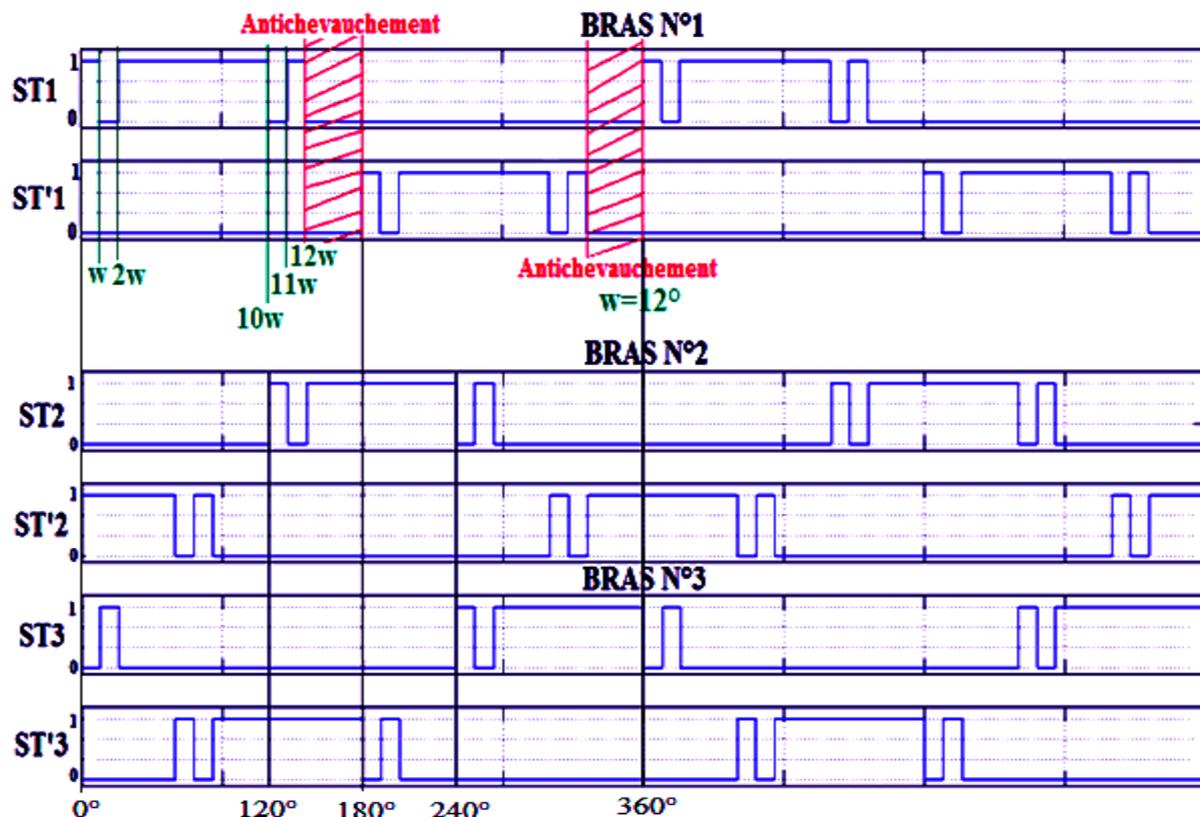


Figure 59 : 6 signaux de commande pour obtenir la première courbe

Le niveau 1 indique que le transistor à commander doit être à l'état passant, le niveau 0 désigne qu'il doit être à l'état bloqué.

II.5.3.2 Allures des 6 signaux de la deuxième commande

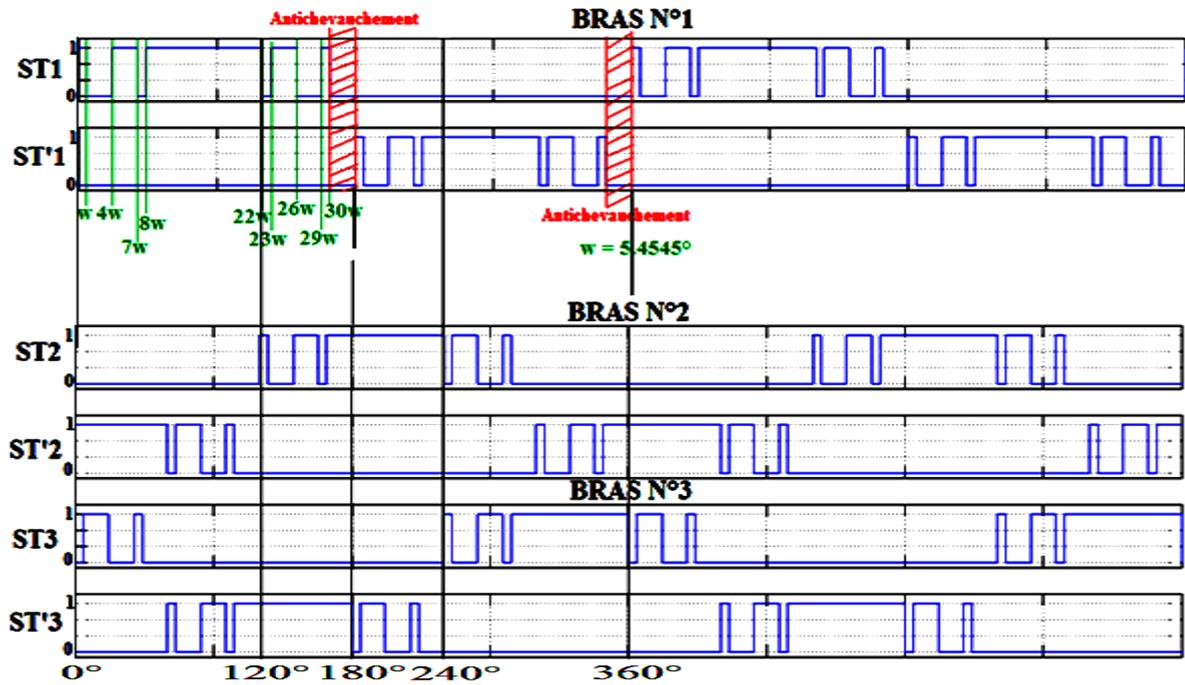


Figure 60 : 6 signaux de commande pour obtenir la deuxième courbe

II.5.3.3 Allures des 6 signaux de la troisième commande

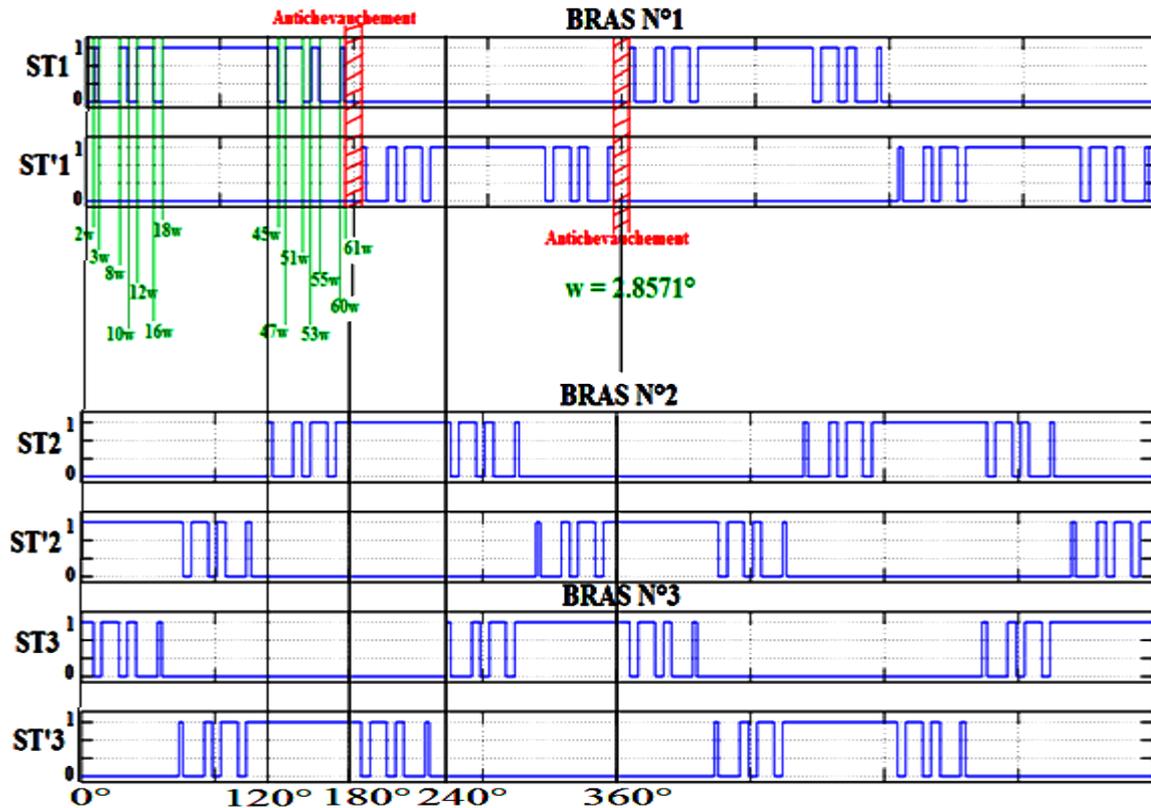


Figure 61 : 6 signaux de commande pour obtenir la troisième courbe

II.6 GENERATION DES SIGNAUX DE COMMANDE PAR UN MICROCONTROLEUR

II.6.1 Définitions

II.6.1.1 Microcontrôleurs

Un microcontrôleur est un circuit programmable capable d'exécuter un programme et qui comprend essentiellement un microprocesseur, des mémoires, et des éléments personnalisés selon l'application. Chaque fabricant a sa ou ses familles de microcontrôleur comme les PIC, AVR, MCS. Une famille se caractérise par un noyau commun (le microprocesseur, le jeu d'instruction...).

Plusieurs microcontrôleurs sont dotés d'un ou plusieurs systèmes de comptage (TIMER). Quelques-uns sont dotés d'un convertisseur analogique/numérique (CAN) intégré. Ces atouts supplémentaires permettent de nombreuses applications telles que :

- acquisition et traitement de données analogiques (CAN)
- comptage d'événements (TIMER)
- mesure de fréquence ou de période (TIMER)
- génération d'impulsions (TIMER)

La configuration minimale d'un système programmable est la suivante :

- une unité centrale ou microprocesseur (CPU)
- mémoire morte pour le programme (PROM, EPROM...)
- mémoire vive, pour les calculs, pour stocker les données...
- des interfaces d'entrée – sortie qui permettent de communiquer avec des périphériques externes.

On retrouve les microcontrôleurs dans un grand nombre d'appareils à usage quotidien allant de la télécommande au Smartphone en passant par la carte de crédit. Dans cette étude, les signaux de commande de l'onduleur sont générés par un PIC 16F84A.

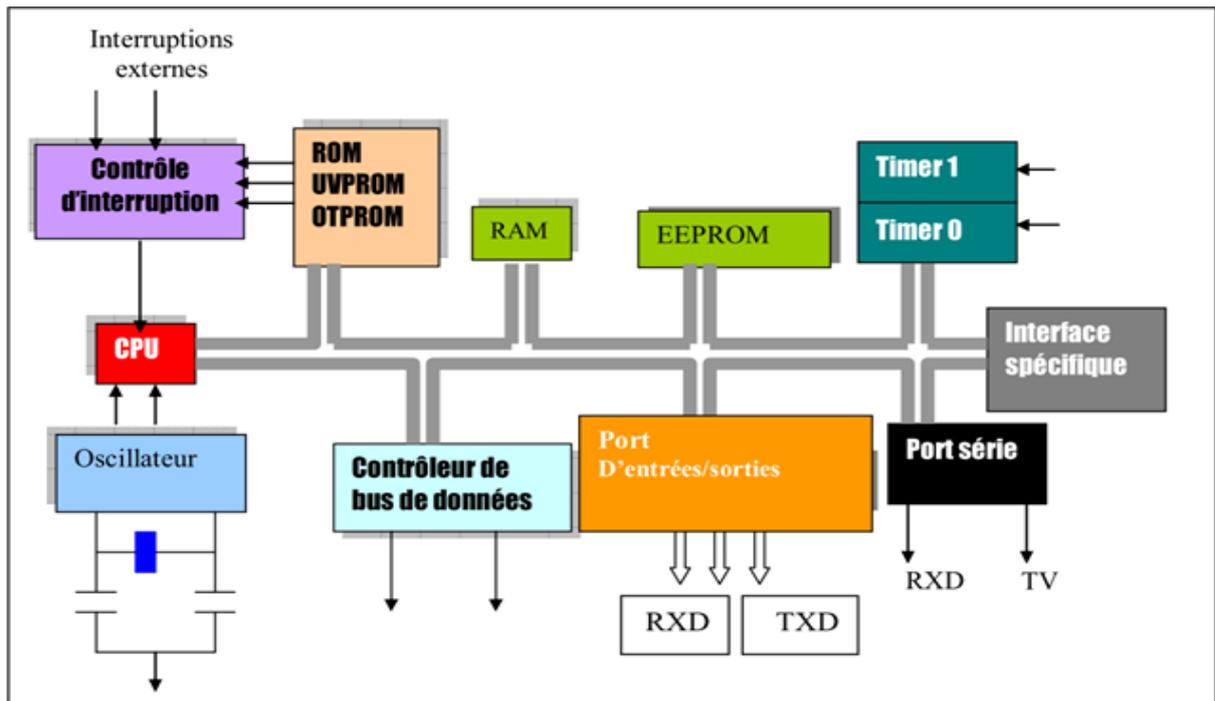


Figure 62 : Structure interne d'un microcontrôleur

II.6.1.2 PIC

Le PIC (Programmable Interrupt Controller) est un circuit intégré de type microcontrôleur. La dénomination PIC est sous copyright de Microchip. Les PIC sont des composants dits RISC (Reduced Instructions Set Computer), ou encore composant à jeu d'instructions réduit. Notons qu'il existe une autre famille de microcontrôleur, les composants dits CISC (Complex Instructions Set Computer). Sur les CISC, on dispose de moins de vitesse de traitement, mais les instructions sont plus complexes, plus puissantes, et donc plus nombreuses. L'horloge fournie au PIC est prédivisée par 4 au niveau de celle-ci. C'est cette base de temps qui donne la durée d'un cycle. Si on utilise par exemple un quartz de 4MHz, on obtient donc 1 000 000 de cycles/seconde. Or, comme le PIC exécute pratiquement 1 instruction par cycle, hormis les sauts, cela donne une puissance de l'ordre de 1MIPS (1 Million d'Instructions Par Seconde). On peut en déduire une vitesse de 1 instruction par microseconde.

Les PIC sont subdivisés en plusieurs familles, dont on distingue :

- La famille « Base-Line », qui utilise des mots d'instruction de 12 bits pour certains PIC (12C508), de 14 pour d'autres (12F675).
- La famille « Mid-Range », qui utilise des mots de 14 bits (et dont font partie les 16F84 et 16F876).

- D'autres familles sont apparues, comme l' « Enhancedfamily ».

a) Identification générale d'un PIC

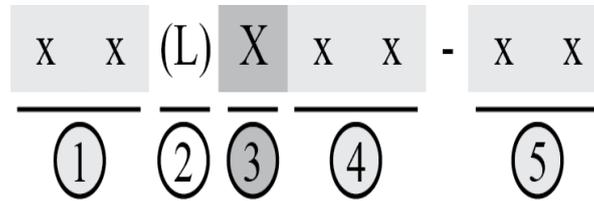
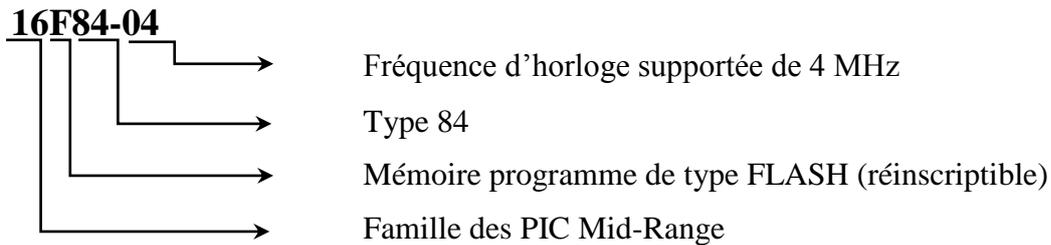


Figure 63 : Représentation générale d'un PIC

1. Les 2 chiffres indiquant la famille du PIC
2. Tolérance plus importante de la plage de tension
3. Le type de mémoire programme
4. Les 2 chiffres d'identification du PIC
5. La fréquence maximale de l'oscillateur supporté

L'exemple suivant apporte plus d'explication



Le PIC16F84 et le PIC16F84A ne se diffèrent qu'au niveau électrique. Particulièrement, le PIC16F84A supporte une fréquence maximale de 20 MHz.

II.6.2 PIC 16F84A

Le « Datasheet » DS35007B est le document technique fourni par Microchip pour le PIC 16F84A.

II.6.2.1 Caractéristiques

Les caractéristiques principales du 16F84 sont :

- Une mémoire programme de type flash de 1K (1024) mots de 14 bits
- Une mémoire RAM constituée :
 - Des registres de control SFR (Special Function Registers)

- 68 octets de RAM utilisateur appelés aussi GPR (General Propose Registers)
- Une mémoire EEPROM de donnée de 64 octets
- Deux ports d'entrée sortie, un de 8 bits et un de 5 bits
- Un timer/Compteur cadencé par une horloge interne ou externe
- Un chien de garde / compteur qui est un timer particulier
- Un prédiviseur de fréquence programmable permettant d'étendre les possibilités du Timer TMR0 et du chien de garde WDT
- 4 sources d'interruption
- 10 000 cycles d'effacement/inscription pour la mémoire FLASH
- 10 000 000 cycles d'effacement/inscription pour la mémoire EEPROM
- un bus spécifique pour le programme (program bus)
- un bus spécifique pour les données (data bus)
- Durée du cycle : Période de l'oscillateur quartz divisée par 4

II.6.2.2 Brochage

PDIP, SOIC

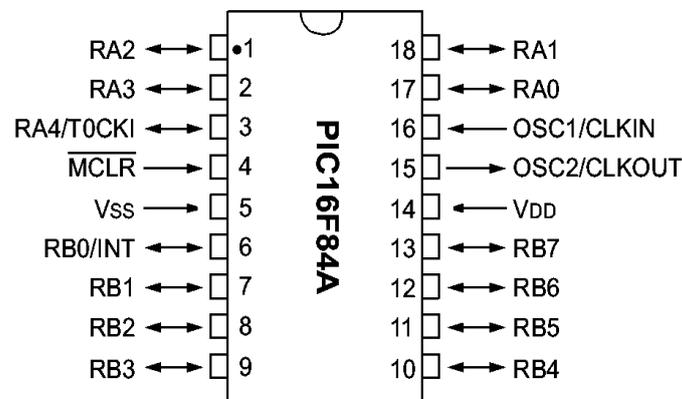


Figure 64 : Un PIC 16F84A en boîtier PDIP

L'alimentation du circuit est assurée par les pattes VDD et VSS. Elles permettent à l'ensemble des composants électroniques du PIC de fonctionner. Pour cela on relie VSS (patte 5) à la masse (0 Volt) et VDD (patte 14) à la borne positive de l'alimentation qui doit délivrer une tension continue comprise entre 3 et 6 Volts.

Le microcontrôle est un système qui exécute des instructions les unes après les autres à une vitesse (fréquence) qui est fixée par une horloge interne au circuit. Cette horloge doit être stabilisée de manière externe au moyen d'un cristal de quartz connecté aux pattes OSC1/CLKIN (patte 16) et OSC2/CLKOUT (patte 15).

La patte 4 est appelée MCLR. Elle permet lorsque la tension appliquée est égale à 0V de réinitialiser le microcontrôleur. C'est à dire que si un niveau bas (0 Volt) est appliqué sur MCLR le microcontrôleur s'arrête, place tous ses registres dans un état connu et se redirige vers le début de la mémoire de programme pour recommencer le programme au début (adresse dans la mémoire de programme : 0000). A la mise sous tension, la patte MCLR étant à zéro, le programme démarre donc à l'adresse 0000, (MCLR = Master Clear Reset).

Les broches RB0 à RB7 et RA0 à RA4 sont les lignes d'entrées/sorties numériques. Elles sont au nombre de 13 et peuvent être configurées en entrée ou en sortie. Ce sont elles qui permettent au microcontrôleur de dialoguer avec le monde extérieur (périphériques). L'ensemble des lignes RB0 à RB7 forme le port B et les lignes RA0 à RA4 forment le port A. Certaines de ces broches ont aussi d'autres fonctions (interruption, timer).

II.6.2.3 Processeur

Le processeur est formé de deux parties :

- une unité arithmétique et logique (UAL) chargée de faire des calculs.
- un registre de travail noté W sur lequel travail l'UAL.

II.6.2.4 Organisation des mémoires

Le PIC 16F84A possède deux blocs de mémoire, la mémoire programme et la mémoire de donnée. Ces deux blocs de mémoires sont séparés. Ainsi, il est possible de les accéder pendant le même cycle d'horloge.

a) Mémoire programme

La mémoire de programme contient les instructions pilotant l'application à laquelle le microcontrôleur est dédié. Il s'agit d'une mémoire non volatile : elle garde son contenu, même en l'absence de tension ; elle est de type FLASH c'est à dire qu'elle peut être programmée et effacée par l'utilisateur via un programmeur et un PC. La technologie utilisée permet plus de 1000 cycles d'effacement et de programmation. Pour le PIC 16F84A cette mémoire est d'une taille de 1024*14 bits, c'est à dire qu'elle dispose de 1024 emplacements (de 000h à 3FFh) contenant chacun 14 cases car dans le cas du PIC, les instructions sont codées sur 14 bits. On peut donc stocker 1024 instructions. C'est dans cette zone que le programme va être implémenté.

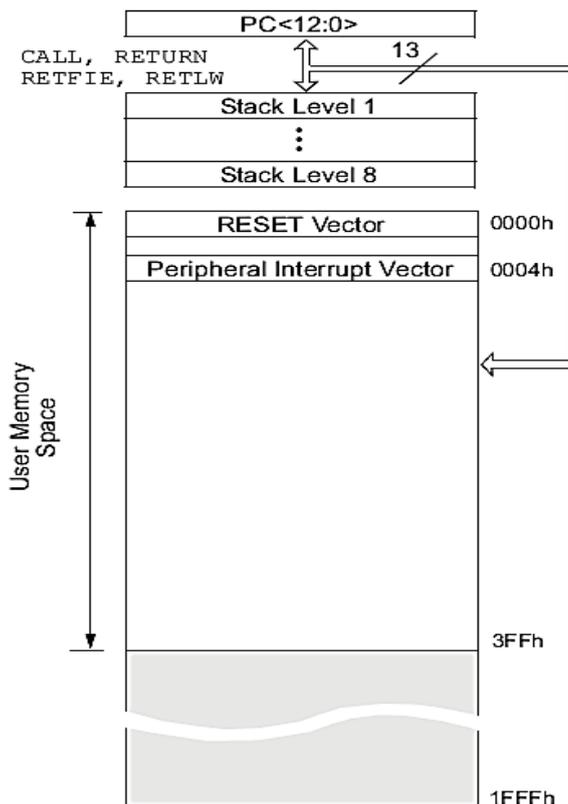


Figure 65 : Organisation de la mémoire programme

b) Mémoire de donnée

La mémoire de donnée est composée de la mémoire RAM (Random Access Memory) et de la zone EEPROM.

La mémoire RAM est organisée en deux banques comme l'indique la figure 66. De plus, elle est divisée en deux parties. La première est la zone des SFR (Special Function Registers), les registres des fonctions spéciaux. La seconde est la zone des GPR (General Purpose Registers), les registres généraux.

La mémoire EEPROM n'est pas tracée directement dans la mémoire de donnée. L'adresse de cette mémoire est spécifiée par un pointeur d'adresse indirecte.

(les données sont conservées même en l'absence de tension). La lecture et l'écriture dans cette mémoire de données sont beaucoup plus lentes que dans la mémoire de données RAM.

II.6.2.6 Ressources auxiliaires

Les ressources auxiliaires sont dans le PIC16F84A sont :

- ports d'entrées et de sorties.
- temporisateur.
- interruptions
- chien de garde
- mode sommeil

II.6.2.7 Ports d'entrées/sorties (E/S)

Le port A désigné par PORTA est un port de 5 bits (RA0 à RA4). Chaque E/S est compatible TTL. La configuration de direction pour chaque bit du port est déterminée avec le registre TRISA.

- Bit i de TRISA = 0 \longrightarrow bit i de PORTA configuré en sortie
- Bit i de TRISA = 1 \longrightarrow bit i de PORTA configuré en entrée

La broche RA4 est multiplexée avec l'entrée horloge du timer TMR0, elle peut donc être utilisée soit comme E/S normale du port A, soit comme entrée horloge pour le Timer TMR0, le choix se fait à l'aide du bit T0CS du registre OPTION_REG.

- T0CS = 0 \longrightarrow RA4 est une E/S normale
- T0CS = 1 \longrightarrow RA4 = horloge externe pour le timer TMR0

Le port B désigné par PORTB est un port bidirectionnel de 8 bits (RB0 à RB7). Toutes les broches sont compatibles TTL. La configuration de direction se fait à l'aide du registre TRISB. En entrée, la ligne RB0 appelée aussi INT peut déclencher l'interruption externe INT. En entrée, une quelconque des lignes RB4 à RB7 peut déclencher l'interruption RBI.

II.6.2.8 Timer0

Le Timer0 est un système de comptage et de temporisation. Il est représenté par les 8 bits du registre TMR0. Il est accessible en lecture et en écriture à l'adresse 01h dans la banque 0. Le mode compteur est sélectionné en mettant à « 1 » le bit T0SC du registre OPTION_REG. Dans ce cas le Timer0 sera incrémenté soit sur front montant soit sur un front descendant du

signal reçu sur le pin RA4/T0CKI. Le front d'incrémentaion est sélectionné à partir du bit T0SE du registre OPTION_REG. En mode temporisateur, sélectionné en mettant à « 0 » le bit T0SC (OPTION_REG), l'incrémentaion du Timer0 se produit chaque cycle d'instruction sans le prédiviseur. Lors d'une écriture dans le registre TMR0, l'incrémentaion est arrêté pendant deux cycles machine. Si l'on veut déterminer un temps avec précision, il faut tenir compte de ce retard au démarrage. Le Timer0 peut engendrer une interruption lors d'un débordement de FFh à 00h. Ce débordement met à « 1 » le bit T0IF du registre INTCON pour signaler l'interruption. Après la fin de l'interruption ce bit doit être effacé par le programme. Il suffit de mettre à « 0 » le bit T0IE (INTCON) pour désactiver l'interruption du Timer0.

II.6.2.9 Les interruptions

a) Mécanisme générale d'une interruption

Une routine d'interruption est un sous-programme particulier, déclenché par l'apparition d'un évènement spécifique. La figure 67 présente le chemin logique d'un programme lors d'une interruption. L'interruption est un mécanisme fondamental de tout processeur. Il permet de prendre en compte des évènements extérieurs au processeur et de leur associer un traitement spécifique. L'évènement en question doit figurer dans la liste des évènements. De plus, il doit être autorisé. Il faut aussi noter que l'exécution d'une instruction n'est jamais interrompue. C'est à l'achèvement de l'instruction en cours lors de l'arrivée de l'évènement que le sous-programme d'interruption est exécuté.

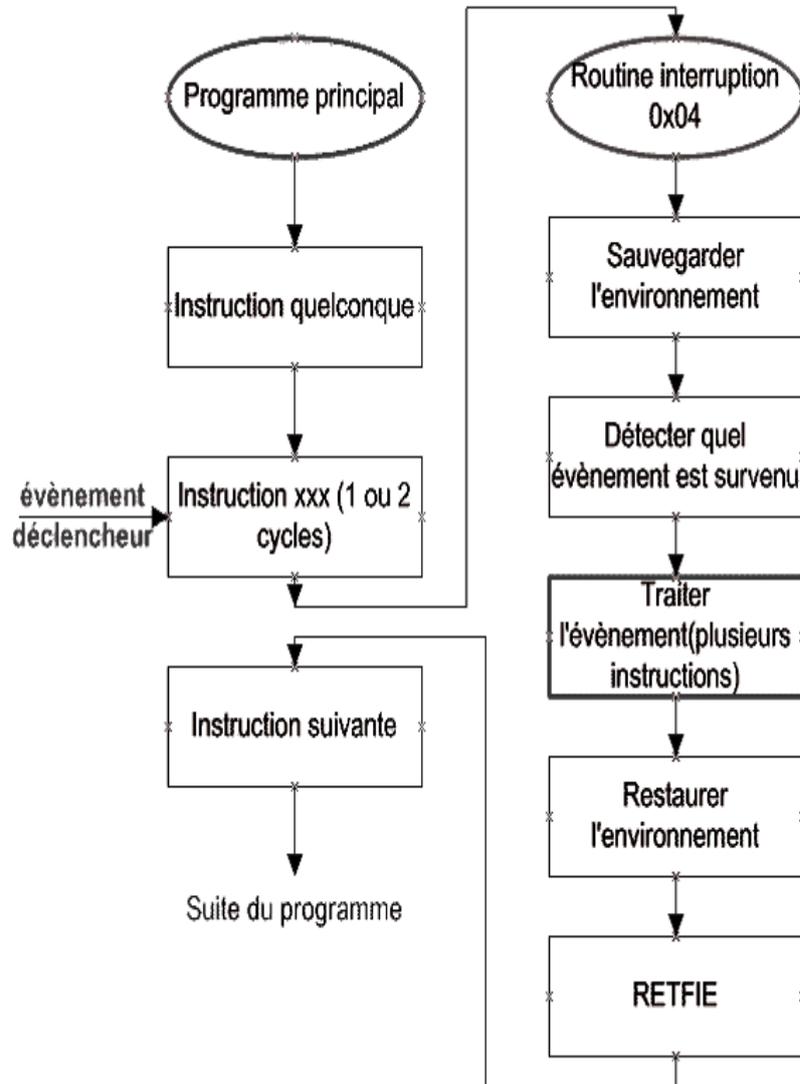


Figure 67 : Déroulement d'un programme lors d'une interruption

b) Différentes sources d'interruption

Dans le cas du PIC 16F84A, il existe 4 sources d'interruption :

- INT : Interruption externe, broche RB0/INT
- TMR0 : Débordement du Timer0
- PORTB : Changement d'état du port B (RB4-RB7)
- EEPROM : Fin d'écriture en EEPROM

c) Validation des interruptions

Chacune de ses sources peut être validée indépendamment grâce aux bits 3 à 6 du registre INTCON. Le bit GIE de ce même registre permet une validation générale des

interruptions. Ainsi, pour le déroulement du programme en cours soit déclenché, il faut qu'un des événements extérieurs soit détecté, que l'interruption correspondante soit validée et que la validation générale soit activée.

II.6.2.10 Le Watchdog

Le Watchdog, ou chien de garde est un système de protection contre le plantage du programme. Il s'agit d'un compteur qui, lorsqu'il arrive en fin de comptage, permet de redémarrer le programme. Il est configuré dès la programmation du PIC à l'aide de la directive CONFIG et placé en début du programme. En fonctionnement normal, il est remis à zéro régulièrement par l'instruction « clrwtd » (clearwatchdog) dans une branche du programme qui s'exécute régulièrement. Si le programme est bloqué, il ne passe plus dans la branche de remise à zéro et le comptage va jusqu'au bout, déclenche le Watchdog qui relance le programme. Le Watchdog est destiné à vérifier que le programme ne se trouve pas dans une zone non valide dû au parasite sur l'alimentation par exemple, ou s'il n'est pas bloqué dans une boucle sans fin.

II.6.2.11 Le prédiviseur

Le prédiviseur sert à multiplier le cycle de comptage. Le prédiviseur pouvait être affecté au timer0 ou au watchdog, via le bit PSA du registre OPTION. L'assignation du prédiviseur au Timer0 fait que le Watchdog n'a pas de prédiviseur associé, et vice-versa. L'assignation et la sélection de taux de division de fréquence se fait à l'aide des bits du registre OPTION_REG tel que :

- PSA pour l'assignation : 0 pour le Timer0 et 1 pour le Watchdog
- PS2 à PS0 pour le taux

Quand le prédiviseur est assignée au Timer0, l'écriture dans le registre TMR0 efface le prédiviseur mais ne change pas son assignation, et aussi, cette écriture fait que l'incrémentaion ne reprenne qu'après un délai de trois cycles d'instructions.

PSA	PS2	PS1	PS0	/tmr0	/WD
0	0	0	0	2	1
0	0	0	1	4	1
0	0	1	0	8	1
0	0	1	1	16	1
0	1	0	0	32	1
0	1	0	1	64	1
0	1	1	0	128	1
0	1	1	1	256	1
1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	1	2
1	0	1	0	1	4
1	0	1	1	1	8
1	1	0	0	1	16
1	1	0	1	1	32
1	1	1	0	1	64
1	1	1	1	1	128

Tableau 1 : Valeur du prédiviseur en fonction des bits PSA à PS0

II.6.2.12 Le mode « Sleep »

Le PIC peut être placé en mode faible consommation à l'aide de l'instruction « SLEEP ». Dans ce mode, l'horloge système est arrêtée ce qui arrête l'exécution du programme.

Pour sortir du mode SLEEP, il faut provoquer un WAKE-UP, pour cela il y a 3 possibilités :

- RESET externe dû à l'initialisation du PIC en mettant l'entrée MCLR à 0. Le PIC reprend l'exécution du programme à partir du début.
- Timeout du chien de garde WDT si celui-ci est validé. Le PIC reprend le programme à partir de l'instruction qui suit l'instruction SLEEP
- Interruption INT (sur RB0) ou RBI (sur RB4-RB7) ou EEI (fin d'écriture en EEPROM de données). Le bit de validation de l'interruption en question doit être validé, par contre, le WAKE-UP a lieu quel que soit la position de bit de validation globale GIE.

On a alors deux situations :

- GIE = 0, Le PIC reprend l'exécution du programme à partir de l'instruction qui suit l'instruction SLEEP, l'interruption n'est pas prise en compte

- GIE = 1, Le PIC exécute l'instruction qui se trouve juste après l'instruction SLEEP puis se branche à l'adresse 0004 pour exécuter la procédure d'interruption. Dans le cas où l'instruction suivant SLEEP n'est pas désirée, il faut utiliser l'instruction NOP.

II.7 CONCEPTION DES PROGRAMMES DE COMMANDE

Le paragraphe IV.6.2 a permis de traiter et de comprendre le fonctionnement des différentes ressources internes du PIC 16F84A. Ce dernier joue le rôle d'une unité de commande et d'interfaçage avec l'utilisateur. Cette unité de contrôle doit être chargée d'un code source programmé pour qu'elle puisse générer les signaux de commande.

La programmation des microcontrôleurs PIC est supportée par plusieurs langages tel que: l'Assembleur, le C ou C++. Pour simplifier la tâche de programmation, on a choisi comme langage le C.

II.7.1 Choix du compilateur

Il existe plusieurs compilateurs C pour PIC. Dans ce travail, le choix s'est porté sur l'outil de développement mikroC PRO for PIC v.6.0.0. Ce compilateur est très familier avec le langage C, ce qui permet d'accéder facilement à n'importe quel bit de n'importe quel registre du PIC. Le compilateur prend en charge la gestion d'un certain nombre de mécanismes, par exemple on n'a pas besoin de spécifier la page mémoire dans laquelle on veut écrire. Une seule ligne écrit en C avec ce compilateur peut produire plusieurs instructions assembleurs. Le code source est donc simple mais fiable.

II.7.2 Présentation du mikroC PRO for PIC v.6.0.0

La figure 68 montre l'aperçu global du logiciel : les menus, la barre d'outils...

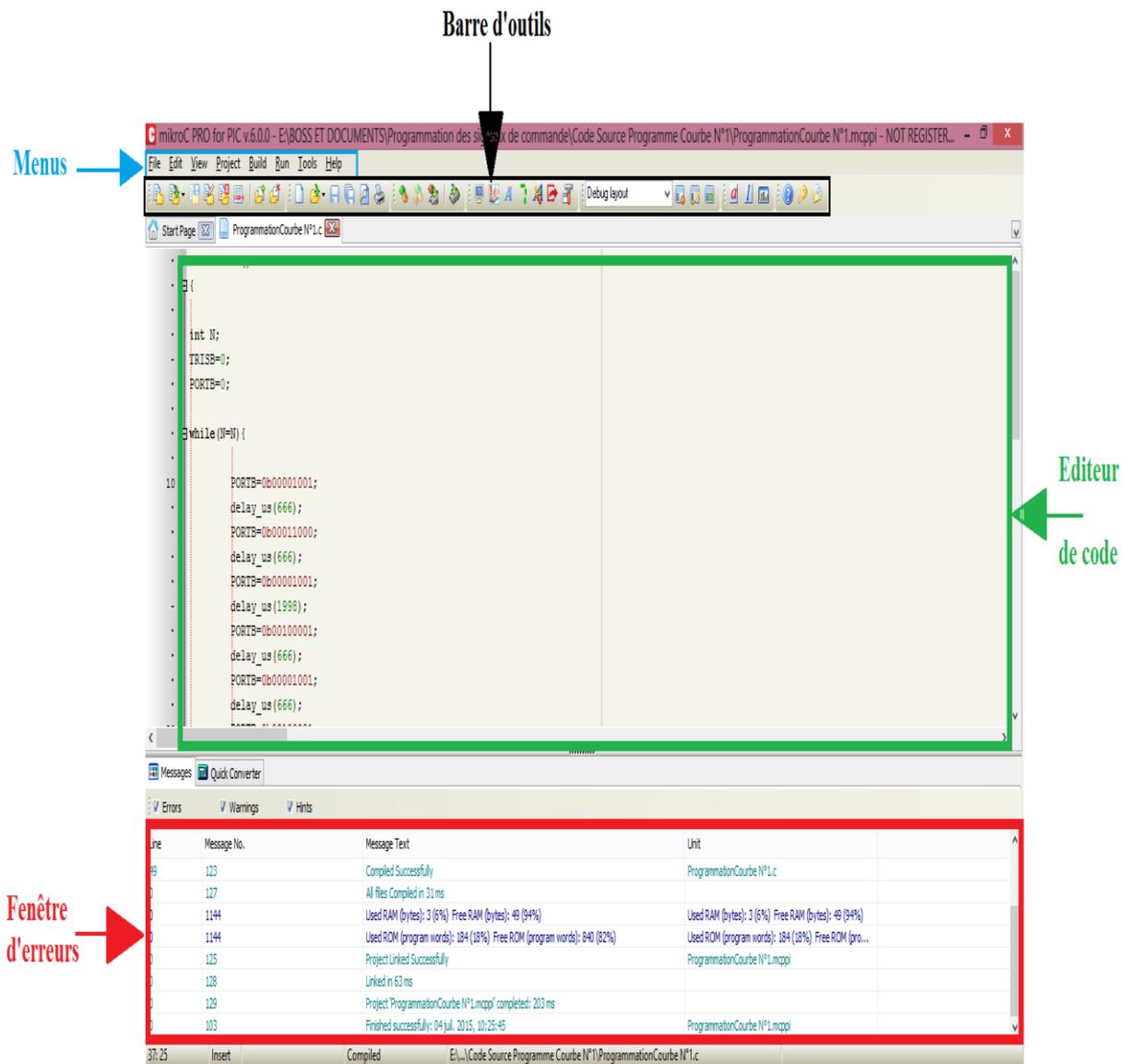


Figure 68 : L'environnement IDE du compilateur mikroC PRO

II.7.3 Création d'un nouveau projet

Le « mikroC PRO » pour PIC organise les fichiers qu'il génère dans un dossier de projet. Ce dossier est composé d'un seul fichier de projet (extension .mcppi) et un ou plusieurs fichiers sources (extension .hex, .asm, etc). On peut créer un projet à l'aide de l'assistant nouveau projet (menu Project> New Project) ou en cliquant sur l'icône  à partir de la barre d'outils du projet.

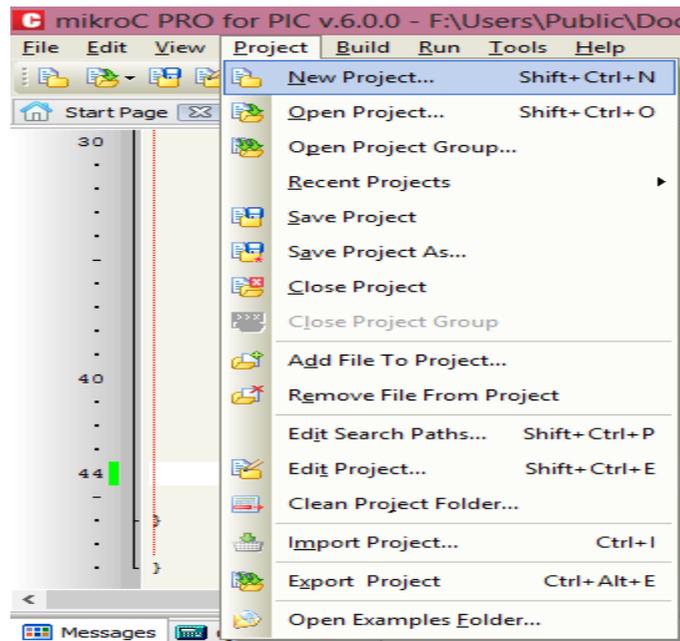


Figure 69 : Création d'un nouveau projet

II.7.3.1 Etapes à suivre

Commencer à créer un nouveau projet, en cliquant sur le bouton « Next ».



Figure 70 : Fenêtre de création d'un nouveau projet

Etablir les configurations principales du projet :

- Attribuer un nom au projet
- Spécifier l'emplacement où votre projet sera enregistré.
- Sélectionner le périphérique dans le périphérique dans la liste déroulante.
- Saisir la valeur de fréquence de l'oscillateur.

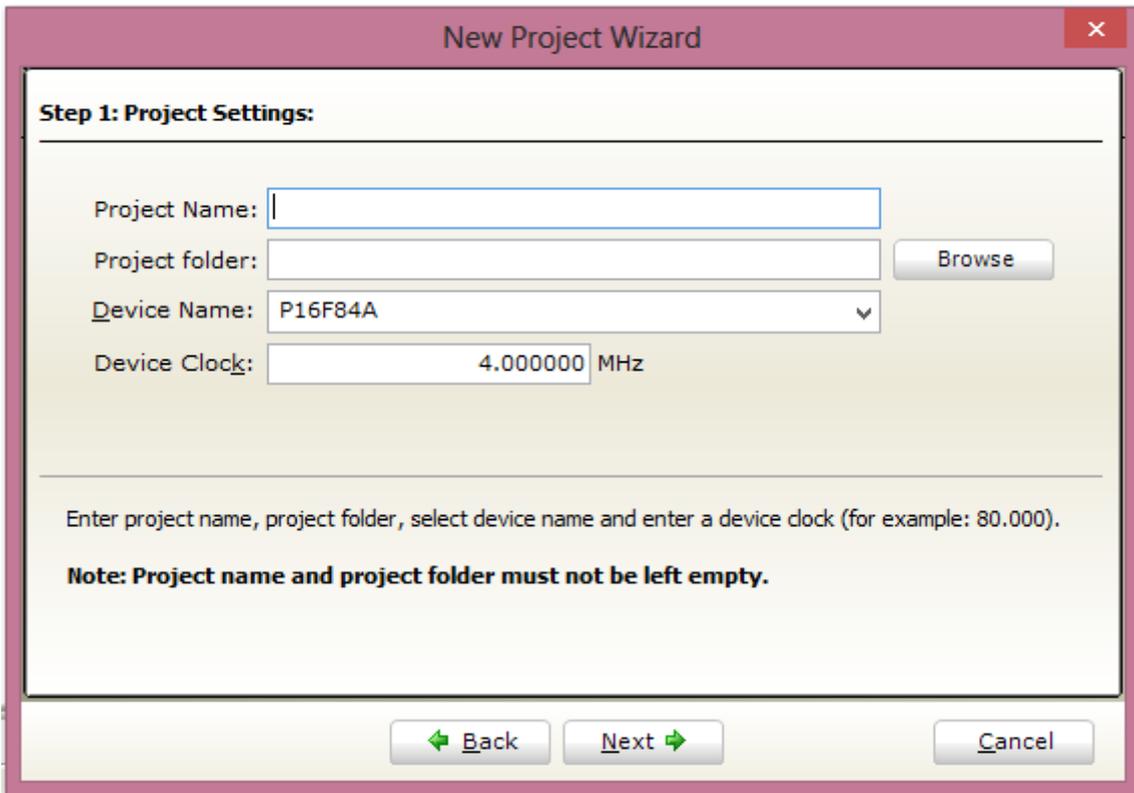


Figure 71 : Fenêtre de configuration du projet

Ajouter les fichiers qu'on souhaite inclure dans le projet.

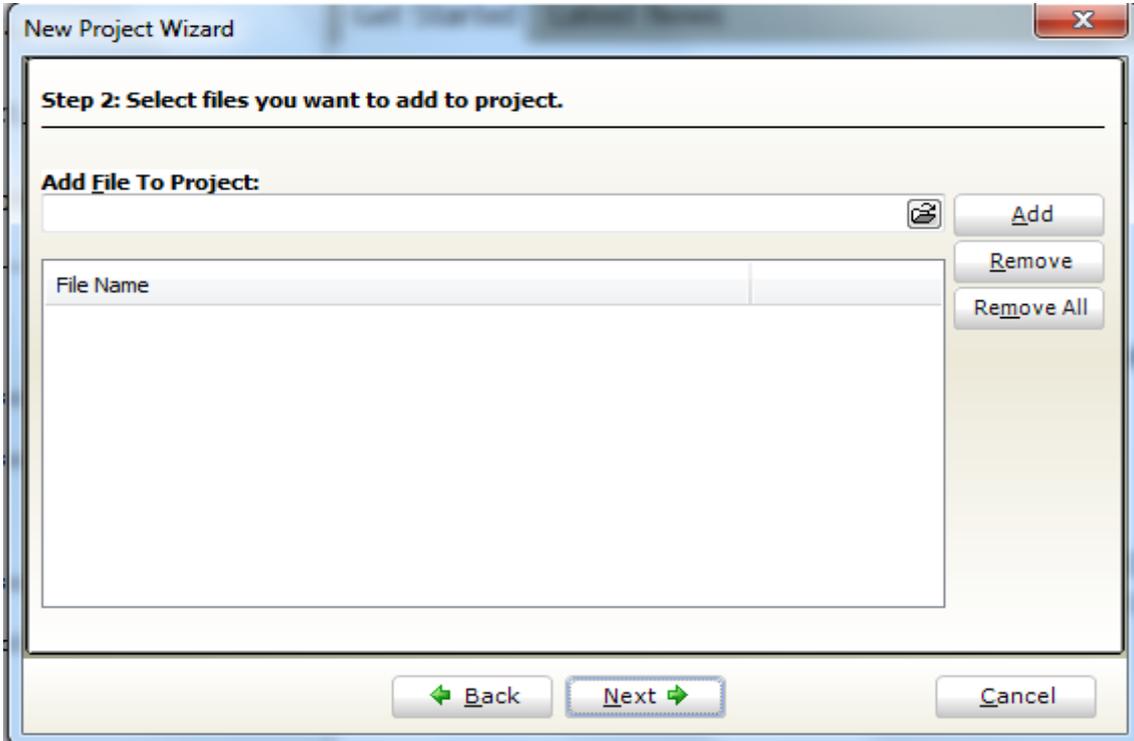


Figure 72 : Ajout des fichiers dans le projet

Sélectionner les bibliothèques qu'on veut associer au projet. Il sera recommandé de choisir la sélection par défaut.

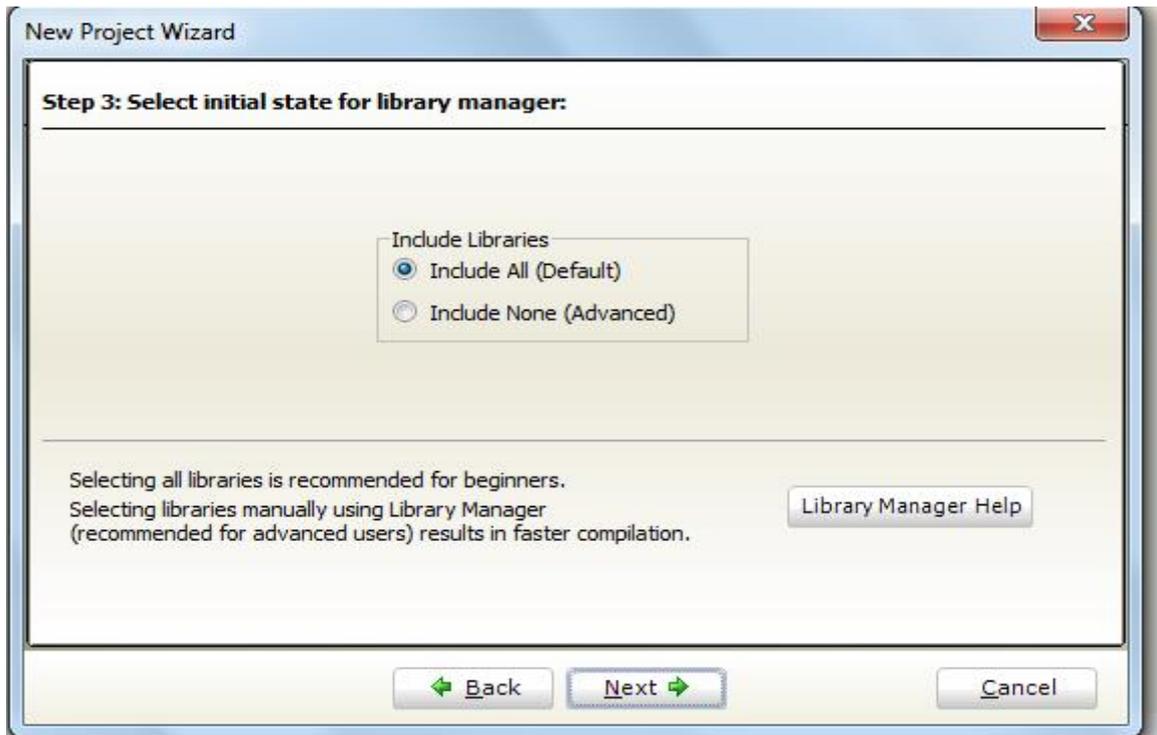


Figure 73 : Ajout des bibliothèques dans le projet

Cliquer sur « Finish » pour terminer.

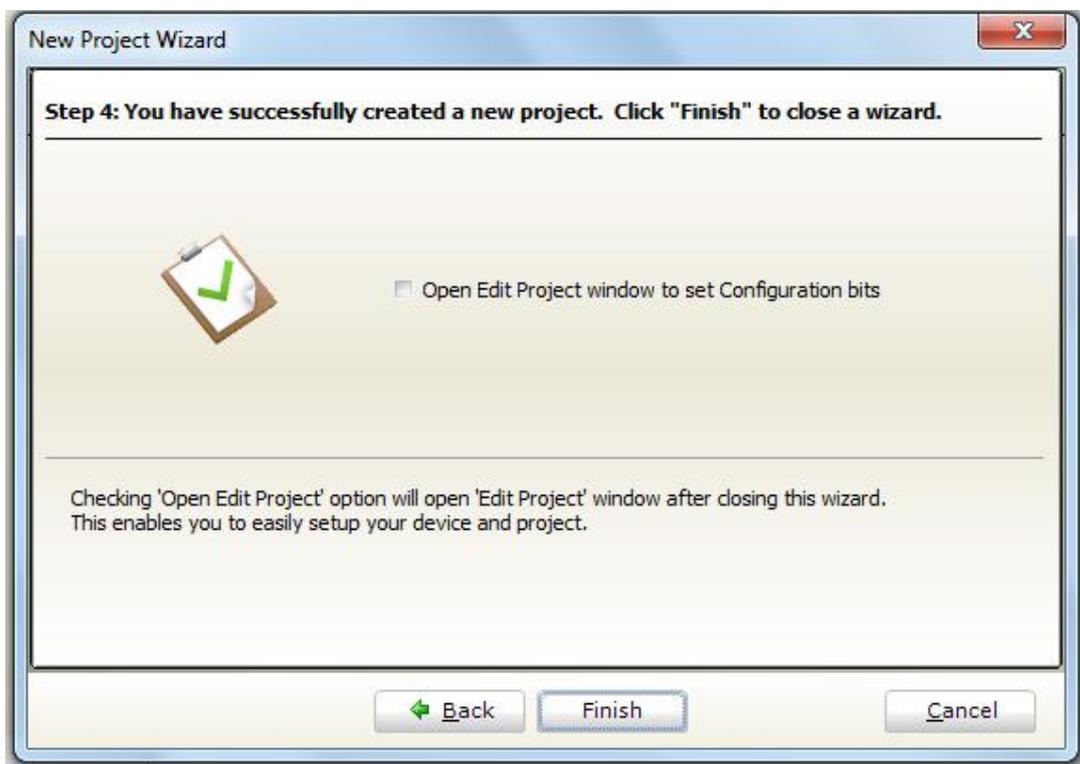


Figure 74 : Fenêtre de la dernière étape

A ce stade, une nouvelle fenêtre vide s'affiche afin qu'on puisse y saisir le programme.

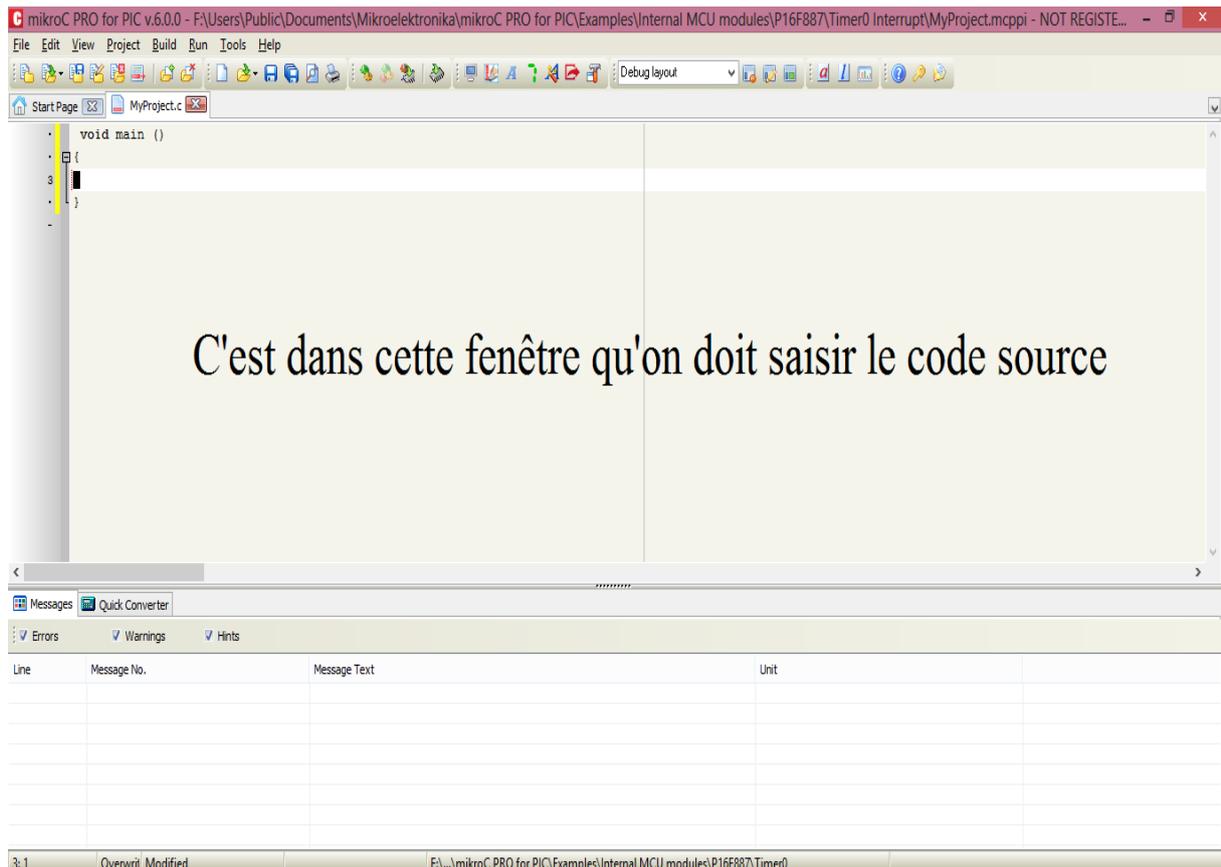


Figure 75 : Fenêtre de travail

II.7.4 Compilation d'un programme

On peut compiler un programme en sélectionnant « Build » à partir du menu « Build » ou en cliquant sur l'icône  dans la barre d'outils du projet.



Figure 76 : Menus et barre d'outils du mikroC

Si plus d'un projet est ouvert, on pouvait compiler tous ces projets ouverts en sélectionnant « Build All Projects » dans le menu « Build », ou en cliquant sur l'icône . La barre de progression s'affiche pour livrer des informations sur l'état de la compilation. Dans le cas où des erreurs sont générées, la fenêtre d'erreur affiche les messages d'erreur (fig.77).

Line	Message No.	Message Text	Unit
0	1	mikroC PIC1618.exe -MSF -DBG -pP16F84A -DL -O11111114 -fo4 -N(F:\Users\Public\Documents\Wi...	
0	1139	Available RAM: 52 [bytes], Available ROM: 1024 [bytes]	
0	126	All files Preprocessed in 47 ms	
0	122	Compilation Started	ProgrammationCourbe N°3.c
3	324	Undeclared identifier 'föggj' in expression	ProgrammationCourbe N°3.c
3	402	; expected, but 'TRISB' found	ProgrammationCourbe N°3.c
4	424	')} expected '}' found	ProgrammationCourbe N°3.c
156	312	Internal error "	ProgrammationCourbe N°3.c

Figure 77 : Fenêtre d'erreur

La compilation doit être réussie pour que le compilateur mikroC PRO pour PIC génère des fichiers dans le dossier du projet (dossier qui contient le fichier projet .mcppi). Ces fichiers sont résumés dans le tableau 2.

Format	Description	Extension des fichiers
Intel HEX	Code hexadécimal dans le format Intel. C'est le fichier à charger dans les microcontrôleurs par l'intermédiaire d'un programmeur.	. hex
Binary	Fichier compilé pour la bibliothèque mikroC. Les distributions binaires sont des routines qui sont susceptibles d'être inscrites dans d'autres projets.	. mcl
List File	L'image globale de l'allocation de mémoire du PIC pour: les adresses d'instructions, les registres et les étiquettes du programme.	. lst
Assembler File	Le fichier en assembleur avec des noms symboliques, obtenus à partir de liste des fichiers.	. asm

Tableau 2 : Fichiers générés après la compilation

II.7.5 Programmation du PIC 16F84A

Le travail consiste à créer trois programmes pour les trois commandes. La conception des trois programmes suit le même principe.

II.7.5.1 Principes généraux de la conception

Le PIC 16F84A dispose 2 types de ports d'entrée/sortie: le port A et le port B. Le port A possède 5 pins RA0 à RA1 tandis que le port B en a 8, RB0 à RB7. Puisqu'on cherche à délivrer 6 signaux de commande, on va utiliser les 6 pins du port B plus précisément RB0 à RB5. RB0 et RB1 génère les signaux de commande des transistors T1 et T'1 (bras n°1). RB2 et RB3 assurent la génération des signaux de commande des transistors T2 et T'2 (bras n°2). RB4 et RB5 s'occupent des transistors T3 et T'3 (bras n°3).

Les signaux de commande à générer sont dessinés dans le paragraphe II.5.3.1. Ces signaux présentent deux niveaux : 0 et 1. Le PIC 16F84A peut générer des signaux de même allure qu'aux ceux présentés dans le paragraphe II.5.3.1. Les signaux générés par le PIC sont caractérisés par les 2 niveaux de tension de sortie de ses pins : 0V et 5V (fig.78). Le travail consiste à élaborer un programme pour le PIC. Ce programme doit commander le PIC à générer les 6 signaux de commande à travers leurs pins.

L'élaboration de ce programme de commande exige la prise en compte de tous les changements de valeur (0 à 1 ou 1 à 0) des 6 signaux à générer ; chaque changement de valeur correspond à un changement d'état des pins. Pour voir les différents changements de valeur, il est capital de fractionner chaque signal en plusieurs tranches (fig. 78).

Chaque tranche est représentée par l'angle de commutation élémentaire (W) ou ses multiples ($2W$, $3W$, $4W$). Ces angles peuvent être convertis en durées de commutation. Par exemple, pour la première courbe (§ II.3.1.1.1 fig.54) qui a une période de 20 ms (360°), l'angle de commutation élémentaire $W=12^\circ$ représente une durée de 666 μ s. Ces angles peuvent servir de temporisation pour le changement d'état (0V à 5V ou 5V à 0V) des quelques pins du port B. Pour la première commande une temporisation $W=12^\circ$ signifie que tous les pins du port B conservent ses états pendant une durée de 666 μ s.

La figure 78 montre que d'une tranche à une autre, un pin peut :

- changer d'état
- ou conserver son état précédent.

Donc, chaque pin du port B doit être programmé, de façon qu'il conserve ou change d'état, avec la temporisation correspondante.

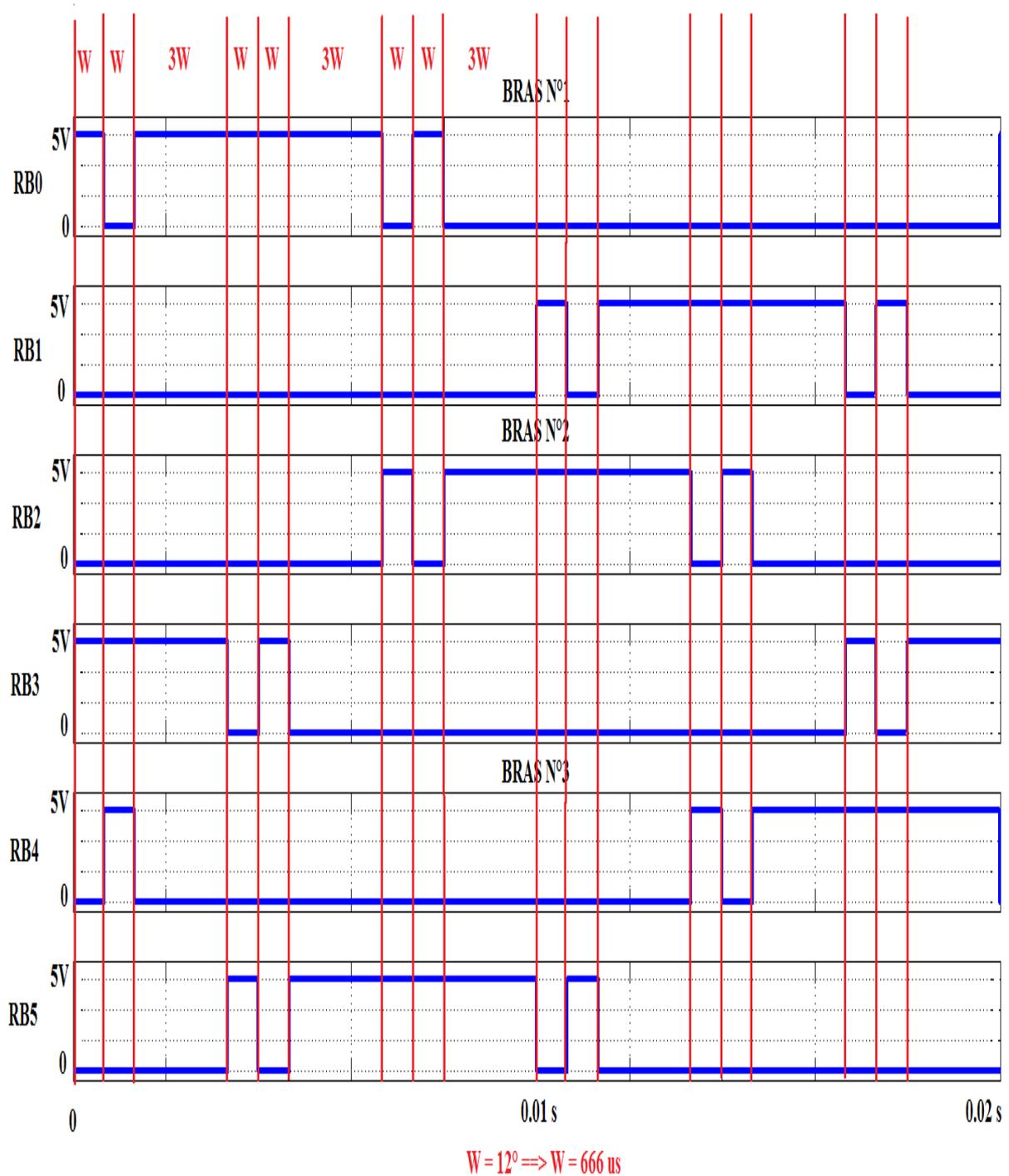


Figure 78 : Représentation des durées de chaque tranche pour la première commande

On voit que la première commande est caractérisée par 2 temporisateurs W et 3W avec $W=666 \mu s$. La deuxième commande est déterminée par 2 temporisateurs W et 3W ($W=303 \mu s$). La dernière fixe 4 temporisateurs W, 2W, 3W et 4W ($W=158 \mu s$).

II.7.5.2 Organigramme du programme de commande

Les programmes des 3 commandes suivent un même organigramme.

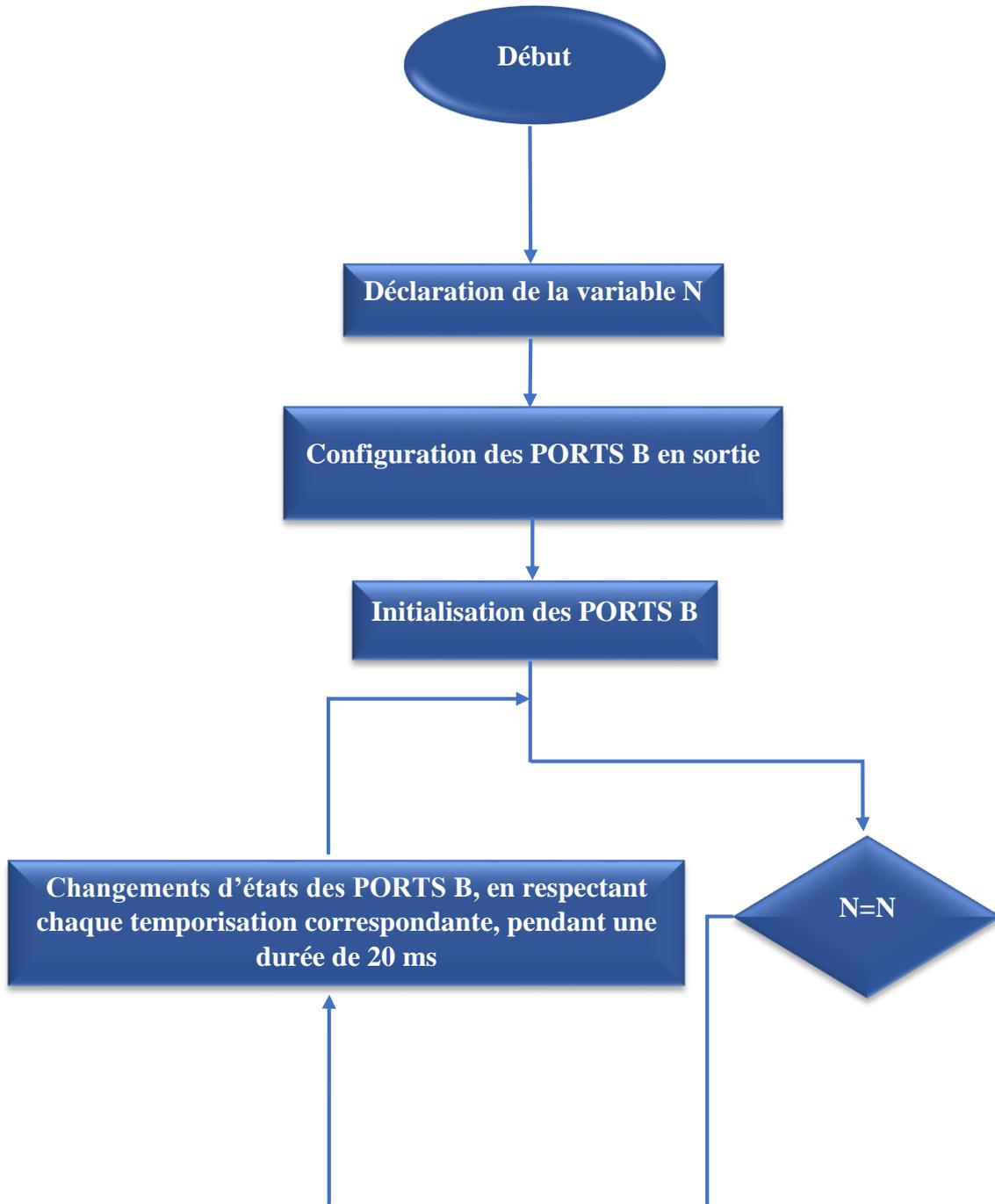


Figure 79 : Organigramme du programme de commande

On écrit les 3 programmes de commande en suivant cet organigramme. Ces 3 programmes sont écrits en C avec le compilateur mikroC. Les 3 fichiers programmes (.hex) ne peuvent être obtenu qu'après la compilation de ces 3 programmes. Ces fichiers programmes (.hex) doivent être implanté dans le PIC afin qu'il puisse générer les signaux de commande. Le simulateur Proteus VSM, qui est intégré automatiquement dans le logiciel PROTEUS lors de son installation, peut simuler directement le PIC 16F84A.

II.8 CONCEPTION DU CIRCUIT DE COMMANDE AVEC LE LOGICIEL PROTEUS

II.8.1 Présentation de PROTEUS VSM

PROTEUS est un logiciel développé par Labcenter Electronics Ltd. Il est créé pour la conception complète d'un système électronique. Le logiciel contient plusieurs programmes spécifiés pour chaque étape de la conception. On distingue :

- **ISIS Schematic Capture**, un programme dédié à la schématisation d'un système électronique ;
- **PROSPICE**, un programme permettant de simuler un système mixte contenant à la fois des circuits logiques et analogiques;
- **ARES PCB Layout**, une application dédiée à la conception du circuit imprimé ;
- **VSM**, un module de simulation de système électronique comportant des microprocesseurs. Le VSM est l'image virtuelle du système entier avant la réalisation.

Toutes les fonctions de simulation sont entièrement intégrées dans ISIS. Les outils de conception de prototype sont intégrés dans ARES. L'enchaînement de la conception d'un système sous PROTEUS est représenté sur la figure suivante :



Figure 80 : Les différentes étapes de la conception

Dans cette étude, on utilise le logiciel PROTEUS v.8.1 pour concevoir un circuit de commande. On construit ce circuit de commande à l'aide de l'environnement ISIS du PROTEUS. Le PIC 16F84A représente l'organe de commande de ce circuit. Le rôle de ce circuit de commande est de commander l'onduleur triphasé. Ce circuit de commande reproduit les signaux générés par le PIC à l'aide des optocoupleurs. Les signaux à la sortie des optocoupleurs présentent 2 niveaux de tensions 0V et 15V. Ces tensions sont les tensions de commande des transistors IGBT. 15V permet au transistor de conduire, 0V le rend à l'état bloqué.

II.8.2 Les environnements de travail d'ISIS

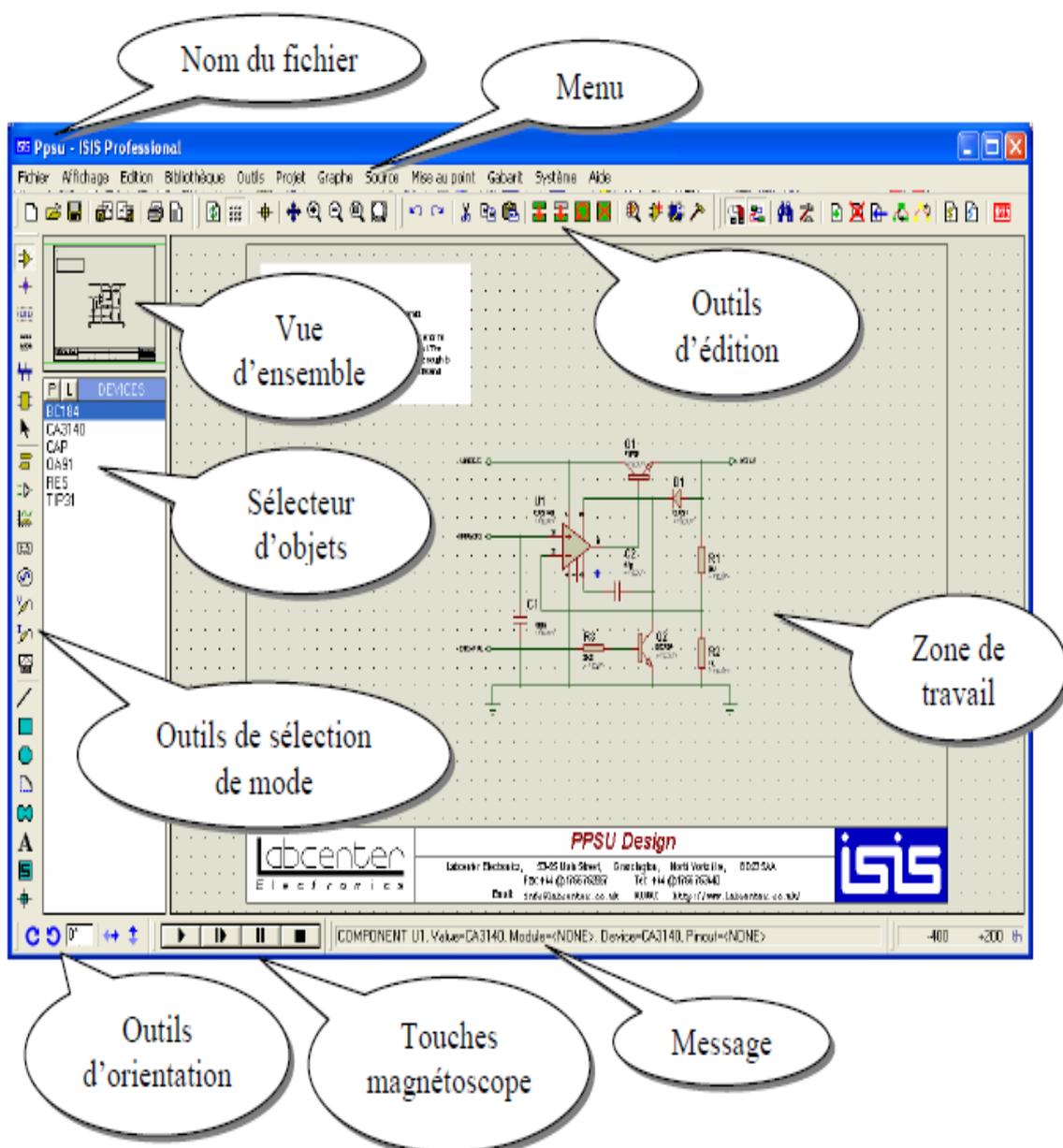


Figure 81 : Ecran d'ISIS

II.8.3 Edition d'un nouveau circuit avec ISIS

II.8.3.1 Sélection des composants à utiliser

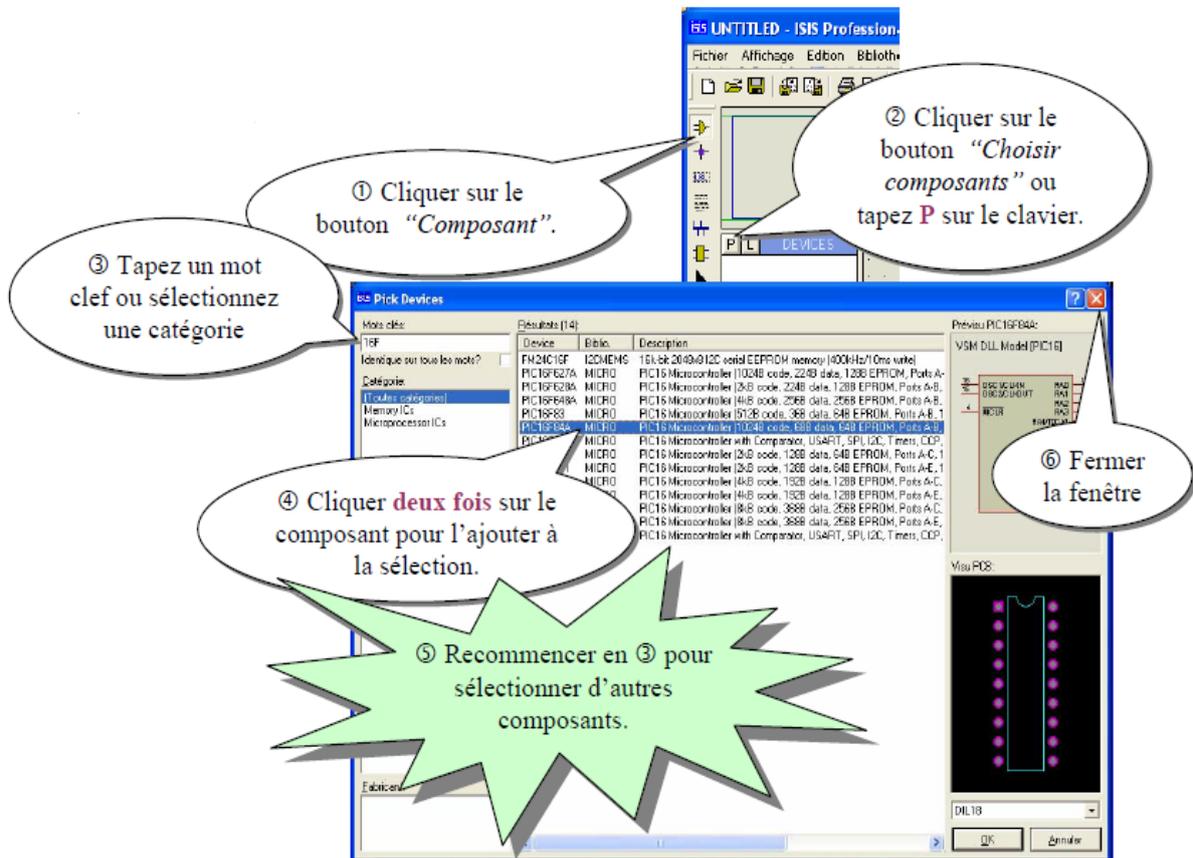


Figure 82 : Etapes à suivre pour sélectionner un composant

II.8.3.2 Ajout d'un composant sur le schéma

a) Placement d'un composant

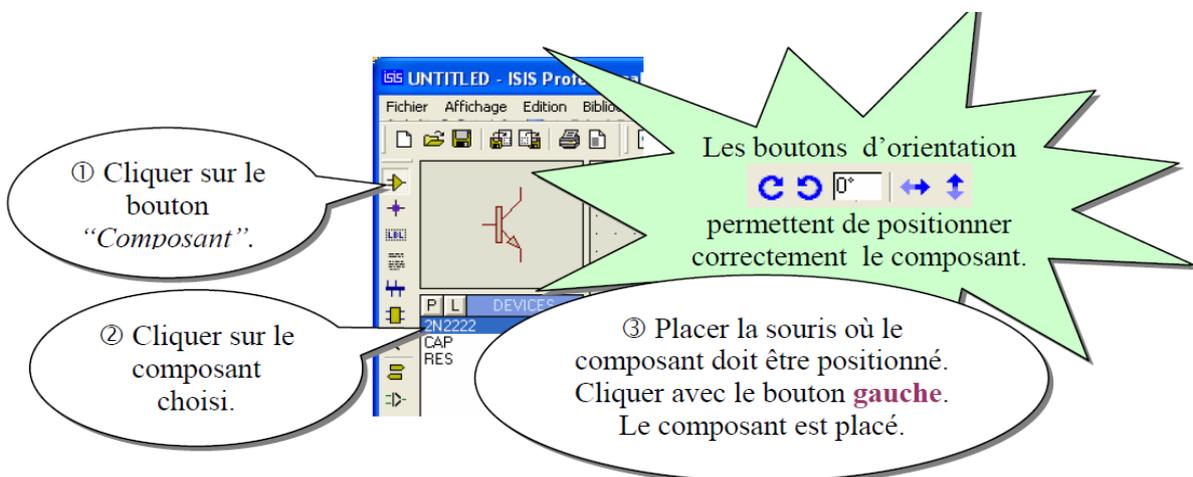


Figure 83 : Etapes à suivre pour placer un composant sur le schéma

b) Edition des caractéristiques d'un composant

Pour éditer les caractéristiques d'un composant, il faut d'abord sélectionner le composant, puis cliquer sur le corps du composant. Après ces deux étapes la fenêtre de propriétés du composant s'ouvre.

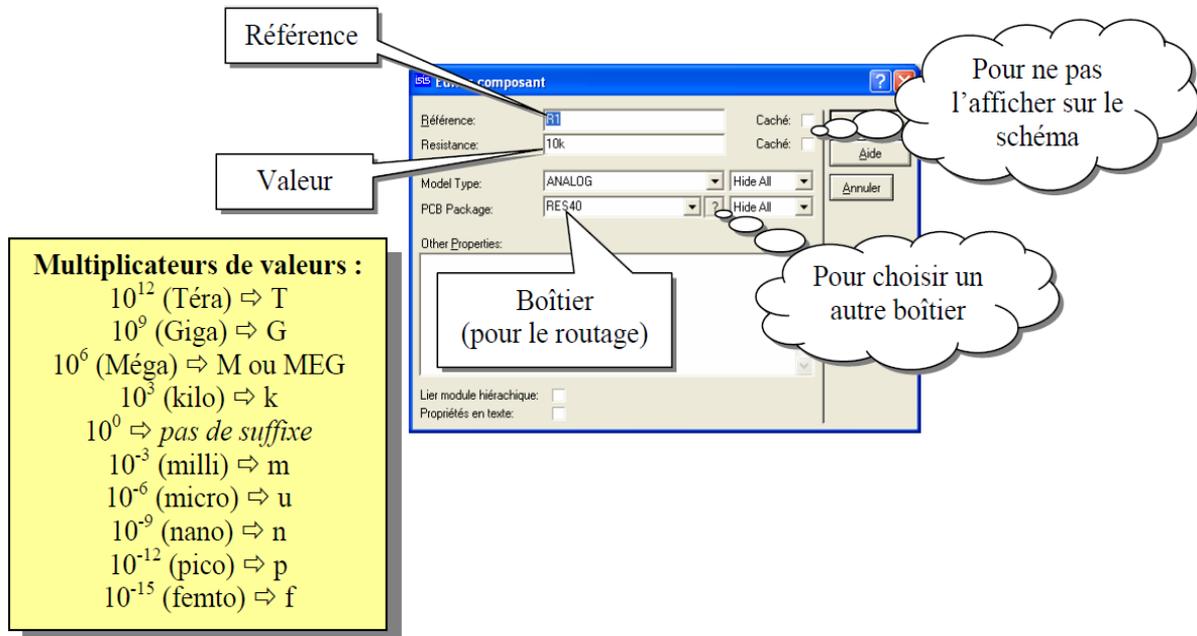


Figure 84 : Fenêtre de caractéristique d'une résistance

II.8.3.3 Connexion des composants

Pour établir une connexion entre les composants, il faut cliquer sur la broche du premier composant à relier (une croix s'ajoute à la souris lorsqu'elle est bien positionnée) puis cliquer sur la broche du deuxième composant à relier.

II.8.4 Ajout d'un générateur

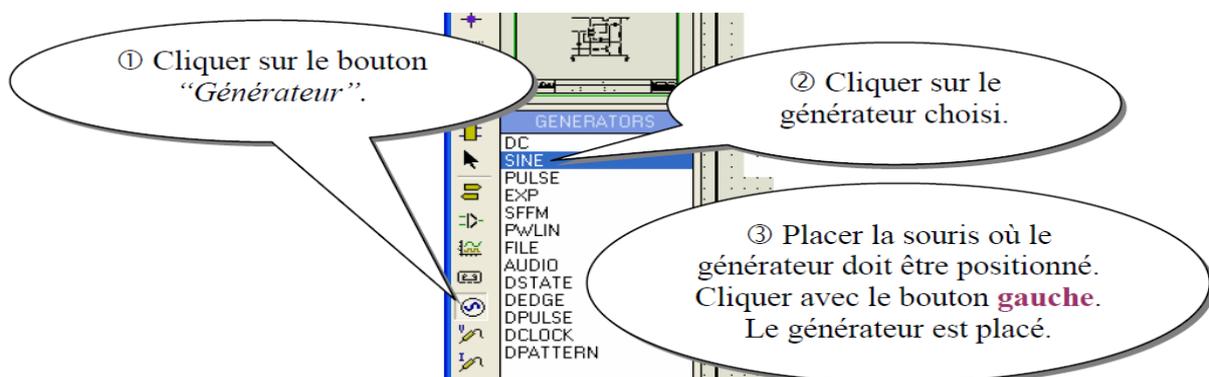


Figure 85 : Etapes à suivre pour placer un générateur

II.8.4.1 Edition des caractéristiques d'un générateur

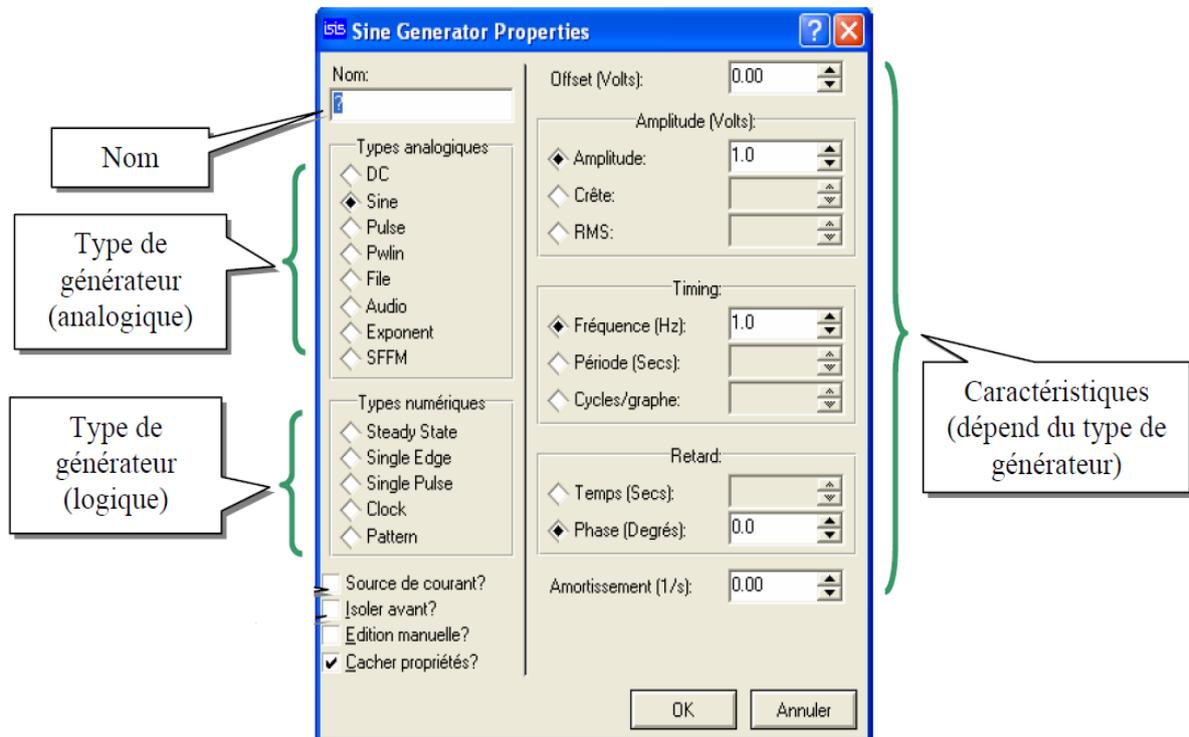


Figure 86 : Fenêtre de propriété pour un générateur

II.8.4.2 Différents types de générateur

a) Générateurs des signaux analogiques

- DC : Source de tension continue
- Sine : Générateur de signal sinusoïdal, avec contrôle de l'amplitude, de la fréquence et de la phase.
- Pulse : Générateur d'impulsion analogique, avec contrôle de l'amplitude, de la période et des temps de montée / descente.
- Pwlin : Générateur linéaire Piece-Wise pour des signaux ou formes d'ondes arbitraires.
- File : Comme ci-dessus, mais les valeurs sont contenues dans un fichier ASCII.
- Audio : Utilise les fichiers WAV de Windows comme forme d'onde en entrée. Ils sont particulièrement utiles en relation avec les graphes audio, ils permettent d'écouter les effets d'un circuit sur les signaux audio.
- Exponent : Générateur d'impulsion exponentielle qui produit une impulsion identique à la charge/décharge d'un circuit RC.

- SFFM : Générateur de fréquence FM simple qui produit une onde définie par la fréquence de modulation d'une onde sinusoïdale par une autre.

b) Générateurs de signaux logiques

- Steady State : Niveau logique constant.
- Single Edge : Transition logique simple ou front.
- Single Pulse : Impulsion logique simple.
- Clock : Signal d'horloge.
- Pattern : Séquence arbitraire de niveaux logiques.

II.8.5 La masse

Toutes les mesures se font par rapport à la masse. Il faut impérativement la connecter.

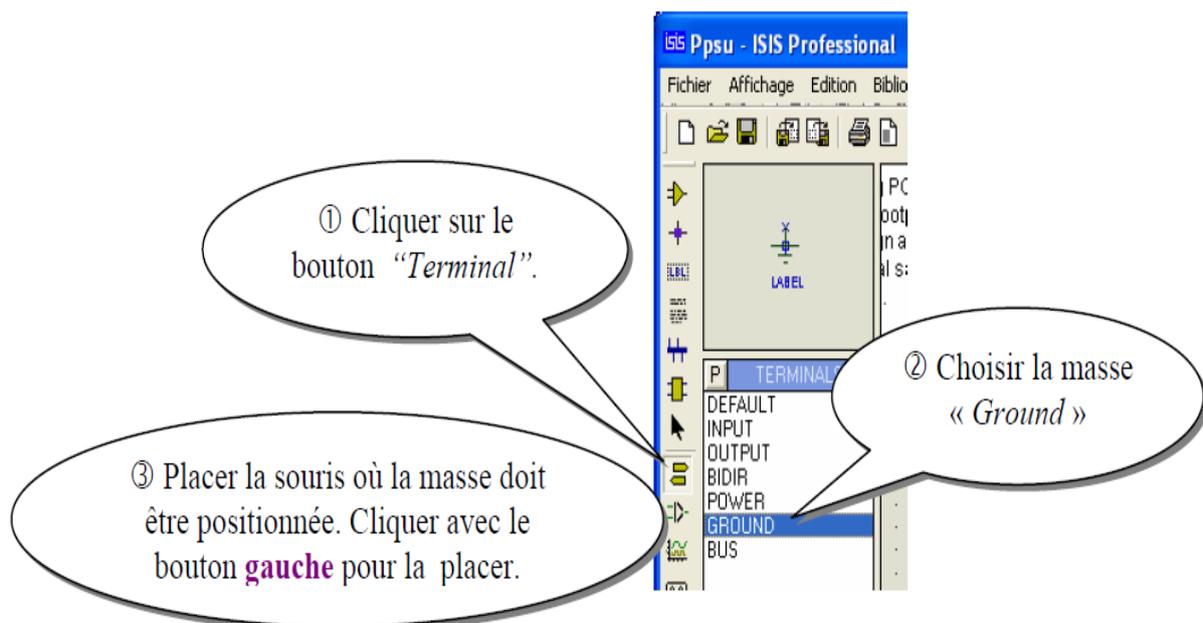


Figure 87 : Etapes à suivre pour placer une masse

II.8.6 Conception du circuit de commande avec ISIS

On peut séparer le circuit de commande en deux parties : la partie commande et la partie isolation (fig. 91).

II.8.6.1 Partie commande

Elle est composé de :

- Un PIC 16F84A
- Deux condensateurs C1 et C2 de 22 pF
- Un oscillateur à quartz de fréquence 4 MHz

II.8.6.2 Partie isolation

La partie isolation est composée de 6 optocoupleurs.

a) Présentation des optocoupleurs

Un optocoupleur est un dispositif composé de deux éléments électriquement indépendant, mais optiquement couplés, à l'intérieur d'une enveloppe, parfaitement étanche. Il est constitué d'un émetteur de lumière (en général une LED) et d'un récepteur sensible à la lumière reçue (photodiode, phototransistor bipolaire ou FET, photothyristor, phototriac...).

b) Rôle des optocoupleurs

Les optocoupleurs jouent le rôle d'isolation galvanique (pas de liaison électrique) entre la partie commande et la partie puissance d'un système. Si un problème (surtension,...) apparaît sur la partie puissance, il ne se répercutera pas sur la partie commande (circuits numériques qui sont fragiles).

c) Fonctionnement général des optocoupleurs

Lorsqu'un courant passe dans la LED, elle s'allume et le phototransistor reçoit de la lumière. Ce qui provoque la saturation du phototransistor (Interrupteur fermé).

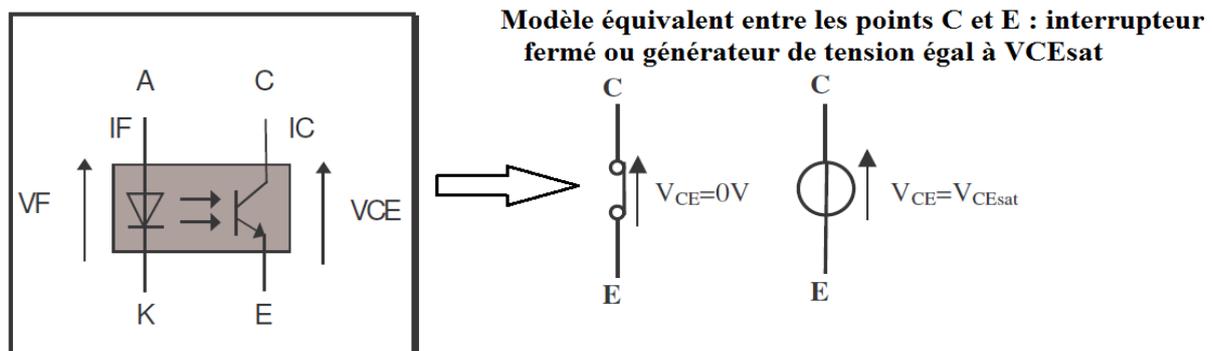


Figure 88 : Modèle équivalent d'un optocoupleur (interrupteur fermé)

Lorsque la LED est éteinte ou un objet interrompt le faisceau lumineux, le phototransistor ne reçoit pas de lumière, il est bloqué (interrupteur ouvert).

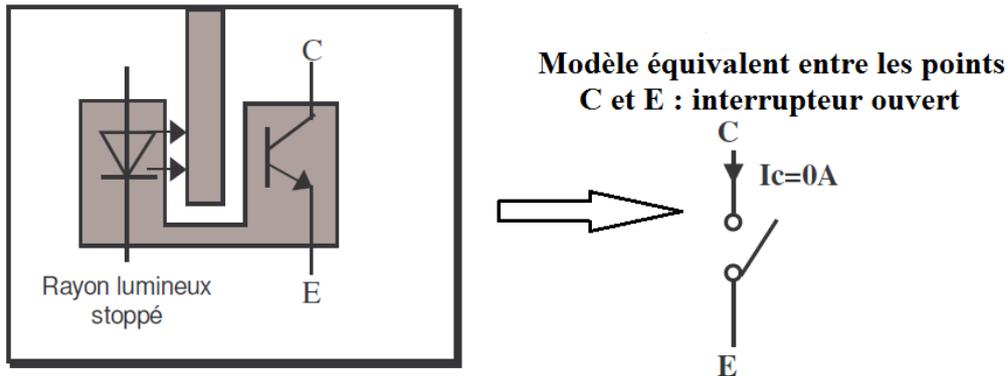


Figure 89: Modèle équivalent d'un optocoupleur (interrupteur ouvert)

d) Particularité des optocoupleurs

A l'entrée, il faut protéger la LED contre une surintensité en utilisant une résistance série. A la sortie, il faut protéger le transistor contre une surintensité en employant une résistance série. Les alimentations de l'entrée et de la sortie ainsi que les masses doivent être séparées afin d'assurer l'isolation électrique des 2 parties.

e) Liste des différents composants

Le tableau suivant résume la liste des composants nécessaires pour une isolation.

Référence	Valeur	Désignation
U1	PC 817 D	Optocoupleur
R1	220 Ω	Résistance
R2	590 Ω	Résistance
DC GENERATOR	5 V	Source de tension continue
DC GENERATOR	15 V	Source de tension continue

Tableau 3 : Liste des composants pour l'isolation galvanique

Le circuit de commande a besoin de 6 optocoupleurs pour les 6 transistors de puissance.

f) Montage d'un optocoupleur

Le montage d'un optocoupleur est représenté comme suit :

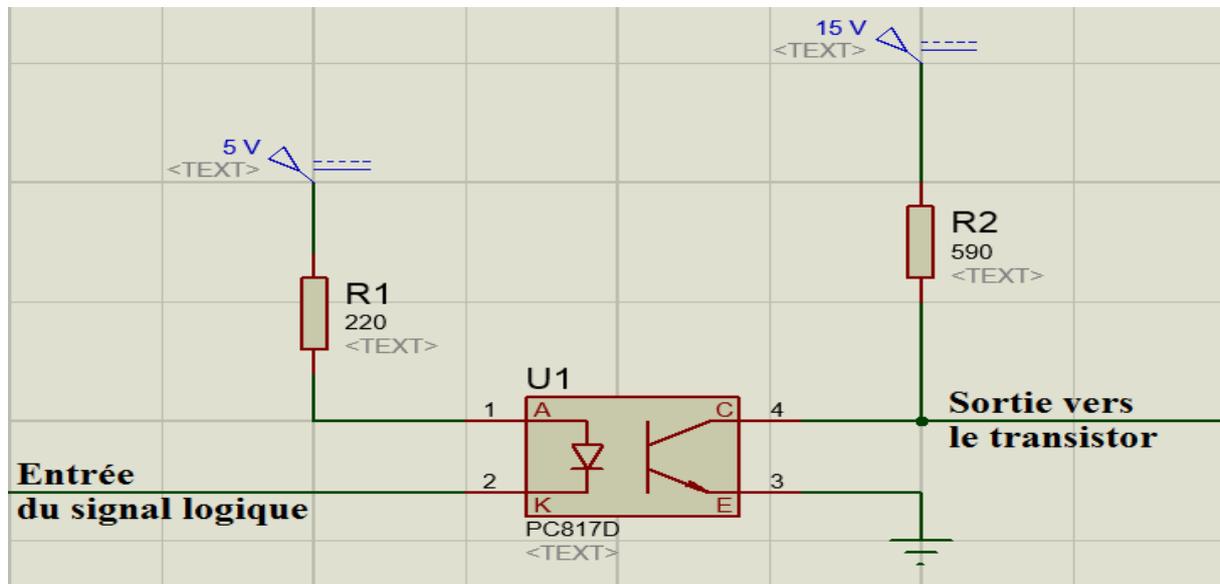


Figure 90 : Montage d'un optocoupleur

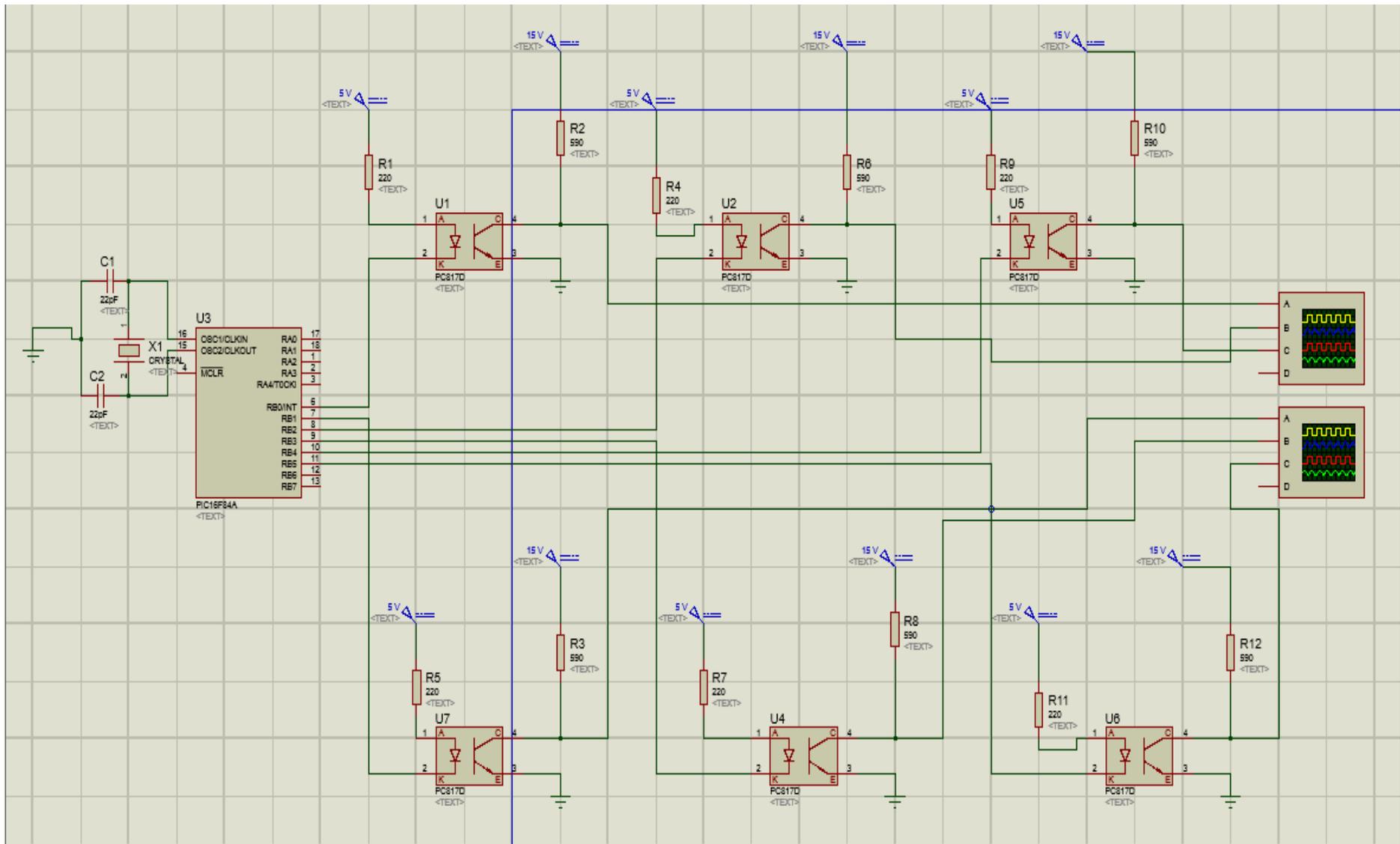


Figure 91 : Circuit de commande de l'onduleur

CHAPITRE III

RESULTATS DES SIMULATIONS DE L'ONDULEUR

III.1 RESULTATS DE LA SIMULATION AVEC ISIS

III.1.1 Simulation du circuit de commande avec ISIS

Considérons le circuit de commande élaboré dans le paragraphe II.8.7 (fig. 91). Pour démarrer la simulation, on doit implanter les fichiers programme (.hex) obtenus dans le paragraphe II.7 dans le PIC 16F84A. On peut observer les signaux de commande à la sortie des optocoupleurs par le biais des oscilloscopes. On emploie 2 oscilloscopes à 4 entrées pour visualiser les signaux de commande. Le premier oscilloscope permet de visualiser les signaux de commande des transistors T1, T2 et T3 (ST1, ST2, ST3). Le second montre les allures des signaux de commande des transistors T'1, T'2 et T'3 (ST'1, ST'2, ST'3).

III.1.1.1 Importation du fichier programme

La fenêtre de configuration du PIC permet d'implanter le programme dans le PIC. Cette fenêtre apparaît lorsqu'on fait un double clic sur le PIC. On doit importer dans le PIC un fichier programme d'extension « .hex ». L'icône  permet de parcourir le fichier programme « .hex » (Hexadécimal compilé) dans son emplacement. Cette icône se trouve dans la catégorie « Program File » de la fenêtre de configuration (fig.92). La figure 92 montre l'importation du fichier « ProgrammationCourbe N°1.hex » dans le PIC 16F84A.

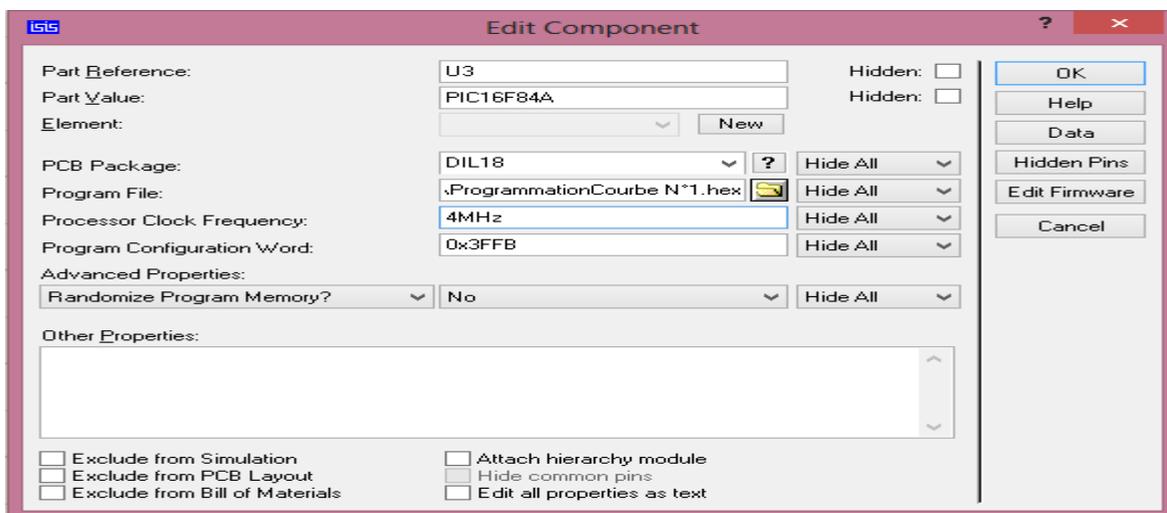


Figure 92 : Fenêtre de configuration du PIC

III.1.1.2 Placement d'un oscilloscope dans ISIS

L'oscilloscope se trouve dans la partie des appareils de mesure qui sont des « éléments animés ». Ces éléments sont accessibles en appuyant sur le bouton « Instruments virtuels »  .

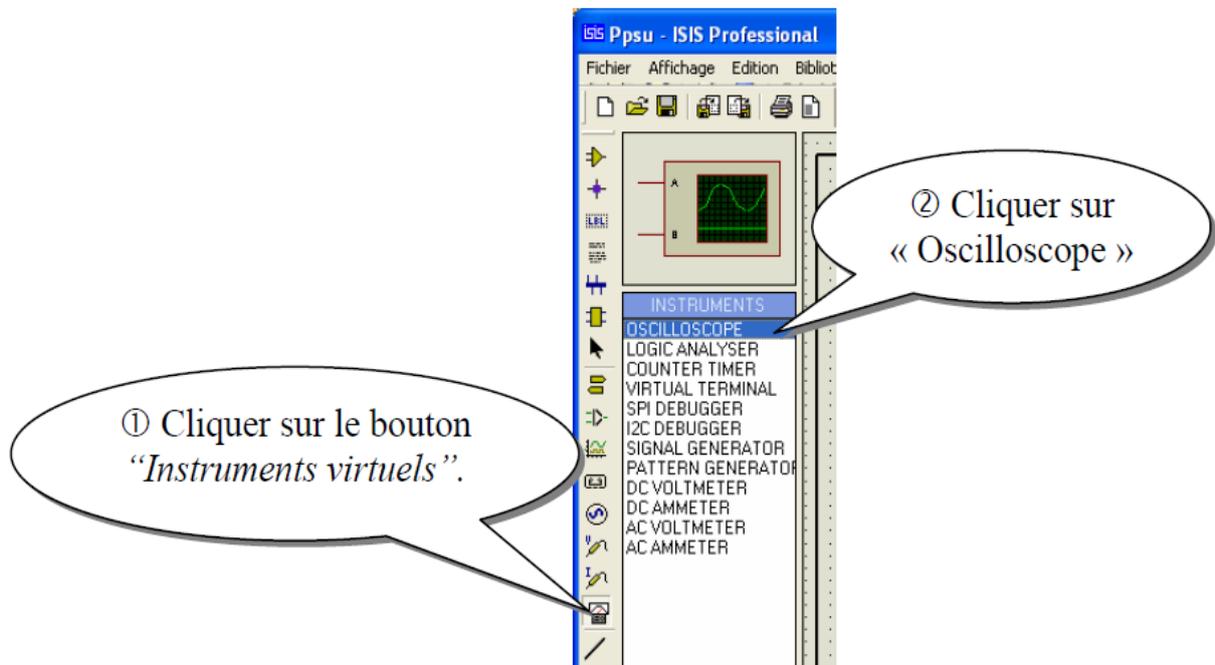


Figure 93 : Placement d'un oscilloscope

III.1.1.3 Lancement de la simulation

Le contrôle de la simulation est accédé depuis les boutons de contrôle situés en bas à gauche de la fenêtre.

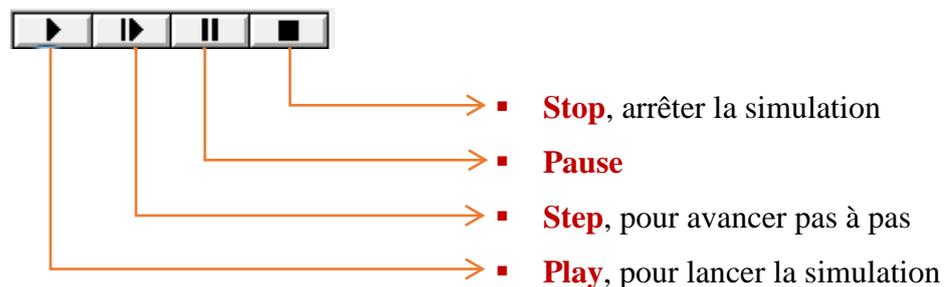


Figure 94 : Boutons de contrôle de la simulation sous ISIS

Afin de voir l'évolution de la simulation, on utilise le bouton « Step ». Pendant la simulation, si l'oscilloscope ne s'affiche pas, il faut cliquer sur « Mise au point / VSM Oscilloscope ».

On importe un à un les trois fichiers programmes (.hex) sur le même circuit de commande pour avoir les résultats suivants.

III.1.1.4 Résultats de simulation de la première commande

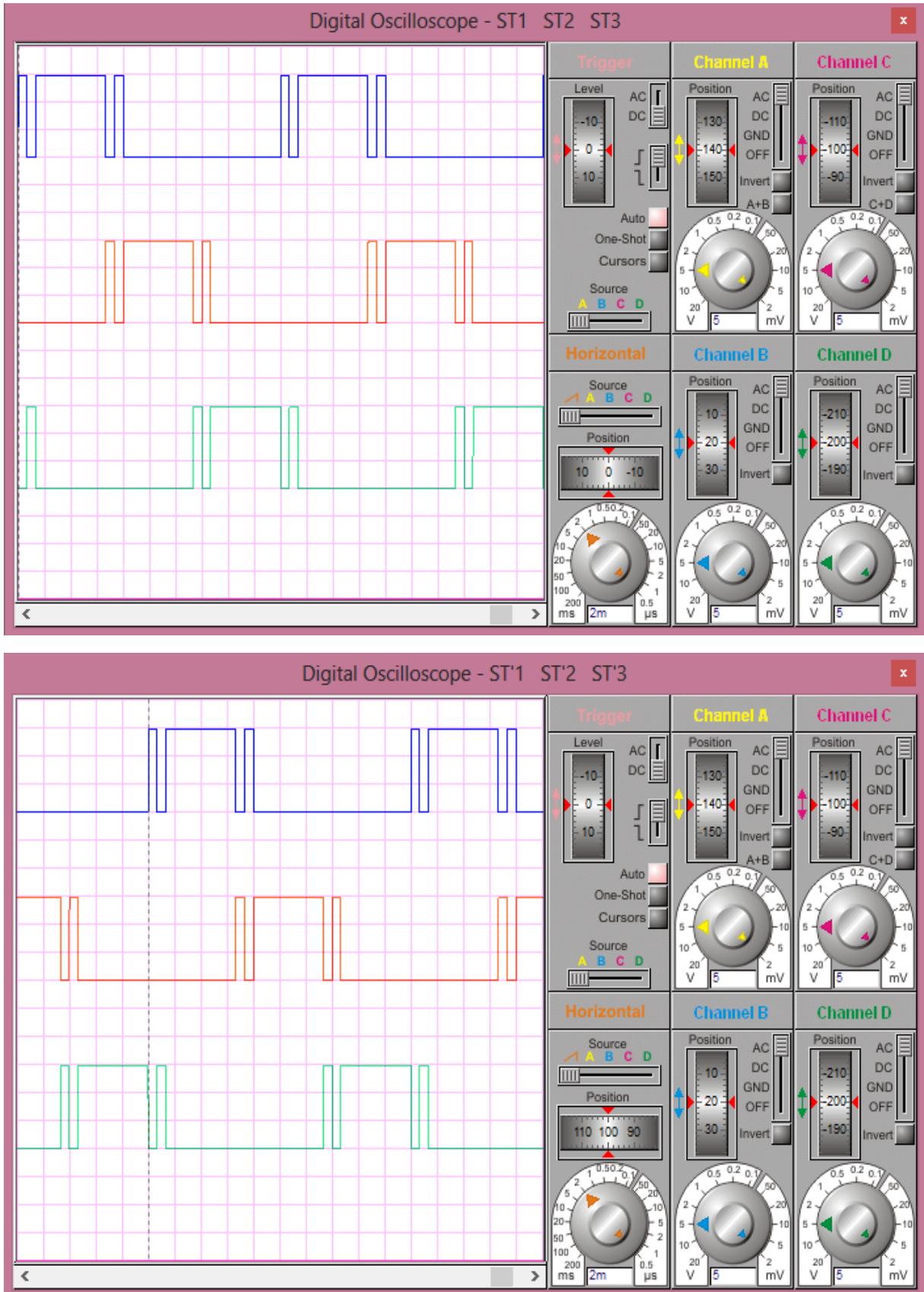


Figure 95 : Allures des 6 signaux de la première commande dans ISIS

III.1.1.5 Résultats de simulation de la deuxième commande

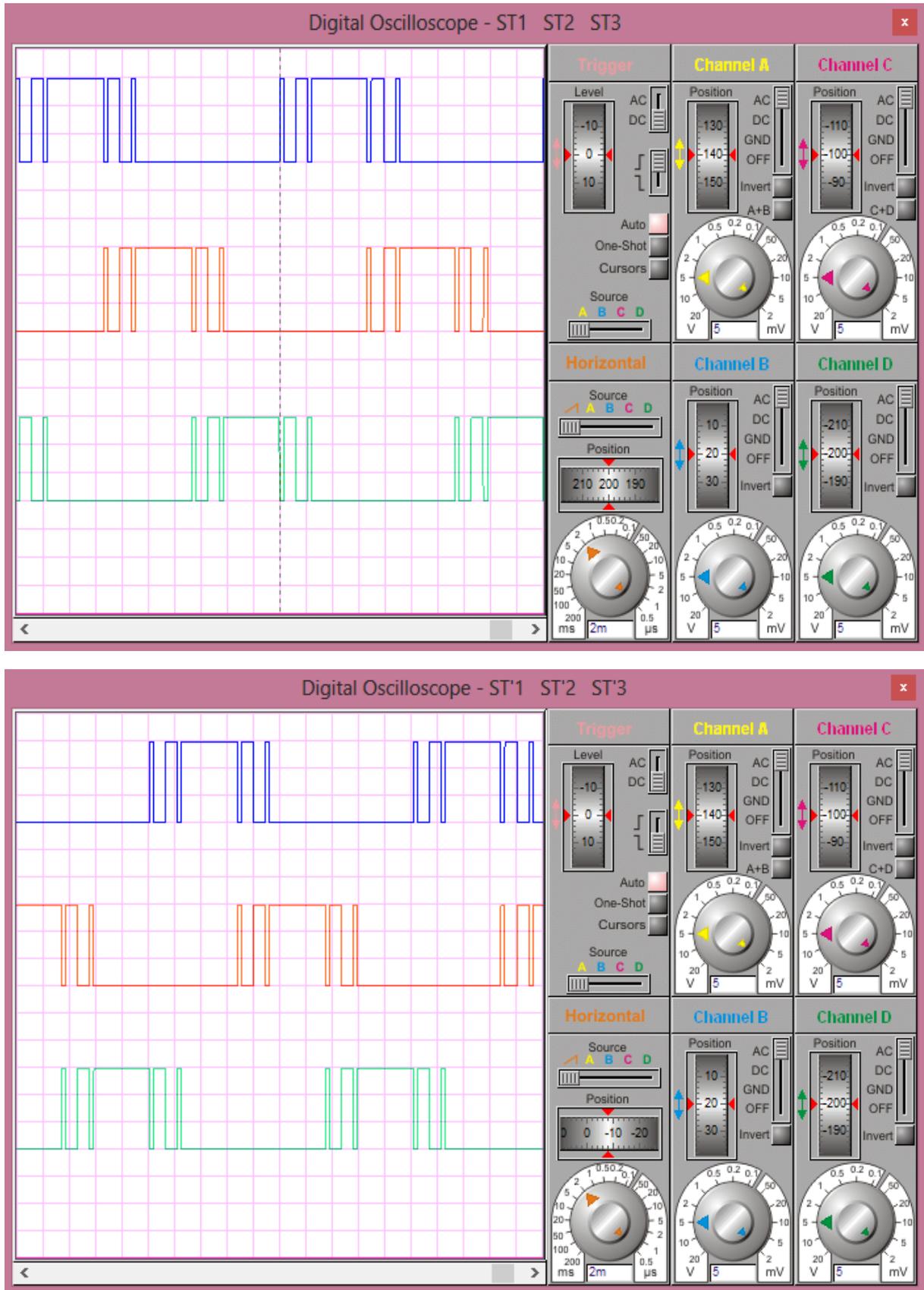


Figure 96 : Allures des 6 signaux de la deuxième commande dans ISIS

III.1.1.6 Résultats de simulation de la troisième commande

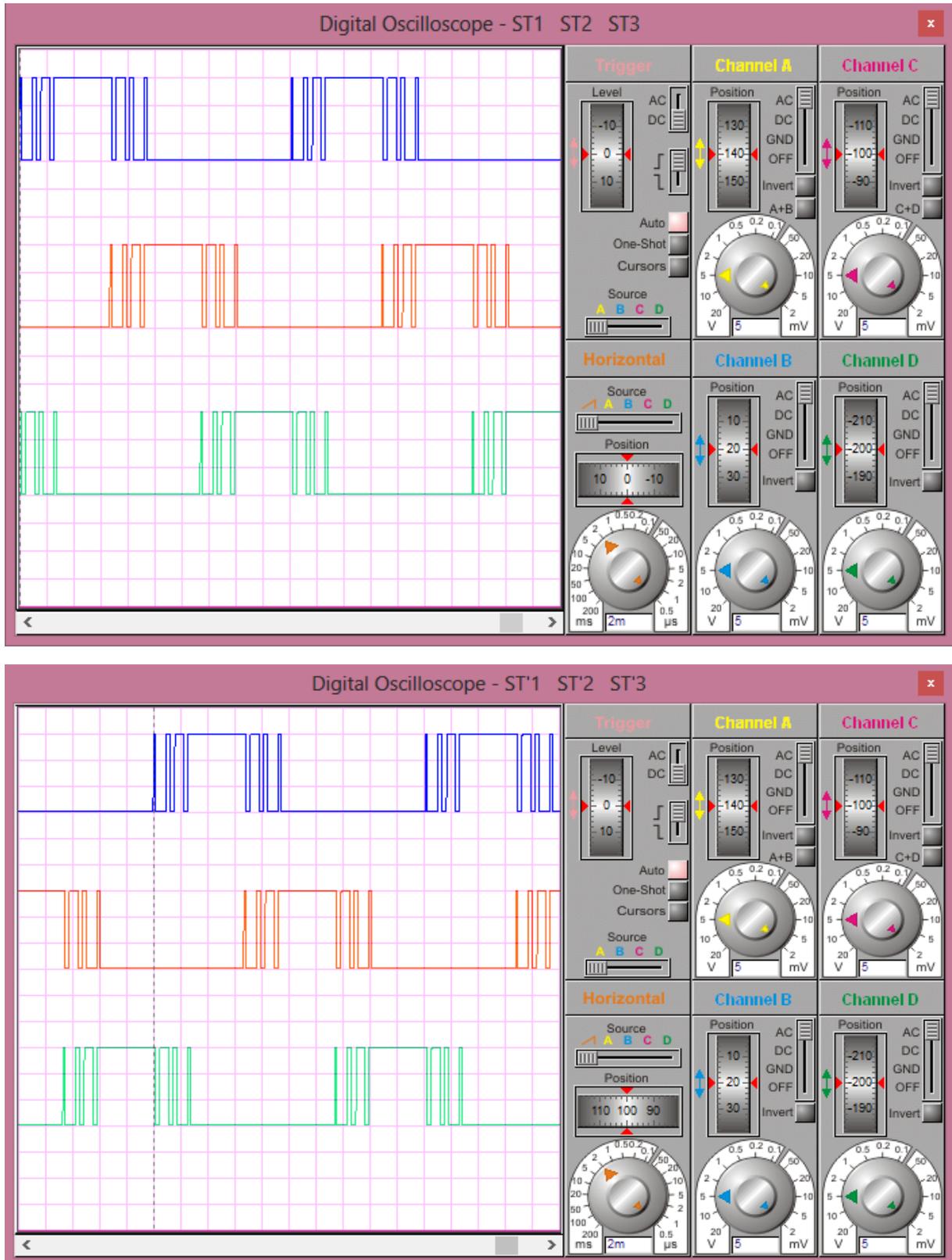


Figure 97 : Allures des 6 signaux de la troisième commande dans ISIS

III.1.2 Interprétation des résultats

En comparant les courbes représentées dans la partie théorique (§ II.8.3) et celles obtenues par la simulation, on constate qu'elles sont identiques. Les antichevauchements et le décalage π entre les deux signaux de commande d'un bras sont respectés. Le déphasage de $\frac{2\pi}{3}$ entre chaque bras est reproduit. Le circuit de commande permet d'obtenir les tensions de commande des grilles des transistors IGBT (0V : blocage du transistor et 15V : transistor passant). Donc, le programme créé pour le PIC reflète une grande précision et le circuit de commande fonctionne correctement.

III.2 RESULTATS DE LA SIMULATION AVEC MATLAB/SIMULINK

Dans ce paragraphe, on simule l'onduleur triphasé avec les trois commandes.

III.2.1 Présentation de MATLAB

MATLAB est un langage de calcul scientifique créé en 1984 par Mathworks. Simulink est un outil de conception visuel, intégré à l'environnement MATLAB ; il fournit un environnement de modélisation graphique par schéma-blocs. La configuration logicielle MATLAB et Simulink peut être enrichie par des boîtes à outils complémentaires :

- Stateflow : environnement de conception pour le développement de machines à états
- Simscape : modélisation physique multi-domaines (mécanique, électrique, hydraulique ...)
- SimMechanics : modélisation mécanique 3-D avec possibilité d'importer des modèles SolidWorks
- SimElectronics : modélisation de systèmes d'électronique et d'électromécanique
- SimPowerSystems : modélisation des systèmes d'électrotechnique et d'électronique de puissance

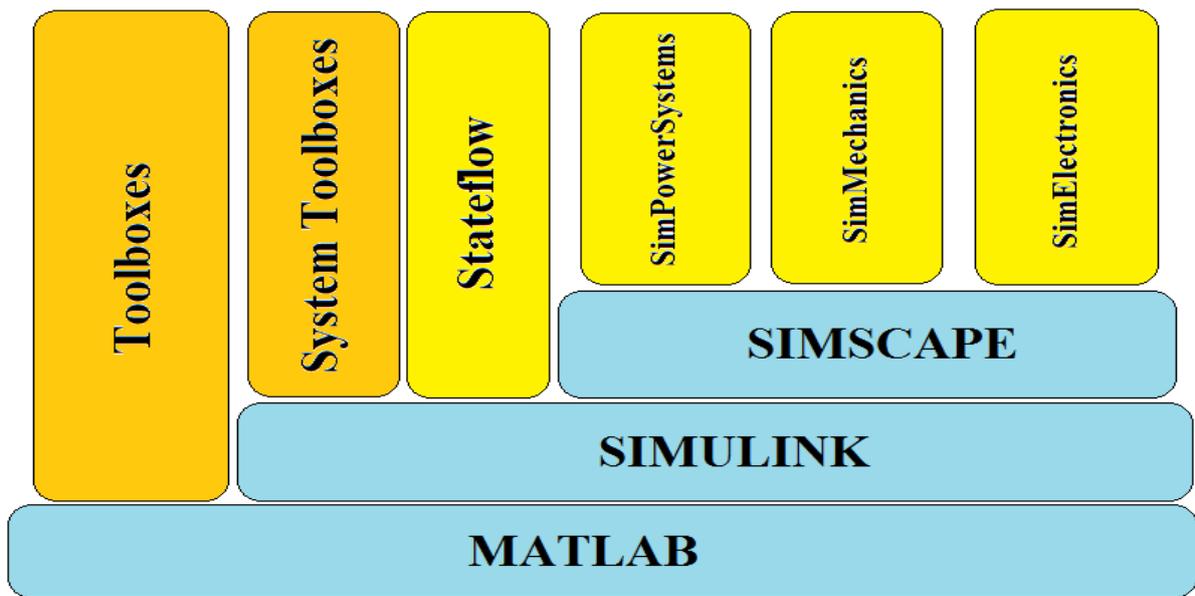


Figure 98 : Configuration logicielle du MATLAB

III.2.2 Présentation de SIMULINK

Simulink permet la modélisation, la simulation et l'analyse de système dynamiques (variable en fonction du temps) à partir de blocs. Le lancement de Simulink se fait par un clic sur l'icône  ou en tapant « simulink » dans la fenêtre de commande (après le prompt >>).

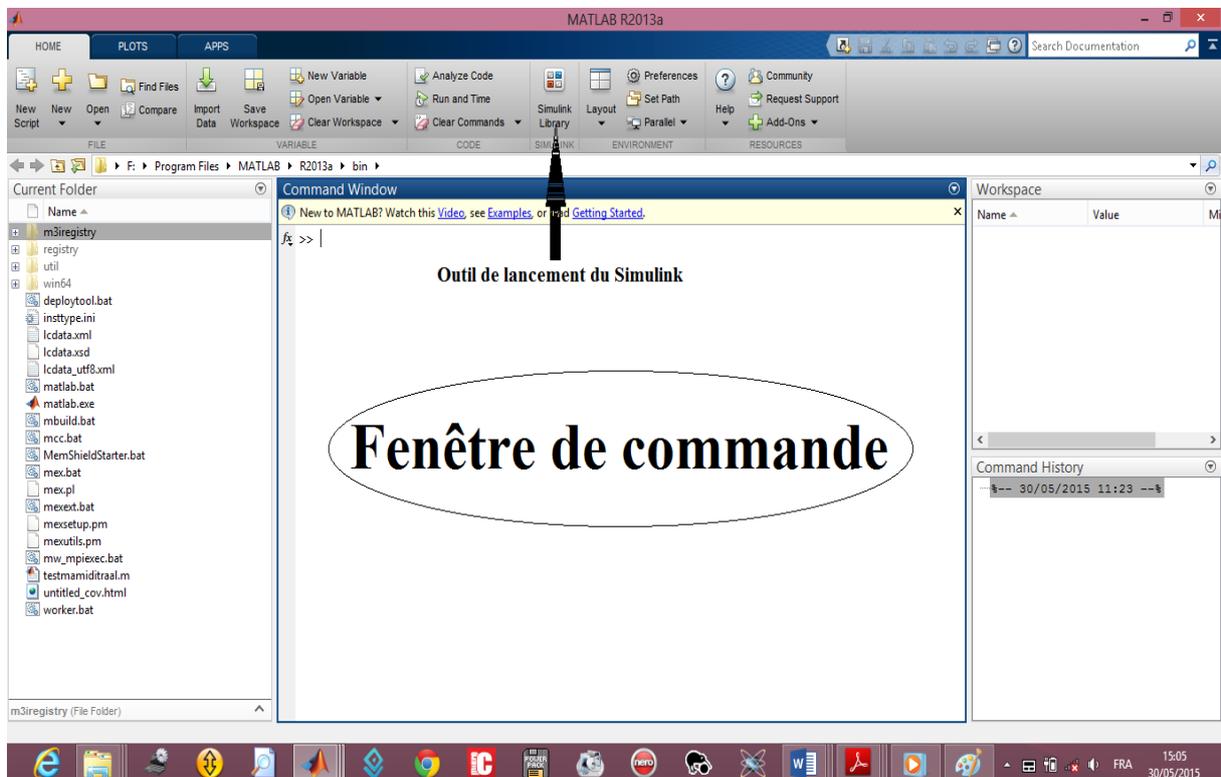


Figure 99 : Fenêtre principale de MATLAB

Après le lancement, la fenêtre des bibliothèques disponibles apparaît.

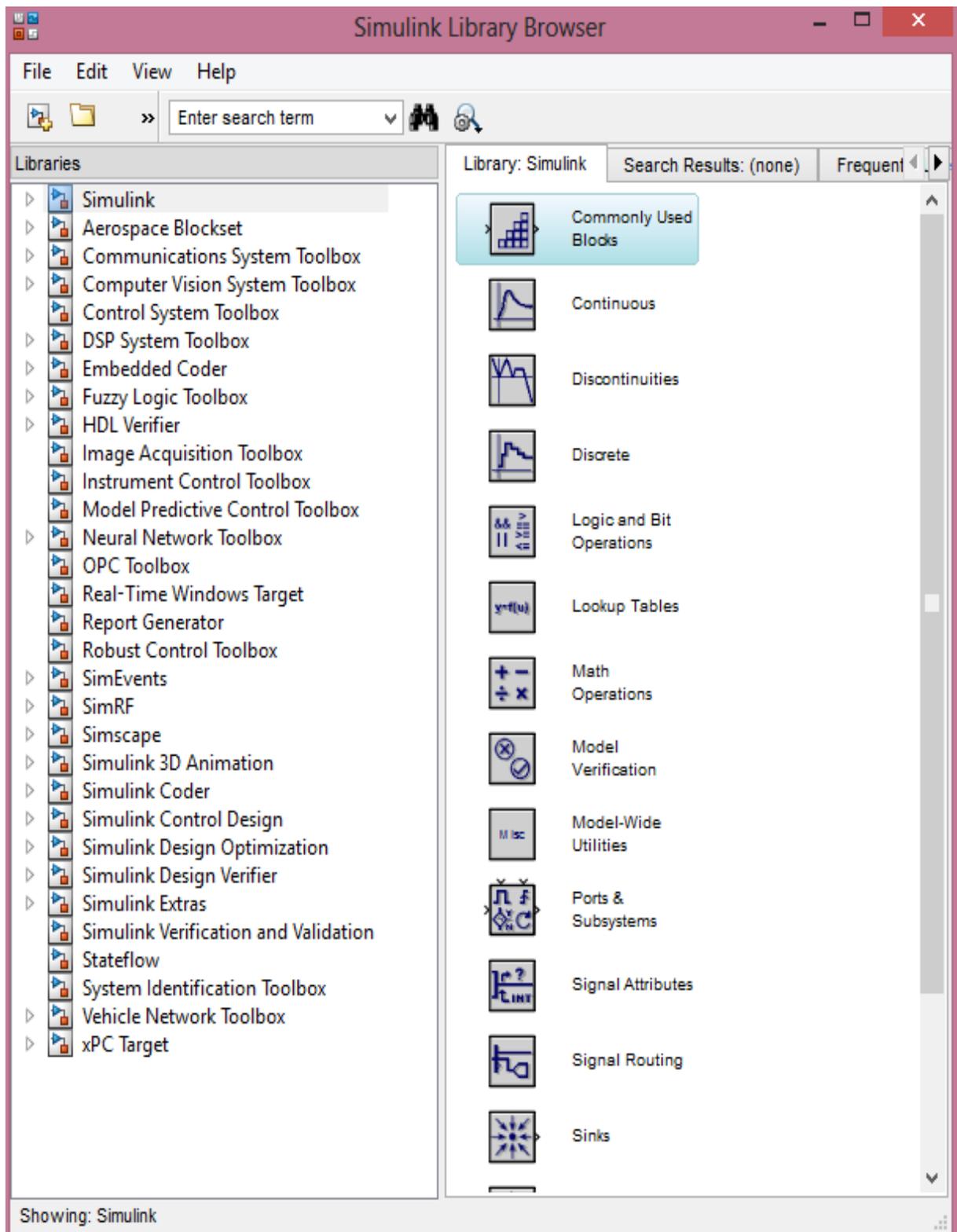


Figure 100 : Fenêtre des bibliothèques Simulink

Chaque bibliothèque contient plusieurs blocs. La figure 101 montre les divers blocs dans la sous-bibliothèque « SimPowerSystems / Power Electronics ».

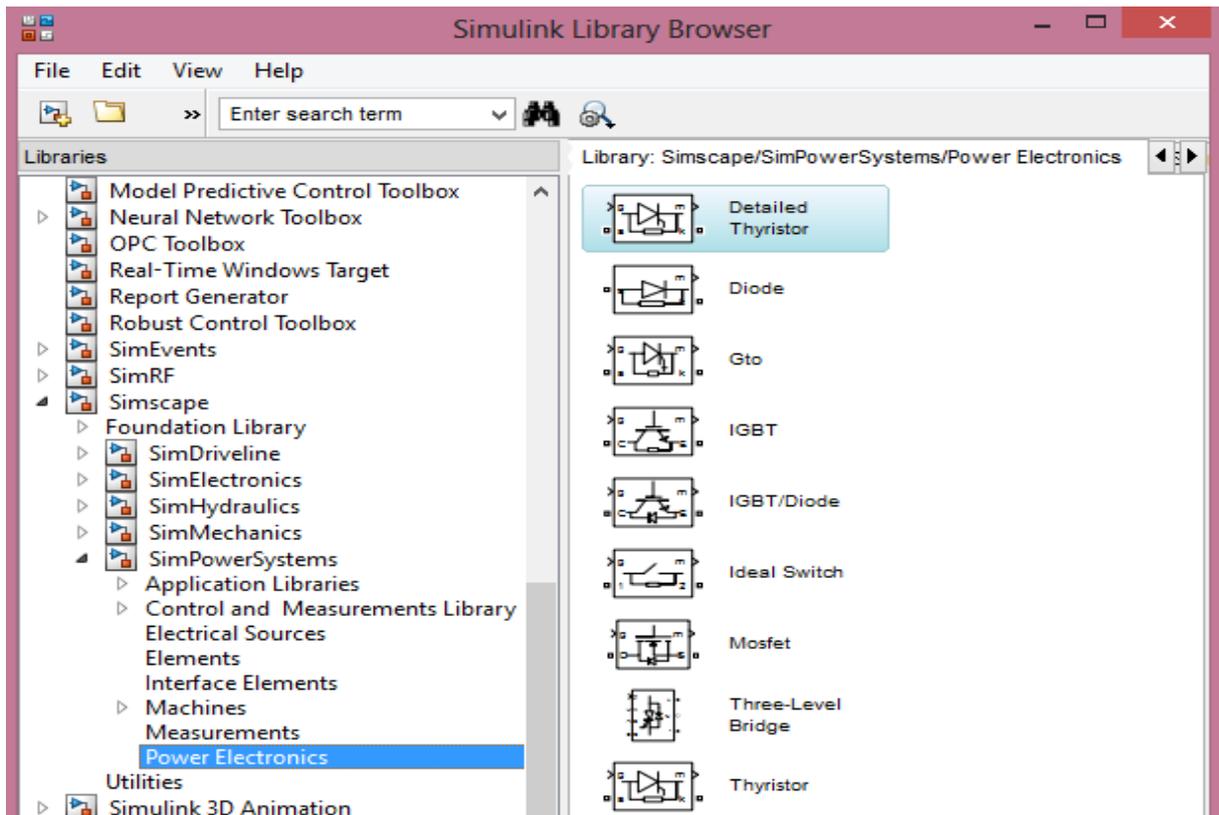


Figure 101 : Blocs dans la librairie « Power Electronics »

Pour créer un nouveau modèle Simulink, il faut cliquer sur l'icône  ou en appuyant sur « Ctrl + N ».

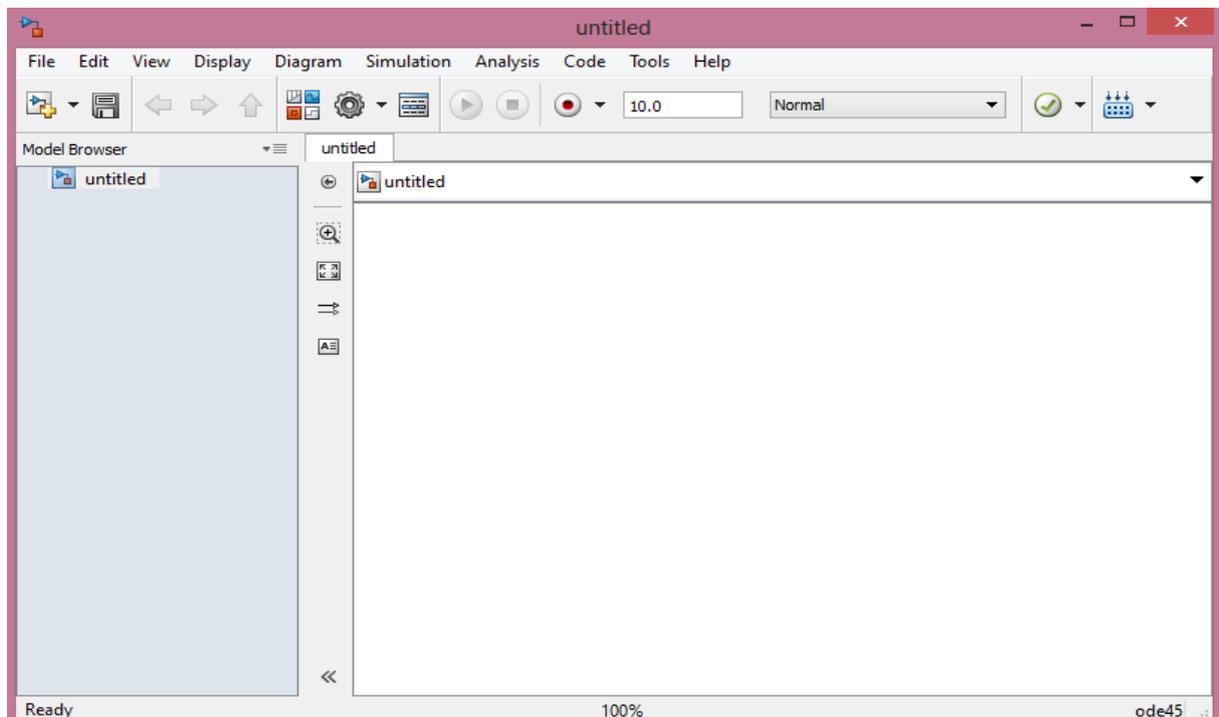


Figure 102 : Fenêtre de travail sous Simulink

Pour ajouter un bloc à un modèle, il suffit de le glisser dans le schéma-bloc depuis l'explorateur de bibliothèque. Les blocs sont donnés en liste alphabétique dans chaque bibliothèque.

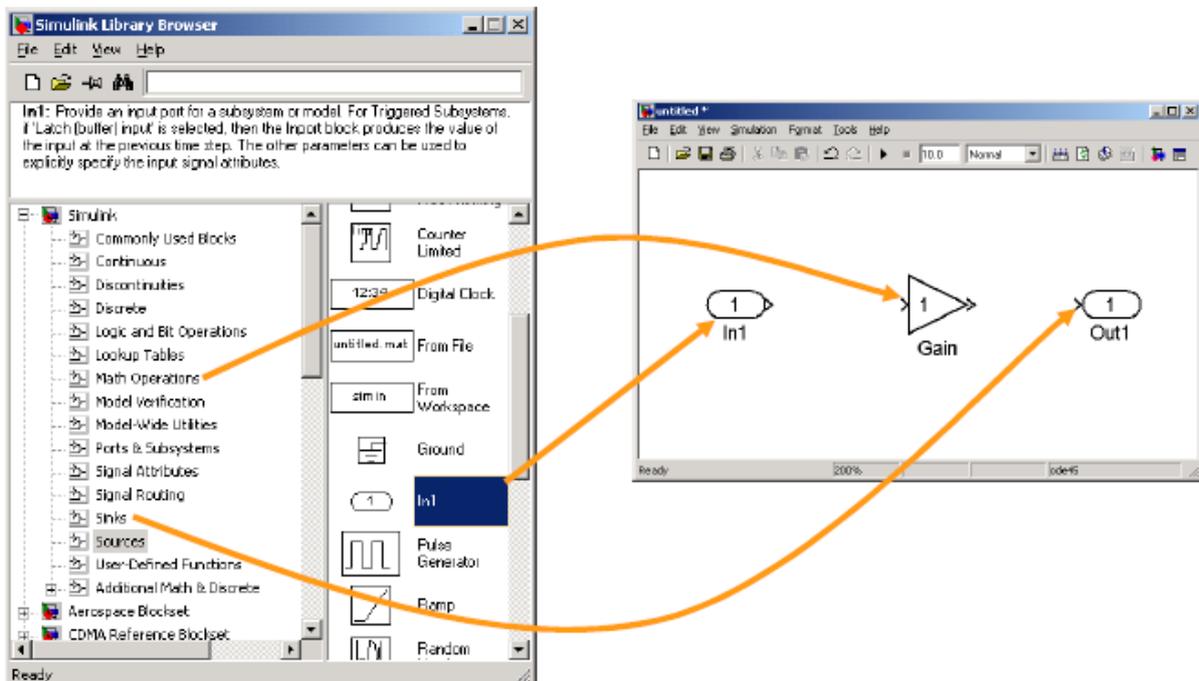


Figure 103 : ajout de blocs dans la fenêtre de travail

On peut connecter deux blocs en maintenant un clic sur la flèche sortante du bloc source puis le glisser jusqu'à la flèche entrante du bloc cible.

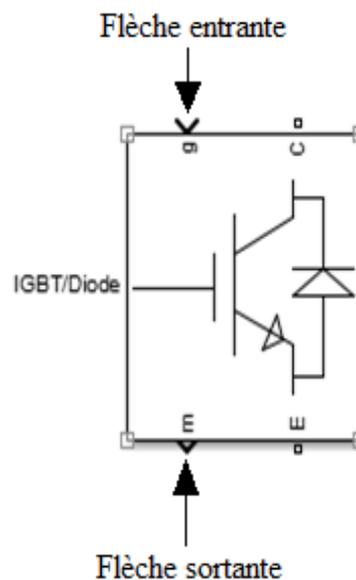


Figure 104 : Les 2 flèches d'un bloc

III.2.3 Lancement de la simulation

Avant de lancer la simulation, il faut définir le temps de simulation (10s par défaut). On peut contrôler la simulation via les boutons suivants :

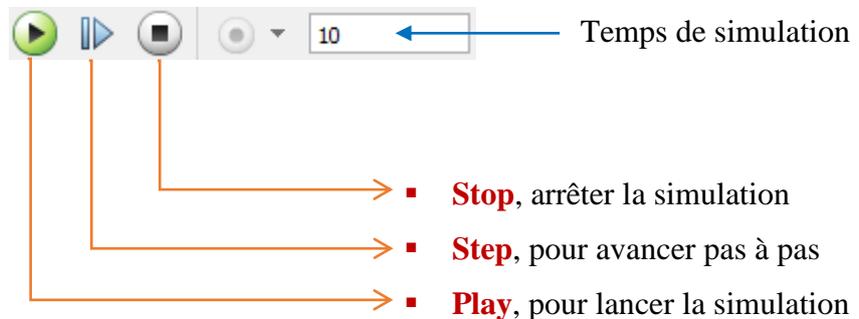


Figure 105 : Boutons de contrôle de la simulation sous Simulink

III.2.4 Rôle du bloc « powergui » dans la simulation

Chaque modèle Simulink, contenant des blocs de la sous-bibliothèque « SimPowerSystems », doit inclure un bloc et un seul bloc « powergui ».

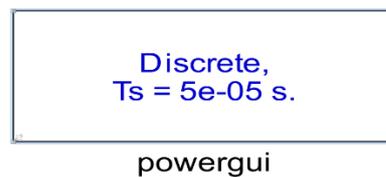


Figure 106 : Bloc « powergui »

Ce bloc est utilisé pour stocker l'équivalent Simulink qui représente les équations d'états des blocs de « SimPowerSystems ». Il joue aussi le rôle d'interface graphique utilisateur qui permet l'analyse d'un circuit électrique.

III.2.5 Schéma du modèle Simulink de simulation

Le modèle Simulink de simulation des 3 commandes comporte :

- un bloc « CIRCUIT DE COMMANDE » qui reproduit les 6 signaux de commande des 6 transistors IGBT. Ce bloc génère des signaux de même allure qu'aux ceux obtenus à la sortie des optocoupleurs du circuit de commande élaboré dans le paragraphe II.8.7 (fig. 91). Donc, c'est ce bloc qui remplace le circuit de commande. On a reproduit les signaux de commande en utilisant des générateurs d'impulsions. Les signaux sont obtenus en faisant des sommes avec les impulsions.

- un bloc d'onduleur triphasé en pont connecté avec 2 sources de tension continue 200 V. Ce bloc est un bloc prédéfini dans SimPowerSystems. Il reste à choisir les interrupteurs de puissance à utiliser. Ici, on a choisi des IGBT avec des diodes.
- un bloc de charge triphasée résistive de puissance 3 kW
- 2 blocs de mesure de tension : le premier bloc mesure les tensions simples, le deuxième évalue les tensions composées
- un bloc multimètre qui mesure les intensités du courant dans chaque phase,
- 4 blocs d'oscilloscope qui permettent de visualiser les allures des différentes courbes. L'oscilloscope 1 montre les 6 signaux de commande. L'oscilloscope 2 permet de visualiser les courbes des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 à la sortie de l'onduleur. L'oscilloscope 3 présente les courbes des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} . L'oscilloscope 4 affiche les courbes des courants I_1 , I_2 et I_3 .
- un bloc « powergui », nécessaire aux analyses fréquentielles des différents signaux.

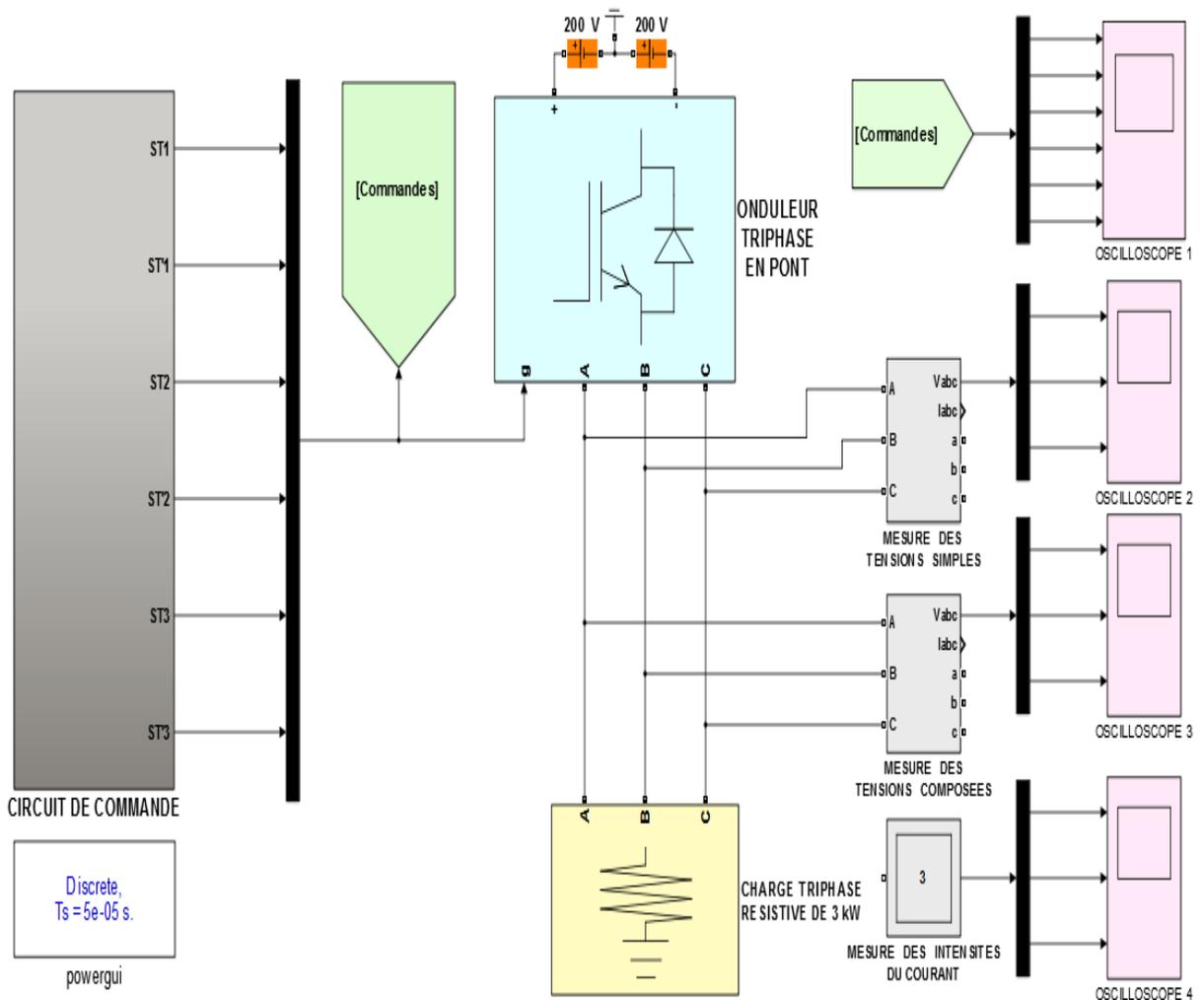


Figure 107 : Modèle Simulink de simulation des 3 commandes

III.2.6 Résultats de la simulation avec la charge résistive

III.2.6.1 Résultats de la simulation avec la première commande

a) Allures des tensions simples

La figure 108 représente les tensions simples V_1 , V_2 et V_3 , respectivement à la sortie de la première, deuxième et troisième phase de l'onduleur.

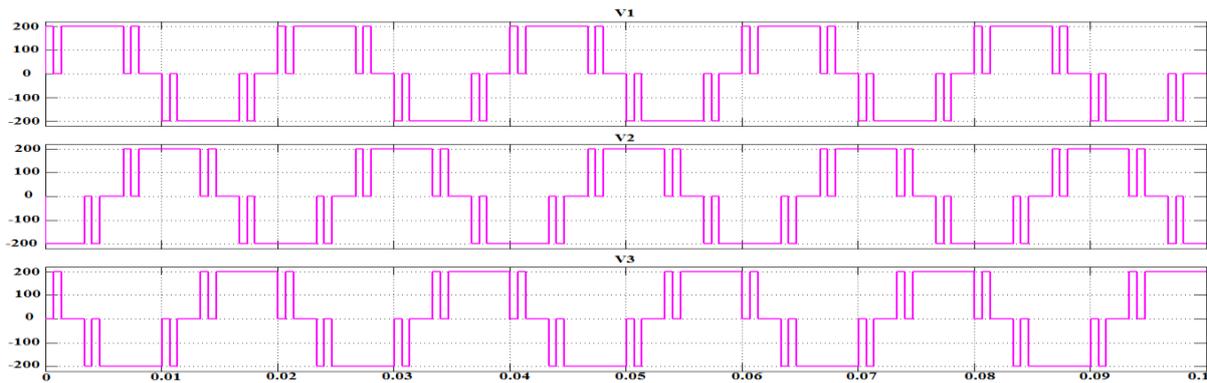


Figure 108 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la première commande (Charge Résistive)

b) Analyse harmonique de la tension V_1

On recueille ainsi le spectre harmonique de la tension V_1 .

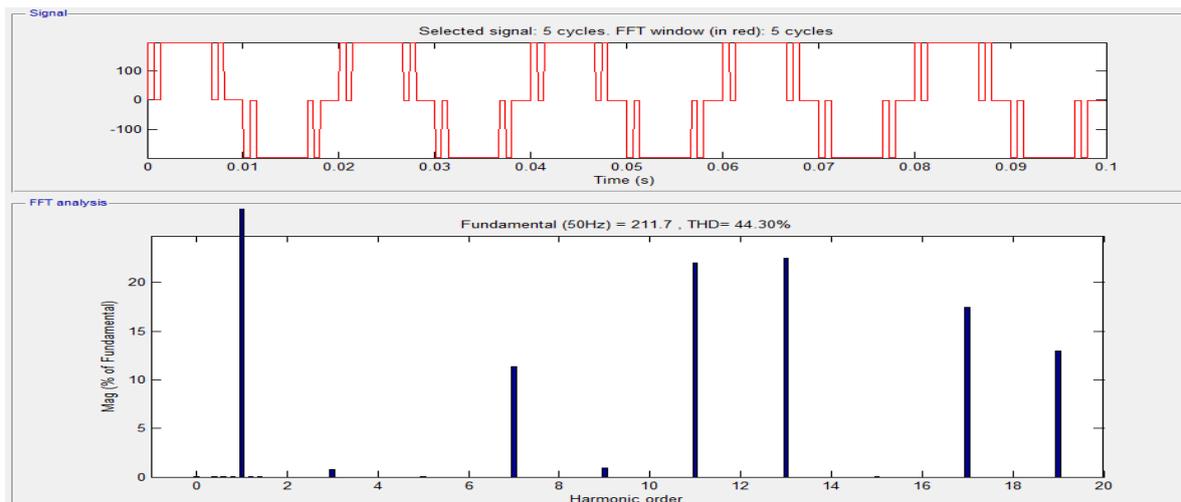


Figure 109 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la première commande (Charge Résistive)

Ce résultat montre une atténuation des harmoniques de rang 3, 5, 9 et 15, dont le taux par rapport au fondamental est inférieur à 1%.

c) Allures des tensions composées

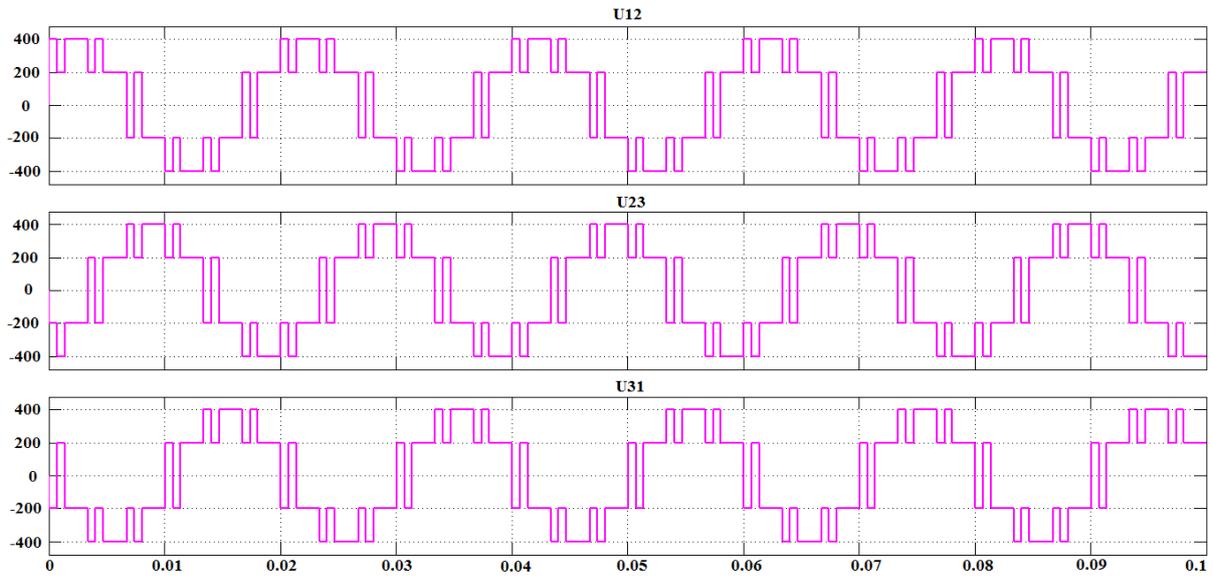


Figure 110 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la première commande (Charge Résistive)

d) Analyse harmonique de la tension U_{12}

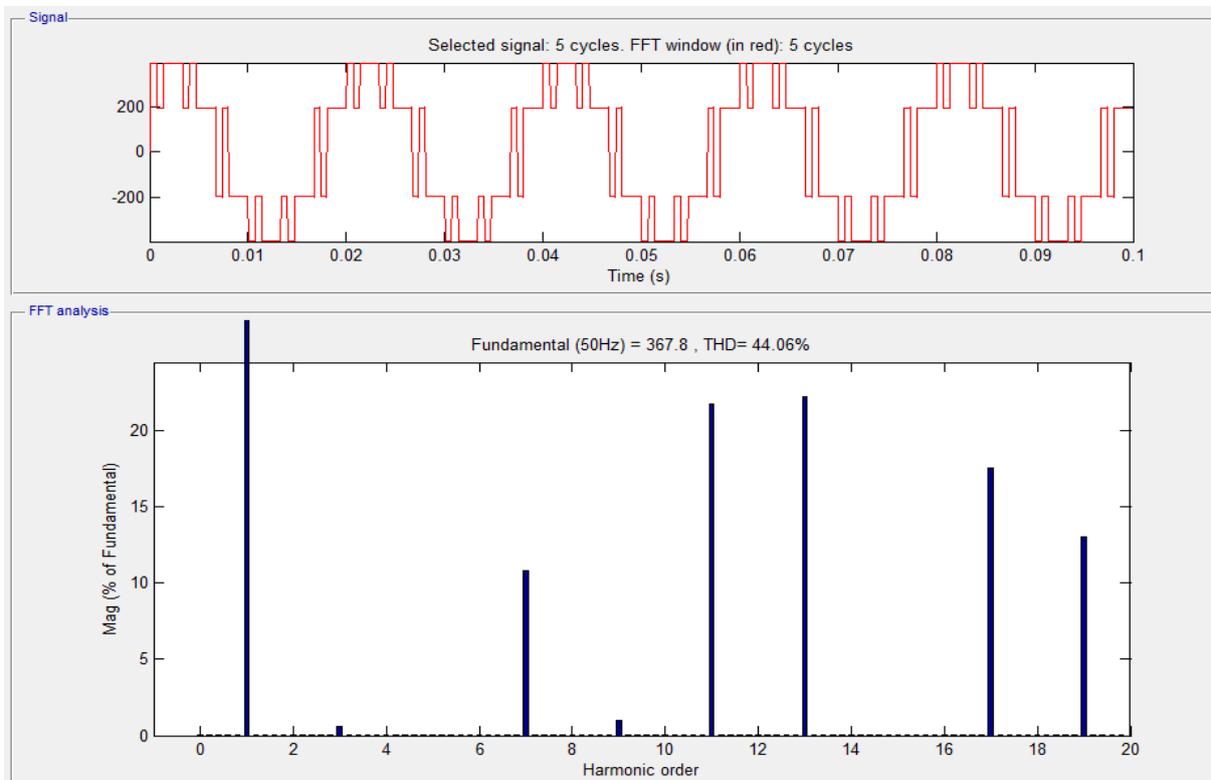


Figure 111 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la première commande (Charge Résistive)

Les harmoniques de rang 3, 5, 9 et 15 présentent chacun un taux inférieur à 1 %.

e) Allures des courants

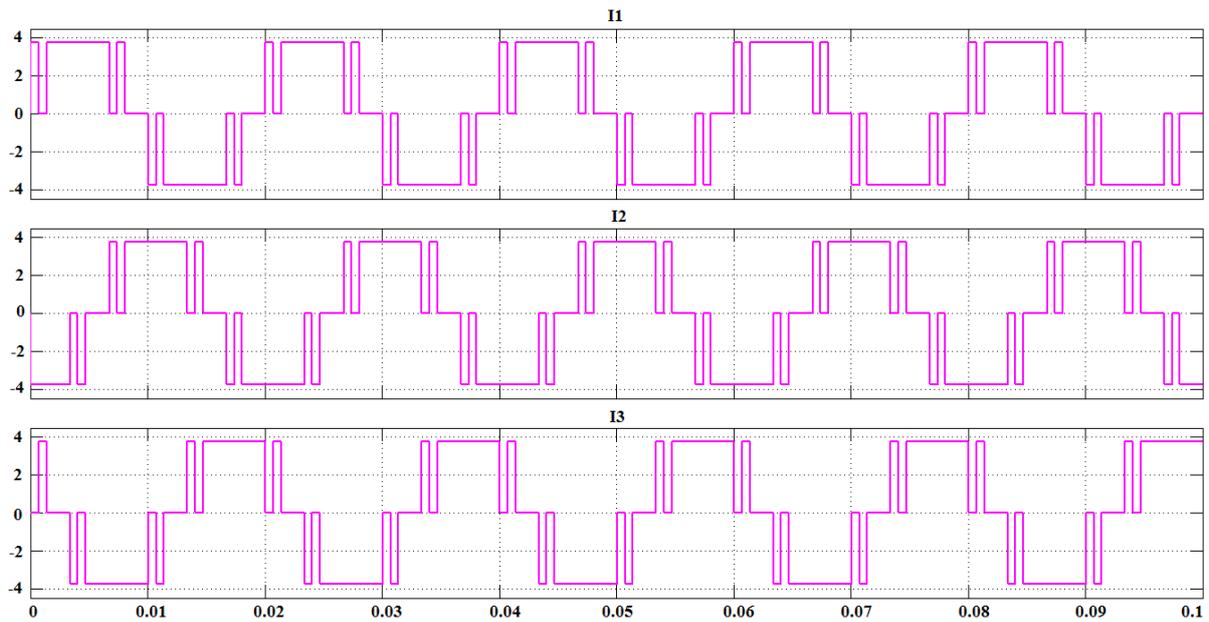


Figure 112 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la première commande (Charge Résistive)

f) Analyse harmonique du courant I_1

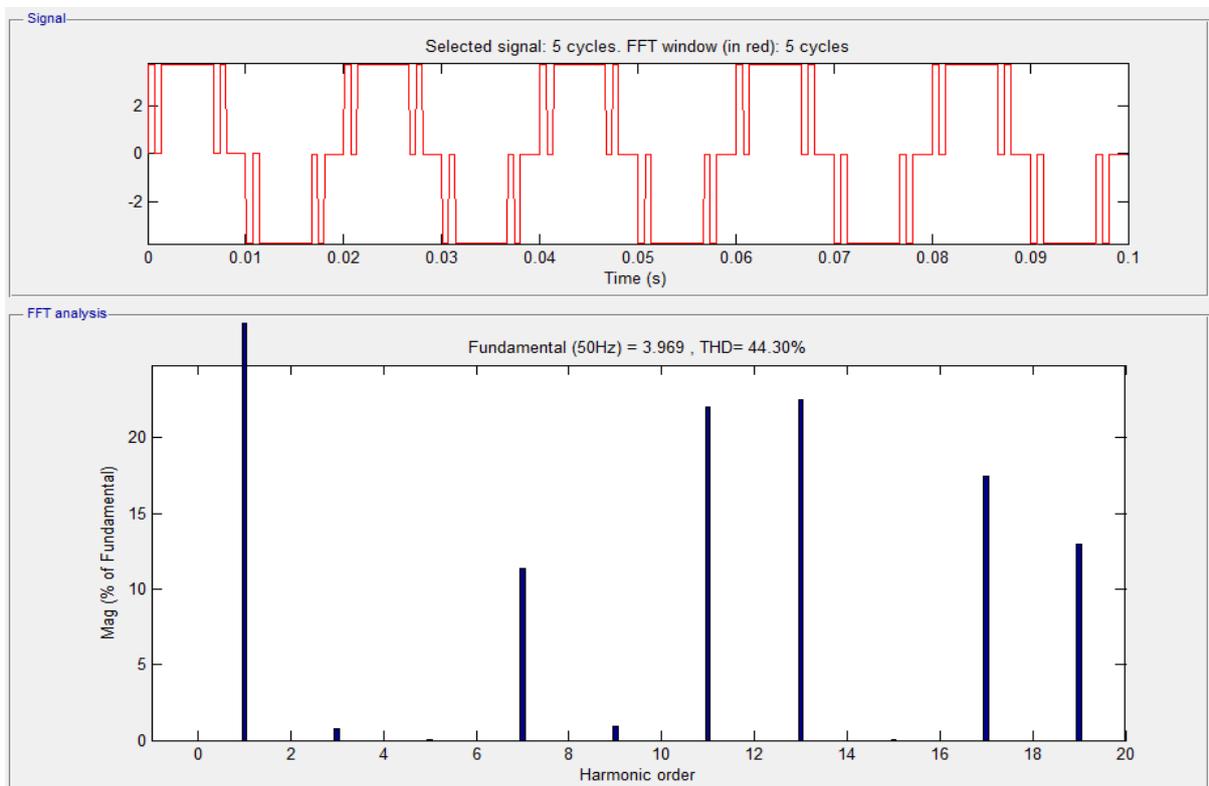


Figure 113 : Spectre harmonique du courant I_1 de la première commande (Charge Résistive)

Les harmoniques de rang 3, 5, 9 et 15 sont réduits à un taux inférieur à 1 %.

III.2.6.2 Résultats de la simulation avec la deuxième commande

a) Allures des tensions simples

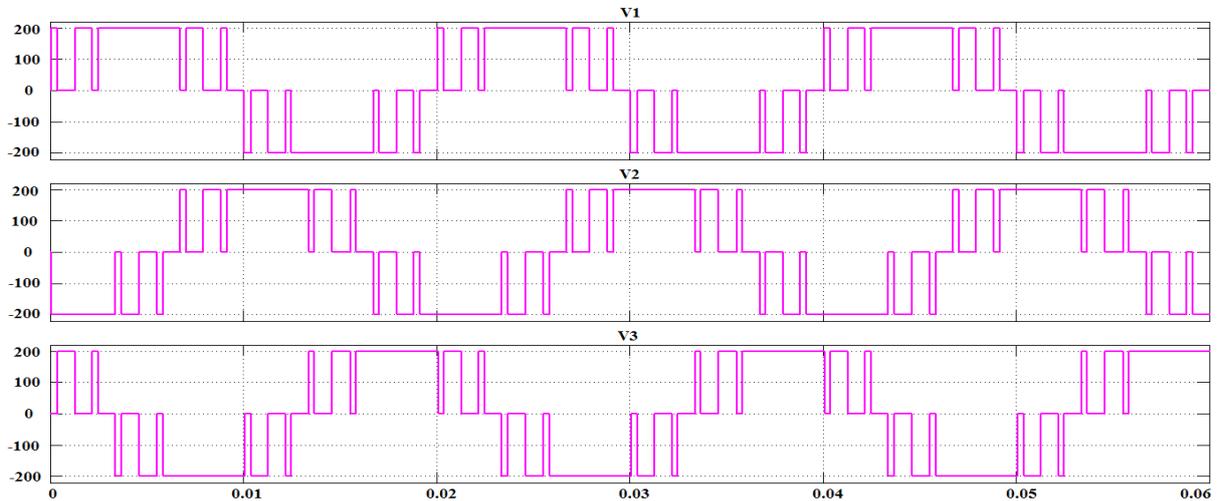


Figure 114 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la deuxième commande (Charge Résistive)

b) Analyse harmonique de la tension V_1

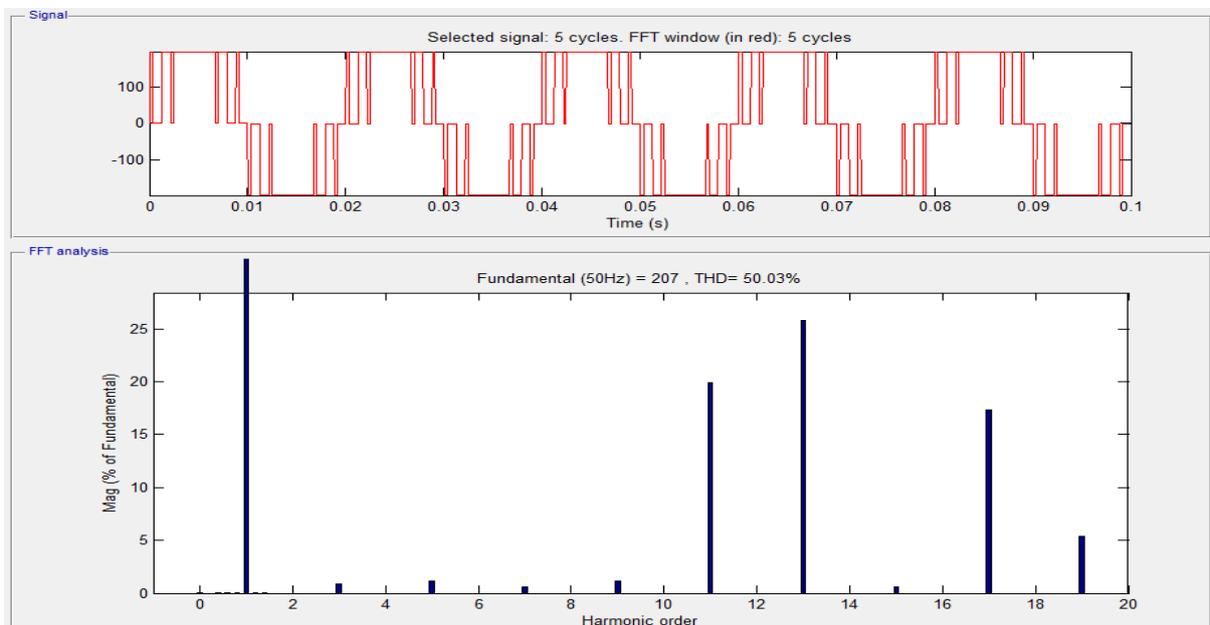


Figure 115 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la deuxième commande (Charge Résistive)

La tension simple présente une forte atténuation des harmoniques de rang 3, 5, 7, 9 et 15 dont le taux par rapport au fondamental est inférieur à 1,2%.

c) Allures des tensions composées

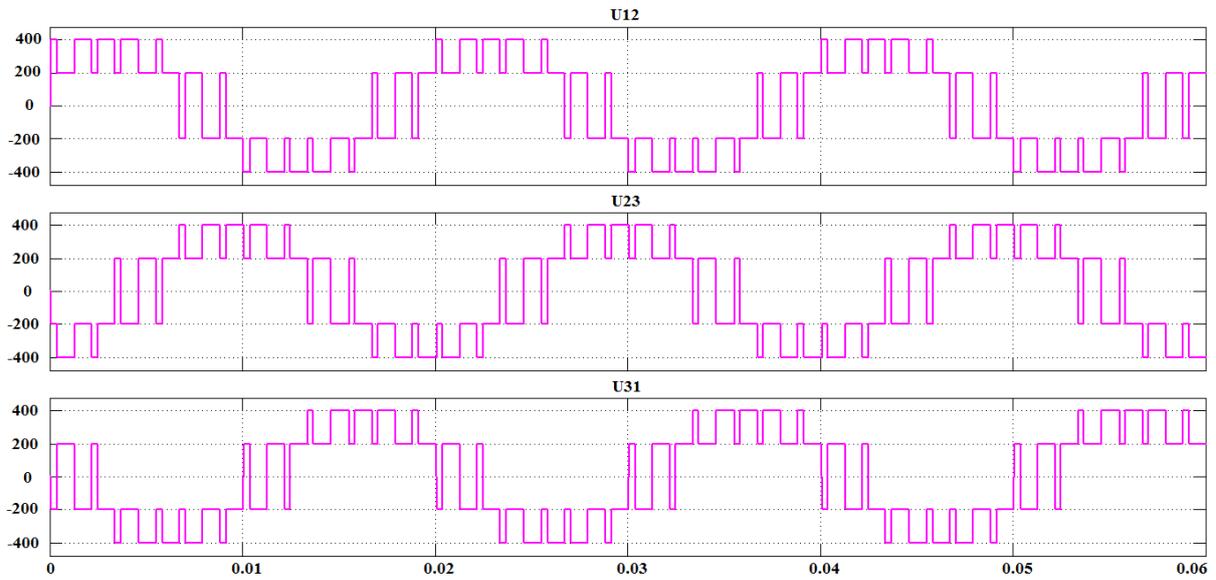


Figure 116 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la deuxième commande (Charge Résistive)

d) Analyse harmonique de la tension U_{12}

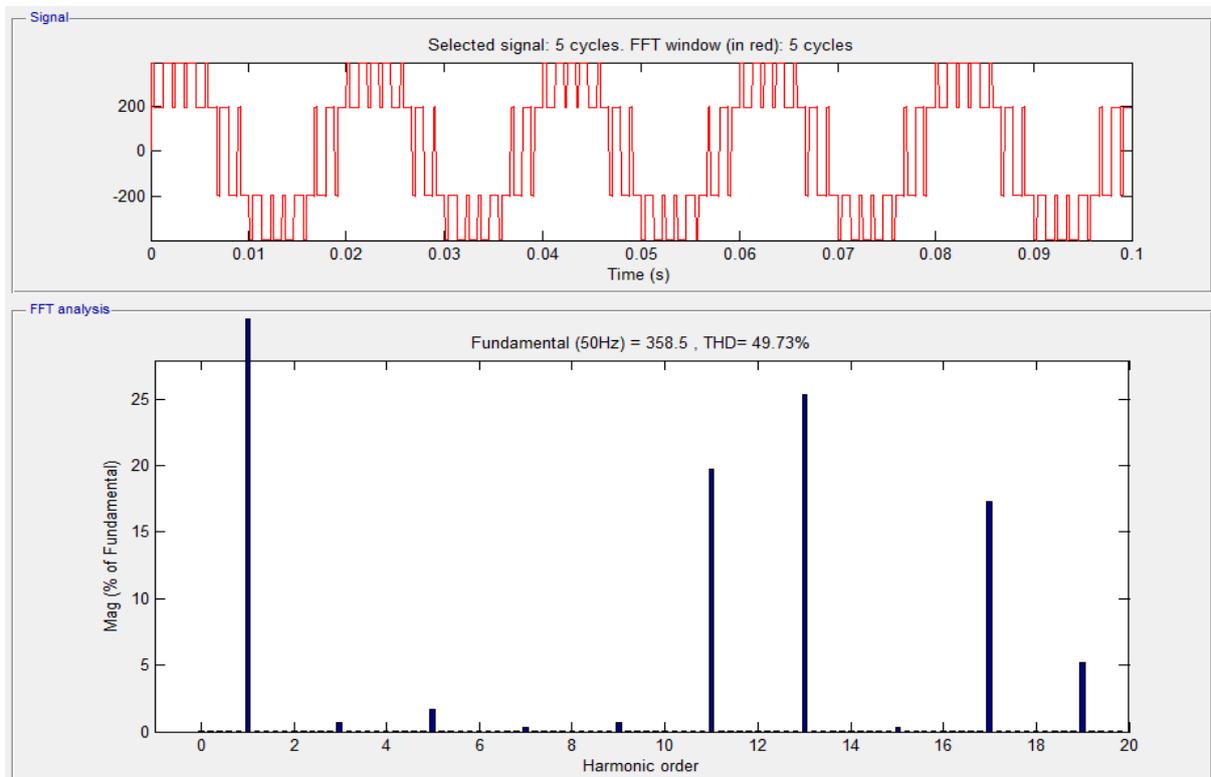


Figure 117 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la deuxième commande (Charge Résistive)

Les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9 et 15 sont réduits à un taux inférieur à 1,2 %.

e) Allures des courants

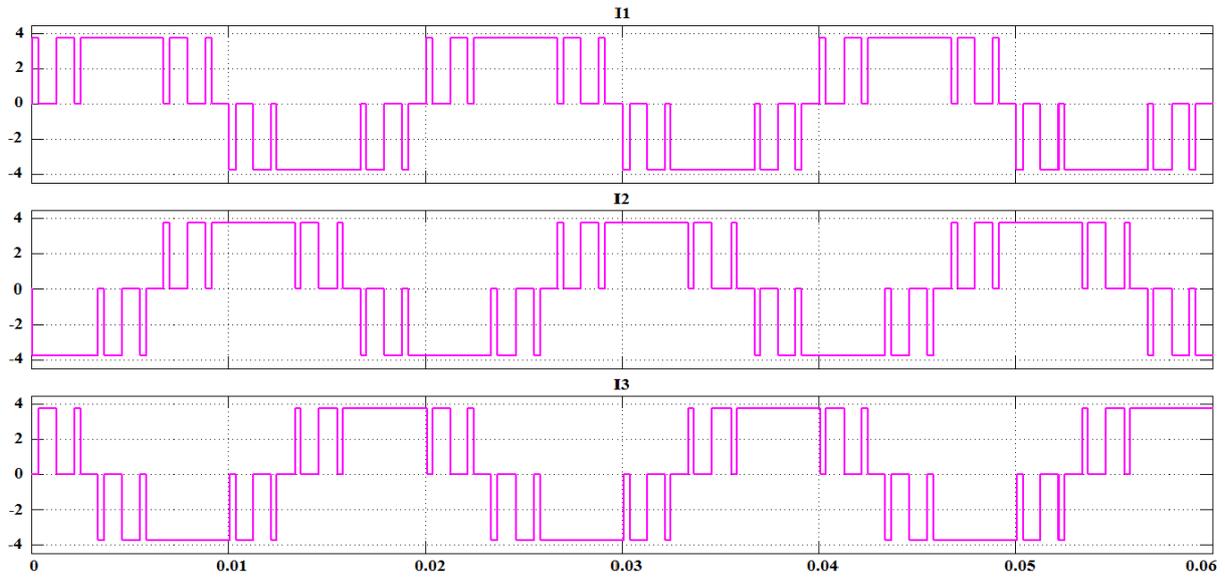


Figure 118 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la deuxième commande (Charge Résistive)

f) Analyse harmonique du courant I_1

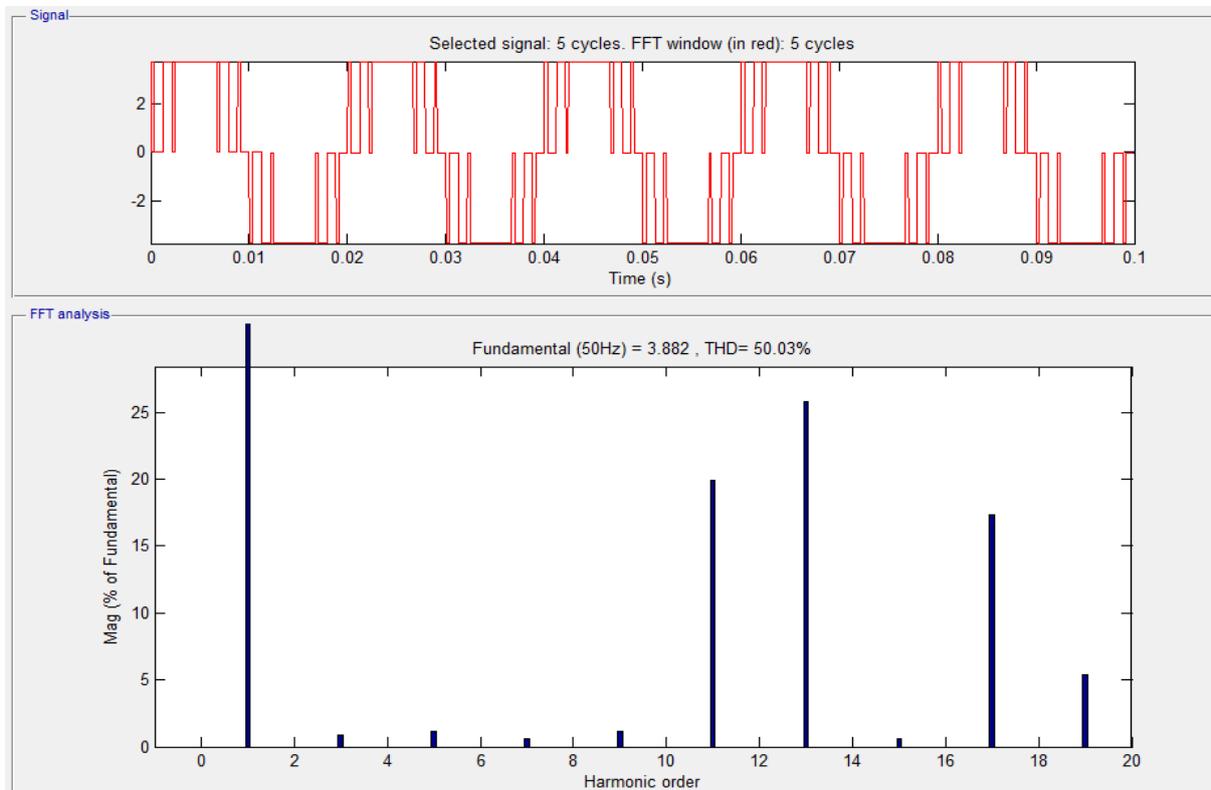


Figure 119 : Spectre harmonique du courant I_1 de la deuxième commande (Charge Résistive)

Les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9 et 15 sont fortement réduits.

III.2.6.3 Résultats de la simulation avec la troisième commande

a) Allures des simples

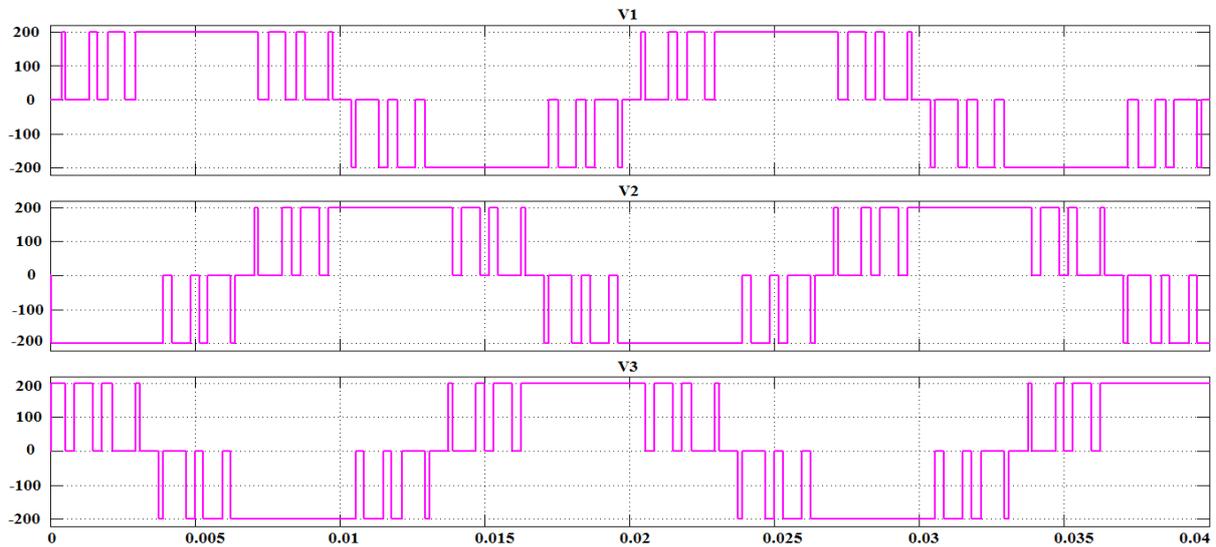


Figure 120 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la troisième commande (Charge Résistive)

b) Analyse harmonique de la tension V_1

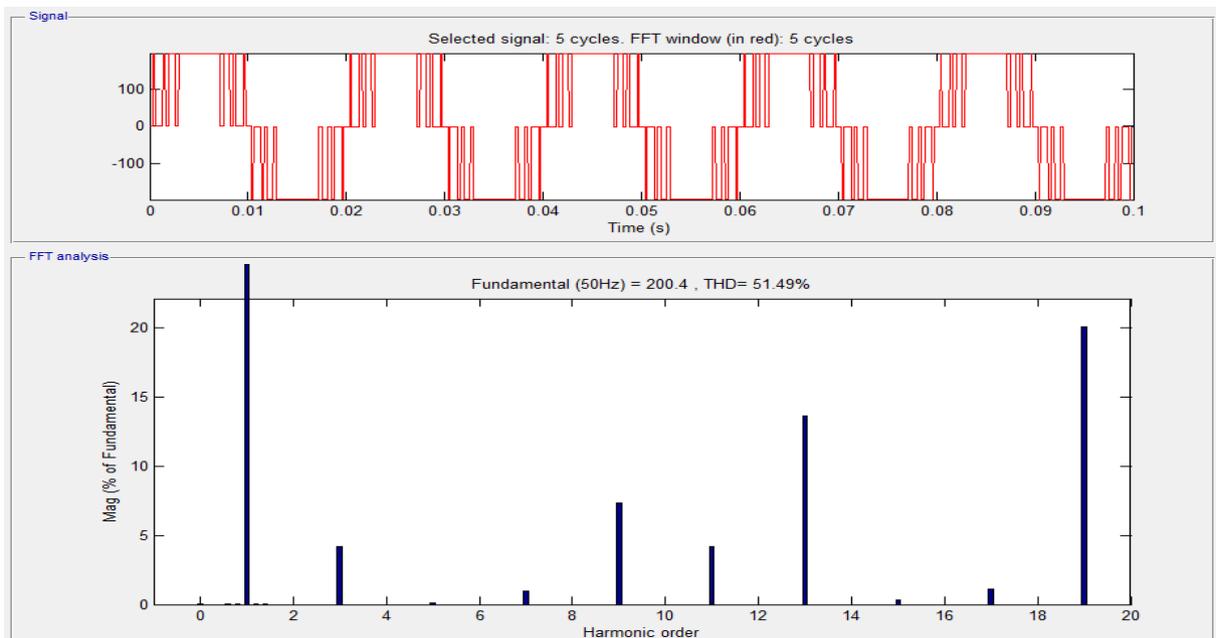


Figure 121 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la troisième commande (Charge Résistive)

Les harmoniques de rang 5, 7, 15 et 17 présentent chacun un taux inférieur à 1,2 %.

c) Allures des tensions composées

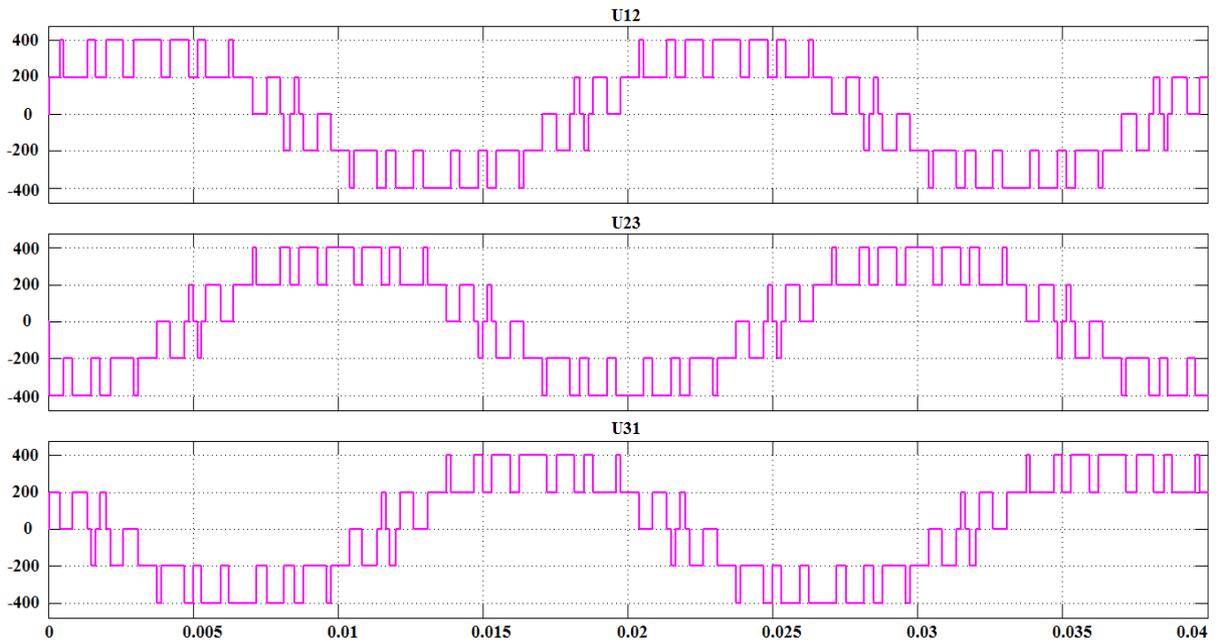


Figure 122 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la troisième commande (Charge Résistive)

d) Analyse harmonique de la tension U_{12}

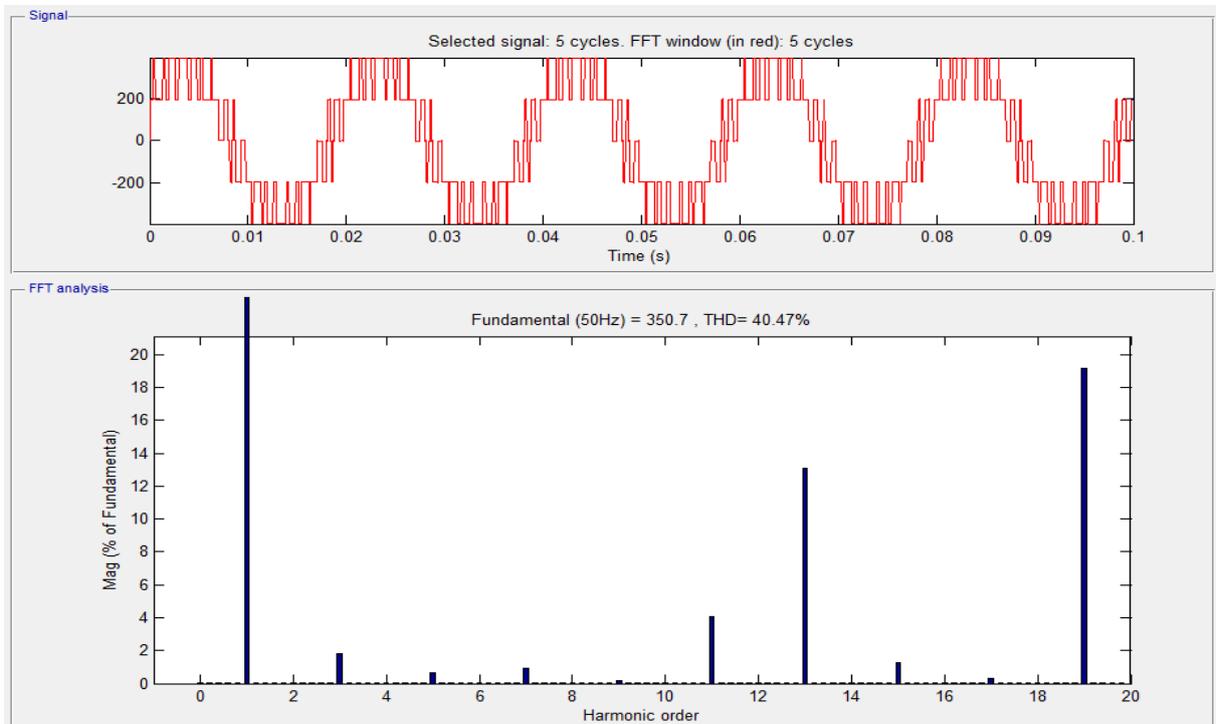


Figure 123 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la troisième commande (Charge Résistive)

Les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 15 et 17 sont atténués à un taux inférieur à 1.8 %.

e) Allures des courants

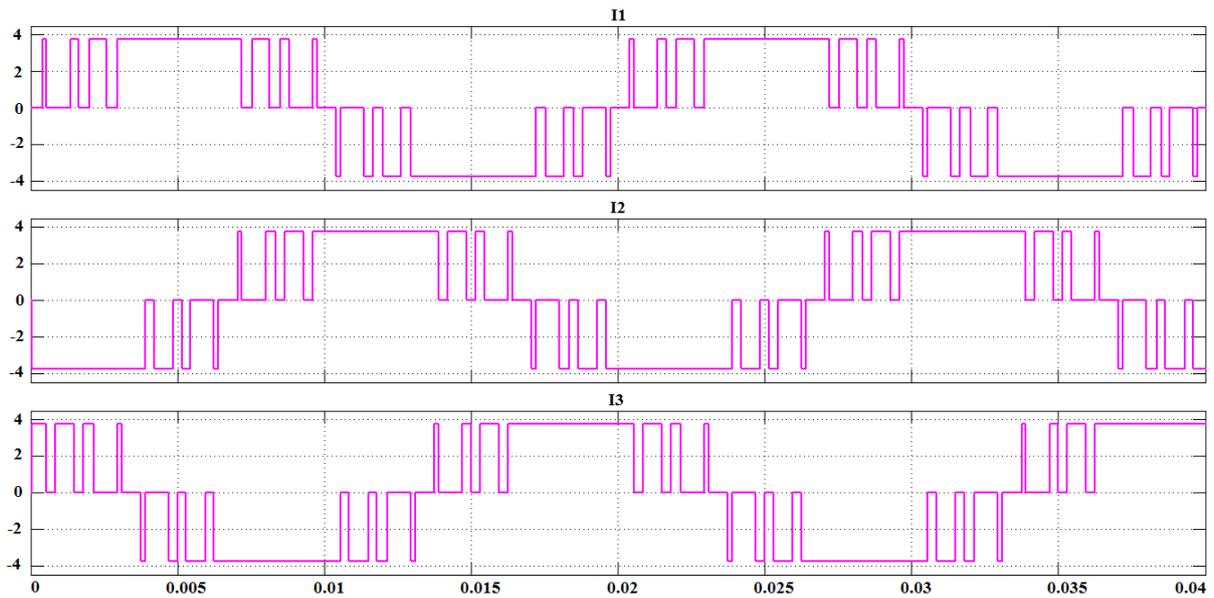


Figure 124 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la troisième commande (Charge Résistive)

f) Analyse harmonique du courant I_1

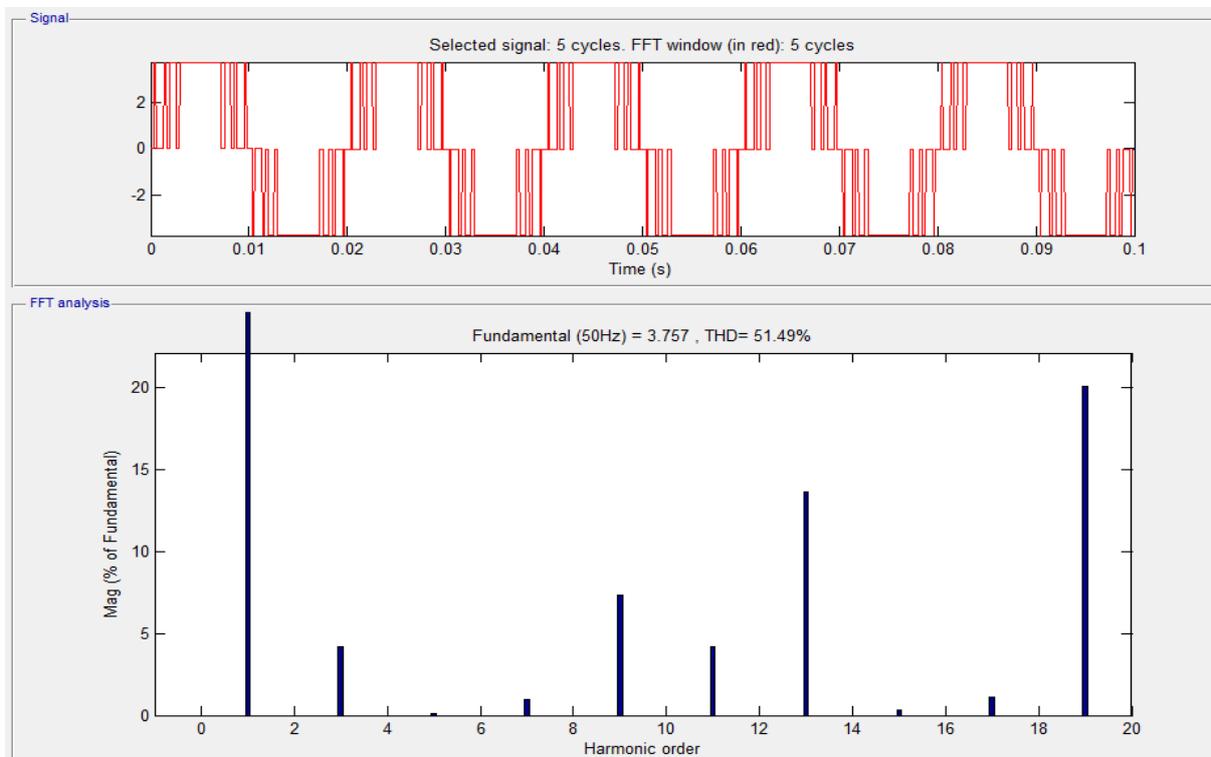


Figure 125 : Spectre harmonique du courant I_1 de la troisième commande (Charge Résistive)

Les harmoniques de rang 5, 7, 15 et 17 sont atténués.

On continue la simulation en prenant comme charge, une résistance de $0,5 \Omega$ et une inductance de 50 mH ($R \ll L\omega$). Le modèle Simulink de simulation est représenté comme suit :

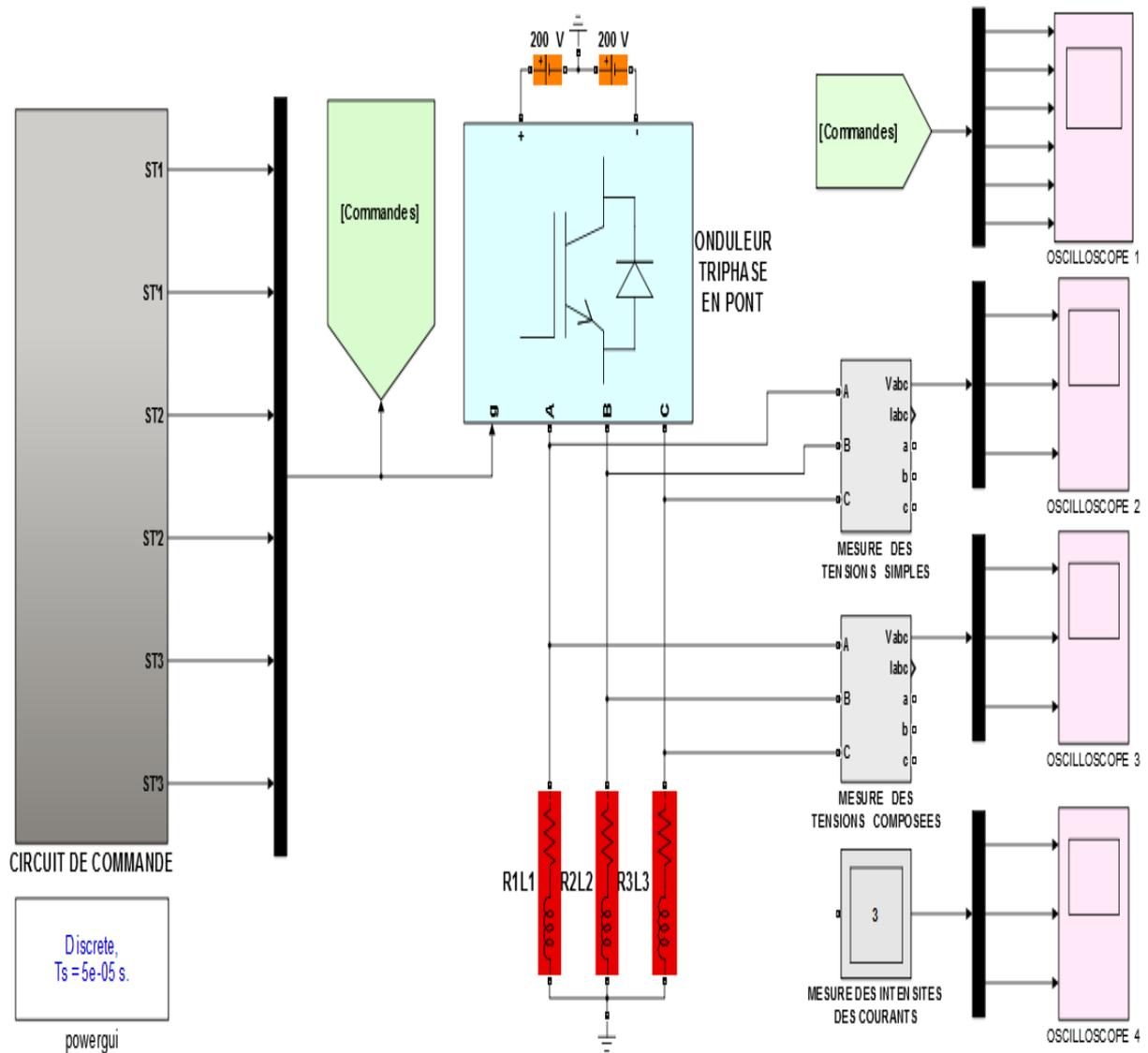


Figure 126 : Modèle Simulink de simulation avec charge (R, L)

III.2.7 Résultats de la simulation avec la charge (R, L)

III.2.7.1 Résultats de la simulation avec la première commande

a) Allures des tensions simples

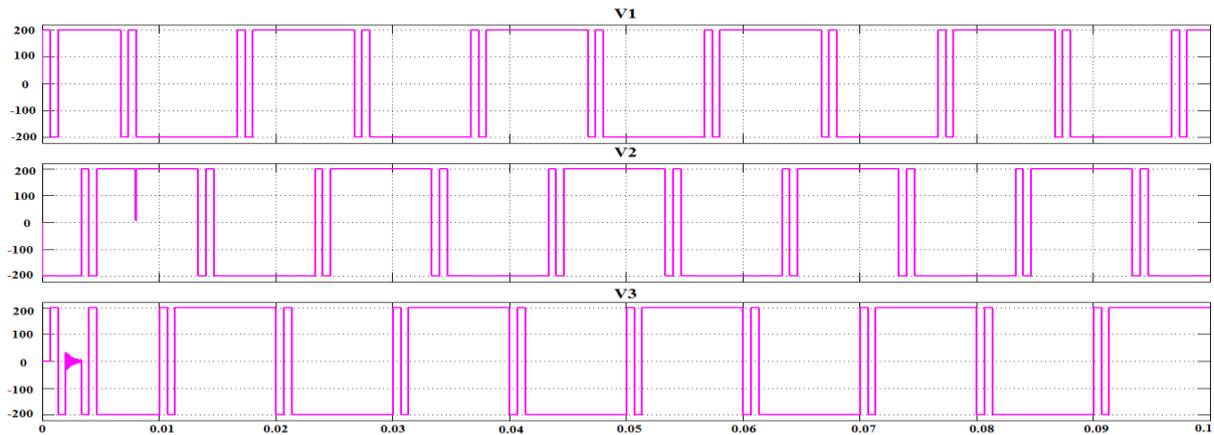


Figure 127 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la première commande (Charge R, L)

Vu que la charge est inductive, on observe des petites déformations au niveau des ondes ; mais après 8 ms ces déformations disparaissent.

b) Analyse harmonique de la tension V_1

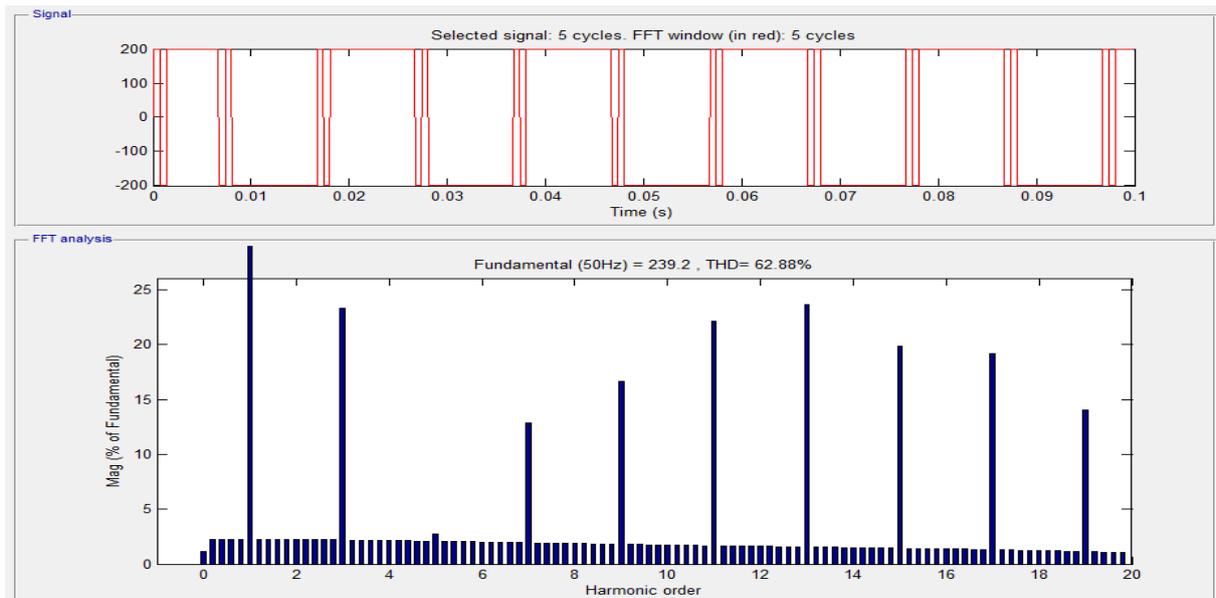


Figure 128 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la première commande (Charge R, L)

c) Allures des tensions composées

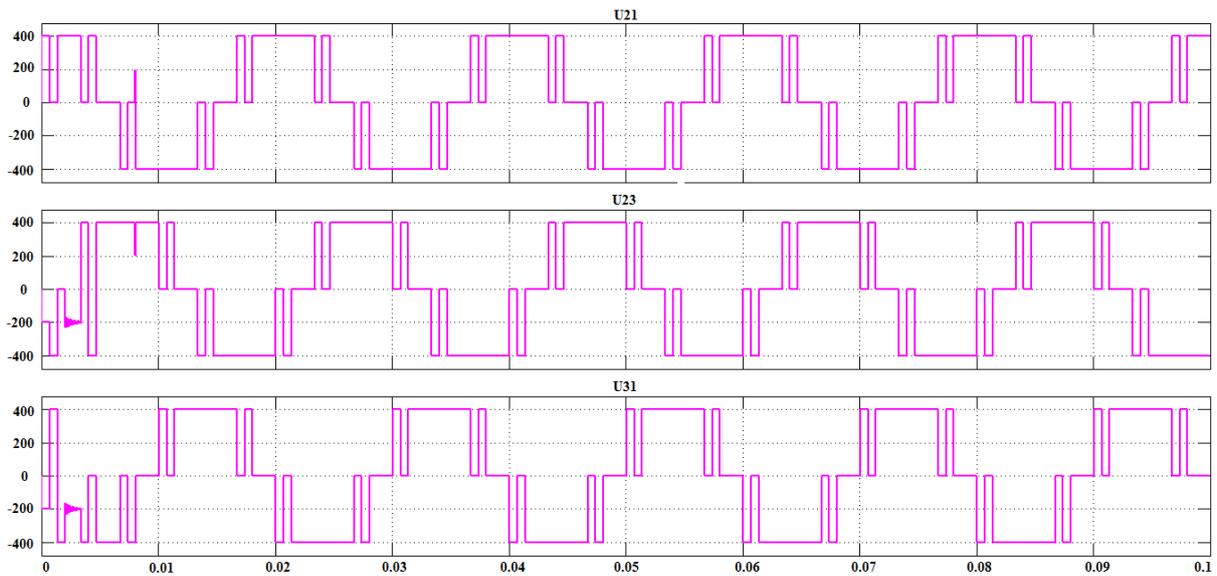


Figure 129 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la première commande (Charge R, L)

d) Analyse harmonique de la tension U_{12}

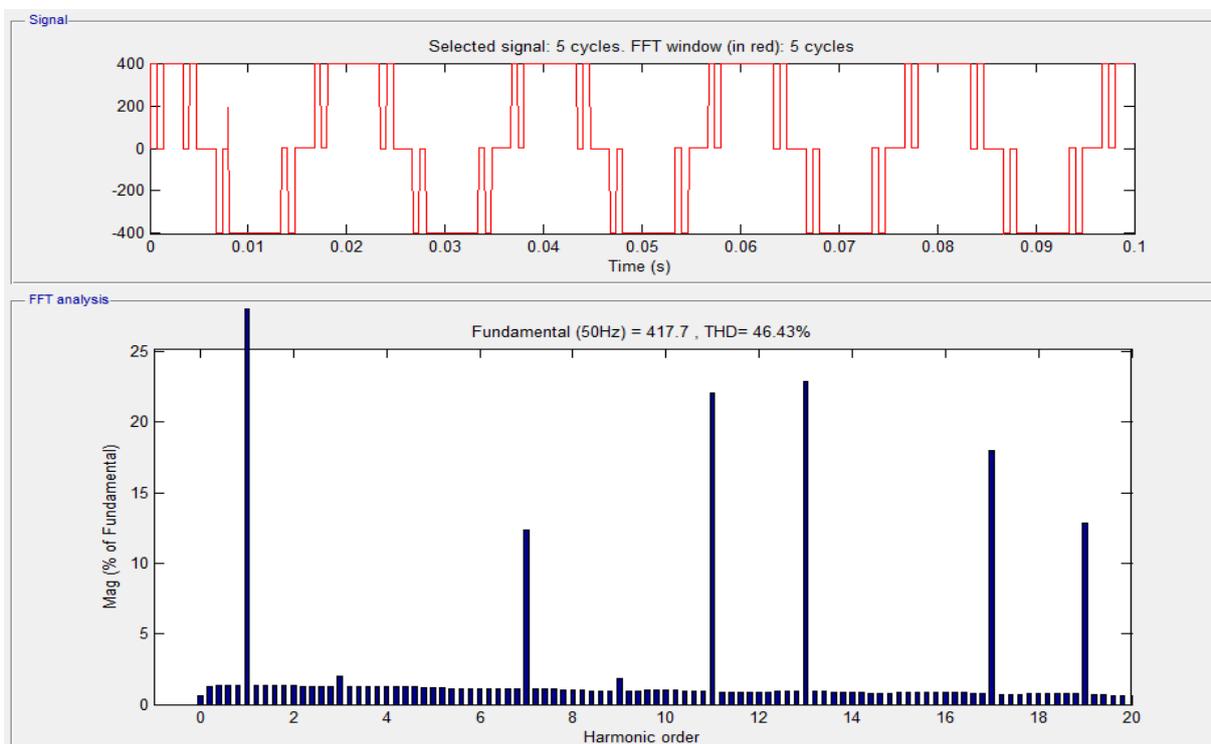


Figure 130 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la première commande (Charge R, L)

Les harmoniques de rang 3, 5, 9 et 15 que la première commande vise à réduire sont fortement atténués à un taux inférieur à 2 %.

e) Allures des courants

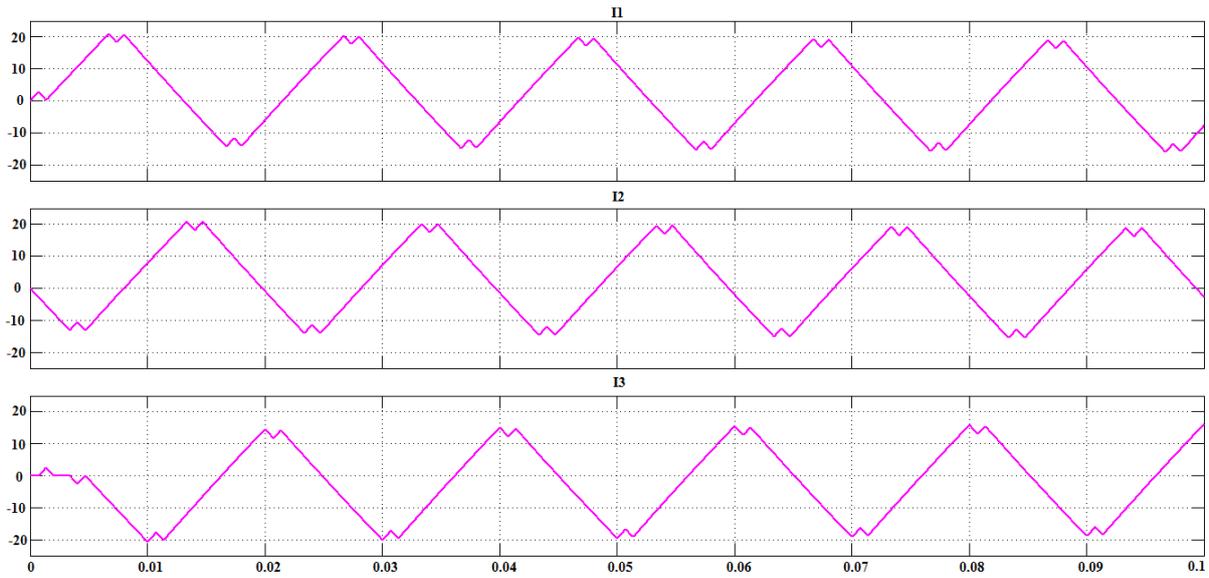


Figure 131 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la première commande (Charge R, L)

f) Analyse harmonique du courant I_1

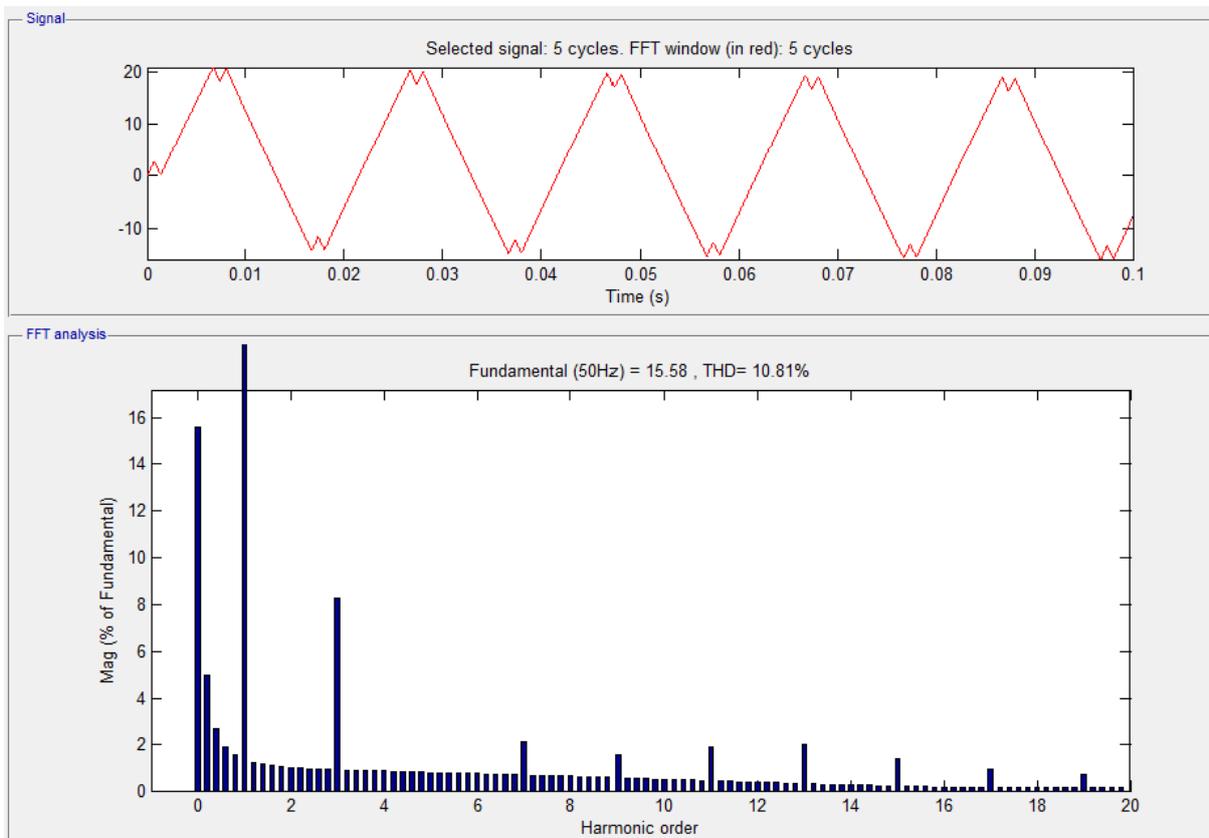


Figure 132 : Spectre harmonique du courant I_1 de la première commande (Charge R, L)

Le taux de distorsion harmonique en courant est de 10,81 %.

III.2.7.2 Résultats de la simulation avec la deuxième commande

a) Allures des tensions simples

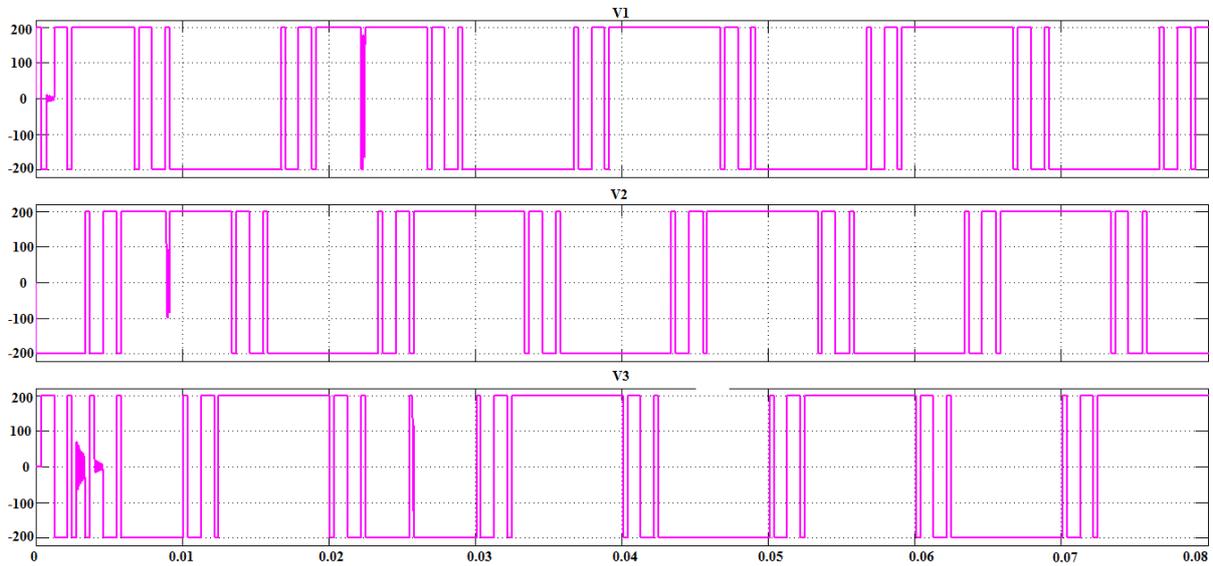


Figure 133 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la deuxième commande (Charge R, L)

b) Analyse harmonique de la tension V_1

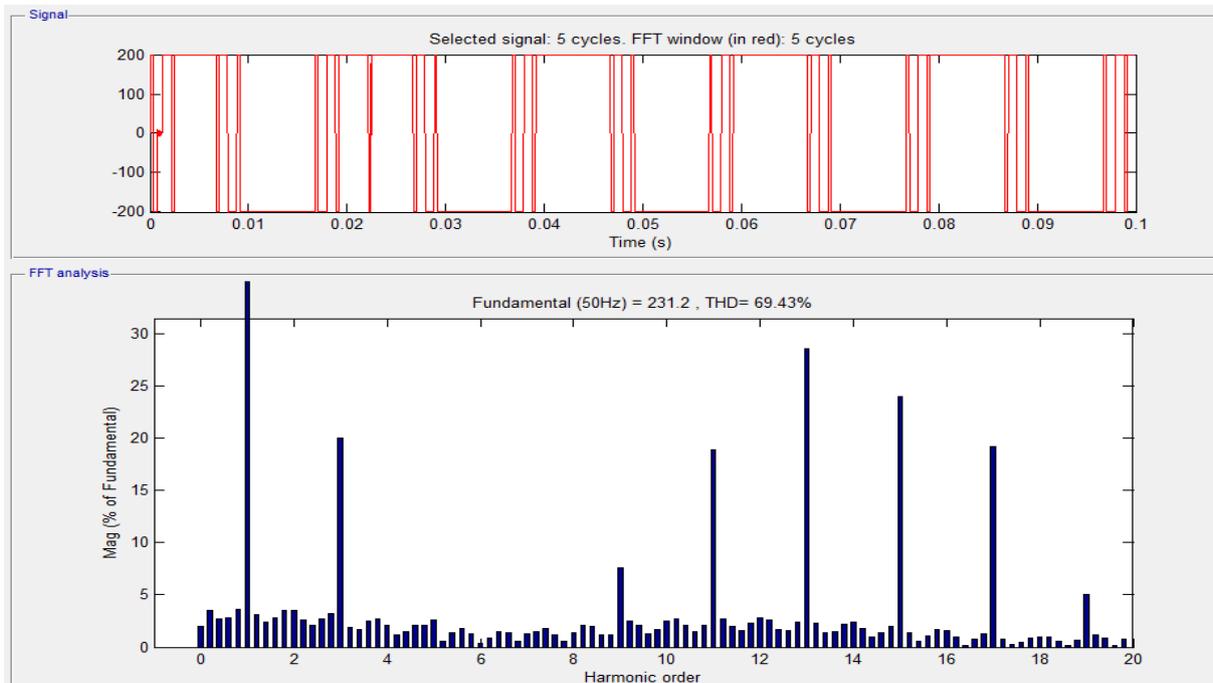


Figure 134 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la deuxième commande (Charge R, L)

c) Allures des tensions composées

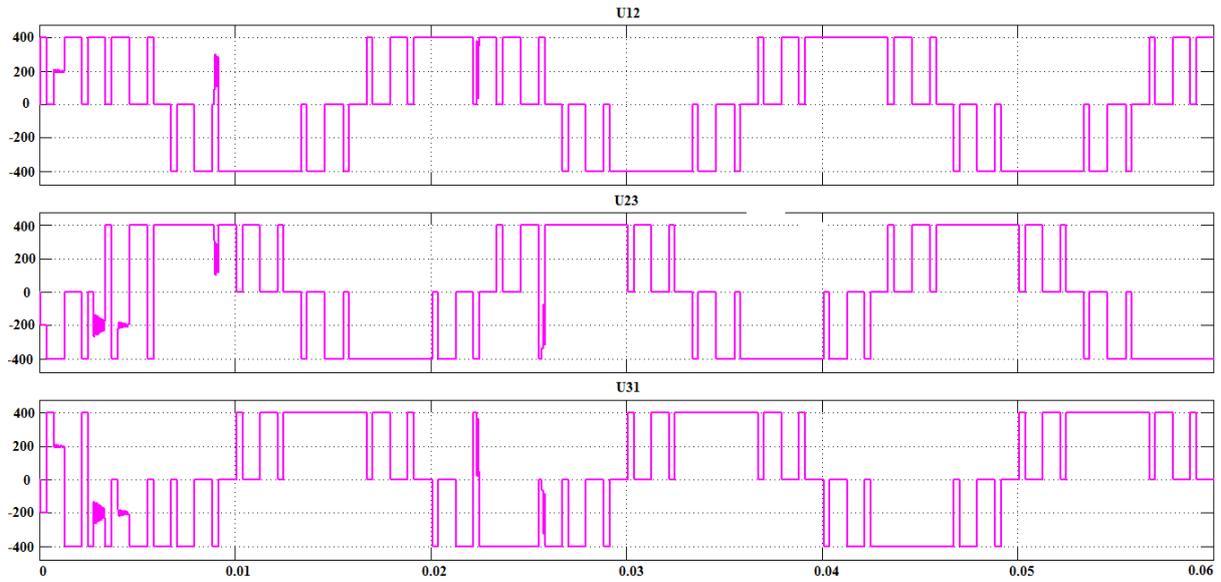


Figure 135 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la deuxième commande (Charge R, L)

d) Analyse harmonique de la tension U_{12}

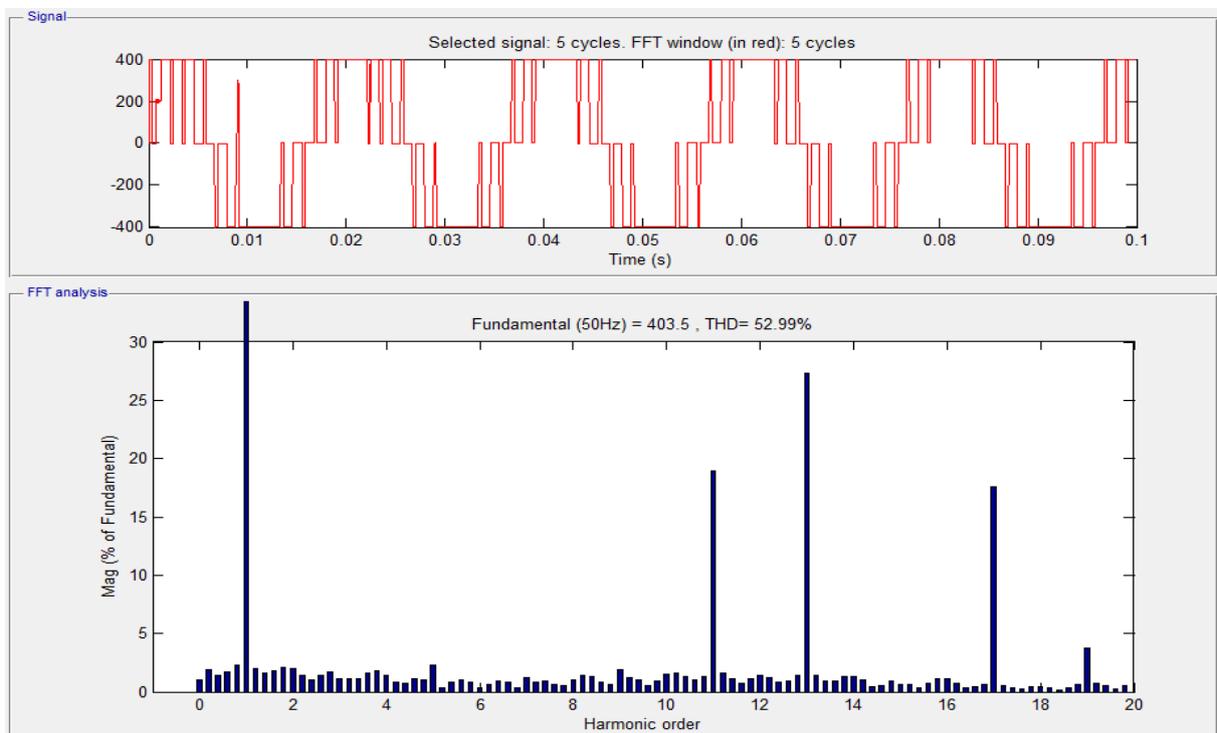


Figure 136 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la deuxième commande (Charge R, L)

Les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9 et 15 que la deuxième commande vise à réduire sont fortement réduits.

e) Allures des courants

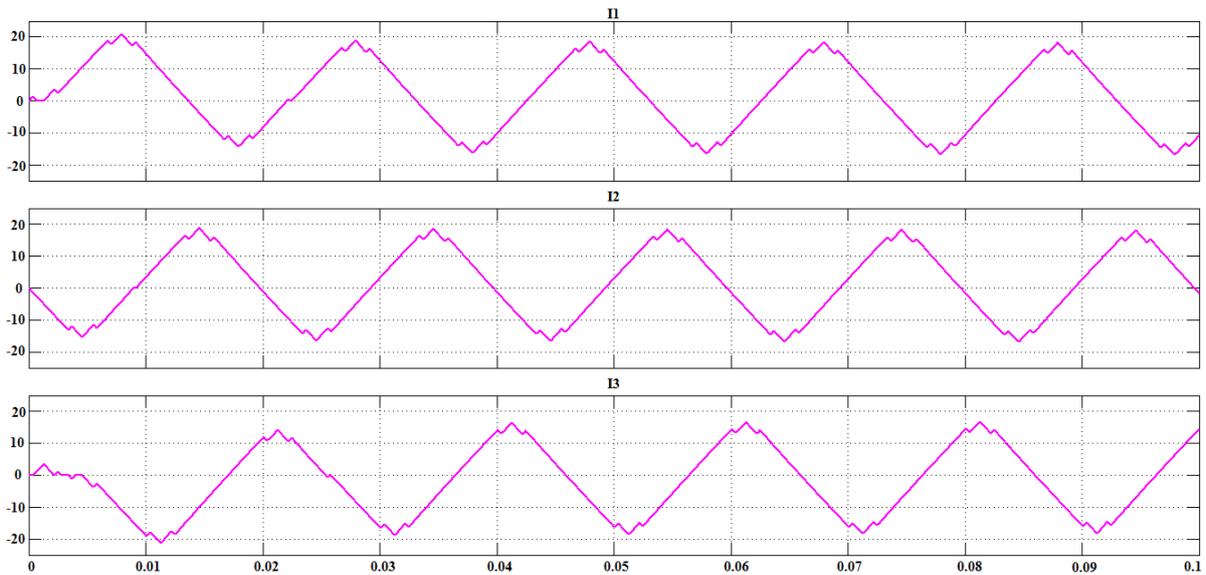


Figure 137 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la deuxième commande (Charge R, L)

f) Analyse harmonique du courant I_1

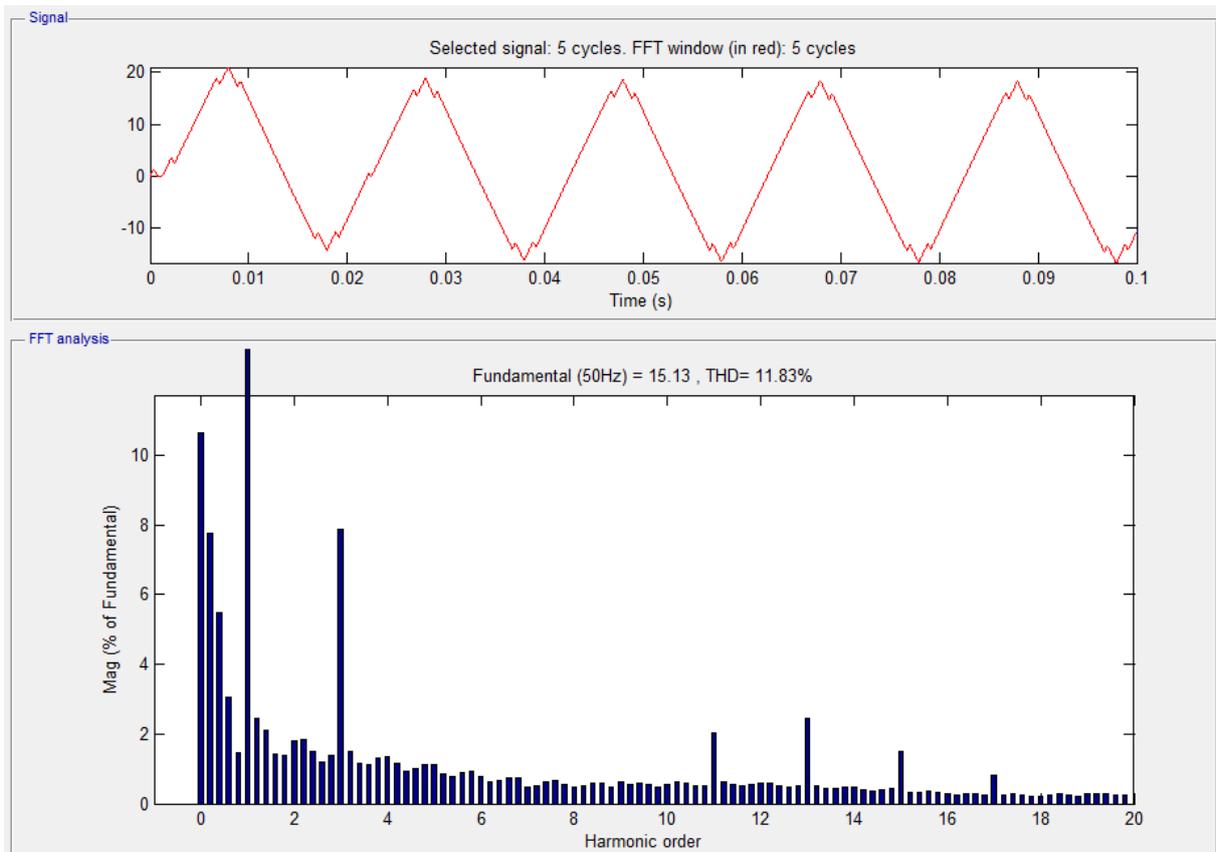


Figure 138 : Spectre harmonique du courant I_1 de la deuxième commande (Charge R, L)

Le taux de distorsion harmonique en courant est de 11,83 %.

III.2.7.3 Résultats de la simulation avec la troisième commande

a) Allures des simples

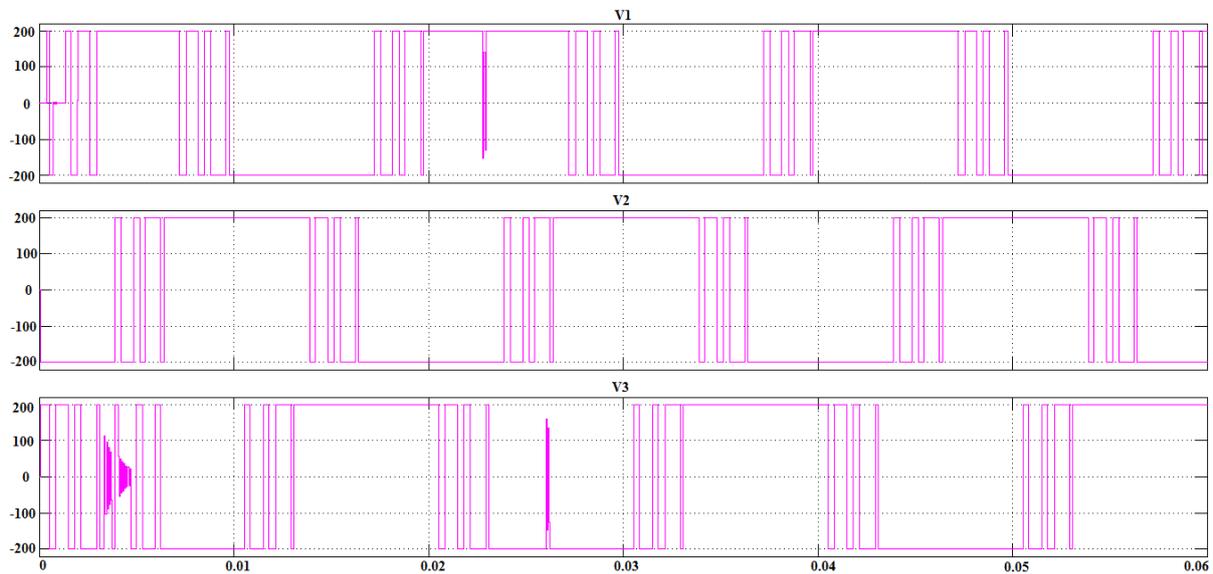


Figure 139 : Allures des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 de la troisième commande (Charge R, L)

b) Analyse harmonique de la tension V_1

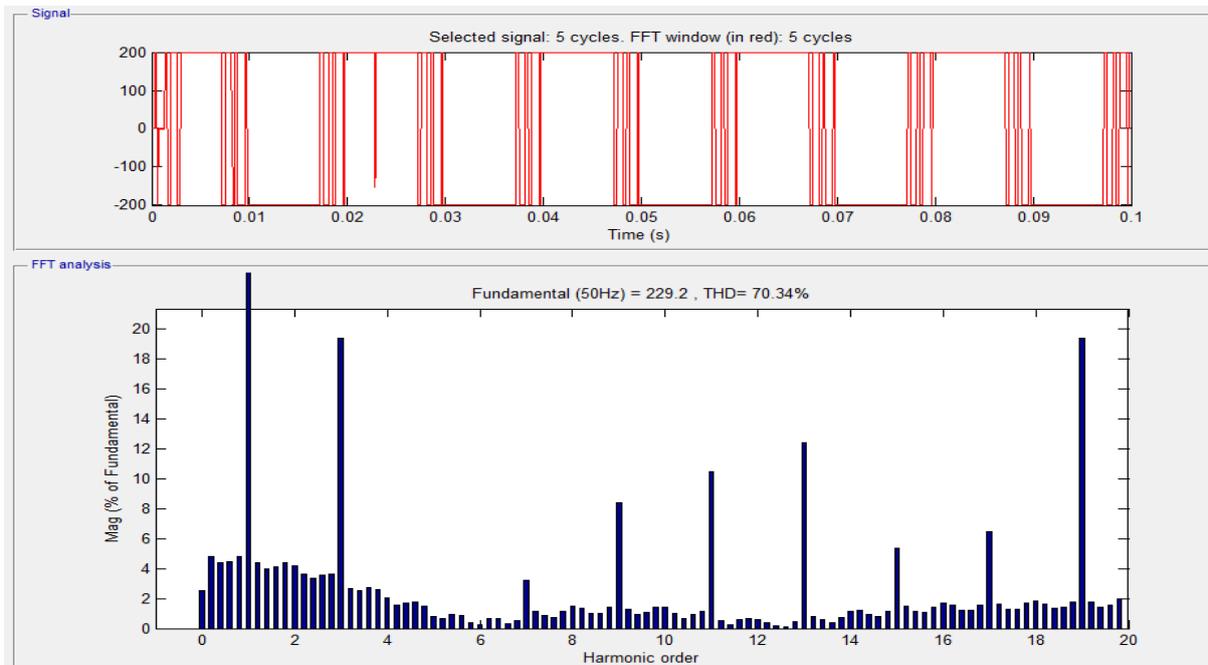


Figure 140 : Spectre harmonique de la tension V_1 de la troisième commande (Charge R, L)

c) Allures des tensions composées

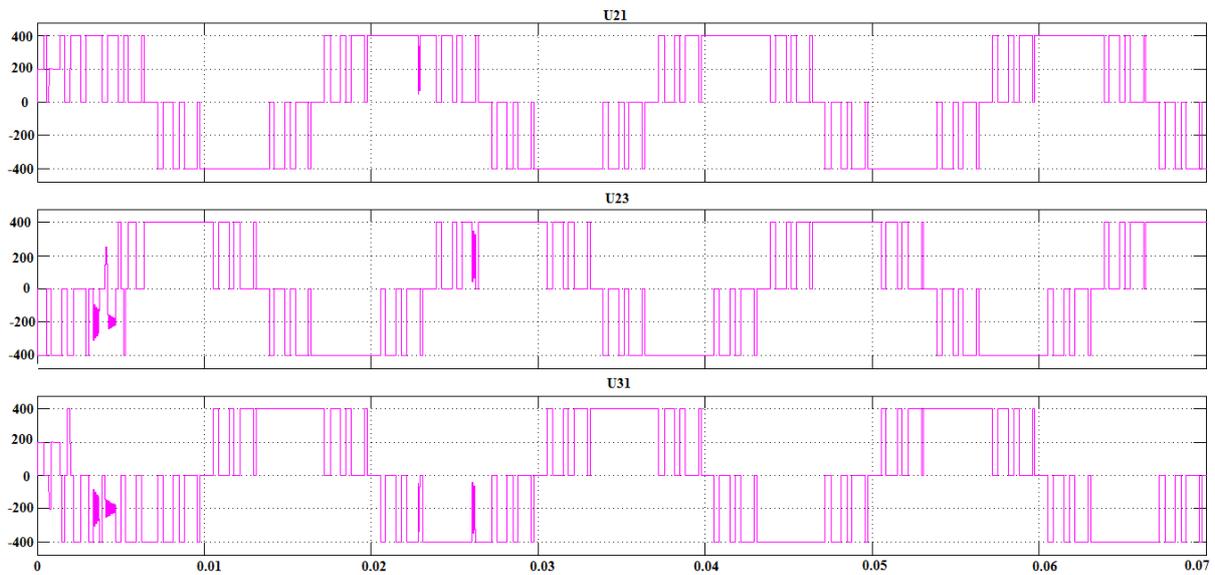


Figure 141 : Allures des tensions composées U_{12} , U_{23} et U_{31} de la troisième commande (Charge R, L)

d) Analyse harmonique de la tension U_{12}

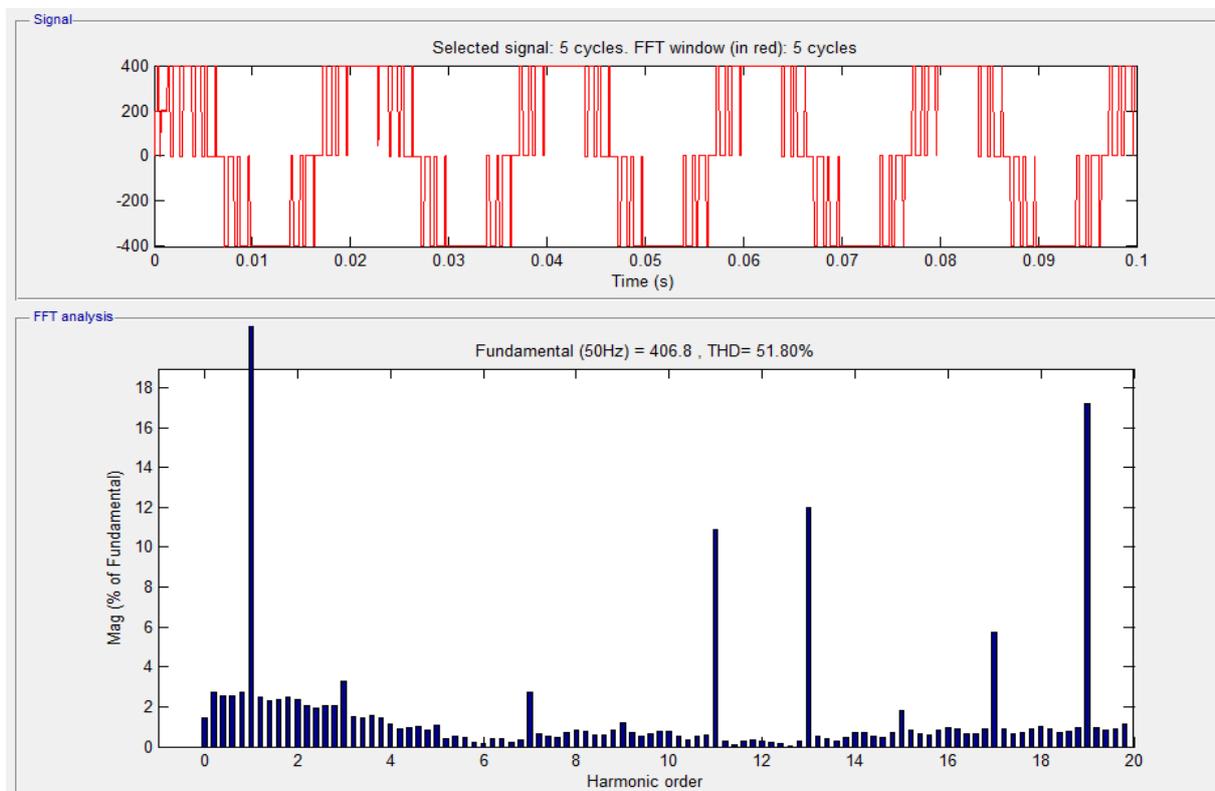


Figure 142 : Spectre harmonique de la tension U_{12} de la troisième commande (Charge R, L)

Les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9 et 15 sont atténués.

e) Allures des courants

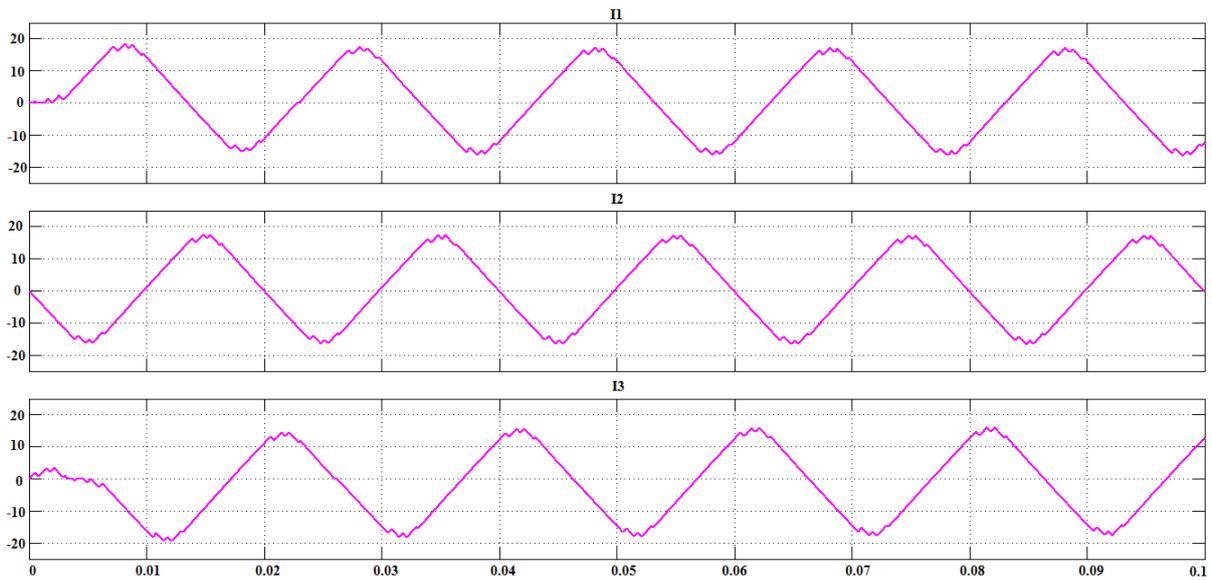


Figure 143 : Allures des courants I_1 , I_2 et I_3 de la troisième commande (Charge R, L)

f) Analyse harmonique du courant I_1

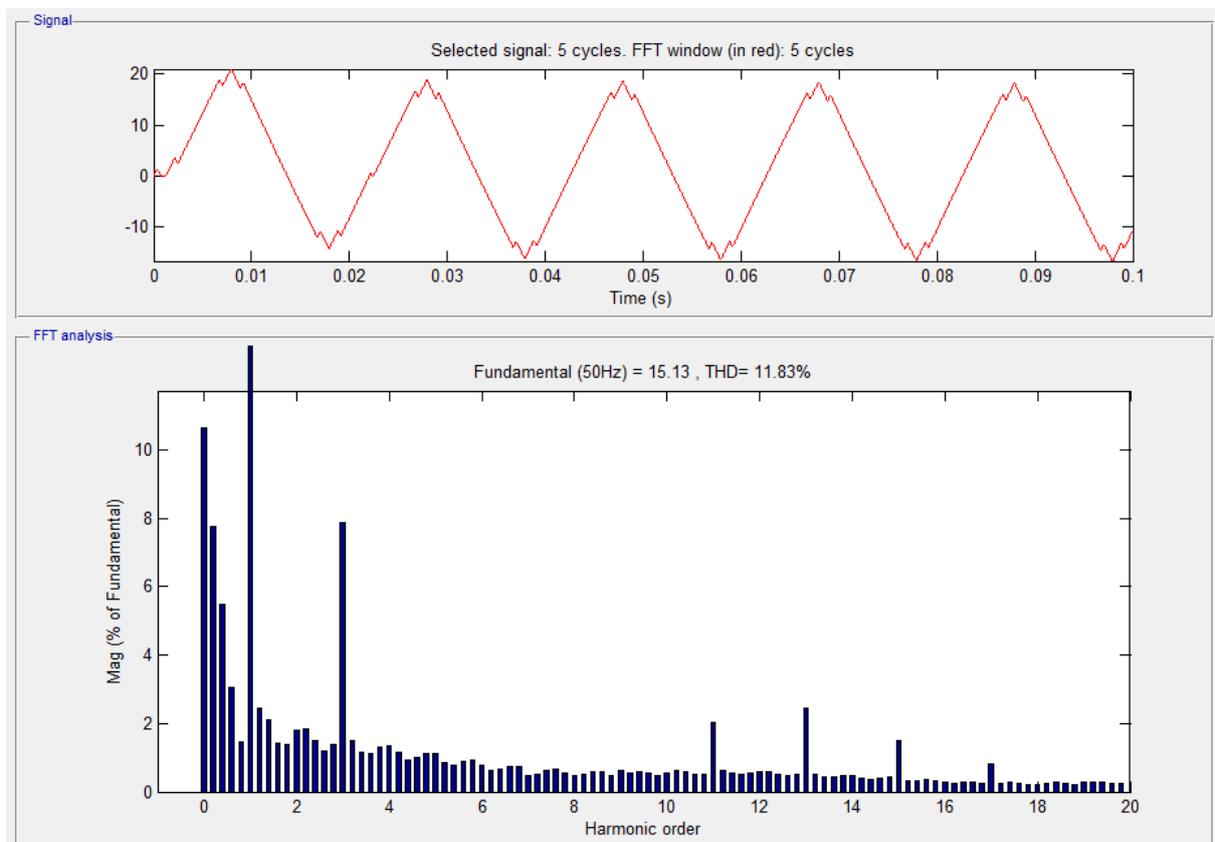


Figure 144 : Spectre harmonique du courant I_1 de la troisième commande (Charge R, L)

Le taux de distorsion harmonique en courant est de 11,83 %.

III.2.8 Interprétation des résultats

Pour la charge résistive, les résultats des simulations montrent que les tensions simples sont des MLI précalculées ; elles sont bien représentées avec leurs angles de commutation. Les tensions triphasées sont obtenues avec leur déphasage respectif. Les harmoniques, que les commandes cherchent à réduire, sont présents dans les grandeurs de sortie mais avec un taux maximal de 1,8 % par rapport au fondamental. Les 3 commandes ont réussi à atténuer les harmoniques qu'elles visent à réduire.

Avec la charge (R, L), les courbes des tensions composées sont identiques à celles que les commandes cherchent à générer. Les tensions composées présentent des fortes atténuations des harmoniques de rang inférieur. Dans les courants, les harmoniques de rang inférieur sont très réduits. Avec les trois commandes, on observe un taux de distorsion harmonique en courant inférieur à 12 %.

En particulier, parmi les trois commandes, la deuxième est la plus performante et la moins polluante puisqu'elle a parvenu à atténuer les harmoniques de rang inférieur (3, 5, 7 et 9) avec un taux maximal de 1,2 % par rapport à la fondamental. Les résultats obtenus avec la deuxième commande respectent la norme IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) Standard 519 : qui décrit que le taux de distorsion harmonique individuel ne doit pas dépasser les 5%.

IMPACTS ENVIRONNEMENTAUX

L'étude d'impact environnemental peut être définie comme un outil prospectif qui s'intéresse à l'identification et à l'évaluation des effets sur l'environnement en général et sur ses composantes biophysiques et humaines en particulier. Ainsi, il est nécessaire d'évoquer les effets positifs et négatifs que l'utilisation d'un onduleur triphasé à MLI pourrait engendrer sur le plan environnemental.

Impact positif

Dans le secteur industriel, l'amélioration de la qualité d'énergie électrique est l'une des ressources potentielles sur laquelle dépend la production. Cette amélioration se fait par le traitement des harmoniques. Grâce aux différentes techniques de commande, les onduleurs triphasés à MLI peuvent produire des courants ou tensions à faible taux d'harmoniques. Dans les industries, l'utilisation d'une énergie de bonne qualité engendre un bon fonctionnement des systèmes électroniques, ordinateurs et autres appareils de commande ; ce qui entraîne une diminution du coût du système. Les autres avantages du traitement harmonique sont :

- La protection des équipements électriques contre les effets néfastes des courants harmoniques,
- L'économie d'énergie électrique due à la réduction des différents types de pertes.

Impact négatif

Les onduleurs triphasés sont généralement utilisés en forte puissance. Il serait utile d'envisager des accidents qui peuvent survenir.

Le courant électrique et ses effets

L'utilisation du courant électrique présente deux dangers.

- Électrocution par contact direct : la victime touche directement un élément du circuit sous tension.
- Électrocution indirecte : la masse métallique de l'appareil est sous tension.

Le tableau ci-dessous montre les effets du courant alternatif sur le corps humain.

Courant	Effet
10 – 30 mA	Contraction musculaire
30 mA – 75 mA	Paralysie respiratoire
75 mA – 1 A	Fibrillation cardiaque

Tableau 4 : Effets du courant alternatif sur le corps humain

Le courant continu est très dangereux à partir de 0,025 A.

Les tensions dangereuses

Dans la condition normale, la résistance minimale du corps humain est égale à 1000 Ω . Le tableau ci-dessus résume les tensions dangereuses pour le corps humain.

Type de courant	Tension
Courant continu	50 V
Courant alternatif	25 V

Tableau 5 : Valeurs des tensions dangereuses

Dans un milieu immergé, les valeurs des tensions diminuent : 12 V en courant alternatif et 25 V en courant continu.

CONCLUSION GENERALE

Au terme de ce travail, on peut dire que la technique de commande “ MLI à sélection d’harmoniques à éliminer ” permet de minimiser le contenu harmonique des grandeurs de sortie de l’onduleur. L’objectif est atteint car les harmoniques, que les commandes visent à atténuer, présentent un taux de distorsion individuel inférieur à 5% dans les grandeurs de sortie.

Par ailleurs, on a vu l’intérêt de la conception du circuit de commande à base de microcontrôleur. Les résultats de la simulation avec « Proteus » montrent que le circuit de commande a généré les signaux de commande avec une grande précision. Grâce à ce circuit de commande, les courbes des grandeurs de sortie sont bien restituées avec les angles précalculés. En plus, les résultats de la simulation avec « Matlab » sont intéressants car les tensions de sortie présentent un contenu harmonique réduit. Les analyses spectrales des courbes de tension de sortie montrent que les trois commandes ont réussi à atténuer les harmoniques qu’elles visent à soumettre. Les harmoniques de rang inférieur (3, 5, 7 et 9), qui sont nuisibles aux systèmes de contrôle électroniques, sont atténués à des faibles taux. Donc, les résultats des simulations avec « Proteus / ISIS » et « Matlab / Simulink / SimPowerSystems » sont directement exploitables.

A part la stratégie de modulation à sélection d’harmoniques à éliminer, il existe d’autres techniques de commande qui contribuent à l’amélioration de la qualité d’énergie électrique. Actuellement, la MLI vectorielle est largement utilisée pour commander les onduleurs pour réaliser les filtres actifs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Guy SEGUIER, « L'électronique de puissance », DUNOD, 1989.
- [2] Harlin S. ANDRIATSIHOARANA, «Cours électronique de puissance 5ème année GE, ESPA», 2014.
- [3] Harlin S. ANDRIATSIHOARANA, « Les convertisseurs d'énergie intégrés dans l'automatisme industriel » HDR à l'ESPA, 2010.
- [4] Marcel Daniel Epanya, « Application du filtrage actif pour une mise en œuvre de méthode de prédiction et de contrôle d'harmoniques dans un réseau de distribution électrique » Thèse de doctorat à l'Université du Québec à Trois-Rivières, Septembre 2010.
- [5] Martin AIMÉ, « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires » Thèse de doctorat à l'Institut National Polytechnique de Toulouse ,14 novembre 2003.
- [6] P. Ladoux, G. Ollé, « Compensateur d'harmoniques et de puissance réactive », Système didactique, 2001.
- [7] Abdelkader BOUKAROURA, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche BondGraph », Mémoire d'ingénieur à l'université FERHAT ABBAS DE SETIF Algérie, 2009.
- [8] Michel Pinard, « Convertisseurs et électronique de puissance », DUNOD, 2007.
- [9] Didier Magnon, « Les composants électroniques de commutation », Cours de commutation, 2004.
- [10] Daniel Depernet, « Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone », Thèse de doctorat à l'Université de REIMS CHAMPAGNE-ARDENNE, 1995.
- [11] Kamel Merabet, « Commande mu d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée », Mémoire d'ingénieur à l'Université du Québec à Trois-Rivières, décembre 2011.
- [12] C.GLAIZE, « Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance », Février 2002.
- [13] Aristide DADE, « Amélioration de la qualité de l'énergie électrique de l'aérogare de Cotonou par l'utilisation d'un onduleur MLI », Mémoire d'ingénieur, Mars 2013.

- [14] BRAHIMI Abdelkrim et GUEZOULI Housseine, « Etude et réalisation d'une carte de commande à base d'un microcontrôleur PIC 16F877 pour ponts redresseurs triphasés à thyristors », Mémoire d'ingénieur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd Tlemcen Algérie, Octobre 2014.
- [15] François COSTA, « Electronique de puissance avancée », Module MR2.
- [16] Stefan L. CAPITANEANU, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », Thèse de doctorat à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [17] Leila MOUSSAOUI, « Etude de la commande de l'ensemble machine asynchrone-onduleur à source de courant », Thèse de doctorat à l'université de BATNA, 2007.
- [18] Davida N. RAZAFINDRATSARAVAHY, « Conception de commande programmées d'onduleur triphasé multiniveau NPC3. Simulations sous PROTEUS ISIS et sous Matlab/Simulink-Simpowersystems » Mémoire d'ingénieur à l'ESPA, 2012.
- [19] Bigonoff, « La programmation des PIC », site web : www.bigonoff.org, 2007
- [20] C. Collombet, J.M. Lupin, J. Schonek, « Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement », Cahier technique n°152, Schneider Electric, 2001
- [21] Ph. Ferracci, « La qualité de l'énergie électrique » Cahier technique n° 199, Schneider Electric, 2001.
- [22] Microchip Technology Inc, « PIC16F84A Datasheet », 2001.
- [23] Labcenter Electronics, "Proteus Design Suite, brochure", URL www.labcenter.com
- [24] Toshiba International Corporation, "G9000 Uninterruptible Power Supply Multi-level PWM IGBT Technology", White paper, 2008.
- [25] Boubacar HOUSSEINI, « Prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction », Mémoire d'ingénieur à l'Université du Québec à Trois-Rivières, décembre 2010.
- [25] V.TOURTCHINE, « Programmation en mikroC. Application pour les microcontrôleurs de la famille PIC », UNIVERSITE M'HAMED BOGARA DE BOUMERDES, 2012.
- [26] Sophie FERNANDEZ, « Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau », Thèse de doctorat à l'université de Lille 1, Octobre 2013.
- [27] Ben Z. HOURIA, « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire d'ingénieur à l'université d'Annaba, 2010.

[28] Siriroj Sirisukprasert "Optimized harmonic stepped-waveform for multilevel inverter"
Thèse au Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 15 Septembre 1999

ANNEXES

ANNEXE 1 : ALGORITHME DE NEWTON- RAPHSON

Principe de la méthode

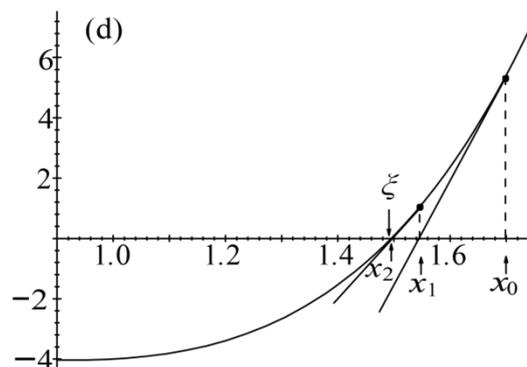
On considère l'équation $f(x)=0$ qu'on essaie de résoudre.

Soit x_0 dans $[a, b]$. La tangente à la courbe d'équation $y=f(x)$ au point $M_0(x_0, f(x_0))$ coupe l'axe Ox en x_1 .

En itérant le même procédé, on obtient une suite (x_n) définie par :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad \text{Equation 23}$$

L'itération s'arrête lorsque $\Delta x = |x_{n+1} - x_n| < \xi$, la solution sera alors $\alpha = x_{n+1}$.



Appliquant le principe à un système d'équation non-linéaire :

$$\begin{cases} f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \\ \dots \\ f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \end{cases} \quad \text{Equation 24}$$

On aura la suite numérique:

$$\begin{aligned} [x_{k+1}] &= [x_k] - \mathbf{J}_k^{-1} \cdot [f(x_k)] \\ [x_{k+1}] - [x_k] &= -\mathbf{J}_k^{-1} \cdot [f(x_k)] \end{aligned} \quad \text{Equation 25}$$

En généralisant :

$$\mathbf{J}(x) \cdot \Delta x = -f(x) \quad \text{Equation 26}$$

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{pmatrix}, J(x) \text{ étant la matrice jacobienne tel que } J(m, n) = \frac{\partial f_m}{\partial x_n}.$$

Démonstration analytique

Le développement de la série de Taylor d'une fonction $f_i(x)$ au voisinage du point x s'écrit :

$$f_i(x + \Delta x) = f_i(x) + \sum_{j=1}^n \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \Delta x_j + O(\Delta x^2) \quad \text{Equation 27}$$

En négligeant le terme $O(\Delta x^2)$, on a :

$$f(x + \Delta x) = f(x) + J(x) \Delta x \quad \text{Equation 28}$$

Où $J(x)$ est la matrice jacobienne (de dimension $n \times n$) composée par les dérivées partielles :

$$J_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad \text{Equation 29}$$

Le vecteur Δx étant une variable que l'on déterminera, on suppose que $x + \Delta x$ soit la solution, donc $f(x + \Delta x) = 0$. Le résultat est un système d'équation linéaire en Δx :

$$J(x) \Delta x = -f(x) \quad \text{Equation 30}$$

En effet, soit un système de deux équations :

$$\begin{cases} f_1(x_1, x_2) = 0 \\ f_2(x_1, x_2) = 0 \end{cases} \quad \text{Equation 31}$$

En prenant le développement de la série de Taylor au premier ordre au voisinage du point (x_{1k}, x_{2k}) , on aura :

$$\begin{aligned} f_1(x_1, x_2) &\cong f_1(x_{1k}, x_{2k}) + \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \Big|_{x_{1k}, x_{2k}} (x_1 - x_{1k}) + \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \Big|_{x_{1k}, x_{2k}} (x_2 - x_{2k}) = 0 \\ f_2(x_1, x_2) &\cong f_2(x_{1k}, x_{2k}) + \frac{\partial f_2}{\partial x_1} \Big|_{x_{1k}, x_{2k}} (x_1 - x_{1k}) + \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \Big|_{x_{1k}, x_{2k}} (x_2 - x_{2k}) = 0 \end{aligned} \quad \text{Equation 32}$$

Sous forme matrice-vectorielle,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2) \\ f_2(x_1, x_2) \end{bmatrix} &\cong \begin{bmatrix} f_1(x_{1k}, x_{2k}) \\ f_2(x_{1k}, x_{2k}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \partial f_1 / \partial x_1 & \partial f_1 / \partial x_2 \\ \partial f_2 / \partial x_1 & \partial f_2 / \partial x_2 \end{bmatrix}_{(x_{1k}, x_{2k})} \begin{bmatrix} x_1 - x_{1k} \\ x_2 - x_{2k} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Equation 33}$$

Puisque la solution à chercher est (x_1, x_2) , en généralisant l'expression précédente:

$$\begin{bmatrix} x_{1,k+1} \\ x_{2,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1k} \\ x_{2k} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_1(x_{1k}, x_{2k}) \\ f_2(x_{1k}, x_{2k}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \partial f_1 / \partial x_1 & \partial f_1 / \partial x_2 \\ \partial f_2 / \partial x_1 & \partial f_2 / \partial x_2 \end{bmatrix}_{(x_{1k}, x_{2k})}^{-1} \begin{bmatrix} f_1(x_{1k}, x_{2k}) \\ f_2(x_{1k}, x_{2k}) \end{bmatrix} \quad \text{Equation 34}$$

$$x_{k+1} = x_k - J_k^{-1} f(x_k), \text{ où } J \text{ la matrice jacobienne.}$$

En posant $\Delta x = x_{k+1} - x_k$, on retrouve l'expression $J(x)\Delta x = -f(x)$.

Algorithme de Newton-Raphson

- 1) Estimer la valeur initiale du vecteur x
- 2) Evaluer $f(x)$
- 3) Calculer la matrice jacobienne
- 4) Résoudre le système d'équation en calculant Δx .

$$\Delta x = -J^{-1}(x) \cdot f(x)$$

- 5) $x = x + \Delta x$ et répéter les étapes 2-5.

Le processus continue jusqu'à ce que $|\Delta x| < \varepsilon$.

ANNEXE 2 : NORME DE COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

La série des normes de compatibilité électromagnétique « CEI 61000 » définissent certaines limites concernant les harmoniques, notamment :

- CEI 61000-3-2 qui définit des limites d'émission de courant harmonique par les appareils consommant moins de 16 A par phase (sauf certaines catégories d'appareils - voir la norme). Le cas des appareils consommant au-delà de 16 A est examiné dans le rapport technique CEI 61000-3-4 et devrait être précisé par une norme CEI 61000-3-12 en préparation.
- CEI 61000-2-2 qui définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension (Tableau 6).
- CEI 61000-2-4 qui définit les niveaux de compatibilité dans les réseaux d'installations industrielles.

Rappelons qu'un niveau de compatibilité n'est pas une limite absolue ; il peut être dépassé avec une faible probabilité. Les valeurs données suivantes sont à titre indicatif.

- machines synchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,3 à 1,4 % ;
- machines asynchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,5 à 3,5 % ;
- câbles : distorsion admissible en tension âme-écran = 10 % ;
- condensateurs de puissance : distorsion en courant = 83 % ce qui donne une surcharge de 30 % (1,3 I nominale), la surcharge en tension pouvant atteindre 10 % ;
- électronique sensible : distorsion en tension 5 %, taux individuel 3 % suivant le matériel.

Harmoniques impairs non multiples de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique	Tension harmonique	Rang harmonique	Tension harmonique	Rang harmonique	Tension harmonique
n	%	n	%	n	%
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2+0,52.5/n$				

Tableau 6 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (CEI 61000-2-2).

Titre : **COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR DC-AC TRIPHASE A FAIBLE TAUX D'HARMONIQUES PAR UN MICROCONTROLEUR**

Auteur : Mr. RAKOTOARIVelo Sombiniaina Hasina Michaël

Contacts : 033 19 184 98 / 032 65 315 32

E-mail : hasina_rakotoarivelo@yahoo.fr

Nombre de pages : 138

Nombre de figures : 144

Nombre de tableaux : 6

Nombre d'équations : 34

RESUME

La stratégie de modulation à sélection d'harmoniques à éliminer est une technique de commande très efficace pour améliorer la qualité des tensions de sortie de l'onduleur. Dans ce travail, on a utilisé cette technique de commande pour atténuer les harmoniques dans les tensions de sortie d'un onduleur triphasé. On a réalisé cette technique de commande à l'aide d'un circuit de commande à base de microcontrôleur. Le microcontrôleur utilisé est le PIC 16F84A. On a établi des simulations avec « Matlab » pour justifier l'efficacité de cette technique de commande.

Mots clés : Commande, onduleur, harmonique, PIC16F84A, Matlab

ABSTRACT

The selective harmonic eliminated pulse width modulation technique is a very efficient control technique to improve the quality of inverter output voltages. In this work, this control technique is used to reduce harmonics in the output voltages of a three phase inverter. This control technique is realized using a control circuit. The control circuit is based on microcontroller and the microcontroller used is the PIC 16F84A. Simulations were established with "Matlab" to verify the efficiency of this control technique.

Directeur de mémoire : Professeur ANDRIATSIHOARANA Harlin Samuel