UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MISE EN ŒUVRE D'UN MODÈLE GÉNÉRIQUE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL DANS LES ENVIRONNEMENTS EMTP-RV ET MATLAB-SIMULINK

LYES AÏT OUBELLI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

DÉCEMBRE 2011

© Lyes Aït Oubelli, 2011.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

MISE EN ŒUVRE D'UN MODÈLE GÉNÉRIQUE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL DANS LES ENVIRONNEMENTS EMTP-RV ET MATLAB-SIMULINK

Présenté par : AÏT OUBELLI Lyes

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. APRIL Georges-Émile, M.Sc., président

M. ROY Gilles, M.Sc.A., membre et directeur de recherche

M.MAHSEREDJIAN Jean, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. LENOIR Laurent, Ph.D., membre

DÉDICACE

À mes parents Djaffar et Horia,

à mon frère Samy

et ma petite sœur Ania

REMERCIEMENTS

J'adresse mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce projet.

Tout d' abord, c 'est a vec la plus grande g ratitude q ue je r emercie mon d irecteur d e recherche, M. Gilles R oy, p our la c onfiance q u'il m'a accordée et pour m'avoir s outenu t out a u long de mes travaux.

Je tiens également à remercier mon co-directeur, M. Jean Mahseredjian, pour sa patience et ses encouragements.

Je remercie aussi tout le personnel du département d'énergie électrique, professeurs, secrétaires et techniciens po ur la formidable a mbiance q u'ils o nt su c réer a u s ein d e notre département.

Merci à mes collègues et amis avec qui j'ai partagé de merveilleux moments, et qui m'ont accompagné et soutenu au cours de ce projet.

Finalement, je remercie ma famille pour l'ambiance chaleureuse dont elle m'a entourée, de sa patience et de sa générosité tout au long de la réalisation de ce mémoire.

RÉSUMÉ

Le convertisseur matriciel est un dispositif de conversion directe de fréquence (CDF), dont la commande est réalisée par un échantillonnage à fréquence élevée de la source d'alimentation. Depuis les premiers travaux réalisés par Venturini et Alesina dans le début des années 1980, plusieurs algorithmes de commande ont été mis au point.

Dans le cadre de ce projet, trois algorithmes de commandes sont considérés : l'algorithme de Venturini & Alesina, l'algorithme scalaire de Roy & April et la commande par modulation du vecteur d'espace.

Un modèle de simulation générique capable de réaliser ces trois types de commande a été mis au point dans les environnements EMTP-RV et SPS de Matlab/Simulink; ce modèle facilite grandement les essais comparatifs entre ces divers algorithmes. De plus, ce modèle est en mesure de mettre en évidence les forces et les faiblesses associées à la structure matricielle même.

Finalement, une nouvelle structure de convertisseur direct, basée sur la configuration du convertisseur de Ćuk, est explorée dans la perspective de remédier aux problèmes de la génération d'harmoniques et aux effets de commutation "dure" dans les commutateurs statiques. Un convertisseur alternatif-alternatif monophasé inspirée de l'approche de demi-convertisseurs a été mis au point. L'analyse spectrale des signaux démontrent, entre autres, le potentiel de cette nouvelle structure.

ABSTRACT

The matrix converter is a direct frequency changer (DFC) whose control is achieved by sampling the voltage source at high frequencies. Several control algorithms have been developed following the works of Venturini and Alesina in the early 1980s,

As part of this project, three control algorithms are considered : the Venturini & Alesina algorithm, the scalar algorithm by Roy & April and the space vector modulation (SVM).

A generic simulation model has been designed to implement these three algorithms in EMTP-RV and SPS Matlab / Simulink. The model makes much easier the comparative tests between the algorithms. Moreover, the model can be used to highlight the strengths and weaknesses of matrix structure itself.

A new converter structure, based on the Ćuk configuration, is explored with the intention to address the problems related to the harmonic generation and the hard commutation in the static switches. An AC-AC single-phase converter, based on two semi-converters, has been developed. The spectrum analysis of the input and output signals is conducted to show the potential of this new structure.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE III

REMERCIEMENTS IV

RÉSUMÉ V

ABSTRACT VI

TABLE DES MATIÈRES VII

LISTE DES TABLEAUX XII

LISTE DES FIGURES XIII

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS XXI

LISTE DES ANNEXES XXIV

CHAPITRE 1 INTRODUCTION 1

1.1 Mise en contexte 1

1.2 Le convertisseur matriciel 3

1.3 Problématique 4

1.4 Objectifs 5

1.5 Méthodologie 7

1.5.1 Réalisation d'un modèle générique du convertisseur matriciel 7

1.5.2 Modification de la cellule de commutation du convertisseur matriciel 8

1.6 Plan par chapitres 9

CHAPITRE 2 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL 10

2.1 État de l'art 10

2.2 Convertisseur matriciel et convertisseur à circuit intermédiaire 12

2.2.1 Convertisseur CA-CA à fréquence intermédiaire 12

2.2.2 Le convertisseur matriciel 14

2.3 Circuits du convertisseur matriciel 16

2.3.1 Configurations du convertisseur matriciel 16

2.3.2 Convertisseur matriciel monophasé 16

2.3.3 Convertisseur matriciel triphasé 18

2.4 Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé 18

2.4.1 Calcul des rapports cycliques des interrupteurs 22

2.5 L'interrupteur bidirectionnel 24

2.5.1 Les risques de défaut lors des commutations 27

2.6 Amélioration du ratio de tension 30

2.7 Fonctionnement du convertisseur matriciel 34

2.7.1 Filtre d'entrée 35

2.7.2 Circuit de protection 41

2.8 Résumé 42

CHAPITRE 3 COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL 43

3.1 Commande des convertisseurs matriciels 44

3.1.1 Méthode de Venturini & Alesina 44

3.2 Méthode Scalaire de Roy & April 51

3.2.1 Description de la méthode 51

3.2.2 Calcul des temps de fermetures des interrupteurs 53

3.2.3 Réglage du facteur de déplacement 55

3.3 Méthode de modulation du vecteur d'espace 56

3.3.1 Représentation des vecteurs stationnaires 58

3.3.2 Détermination des rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs 62

3.4 Génération d'impulsions et séquenceur 63

3.5 Exemple de résultats obtenus pour chaque méthode de commande 64

3.5.1 Exemple de résultats avec l'algorithme de Venturini 64

3.5.2 Exemple de résultats avec la commande scalaire 65

3.5.3 Exemple de résultats avec la modulation du vecteur d'espace 67

3.6 Résumé 69

CHAPITRE 4 MODÈLES DE SIMULATION 70

4.1 Contexte du modèle de simulation 70

4.2 Logiciels de simulation 71

4.2.1 EMTP-RV 71

4.2.2 SimPowerSystems de Matlab/Simulink 72

4.3 Le processus de simulation 73

4.4 Modèles de simulation 74

4.4.1 Généralités 74

4.4.2 Présentation du modèle 75

4.4.3 Fonctionnement du modèle de simulation 77

4.4.4 Comportement d'un interrupteur réel 78

4.4.5 Modélisation du convertisseur matriciel sous SPS et EMTP-RV 83

4.4.6 Modèle sous SPS 86

4.4.7 Modèle sous EMTP-RV 86

4.5 Résumé 87

CHAPITRE 5 RÉSULTATS DE SIMULATION 88

5.1 Essai n°1 89

5.1.1 Description 89

5.1.2 Paramètres 90

5.1.3 Résultats 90

5.2 Essai n°2 102

5.2.1 Solution à la limitation du ratio de tension 103

5.2.2 Fréquence de sortie nulle 109

5.2.3 Contrôle du facteur de déplacement 113

5.3 Essai n°3 118

5.3.1 Comportement de l'algorithme de Venturini en régime déséquilibré 118

5.3.2 Comportement de l'algorithme scalaire en régime déséquilibré 120

5.3.3 Comportement de la méthode de modulation du vecteur d'espace en régime déséquilibré 122

5.4 Résumé 124

CHAPITRE 6 NOUVELLE STURCTURE DE CONVERTISSEUR CA-CA À BASE DE CONVERTISSEUR DE CUK 126

6.1 Rappel sur le convertisseur de Cuk 126

6.1.1 Gain idéal d'un convertisseur de Cuk 128

6.1.2 Convertisseur Cuk bidirectionnel 128

6.2 Construction d'un convertisseur CA/CA monophasé à partir de la configuration de Cuk 128

6.3 Construction d'un convertisseur CC-CA et CA-CC à partir du convertisseur Cuk 134

6.4 Méthode de contrôle 134

6.5 Méthode scalaire pour le calcul des rapports cycliques des interrupteurs 139

6.6 Résultats de simulation 140

6.6.1 Données de simulation 140

6.6.2 Données du circuit 140

6.6.3 Résultats 141

6.7 Discussion 145

6.8 Résumé 148

CONCLUSION 149

BIBLIOGRAPHIE 151

ANNEXES 154

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2-1: Tableau comparatif du convertisseur matriciel à fréquence intermédiaire 15

Tableau 2-2 : Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant positif.....28

Tableau 2-3: Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant négatif.....28

Tableau 3-1: Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs tournants) 56

Tableau 3-2 : Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs stationnaires).....57

Tableau 3-3: Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs nuls) 58

Tableau 3-4: Configurations communes selon les secteurs des vecteurs références 59

Tableau 4-1: Cas de figures probables lors de l'évaluation des commutation.....81

Tableau 4-2: Cas de figures complémentaires 81

Tableau 4-3: Sommaire des équations de mise en œuvre des cas complémentaires.....82

Tableau 5-1: Paramètres de simulation du premier essai.....90

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1 : Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à diodes 13

Figure 2.2: Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à IGBT 14

Figure 2.3: Circuit généralisé du convertisseur matriciel 16

Figure 2.4: Convertisseur matriciel monophasé sans point milieu 17

Figure 2.5: Convertisseur matriciel monophasée à une branche de sortie 17

Figure 2.6:Structure triphasée du convertisseur matriciel..... 18

Figure 2.7 : Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteur S ij sur une période d'échantillonnage 20

Figure 2.8: Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel..... 21

Figure 2.9: Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel 24

Figure 2.10: Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels..... 25

Figure 2.11: Assemblage d'interrupteurs trois quadrants 25

Figure 2.12: Assemblages pour la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels 26

Figure 2.13: Interrupteurs 4 quadrants utilisables dans un convertisseur matriciel 26

Figure 2.14: Circuit illustrant la commutation entre deux interrupteurs..... 27

Figure 2.15: Illustration du cheminement du courant entre la source et la charge (V>0;I>0) avec une stratégie de commutation par étapes..... 29

Figure 2.16 : Zone de construction des ondes de sortie 31

Figure 2.17 : Zone de construction des ondes de sortie après modification du point neutre de la source pour un gain maximal de 75 % 32

Figure 2.18: Effet de la modification du point neutre de la source 32

Figure 2.19 : Tensions de phase de sortie pour l'obtention d'un gain de 0.866 sur les tensions de lignes 33

Figure 2.20:Construction des tensions de ligne à partir des tensions de phase de sortie modifiées 34

Figure 2.21 : Courant de source d'un convertisseur matriciel est son contenu fréquentiel 35

Figure2.22 : Circuits des filtres passifs communément utilisés pour le convertisseur matriciel 36

Figure 2.23 : Illustration de l'effet de la résistance d'amortissement sur un filtre L-C 37

Figure 2.24 : Circuit monophasée simplifié du filtre et du convertisseur à la fréquence fondamentale 37

Figure 2.25 : Circuit d'un filtre amorti du second ordre et de sa caractéristique Y(f) 39

Figure 2.26 : Évolution du courant de source avec la charge pour un filtre L-C 40

Figure 2.27 : Évolution du courant de source avec la charge pour un filtre amorti du 3eme ordre 40

Figure 2.28 : Circuit de puissance complet du convertisseur matriciel avec circuits connexes 41

Figure 3.1 : Convertisseur matriciel trois phases à une phase 46

Figure 3.2 : synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k, à partir des tensions d'entrées. 47

Figure 3.3 : Évolution de la référence $V_{o,\ réf}$ de la séquence k à k+1 (cas général).....47

Figure 3.4 : Construction du système de tensions K, L, M 52

Figure 3.5 Hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée 59

Figure 3.6 : Exemple de représentation des vecteurs de tension et de courant de référence 60

Figure 3.7 : Exemple d'établissement des signaux de commande avec une modulation simple pente 63

Figure 3.8 : Exemple de tension de phase construite par l'algorithme de Ventuini &Alesina.....64

Figure 3.9 : Agrandissement sur la de tension de phase avec la méthode de Ventuini &Alesina ..64

Figure 3.10 : Exemple de signaux de commande obtenus avec l'algorithme de Venturini & Alesina 65

Figure 3.11 : Exemple de tension de phase construite par l'algorithme scalaire.....65

Figure 3.12: Agrandissement sur la de tension de phase avec la méthode scalaire 66

Figure 3.13: Exemple de signaux de commande obtenus avec l'algorithme scalaire 66

Figure 3.14: Exemple de tension de phase construite avec modulation du vecteur d'espace 67

Figure 3.15: Agrandissement sur la de tension de phase avec modulation du vecteur d'espace....67

Figure 3.16: Exemple de signaux de commande obtenus avec modulation du vecteur d'espace ..68

Figure 4.1 : Schéma de résolution d'un circuit comportant des éléments non-linéaires sous SPS [33] 73

Figure 4.2: Schéma d'un processus en boucle ouverte (B.O).....73

Figure 4.3:Schéma d'un processus en boucle fermée (B.F) 74

Figure 4.4: Circuit global d'un circuit d'électronique de puissance 75

Figure 4.5: Schéma synoptique fonctionnel du modèle de simulation 76

Figure 4.6: Schéma synoptique fonctionnel détaillé du convertisseur matriciel modélisé 76

Figure 4.7 : Circuit électrique simplifié du modèle générique de simulation.....77

Figure 4.8: Comportement d'un interrupteur commandé lors de changement d'état. 78

Figure 4.9 : Organigramme pour la détermination des temps d'activation (t_i, t_j, t_k) avec une condition limite 80

Figure 4.10: Modèle de la diode sous SPS.....84

Figure 4.11: Modèle de la diode non linéaire sous EMTP-RV.....84

Figure 4.12: modèle de base d'un IGBT.....85

Figure 4.13: Modèle d'IGBT réalisé sous EMTP-RV.....85

Figure 5.1: Schéma du circuit des essais de validation du modèle 89

Figure 5.2: Tension de ligne produite par la source.....91

Figure 5.3: Tension de ligne Vab produite à la charge (SPS).....92

Figure 5.4: Tension de ligne Vab produite à la charge (EMTP-RV) 92

Figure 5.5: Agrandissement sur 2 périodes de la tension de ligne (SPS).....93

Figure 5.6: Agrandissement sur 2 périodes de la tension ligne (EMTP-RV) 93

Figure 5.7: Tension de la phase "a" à la charge (SPS) 94

Figure 5.8: Tension de la phase "a" à la charge (EMTP-RV) 95

Figure 5.9:Courants à l'entrée et à la sortie du filtre d'entrée (SPS) 96

Figure 5.10: Courants à l'entrée du filtre d'entrée (EMTP-RV) 96

Figure 5.11: Courants à la sortie du filtre d'entrée (EMTP-RV) 96

Figure 5.12:Agrandissement du courant en amont et en aval du filtre d'entrée (SPS).....97

Figure 5.13: Agrandissement du courant en amont du filtre d'entrée (EMTP-RV) 97

Figure 5.14: Agrandissement du courant en aval du filtre d'entrée (EMTP-RV) 97

Figure 5.15: Analyse spectrale du courant d'entrée du convertisseur matriciel 99

Figure 5.16: Analyse spectrale du courant de source filtré 99

Figure 5.17:Courant de sortie de la phase "a" (SPS).....100

Figure 5.18: Courant de sortie de la phase "a" (EMTP-RV).....100

Figure 5.19: Courants de sortie sur les trois phases (SPS).....101

Figure 5.20: Courants de sortie sur les trois phases (EMTP-RV).....101

Figure 5.21: Schéma du circuit d'essais pour un ratio de tension supérieur à 50% 102

Figure 5.22: Tension de ligne à la charge avec la méthode de Venturini (SPS).....103

Figure 5.23 : Tension de charge de la phase "a" avec la méthode de Venturini (SPS).....104

Figure 5.24: Courants de charge sur les trois phases avec la méthode de Venturini (SPS).....104

Figure 5.25: Courant de charge de la phase "a" avec la méthode de Venturini (SPS).....105

Figure 5.26: Tension de ligne à la charge avec la modulation du vecteur d'espace (SPS) 105

Figure 5.27: Tension de la phase "a" à la charge avec la modulation du vecteur d'espace (SPS)106

Figure 5.28: Courants de charge sur les trois phases avec la modulation du vecteur d'espace (SPS) 106

Figure 5.29: Courant de charge de la phase "a" la modulation du vecteur d'espace (SPS).....107

Figure 5.30 : Mise en évidence du maximum de tension pour la modulation du vecteur d'espace 108

Figure 5.31 : Circuit du convertisseur matriciel en demi-convertisseur 108

Figure 5.32 : Schéma du circuit d'essai pour une fréquence de sortie nulle 109

Figure 5.33 : Tension de ligne à la charge obtenue avec la méthode scalaire (SPS) 110

Figure 5.34 : Système de tension de lignes de charge (SPS) 110

Figure 5.35 : Tension de charge de la phase "a" (SPS) 111

Figure 5.36 : Courants en amont en aval du filtre 111

Figure 5.37 :courant de charge de la phase "a" (SPS) 112

Figure 5.38 : Courants des charges à la sortie du convertisseur (SPS) 112

Figure 5.39 : Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Venturini et pour un filtre amorti 113

Figure 5.40 : Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Venturini et pour un filtre L-C 114

Figure 5.41 : Mise en évidence du contrôle de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Scalaire et pour un filtre amorti (déphasage=0°) 114

Figure 5.42 : Agrandissement pour la mesure du déphasage (déphasage=0°) 115

Figure 5.43 : Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Scalaire et pour un filtre amorti (déphasage=-30°) 115

Figure 5.44 : Agrandissement pour la mesure du déphasage (déphasage=-30°) 116

Figure 5.45 : Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Scalaire et pour un filtre amorti (déphasage=+30°) 116

Figure 5.46 : Agrandissement pour la mesure du déphasage (déphasage=+30°) 117

Figure 5.47 : Comparaison entre la référence de tension et le résultat obtenu par l'algorithme de Venturini pour un régime déséquilibré 118

Figure 5.48 : Agrandissement sur les crêtes de la tension de ligne de la charge obtenu par l'algorithme de Venturini pour un régime déséquilibré 119

Figure 5.49: Courants de sortie obtenus par l'algorithme de Venturini pour un régime déséquilibré 119

Figure 5.50: Comparaison entre la référence de tension et le résultat obtenu par l'algorithme Scalaire pour un régime déséquilibré 120

Figure 5.51 : Agrandissement sur les crêtes de la tension de ligne de la charge obtenu par l'algorithme Scalaire pour un régime déséquilibré 121

Figure 5.52: Courants de sortie obtenus par l'algorithme Scalaire pour un régime déséquilibré 121

Figure 5.53 : Comparaison entre la référence de tension et le résultat obtenu par modulation du vecteur d'espace pour un régime déséquilibré 122

Figure 5.54 : Agrandissement sur les crêtes de la tension de ligne de la charge obtenu par la modulation du vecteur d'espace pour un régime déséquilibré 123

Figure 5.55: Courants de sortie obtenus par modulation du vecteur d'espace pour un régime déséquilibré 123

Figure 6.1 : Structure du convertisseur Cuk 126

Figure 6.2 : Configuration du convertisseur lorsque l'interrupteur K est à l'état ouvert (Étape 1) 127

Figure 6.3: Configuration du convertisseur lorsque la diode D est à l'état ouvert (Étape 2) 127

Figure 6.4: Circuit du convertisseur matriciel monophasé sans point milieu 129

Figure 6.5: Circuit d'un variateur d'amplitude constitué de deux configurations de Cuk 129

Figure 6.6: Résultats obtenus à l'entrée de la structure à base de convertisseur Cuk 130

Figure 6.7: Résultats obtenus à la sortie de la structure à base de convertisseur Cuk 130

Figure 6.8 : Analyse fréquentielle du courant de source de la structure à base de convertisseur Cuk 131

Figure 6.9: Résultats obtenus à l'entrée de la structure d'un convertisseur matriciel monophasé 132

Figure 6.10: Résultats obtenus à la sortie de la structure d'un convertisseur matriciel monophasé 133

Figure 6.11: Analyse fréquentielle du courant de source de la structure d'un convertisseur matriciel monophasé 133

Figure 6.12 : Schéma du circuit pour la réalisation d'un convertisseur élémentaire à base du convertisseur Cuk 134

Figure 6.13: Stratégie de construction de l'onde pour le cas d'une conversion CA-CC..... 135

Figure 6.14: Construction de l'onde pour la conversion CA-CC 135

Figure 6.15:Maintien de la tension continue 136

Figure 6.16 : Stratégie de construction de l'onde de tension pour le cas d'une conversion CC/CA 136

Figure 6.17: Construction de l'onde pour la conversion CC-CA 137

Figure 6.18: Résultat de la modulation par la nouvelle structure 137

Figure 6.19: Circuit complet du convertisseur CA/CA à base de convertisseur de Cuk 138

Figure 6.20:Tension et courant de source du convertisseur CA-CA (f_{comm}=20kHz) 141

Figure 6.21 : Tension du lien à courant continu du convertisseur CA/CA(f_{comm}=20kHz) 142

Figure 6.22 : Tension et courant de charge du convertisseur CA/CA(f_{comm}=20kHz) 142

Figure 6.23 : Tension et courant de source du convertisseur CA/CC(f_{comm}=20kHz) 143

Figure 6.24 : Tension et courant de charge du convertisseur CA/CC(f_{comm}=20kHz) 143

Figure 6.25: Tension et courant de source du convertisseur CC/CA(f_{comm}=20kHz) 144

Figure 6.26: Tension et courant de charge du convertisseur CA/CA(f_{comm}=20kHz) 144

Figure 6.27 :Réponse harmonique du courant de source du convertisseur CA-CA(f_{comm}=20kHz) 145

Figure 6.28: Tension et courant de source du convertisseur CA/CA (f_{comm}=50kHz) 147

Figure 6.29: Tension et courant de charge du convertisseur CA/CA (f_{comm}=50kHz) 147

Figure 6.30 : Réponse harmonique du courant de source du convertisseur CA/CA (f_{comm}=50kHz) 148

Figure 6.31: Exemple d'établissement des signaux de commande avec une modulation double faces asymétrique 155

Figure 6.32: Exemple d'établissement des signaux de commande avec une modulation double faces symétrique 156

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

Liste des abréviations

CA	Courant alternatif.
CC	Courant continu.
CDF	Convertisseur direct de fréquence.
CM	Convertisseur Matriciel.
CMD	Convertisseur Matriciel Direct.
EMTP-RV	ElectroMagnetic Transient Program Revisited Version.
FD	Facteur de Déplacement.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions.
PCC	Point Commun de Connection.
SPS	SimPowerSystem.

Liste des sigles

δ	Rapport cyclique associé à une configuration.
$f_{éch}$	Fréquence d'échantillonnage.
f_i	Fréquence du port d'entrée.
f_o	Fréquence du port de sortie.
φ_i	Déphasage entre la tension d'entrée et le courant d'entrée.
φ_o	Déphasage entre la tension de sortie et le courant de sortie.
h_{ij}	Fonction d'existence de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».

I_A, I_B, I_C	Courants du port d'entrée.
I_a, I_b, I_c	Courants du port de sortie.
I_{CM}	Courant absorbé par le convertisseur matriciel.
I_c	Courant absorbé par un condensateur.
I_S	Courant de source.
I_{Xh}	Courant de la phase d'entrée "X" contenant des harmoniques.
$I_{X,Tech}$	Courant moyen de la phase d'entrée "X" sur une période d'échantillonnage.
K_{ij}	Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
k	Indice d'une séquence d'échantillonnage.
m_{ij}	Rapport cyclique de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
n_v	Numéro de la section où se trouve la phase de la tension de sortie de référence.
n_i	Numéro de la section où se trouve la phase du courant d'entrée de référence.
q	Ratio de tension Sortie sur entrée.
ρ_{KL}	Ratio de tension entre les tension V_K et V_L de la méthode scalaire.
S_{ij}	Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
S_i	Section où se trouve la phase de la tension de sortie de référence.
S_v	Section où se trouve la phase du courant d'entrée de référence.
T_{ech}	Période d'échantillonnage.
T_i	Période du signal d'entrée.
T_o	Période du signal de sortie.
t_1, t_2, t_3	Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase "a" et aux phases "A", "B" et C respectivement.

t_4, t_5, t_6	Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase "b" et aux phases "A", "B" et C respectivement.
t_7, t_8, t_9	Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase "c" et aux phases "A", "B" et C respectivement.
t_K, t_L, t_M	Temps de fermetures des interrupteurs associée aux tensions V_K, V_L, V_M.
t_{limite}	Temps de fermeture minimale d'un interrupteur.
θ_i	Phase initiale de la tension du port d'entrée.
θ_o	Phase initiale de la tension du port de sortie.
V_A, V_B, V_C	Tensions de phase du port d'entrée.
V_a, V_b, V_c	Tensions de phase du port de sortie.
V_K, V_L, V_M	Tensions du système scalaire.
V_{ref}	Tension de référence.
V_o	Tension de sortie.
V_{in}	Tension d'entrée.
$V_{x,Tech}$	Tension moyenne sur une période de l'échantillonnage de la tension de phase "x".
V_S	Tension de source.
V_c	Tension aux bornes d'un condensateur.
ω_i	Fréquence angulaire du port d'entrée.
ω_o	Fréquence angulaire du port de sortie.

LISTE DES ANNEXES

1. Calcul d'un filtre amorti.

2. Méthodes de modulation du vecteur d'espace asymétrique et symétrique

3. Modèle de simulation sur SPS

4. Modèle de simulation sur EMTP-RV

5. Résultats de simulation

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Mise en contexte

L'électronique de puissance est le domaine de l'énergie électrique s'intéressant aux circuits capables de transformer les formes du flux de puissance, dans le but de l'adapter aux besoins des différentes charges connectées au réseau. Dans de nombreuses applications, couvrant une large plage de puissance, la conversion d'énergie est présente dans tous les secteurs de transformation et d'utilisation de l'énergie électrique (domestique, commercial, industriel).

L'évolution de l'électronique et des semi-conducteurs, depuis le début des années 1950, ont permis de faire un bond considérable dans le contrôle et la régulation de l'énergie électrique. Plusieurs s'accordent à dire que l'électronique de puissance est appelée à jouer un rôle majeur durant les prochaines décennies et ce grâce à l'évolution des réseaux électriques, de ces méthodes de gestion et de l'avènement des réseaux intelligents.

D'une manière générale, un convertisseur de puissance est un circuit électrique constitué d'éléments semi-conducteurs (non-linéaires) et d'éléments passifs (linéaires). Il permet de transformer la forme du flux de puissance entre deux sources de natures différentes (tension/courant). Cette transformation se fait grâce à un circuit externe qui doit agir sur les semi-conducteurs avec précision.

Les structures de convertisseurs et les techniques de conversion de puissance dépendent intrinsèquement de la nature des sources reliées au convertisseur. Il existe quatre types de convertisseurs: les redresseurs (CA/CC), les hacheurs (CC/CC), les onduleurs (CC/CA) et les convertisseurs de fréquence directs (CA/CA ou CFD).

La conversion alternative-alternative (CA/CA) est la plus répandue, car le secteur industriel est le principal consommateur d'énergie électrique; les charges industrielles sont, pour l'essentiel, des machines électriques à courant alternatif et de nombreuses applications en dépendent. Entre autres, on peut citer comme exemples d'application :

- La commande des moteurs alternatifs,
- L'interconnexion de réseaux électriques,

- L'amélioration du rendement des systèmes éoliens
- La régulation de l'alimentation électrique des avions.
- Les systèmes de transmission de courant alternatif flexible (FACTS)

Actuellement, au niveau industriel, les convertisseurs CA/CA les plus communs sont les convertisseurs indirects dont la structure est composée d'un redresseur, d'un onduleur et d'un circuit intermédiaire, inductance ou condensateur jouant le rôle d'élément de stockage. Ce type de circuit, très répandu, est utilisé depuis les années 1970. Le redresseur génère du coté source d'alimentation des harmoniques de courant qui se propagent aux autre charges connectées au même segment du réseau, constituant un problème de qualité de l'onde [1]. Quelques solutions ont été apportées tel que l'emploi de filtres passifs ou actifs; il est aussi parfois avantageux d'envisager les systèmes dans leur ensemble afin de mixer les charges et d'éliminer, le cas échéant, les harmoniques qui sont en opposition de phases [2].

Un inconvénient du convertisseur à fréquence intermédiaire est la présence d'un ou plusieurs éléments passifs (condensateur ou inductances). Par leurs poids et leurs volumes, ces éléments hypothèquent l'utilisation de ces convertisseurs particulièrement dans le domaine du transport. Les convertisseurs directs ne possèdent pas de lien à courant continu et sont constitués d'un seul étage. Ils connectent les phases d'entrées aux phases de sorties au travers d'éléments semi-conducteurs uniquement.

Le convertisseur CA/CA le plus commun est le gradateur. Constitué d'une paire de semi-conducteurs montés en tête-bêche, il permet d'ajuster l'amplitude de la tension de sortie mais non sa fréquence. Plusieurs structures pour différentes applications tant en monophasé qu'en triphasé existent [3].

Les cycloconvertisseurs sont des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle. Ils sont utilisés dans des applications à grande puissance nécessitant de basses fréquences d'opération. Ils servent essentiellement à la commande de vitesse de grandes machines synchrones [2].

Le convertisseur matriciel, objet de cette étude, est, quant à lui, un convertisseur direct de fréquence qui ne possède théoriquement pas de limite d'adaptation en fréquence entre ses ports d'entrée et de sortie.

1.2 Le convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur direct de puissance CA/CA constitué exclusivement de semi-conducteurs. Il est également connu sous les noms de convertisseur direct de fréquence (CDF) et de cycloconvertisseur à commutation forcée.

Cette solution, dite ‘ tout silicium’, pour la conversion CA-CA, définit une structure matricielle où chaque phase de sortie est reliée à l’une des phases d’entrée par l’intermédiaire d’un réseau d’interrupteurs bidirectionnels. Les ondes de sortie, qui varient en fréquence et en amplitude, sont construites selon un principe d’échantillonnage des signaux d’entrées.

Les avantages inhérents du convertisseur matriciel liés à sa structure sont entre autres :

- L’obtention de courants quasi-sinusoïdaux à l’entrée et à la sortie ne contenant pas d’harmoniques de bas ordre.
- Le réglage du facteur de déplacement à l’entrée qui permet de faire de la compensation réactive et, dans une certaine mesure, de réduire les coûts associés au matériel de compensation réactive.
- L’opération inhérente dans les quatre quadrants offre la bidirectionnalité du flux de puissance.
- Une capacité spécifique (W/cm3) élevée due à l’absence de lien à courant-continu. Ce point représente l’un des atouts majeurs de ce type de convertisseur, surtout dans les applications de matériel roulant.

1.3 Problématique

Le convertisseur matriciel offre des avantages indéniables et suscite un fort intérêt à différents égards. Cependant, il n'existe pas, à la connaissance de l'auteur, de modèle souple de simulation numérique fonctionnant sur les logiciels spécialisés reconnus internationalement tels que SPS de Matlab et EMTP-RV. Il est à souligner, également, que le convertisseur matriciel n'est que peu abordé dans le cadre de la formation en génie électrique à l'École Polytechnique de Montréal alors que plusieurs travaux de recherche ont été menés sur le sujet. L'absence de modèles éprouvés en simulation de nature conviviale est en partie responsable de cette situation.

Se doter d'un modèle de simulation générique constituera un excellent moyen d'introduire ce convertisseur en classe d'ingénierie électrique en permettant l'étude de son circuit, de sa commande et des circuits connexes nécessaires à son fonctionnement. Par ailleurs dans le cadre de la recherche, ce modèle générique offrira un moyen d'approfondir les connaissances et l'expertise du chercheur.

La seconde problématique abordée dans ce mémoire est liée à des aspects pratiques. Deux points sont mis en relief.

Le fonctionnement même du convertisseur matriciel est basé sur la commutation forcée « dure » entre les phases d'entrée et l'une des phases de sortie. Il est impératif d'installer un filtre entre la source d'alimentation et l'entrée du convertisseur matriciel pour atténuer les effets de cette commutation. Néanmoins, la présence de ce filtre dégrade les performances du convertisseur et réduit notablement son rendement.

La structure du convertisseur matriciel peut, en cas de défaut de commutation ou à cause du comportement non idéal des semi-conducteurs, provoquer soit des courts-circuits entre deux phases d'entrée ou soit l'ouverture momentanée du circuit sur une charge inductive provoquant ainsi des situations dangereuses qui nécessitent l'ajout de circuits de protection et des contraintes accrues sur la commande du convertisseur.

Une nouvelle approche, basée sur une modification radicale du circuit du convertisseur, sera considérée dans le but de parer aux inconvénients cités.

1.4 Objectifs

Le premier objectif est de se doter d'un modèle générique de simulation qui permettra d'étudier et d'analyser le comportement du convertisseur matriciel dans son environnement opérationnel. Les possibilités offertes par un tel modèle sont multiples, tant pour la recherche que pour la formation de futurs ingénieurs. Par exemple, dans le cadre de la recherche, il permettra, entre autres :

- de tester et de comparer différents algorithmes de commande ou d'en tester de nouveaux;
- de tester ou de développer de nouveaux modèles d'interrupteur bidirectionnel;
- de réaliser des processus électriques ou électromécaniques ayant comme circuit d'alimentation le convertisseur matriciel.

Dans le cadre de la formation des ingénieurs en génie électrique, il parait important d'enrichir les cours d'électronique de puissance d'un chapitre portant sur ce convertisseur. Il devient alors impératif de développer du matériel de cours permettant, à travers des laboratoires ou des démonstrations, d'introduire les concepts inhérents au convertisseur matriciel:

- sa structure;
- son fonctionnement;
- ses algorithmes de commande et
- les circuits de filtrage, de protection et de mise sous tension nécessaire à son fonctionnent.

D'une manière générale, la simulation en électronique de puissance offre de nombreux avantages [4] :

- tester de nouveaux concepts rapidement et à moindre frais;
- fournir un outil de formation efficace et souple;
- dépasser les limites imposées par la mise en œuvre physique en réalisant des tests dangereux et/ou destructifs, irréalisables en pratique et

- obtenir des mesures fiables à haute fréquence de commutation sans être trop perturbé par les bruits qui accompagnent, en pratique, les captages et mesures de signaux.

On propose, dans un premier temps, de concevoir un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements de simulation EMTP-RV et SimPowerSystem de MATLAB/Simulink. Ce modèle devra respecter les critères suivants :

- L'usager doit avoir accès à tous les éléments de la structure afin de pouvoir aisément analyser son contenu ou apporter des modifications.
- La définition par modules du circuit afin d'en faire une représentation claire de tous ses éléments.
- L'initialisation du fichier doit s'avérer simple pour l'usager sans négliger des paramètres importants.
- La procédure de récupération des données devra être également claire et simple, et exploiter au mieux les interfaces graphiques des logiciels.

Le second objectif vise l'exploration des possibilités de modifier la structure du convertisseur matriciel a fin de réduire, voire éliminer, d'une part, la compensation harmonique du filtre à l'entrée du convertisseur et d'offrir, d'autre part, une tenue accrue envers tout défaut de commutation causé par le comportement réel des interrupteurs ou par une erreur de commande.

En résumé, le projet comporte donc deux volets :

- Réalisation d'un modèle générique du convertisseur matriciel.
- Modification de la cellule de commutation du convertisseur matriciel pour contrer les effets de la commutation.

1.5 Méthodologie

1.5.1 Réalisation d'un modèle générique du convertisseur matriciel

La mise en œuvre et le fonctionnement d'un modèle de convertisseur matriciel intègrent plusieurs éléments qui se définissent comme suit : Le matériel, l'algorithme, le ou les logiciel(s) et l'interface usager.

- Le matériel : à la Figure 2.6 du chapitre 1, on présente la structure de base du convertisseur matriciel triphasé. Le circuit complet comprend, en plus du convertisseur matriciel, le circuit d'alimentation et le circuit de commande. Le modèle doit être indépendant du choix de l'algorithme qui le commande.
- L'algorithme : cet aspect est relatif à la commande du convertisseur et à la mise en œuvre des différents algorithmes de réglage. Il en existe plusieurs regroupés en deux familles : les algorithmes scalaires et les algorithmes vectoriels. Trois algorithmes sont étudiés dans le cadre de ce projet : l'algorithme de Venturini & Alesina, l'algorithme scalaire de Roy & April et la commande par modulation du vecteur d'espace.
- Les logiciels : il s'agit du support ou de la plate-forme de simulation. Les logiciels employés dans le cadre de ce projet sont EMTP-RV et SimPowerSystem de MATLAB-Simulink. Ces deux logiciels ont une réputation internationale bien établie dans le domaine de la simulation en électrotechnique.
- L'interface usager : il sera conçu de manière à simplifier l'utilisation du modèle de simulation et à visualiser les résultats aisément.

L'architecture d'un modèle de simulation prend en charge les différentes facettes du circuit complet du convertisseur matriciel à savoir le circuit de puissance, le circuit de commande, le séquenceur d'événements, la paramétrisation et les outils de visualisation.

Le choix d'un processus de simulation en boucle ouverte dans un premier temps est justifié par le fait que ce type de simulation est utile pour l'analyse du comportement d'un circuit indépendamment de la dynamique du système qu'il alimente. En général, il constitue une première étape dans l'élaboration de tout nouveau circuit. Les signaux de commande sont

calculés et appliqués au modèle de simulation afin de synthétiser des ondes de tension et de courant prédéterminées. L'observation des résultats de simulation permettra de conclure si la structure étudiée répond aux attentes [5].

1.5.2 Modification de la cellule de commutation du convertisseur matriciel

Cette seconde partie du projet a pour objectif d'explorer la conception d'une nouvelle cellule de commutation. Possédant une meilleure immunité envers les défauts de commutation, elle atténue les effets produits par la commutation forcée.

La stratégie de conception de la nouvelle cellule repose sur l'insertion d'une caractéristique inductive à l'entrée de la cellule, afin que le courant circulant par cette phase soit sans discontinuité, malgré le fonctionnement en discontinuité de courant de l'interrupteur dans cette cellule.

1.6 Plan par chapitres

La rédaction de ce mémoire est réalisée en cinq chapitres :

- Au chapitre 2, une revue des principes du convertisseur matriciel est proposée. Les structures du convertisseur et de ses interrupteurs bidirectionnels sont présentées; les principes, les règles de sa commande et les étapes permettant de construire la matrice des rapports cycliques sont exposés. Finalement, les solutions aux inconvénients usuels du convertisseur (limite du ratio de tension, présence d'harmoniques au courant de source et défauts de commutation) sont passées en revue.
- Au chapitre 3, trois algorithmes de commande sont expliqués dans la perspective de leur mise en œuvre dans un logiciel de support.
- Au chapitre 4, on décrit le modèle générique et son intégration dans les deux logiciels de support. Parallèlement un rappel des objectifs va mettre en relief l'intérêt et la pertinence des choix faits pour la réalisation du modèle générique.
- Au chapitre 5, les résultats obtenus par simulation, grâce au modèle développé, sont présentés. L'analyse des résultats va démontrer, d'une part, le bon fonctionnement du modèle et, d'autre part, démontrer les avantages du convertisseur matriciel.
- Au chapitre 6, une nouvelle structure de convertisseur CA/CA est proposée. Les étapes de sa réalisation et de la mise en œuvre de sa commande sont expliquées. L'analyse spectrale des signaux est utilisée pour mettre en relief les forces et les faiblesses de cette nouvelle structure.
- La conclusion présente une revue des résultats obtenus et une discussion de futurs travaux pour explorer de nouvelles techniques de mise en œuvre des convertisseurs matriciels.

CHAPITRE 2 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL

Ce chapitre couvre différents aspects du convertisseur matriciel et propose un historique relatant les principales étapes de son évolution, de sa première description au présent état de l'art. On y décrit entre autres les montages du convertisseur et les interrupteurs bidirectionnels essentiels à son fonctionnement.

On passe en revue les principales lois de commande du convertisseur matriciel, en mettant en relief leurs avantages et leurs limitations. On porte une attention particulière aux règles de fonctionnement servant à élaborer la matrice de modulation du convertisseur, qui gère toute la séquence de commutation.

Finalement, on propose quelques innovations applicables à l'amélioration du ratio de transfert en tension et à une meilleure performance des circuits de protection et de filtrage.

2.1 État de l'art

Le concept du convertisseur matriciel fut décrit pour la première fois en 1976. L.Gyugi et B.Pelly proposent la réalisation d'un convertisseur direct, utilisant uniquement des interrupteurs bidirectionnels disposés selon une matrice d'interconnexion. Ils expliquent également le principe de construction de l'onde de sortie [6].

En 1980, M. Venturini et A.Alesina mentionnent pour la première fois le nom du convertisseur matriciel. Ils décrivent le circuit du convertisseur, en font l'analyse et définissent le concept de matrice de modulation. Ils élaborent un algorithme de commande permettant de calculer les temps de conduction des interrupteurs en fonction de la forme de l'onde de sortie désirée [7].

À partir de 1983, toute une série de travaux concernant l'analyse et la commande du convertisseur matriciel a été publiée. J.Rodriguez introduit le concept de lien à courant continu fictif afin d'introduire les commandes à base de MLI [8], celles-ci étant bien répandues dans la commande des convertisseurs CA-CC/CC-CA usuels. Les méthodes basées sur l'approche du lien fictif sont nommées « méthodes indirectes ».

En 1985, J .Rodriguez et G .Kastner présentent l'analyse du convertisseur matriciel en utilisant la notion de vecteur d'espace [8]. L.Huber et D.Borojevic élaborent, quatre ans plus tard, une commande par modulation du vecteur d'espace [9].

Parallèlement, en 1987 et en 1989, G.Roy et G.E.April développent un nouvel algorithme scalaire de commande. Plus pratique que celui de Venturini, il permet d'obtenir des résultats sensiblement similaires [10]. La détermination des temps de fermeture, à partir des valeurs instantanées mesurées à l'entrée et à la sortie du convertisseur, conduit à une modulation plus robuste mais nécessite un processeur de calcul rapide [10], [11].

D'autres travaux sur l'élaboration d'algorithmes de commande ont également été réalisés [3] [12] et peuvent être classés en deux familles : algorithmes scalaires et algorithmes vectoriels.

Depuis 1990, les études menées, ont surtout visé à optimiser les performances des systèmes électromécaniques alimentés via un convertisseur matriciel [2], [13], à réduire le nombre de semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur [14] et à apporter des solutions aux inconvénients que présente un convertisseur matriciel, à savoir la limitation du ratio de tension [15], et le fonctionnement en régime déséquilibré [16].

L'un des points déterminant pour assurer l'avenir commercial du convertisseur matriciel réside dans la résolution des problèmes rencontrés lors de la commutation entre deux cellules. Pour assurer un fonctionnement fiable et robuste, des méthodes dites « par étapes » ont vu le jour : par la modification à l'algorithme de commande, ces méthodes réalisent la commutation en passant par des états qui ne comportent pas de court-circuit ou de circuit ouvert [3], [17].

Présentement, Les convertisseurs matriciels sont toujours dans une phase de développement et suscitent de plus en plus d' intérêt dans la conversion CA/CA à cause de la puissance spécifique élevée du dispositif et de la souplesse de sa commande.

Les prochaines étapes de son évolution miseront sur l'amélioration de sa fiabilité, la réduction des coûts de fabrication et l'élaboration d'un véritable élément semi-conducteur bidirectionnel [18].

2.2 Convertisseur matriciel et convertisseur à circuit intermédiaire

Le terme « convertisseur de fréquence » fait souvent référence au convertisseur constitué d'un étage redresseur dont la sortie est connectée à un onduleur par l'intermédiaire d'un lien à courant continu. En effet, ce type de convertisseur est largement répandu, essentiellement dans les applications sur l'alimentation et la commande des moteurs à courant alternatif.

Supporté par des avancées technologiques et vraisemblablement des avantages économiques, on s'attend à ce que les convertisseurs CA-CC/CC-CA soient éventuellement remplacés par les convertisseurs matriciels.

Les avantages inhérents à la structure du convertisseur matriciel n'ont pas suffi d'emblée à l'imposer sur le marché des convertisseurs de puissance, à cause de problèmes aigus liés à sa structure, à savoir les risques de surtension ou de surintensité, la complexité de sa commande et le nombre élevé de semi-conducteurs de puissance nécessitant une très bonne isolation galvanique entre eux.

Les efforts déployés ces vingt dernières années ont permis d'apporter un certain nombre de solutions à ses limitations; et des entreprises manufacturières proposent désormais dans leurs catalogues un convertisseur matriciel sous forme de blocs intégrés de semi-conducteurs; c'est le cas de Fuji[1] et Yaskawa[2] entre autres.

2.2.1 Convertisseur CA-CA à fréquence intermédiaire

Dépendamment du type de liaison mis en œuvre, du type de modulation utilisé et de la nature des commutations de l'étage onduleur, différentes structures sont possibles pour réaliser ce type de convertisseur [19].

---

[1]Référence: http://www.fujielectric.com/company/tech/pdf/r50-3/06.pdf

[2]Référence:http://www.yaskawa.com/site/products.nsf/products/Industrial%20AC%20Drives~matrixconverter.html

Le montage le plus commun, présenté à la Figure 2.1, consiste en un pont redresseur triphasé, avec diodes, connecté à un onduleur, à base d'IGBT, par l'entremise d'un lien CC incluant une inductance de lissage et un condensateur. Pour un fonctionnement en source de courant de l'onduleur, le condensateur est absent.

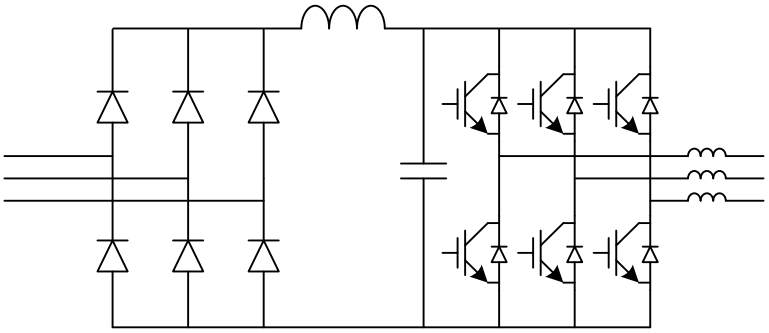


Figure 2.1 : Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à diodes

Deux inconvénients importants de ce type de convertisseur sont : le contenu harmonique basses fréquences du courant de source et l'incapacité à faire circuler le flux de puissance de la charge vers la source pour un fonctionnement bidirectionnel.

L'étage redresseur, en pont triphasé à diodes ou à thyristors, engendre des harmoniques de rang faible $h = 6k \pm 1,\ k \in \mathbb{N}^*$; comme la réglementation en vigueur en Amérique du nord impose de répondre à la norme IEEE 519 (CEI 61000-3 en Europe), il faut prévoir un dispositif de filtrage à l'entrée. De plus, comme le facteur de puissance est limité à 0.95, il faut surdimensionner le transformateur de couplage installé en amont du redresseur [2].

Une alternative au redresseur en pont triphasé à diodes est de substituer aux diodes des transistors IGBT, avec diode de recouvrement. Le circuit, également connu sous le nom de redresseur MLI triphasé, a été introduit en 1978 [25]; il permet de tirer du réseau un courant de source quasi sinusoïdal ne contenant pas d'harmoniques de faibles rang; il est aussi possible d'ajuster le facteur de déplacement à la source et d'assurer la bidirectionnalité du flux de puissance. Par contre, le redresseur MLI génère des pertes par commutation plus élevées qu'un simple redresseur à diodes.

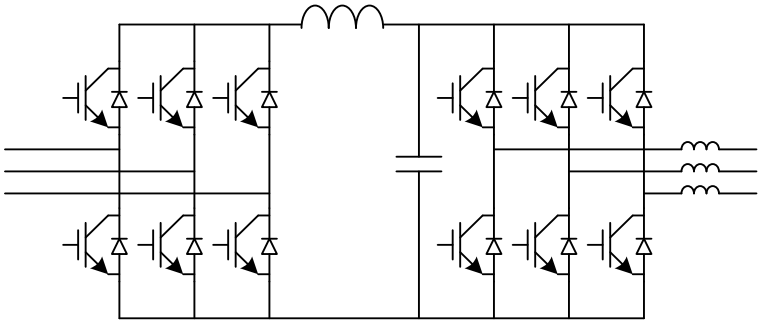


Figure 2.2 : Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à IGBT

Il est à noter que plusieurs méthodes de commande pour l'étage redresseur existent et que ses performances en dépendent. Par exemple, la commande par hystérésis est simple à mettre en œuvre, mais implique une fréquence de commutation variable qui se traduit par un spectre étendu d'harmonique à la source; par ailleurs, la commande à base de MLI utilise une fréquence de commutation fixe, mais nécessite le calcul d'un correcteur pour maintenir la symétrie des formes d'onde synthétisées [2]. Plusieurs travaux traitent de ces questions et, comme dans le cas du convertisseur matriciel, de nombreux efforts sont déployés pour améliorer, voire optimiser, son fonctionnement [20, 21]

2.2.2 Le convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel possède plusieurs qualités opérationnelles dont quelques unes sont mises en évidence. Le courant de charge est sinusoïdal et le courant de source ne contient que des harmoniques d'ordre élevé, multiples de la fréquence d'échantillonnage [22]. Il permet le réglage du facteur de déplacement du courant de source, ce qui revient à réduire la consommation de puissance réactive et par conséquent à optimiser la dimension et la puissance des équipements installés. L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet au flux de puissance de circuler de la source vers la charge et inversement de la charge vers la source.

L'un des aspects les plus importants du convertisseur matriciel est qu'il ne nécessite pas d'élément réactif encombrant, lourd et susceptible de défaillance. Pour ces raisons, les industries aéronautique et militaire portent un grand intérêt à ce convertisseur [23] et [24].

Au chapitre des inconvénients, on note la limitation de la tension de sortie à $\frac{\sqrt{3}}{2}$ de la tension d'entrée, les risques de fautes de commutation et le nombre élevé de semi-conducteurs à commander. En réponse à ses inconvénients, des études ont été menées et certaines solutions ont été apportées [14], [17].

Le Tableau 2-1 établit une comparaison entre le convertisseur matriciel et les convertisseurs à fréquence intermédiaire, en mettant en évidence leurs avantages et inconvénients.

Tableau 2-1: Tableau comparatif du convertisseur matriciel à fréquence intermédiaire

	Présence d'harmoniques de rang faible dans le courant de source	**Possibilité de correction du facteur de déplacement**	**Présence d'un lien à courant continu**	**Nombre de semi-conducteurs**	**Possibilité de bidirectionnalité du flux de puissance**	**Complexité de la commande**
Convertisseur à 2 étages avec redresseur à diodes	Oui	Non	Oui	18	Non	Simple
Convertisseur à 2 étages avec redresseur MLI	Non	Oui	Oui	24	Oui	Complexe
Convertisseur matriciel direct	Non	Oui	Non	36	Oui	Complexe

2.3 Circuits du convertisseur matriciel

2.3.1 Configurations du convertisseur matriciel

De manière générale, le convertisseur matriciel est un dispositif qui regroupe un ensemble d'interrupteurs bidirectionnels disposés de telle façon qu'ils interconnectent directement un système de « n » phases d'entrées à « m » phases de sorties, comme présenté à la Figure 2.3.

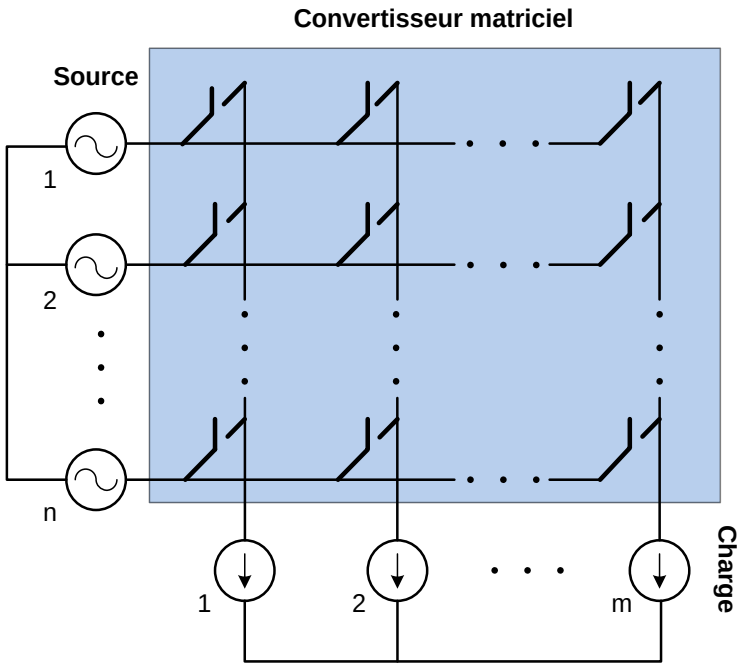


Figure 2.3 : Circuit généralisé du convertisseur matriciel

2.3.2 Convertisseur matriciel monophasé

Il est possible d'appliquer ce principe pour réaliser différents types de connexions. Par exemple, deux variantes d'un convertisseur matriciel monophasé sont présentés aux Figure 2.4 et à la Figure 2.5 .

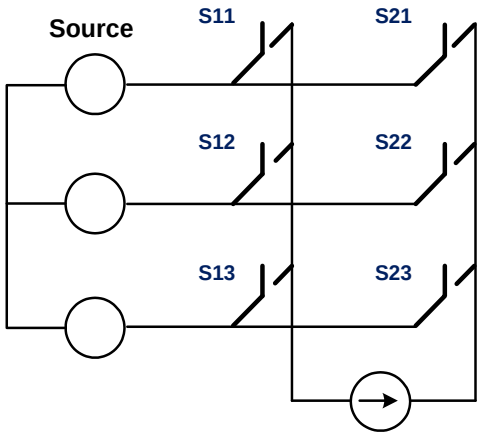


Figure 2.4: Convertisseur matriciel monophasé sans point milieu

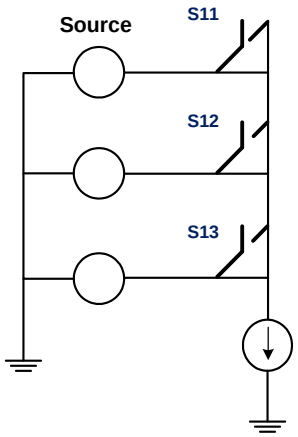


Figure 2.5: Convertisseur matriciel monophasée à une branche de sortie

Le convertisseur matriciel monophasé est défini en référence du coté charge: l'entrée doit être triphasée, ou plus, pour produire au coté charge une fréquence quelconque.

2.3.3 Convertisseur matriciel triphasé

Pour synthétiser la fréquence au port de sortie il faut raccorder au port d'entrée un système de tension, composé de trois phases ou plus. Dans le cadre de cette étude, on s'intéresse spécifiquement à la configuration triphasée exposée à la Figure 2.6.

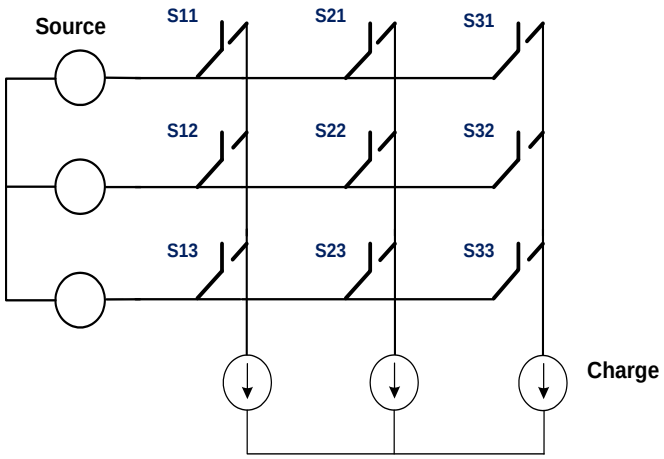


Figure 2.6:Structure triphasée du convertisseur matriciel

La synthèse des tensions de sortie se fait par l'intermédiaire d'interrupteurs bidirectionnels, chacun d'entre eux établissent une connexion momentanée d'une phase de sortie à une phase d'entrée.

2.4 Théorie de fonctionnement du convertisseur matriciel triphasé

Avant d'entamer l'étude de la configuration triphasée, on pose les deux hypothèses de travail suivantes :

1. La source de tension triphasée est équilibrée :

$$V_{in} = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_{in}|.\cos(\omega_i.t) \\ |V_{in}|.\cos(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}) \\ |V_{in}|.\cos(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

2. La charge est considérée comme source de courant (charge inductive) afin de respecter la règle d'alternance des sources[3]. En pratique, la plupart des charges d'application en électrotechnique sont de nature inductive, ou peuvent le devenir par l'ajout d'une inductance.

La règle d'alternance des sources impose également au fonctionnement des convertisseurs de puissance les deux conditions de commutation décrites ci-dessous :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée.
- La charge, de nature inductive, doit être considérée comme source de courant et ne doit jamais voir son circuit en boucle ouverte.

On définit la fonction d'existence h_{ij} associée à chaque interrupteur S_{ij} reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j » comme suit :

$$\begin{cases} h_{ij} = 1 & \text{si l'iterrupteur } S_{ij} \text{ est fermé.} \\ h_{ij} = 0 & \text{si l'iterrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (2.2)$$

Les deux conditions de commutation peuvent alors être interprétées mathématiquement en utilisant la fonction d'existence par les équations suivantes :

---

[3] Une source de tension ne peut-être connectée en parallèle avec une autre source de tension, et une source de courant ne peut être mise en série avec une autre source de courant. De ces deux observations, on conclut qu'un convertisseur de puissance ne peut connecter deux sources de même nature.

$$\begin{cases} h_{11} + h_{12} + h_{13} = 1. \\ h_{21} + h_{22} + h_{23} = 1. \\ h_{31} + h_{32} + h_{33} = 1. \end{cases} \tag{2.3}$$

Leur interprétation permet de conclure qu'il faut assurer la fermeture d'un seul interrupteur et un seul à la fois, en référence à chaque phase de sortie. La Figure 2.7 présente un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé.

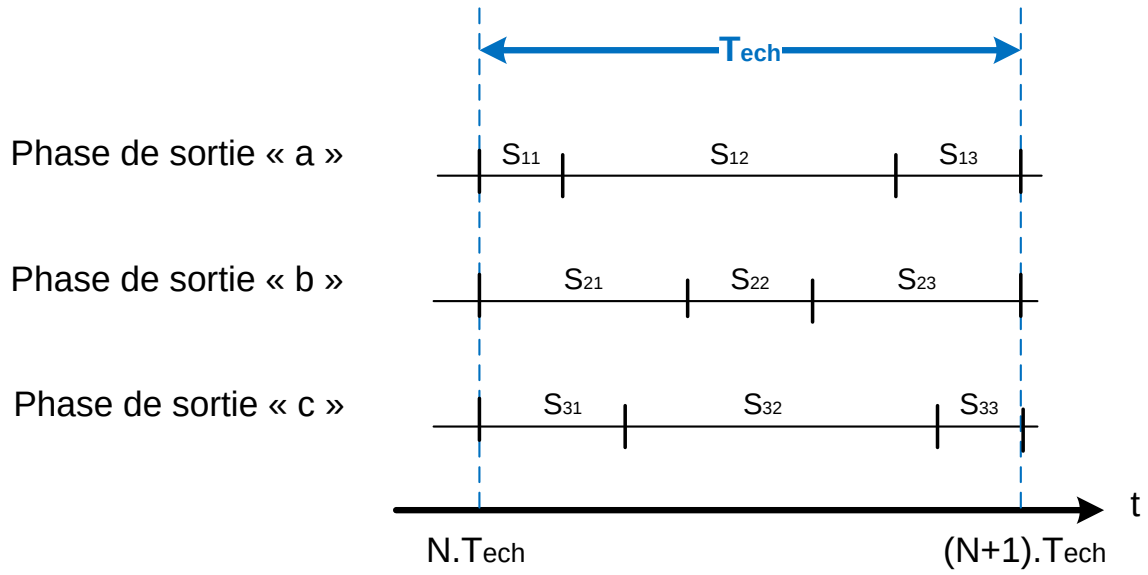


Figure 2.7: Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteur S_{ij} sur une période d'échantillonnage

Pour une configuration 3x3, les conditions de commutation sûre, sur toute la période d'échantillonnage, génèrent 3^3=27 possibilités de connexion (ou configurations).

Sur chaque période d'échantillonnage T_{ech}, trois interrupteurs, associés à une phase de sortie, commutent en séquence. En appliquant les lois de Kirchoff, on construit les systèmes d'équations donnant les valeurs des tensions de sortie (2.4) et des courants d'entrée (2.5) en fonction de h_{ij}.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [H]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

La Figure 2.8 présente un exemple de connexion entre les phases d'entrées et de sorties à un instant donné. Ici, les interrupteurs S_{11}, S_{22} et S_{32} sont fermés.

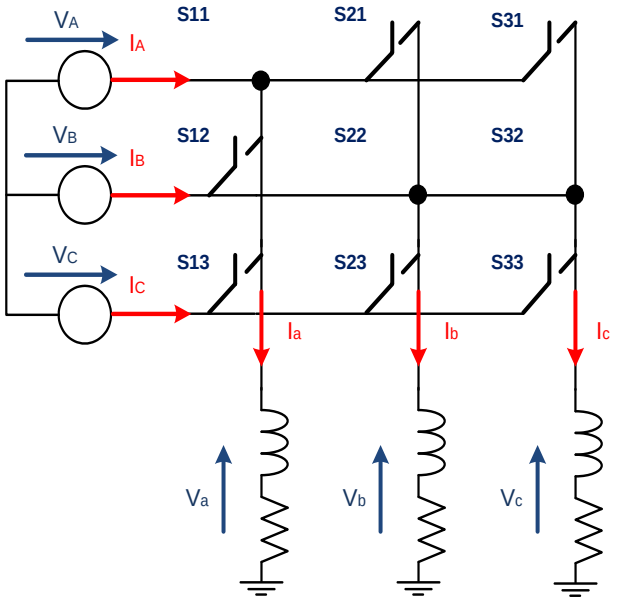


Figure 2.8 : Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel

En appliquant la loi des mailles, on observe que la phase de source « A » est connecté à la phase de charge « a » ce qui revient à écrire : $V_a = V_A$. De la même manière, on établit les relations entre les phases de sorties « b » et « c » et les phases d'entrée. On obtient alors les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = V_A \\ V_b = V_B \\ V_c = V_B \end{cases} \tag{2.6}$$

En appliquant la loi des nœuds, on en déduit les relations entre courants de source et les courants de charge; pour l'exemple cité, on arrive aux équations suivantes :

$$\begin{cases} I_A = I_a \\ I_B = I_b + I_c \\ I_C = 0 \end{cases} \tag{2.7}$$

En faisant appel aux relations précédentes, on arrive à la formulation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_B \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b + I_c \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

2.4.1 Calcul des rapports cycliques des interrupteurs

On admet, pour un fonctionnement adéquat du convertisseur, une fréquence d'échantillonnage très élevée comparativement à la fréquence des signaux d'entrée et de sortie.

$$\left(T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}}\right) \ll T \tag{2.9}$$

Il devient possible, sur une période d'échantillonnage suffisamment courte, de considérer les tensions d'entrée comme constantes; la valeur moyenne de la tension de sortie construite sur une période d'échantillonnage est donné par l'équation (2.10).

À chaque pas de commutation, des portions des trois signaux d'entrée sont prélevés et connectées à la charge, si bien qu'en moyenne l'onde construite correspond à l'onde de tension de référence.

$$V_{o,T_{ech}} = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (t_A \cdot V_A + t_B \cdot V_B + t_C \cdot V_C) \tag{2.10}$$

où :

- t_A : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « A » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{11}, t_{21}, t_{31}).
- t_B : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « B » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{12}, t_{22}, t_{32}).
- t_C : temps de fermeture de l' interrupteur reliant la phase d'entrée « C » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{13}, t_{23}, t_{33}).

Les rapports cycliques de chaque interrupteur S_{ij} sont définis comme suit :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{ech}} \qquad 0 < m_{ij} < 1 \tag{2.11}$$

L'équation (2.9) utilisée pour les phases de sorties a, b et c permet, en introduisant la définition précédente, de construire deux nouveaux systèmes d'équations :

- les tensions de sortie moyennées sur une période d' échantillonnage sont définies par le système (2.12)

$$\begin{bmatrix} V_{a,T_{ech}} \\ V_{b,T_{ech}} \\ V_{c,T_{ech}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

- Les courants d'entrée sont, quant à eux, définis par le système (2.13) :

$$\begin{bmatrix} I_{A,T_{ech}} \\ I_{B,T_{ech}} \\ I_{C,T_{ech}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [M]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

La commande du convertisseur matriciel doit calculer en temps réel les éléments de la matrice M, c'est-à-dire, les rapports cycliques des neuf interrupteurs.

Les éléments de la matrice M, présents dans les équations (2.12) et (2.13) servent à moduler les vecteurs tension d'entrée a fin d'obtenir les vecteurs tension de sortie a yant un contenu basse fréquence identique à la référence que l'on désire reproduire. Le chapitre 3 fait la synthèse des trois algorithmes appliqués au convertisseur matriciel qui serviront à valider la commande du modèle générique proposé dans ce travail de recherche.

2.5 L'interrupteur bidirectionnel

L'élément clé de la structure du convertisseur matriciel est l'interrupteur bidirectionnel. Cet interrupteur a la possibilité de conduire le courant et de bloquer la tension dans les deux sens, sa caractéristique statique est présentée à la Figure 2.9.

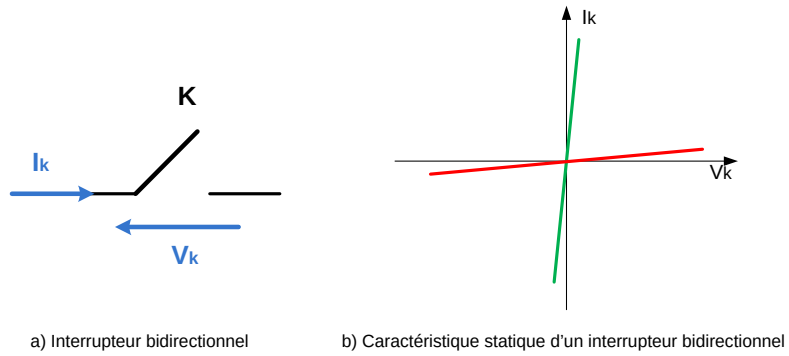


Figure 2.9: Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel

Il n'existe pas d'interrupteurs bidirectionnels stricto sensu; ils sont réalisés en assemblant des interrupteurs unidirectionnels, essentiellement des diodes et des transistors. La Figure 2.10 montre les caractéristiques statiques de ces semi-conducteurs.

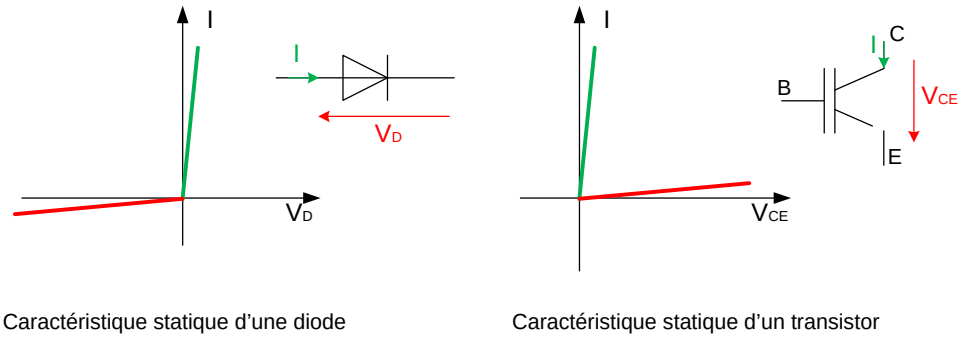


Figure 2.10: Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels

Suivant la manière d'assembler ces deux éléments, il est possible de construire un interrupteur à trois quadrants tel qu'illustré à la Figure 2.11 :

- Interrupteur réversible en tension s'ils sont mis en série ou
- Interrupteur réversible en courant s'ils sont mis en parallèle.

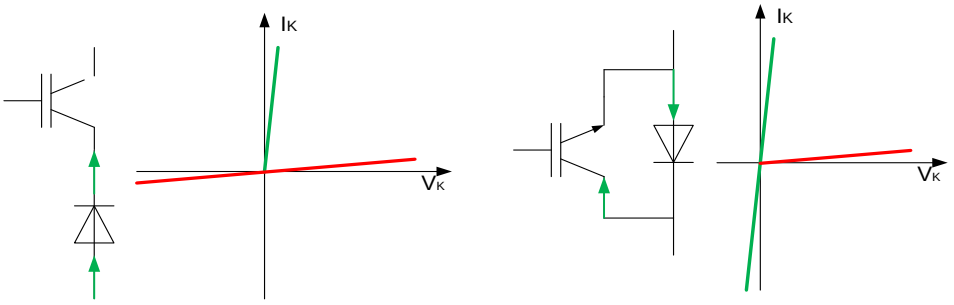


Figure 2.11: Assemblage d'interrupteurs trois quadrants

Finalement, en combinant deux interrupteurs trois quadrants, on construit un interrupteur quatre quadrants, dont les variantes d'assemblage sont présentées à la Figure 2.12.

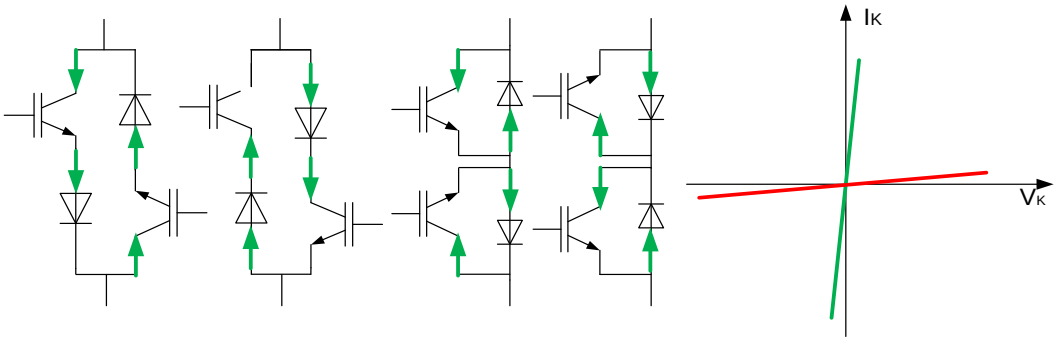


Figure 2.12 : Assemblages pour la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels

En pratique, les principaux montages utilisés pour la réalisation d'un convertisseur matriciel sont présentés à la Figure 2.13.

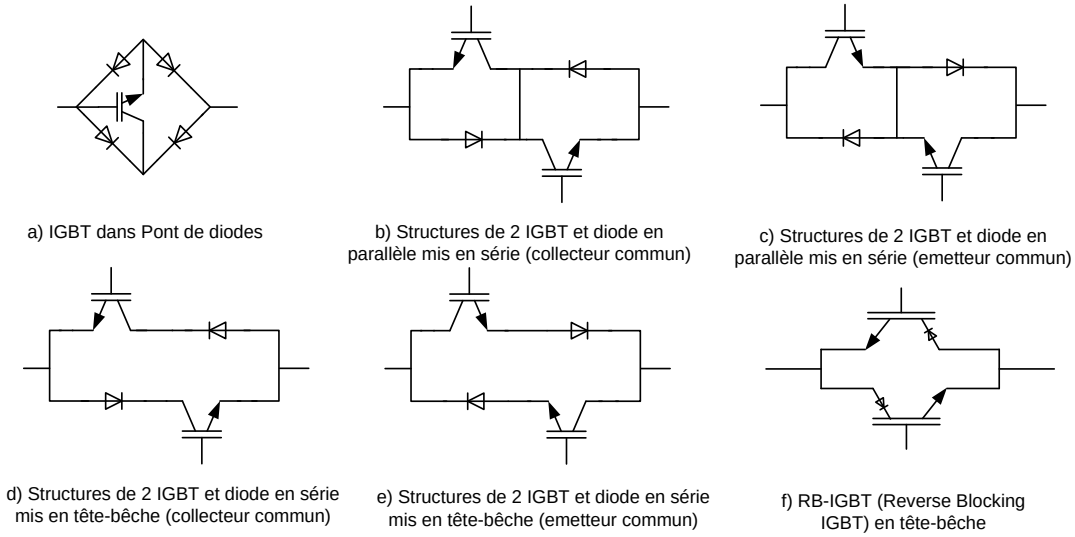


Figure 2.13 : Interrupteurs 4 quadrants utilisables dans un convertisseur matriciel

Les IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) représentent un bon choix pour la réalisation d'interrupteurs quatre quadrants, car c'est un élément opérable à des fréquences de plus de 10kHz, pour des puissances relativement importantes (10kW et plus). La connexion de semi-conducteurs la plus utilisée pour le convertisseur matriciel est celle à collecteur commun [24]. Les interrupteurs bidirectionnels ont fait l'objet de plusieurs études pour en analyser les performances et identifier les défauts de commutation [25] et [33].

2.5.1 Les risques de défaut lors des commutations

Le risque de défaut de commutation est l'un des principaux problèmes, associé au convertisseur matriciel. Il peut être causé par le comportement non idéal des interrupteurs ou par une erreur de commande. Ce risque est d'autant plus grave dans la structure matricielle qui n'offre habituellement aucun chemin de retour au courant lors de telles défaillances.

Lors des commutations ou changements d'états, il peut arriver que deux phases de l'entrée soient connectées par l'entremise de deux interrupteurs; cette situation crée un court-circuit entre deux phases d'alimentation et provoque une surintensité capable de détruire les semi-conducteurs. La situation duale existe : si une charge de nature inductive, assimilable à une source de courant, voit son circuit ouvert lorsque les interrupteurs de la branche sensée l'alimenter sont ouverts; il apparait alors une surtension capable de détruire les semi-conducteurs connectés à cette branche.

Plusieurs méthodes agissant essentiellement sur la commande ont été développées afin de répondre à ce problème, essentiellement en [17].

2.5.1.1 Gestion des commandes des interrupteurs

Pour une gestion appropriée dans la commande des interrupteurs, le courant doit passer d'un interrupteur à un autre de manière sûre en gérant les états de ces semi-conducteurs. La méthode présentée ici établit un passage de l'interrupteur S_1 à S_2 en quatre étapes.

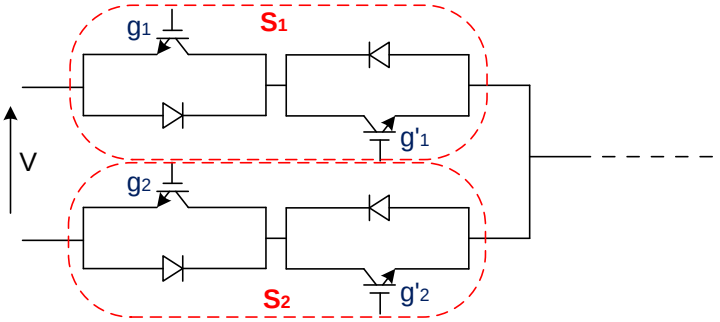


Figure 2.14 : Circuit illustrant la commutation entre deux interrupteurs

La méthode se base sur la détection du sens du courant; elle utilise uniquement les états sûrs pour la commutation des IGBT, selon une gestion appropriée des grilles g_1, g'_1, g_2 et g'_2. Les tableaux suivants montrent les transitions d'états à réaliser pour assurer un passage sûr entre les interrupteurs S_1 et S_2.

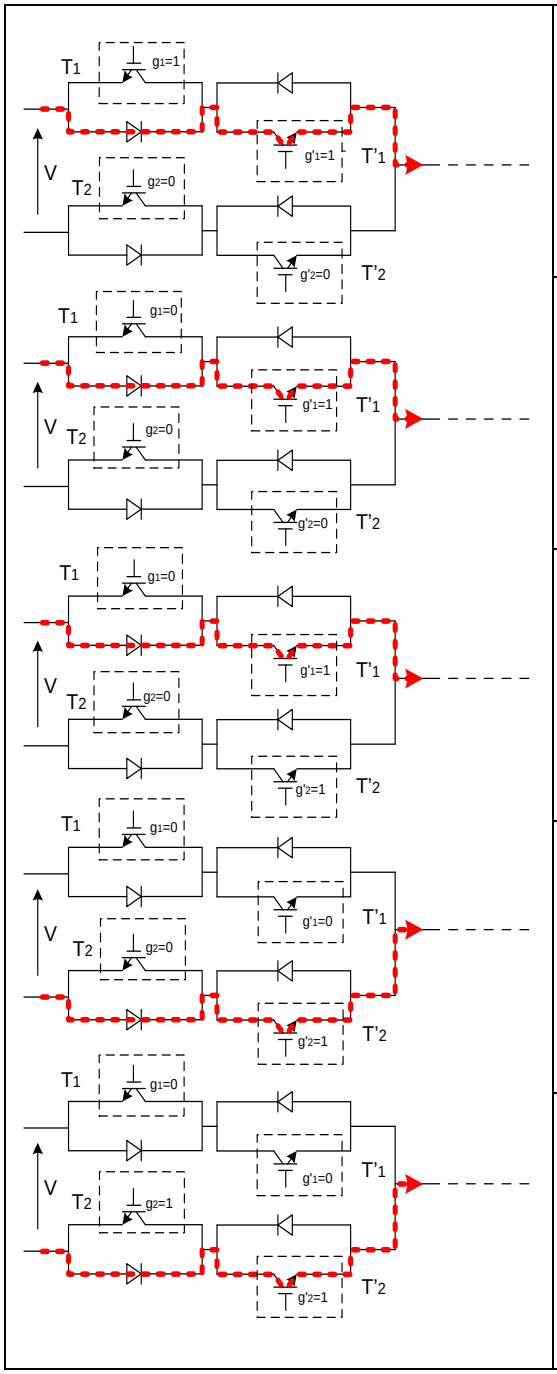
Tableau 2-2 : Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant positif.

Transitions (I > 0)				Remarque
g_1	g'_1	g_2	g'_2	
1	1	0	0	État initial
0	1	0	0	Ouvrir g_1
0	1	0	1	Fermer g'_2
0	0	0	1	Ouvrir g'_1
0	0	1	1	État final- Fermer g_2

Tableau 2-3: Transitions sûres entre les interrupteurs S1 et S2 pour un courant négatif.

Transitions (I < 0)				Remarque
g_1	g'_1	g_2	g'_2	
1	1	0	0	État initial
1	0	0	0	Ouvrir g'_1
1	0	1	0	Fermer g_2
0	0	1	0	Ouvrir g_1
0	0	1	1	État final- Fermer g'_2

La Figure 2.15 montre la circulation du courant entre les deux interrupteurs lorsque la tension de ligne V est positive et que le courant circule de la source vers la charge.



- Le courant circule dans l'interrupteur S_1 à travers le transistor T'_1.
- Les grilles g_1 et g'_1 sont activées.

- Le courant circule dans l'interrupteur S_1 à travers le transistor T'_1.
- La grille du transistor T_1 est désactivée.

- Le courant circule dans l'interrupteur S_1 à travers le transistor T'_1.
- L'amorce de l'interrupteur S_2 commence :
  - La grille du transistor T'_2 est activée.

- La grille du transistor T'_1 est désactivée.
- Le courant transfert de branche, l'interrupteur S_2 conduit à travers le transistor T'_2.

- La grille du transistor T_2 est activée pour compléter le cycle.

Figure 2.15 : Illustration du cheminement du courant entre la source et la charge (V>0;I>0) avec une stratégie de commutation par étapes

Cette stratégie largement discutée dans plusieurs articles et livres spécialisés a l'avantage de réaliser une commutation robuste; elle tire profit des interrupteurs bidirectionnels à deux grilles dont les circuits sont présentés à la Figure 2.13 (b), (c), (d), (e) et (f) [2, 3, 17]. Toutefois son inconvénient majeur réside dans l'augmentation des contraintes dans la gestions des signaux d'activation des interrupteurs et augmente ainsi la complexité des algorithmes de commande.

2.6 Amélioration du ratio de tension

Lors des séquences d'échantillonnage, la charge est directement connectée à la source. La tension de sortie construite doit être incluse dans l'enveloppe formée par les tensions d'entrées. La Figure 2.16 expose la zone dans laquelle il est possible de construire l'onde de sortie; le ratio de tension ne peut excéder 50% de la tension de source et il définit une limitation majeure du convertisseur matriciel. Il y a dans cette zone, se situant entre + et – 50 % de l'amplitude maximale, toute l'information provenant des trois tensions d'entrée V_A, V_B et V_C permettant de construire un nouveau signal de fréquence quelconque.

Toutefois, des études démontrent qu'un décalage systématique des points neutres aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur permet d'accroître le gain théorique à une valeur maximale de 86.67%. [10], [26].

La méthode, la plus pratique proposée, consiste à faire varier virtuellement le point neutre, par une modulation appropriée des signaux de référence. Les équations (2.13), (2.14) et (2.15) définissent les expressions des tensions de références permettant d'obtenir des gains de tension respectivement de 50%, 75% et 86.67% .

- Sans modulation du point neutre le gain maximal est de 50 %

$$V_{ref} = V_o \cdot [\cos(\omega_o \cdot t)] \tag{2.14}$$

- Avec modulation à $3 \cdot \omega_i$ du point neutre de l'entrée, le gain maximal est de 75 %

$$V_{ref} = V_o \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t)\right] \tag{2.15}$$

- Avec modulation du point neutre de l'entrée à $3 \cdot \omega_i$ et de la sortie à $3 \cdot \omega_o$ le gain maximal de 86.67 %

$$V_{ref} = V_o \cdot \left[\cos(\omega_o \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t) - \frac{1}{6} \cdot \cos(3 \cdot \omega_o \cdot t)\right] \tag{2.16}$$

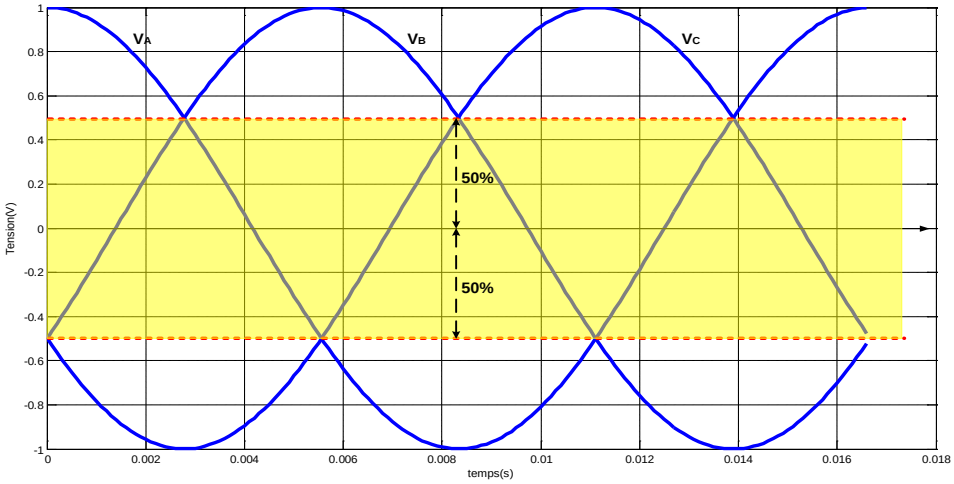


Figure 2.16 : Zone de construction des ondes de sortie

La modulation systématique des neutres au port d'entrée et de sortie permet ainsi d'augmenter le ratio de tension. Par l'ajout d'un 0.25 pu de troisième harmonique au signal d'entrée, la Figure 2.17 montre que la tension de sortie peut être construite dans une bande allant de -75 % à +75 % de l'amplitude du signal d'entrée sans limitation de fréquence.

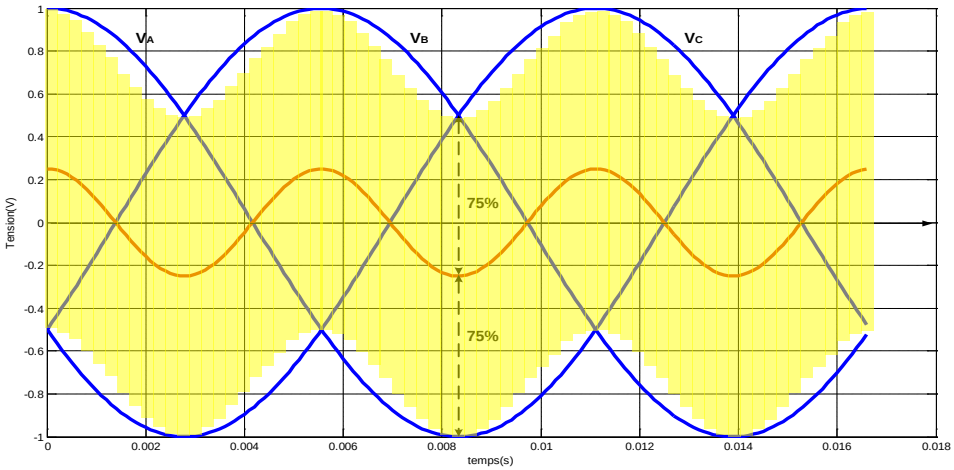


Figure 2.17: Zone de construction des ondes de sortie après modification du point neutre de la source pour un gain maximal de 75 %

La modulation du point neutre a pour effet de modifier la tension de source tel qu'illustré ci-dessous à la Figure 2.18.

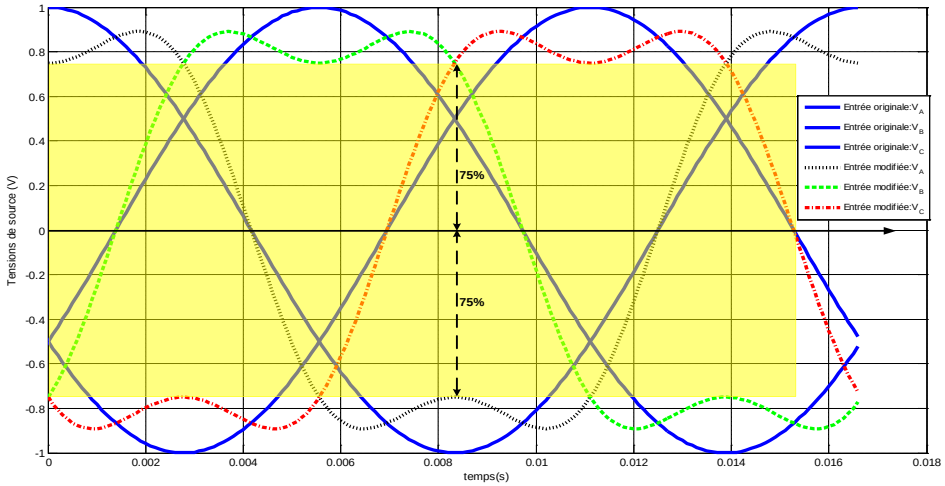


Figure 2.18: Effet de la modification du point neutre de la source

La figure suivante montre l'allure des tensions de phases de référence qu'il est possible construire pour obtenir un ratio de tension maximal de 86.67 % (pour une fréquence de sortie réglée à 120 Hz).

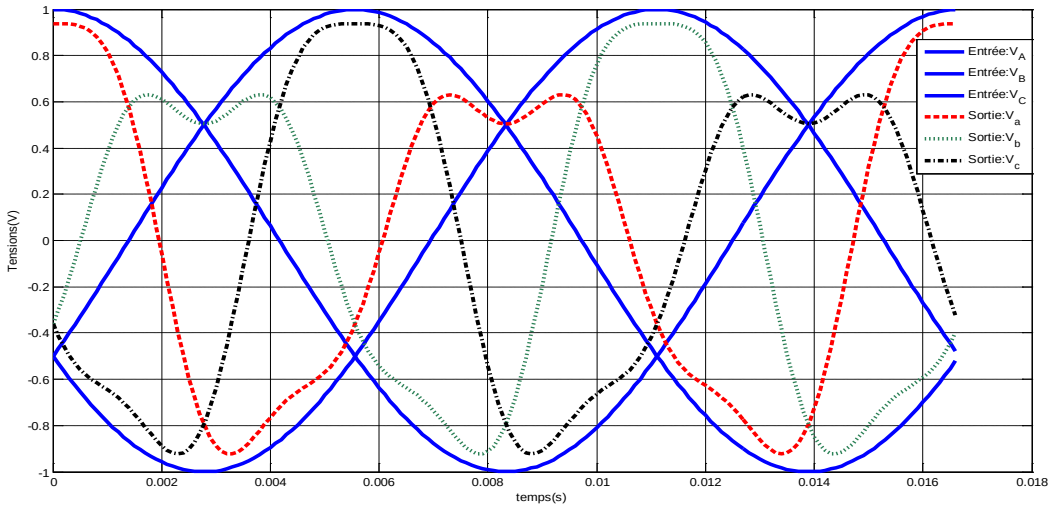


Figure 2.19 : Tensions de phase de sortie pour l'obtention d'un gain de 0.866 sur les tensions de lignes

Avec ces tensions de phase de référence, il est possible de construire des tensions de ligne parfaitement sinusoïdales. Les trois figures suivantes présentent les tensions de lignes construites à partir des trois tensions de phases. Il est important de noter que les techniques de modulation des neutres, aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur, sont valides pour toutes les méthodes de commande dites vectorielles.

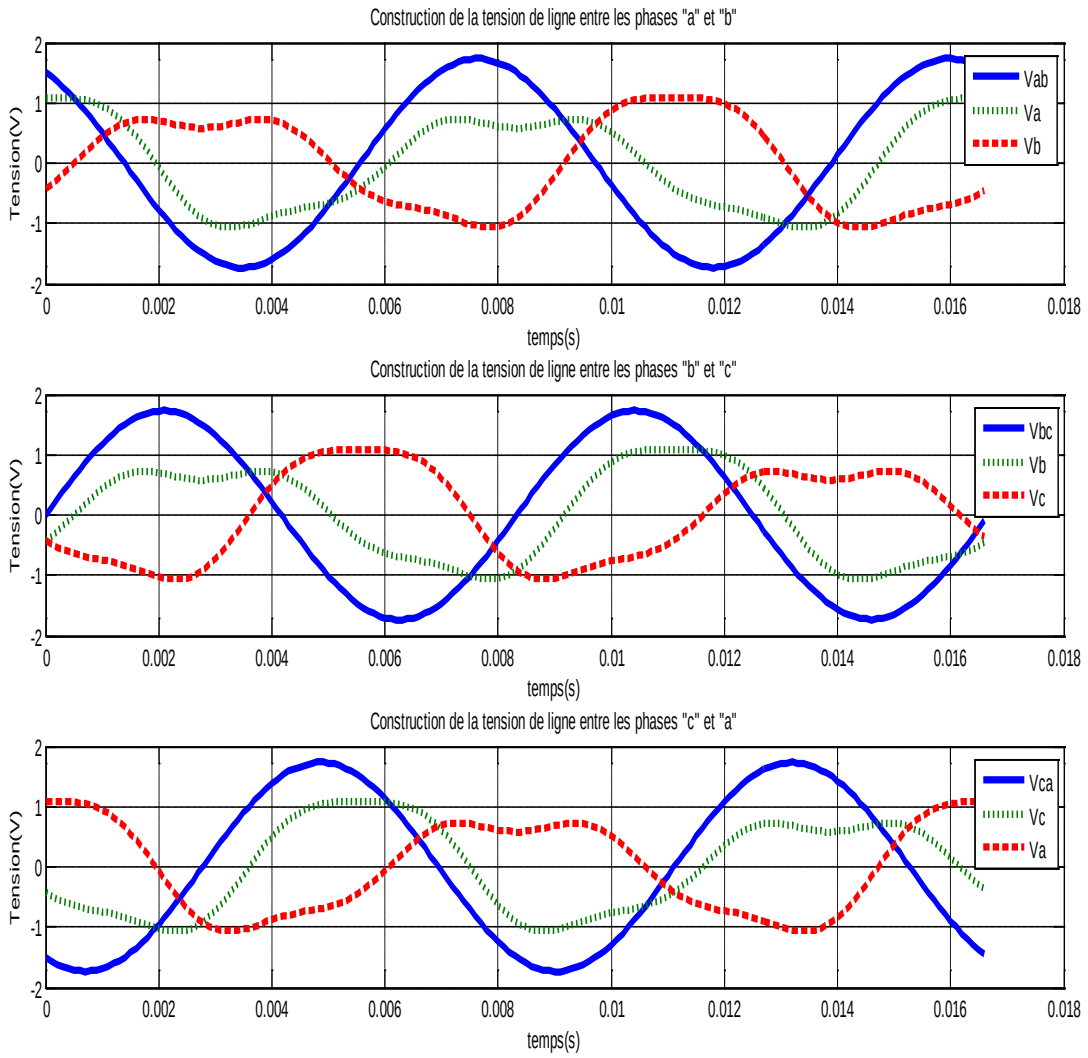


Figure 2.20:Construction des tensions de ligne à partir des tensions de phase de sortie modifiées

2.7 Fonctionnement du convertisseur matriciel

Le fait que la structure du convertisseur matriciel ne contient que des semi-conducteurs rend ce dispositif vulnérable aux surtensions ou aux surintensités. Afin d'assurer un fonctionnement sûr du convertisseur matriciel, il est nécessaire d'ajouter des éléments réactifs qu'on retrouve dans les circuits auxiliaires comme le filtre d'entrée, le circuit d'écrêtage et le circuit de mise sous tension [2].

2.7.1 Filtre d'entrée

Les convertisseurs de puissance sont des circuits non linéaires qui transforment les signaux de puissance fournis par le réseau; ce faisant, ils génèrent habituellement des courants harmoniques qui, en circulant dans le réseau, engendrent des distorsions de tension qui affectent les charges connectées au point commun de connexion (PCC).

La figure suivante présente le courant de source d'un convertisseur matriciel et son contenu fréquentiel, la fréquence d'échantillonnage utilisé dans cet exemple est $f_{éch} = 3840Hz$.

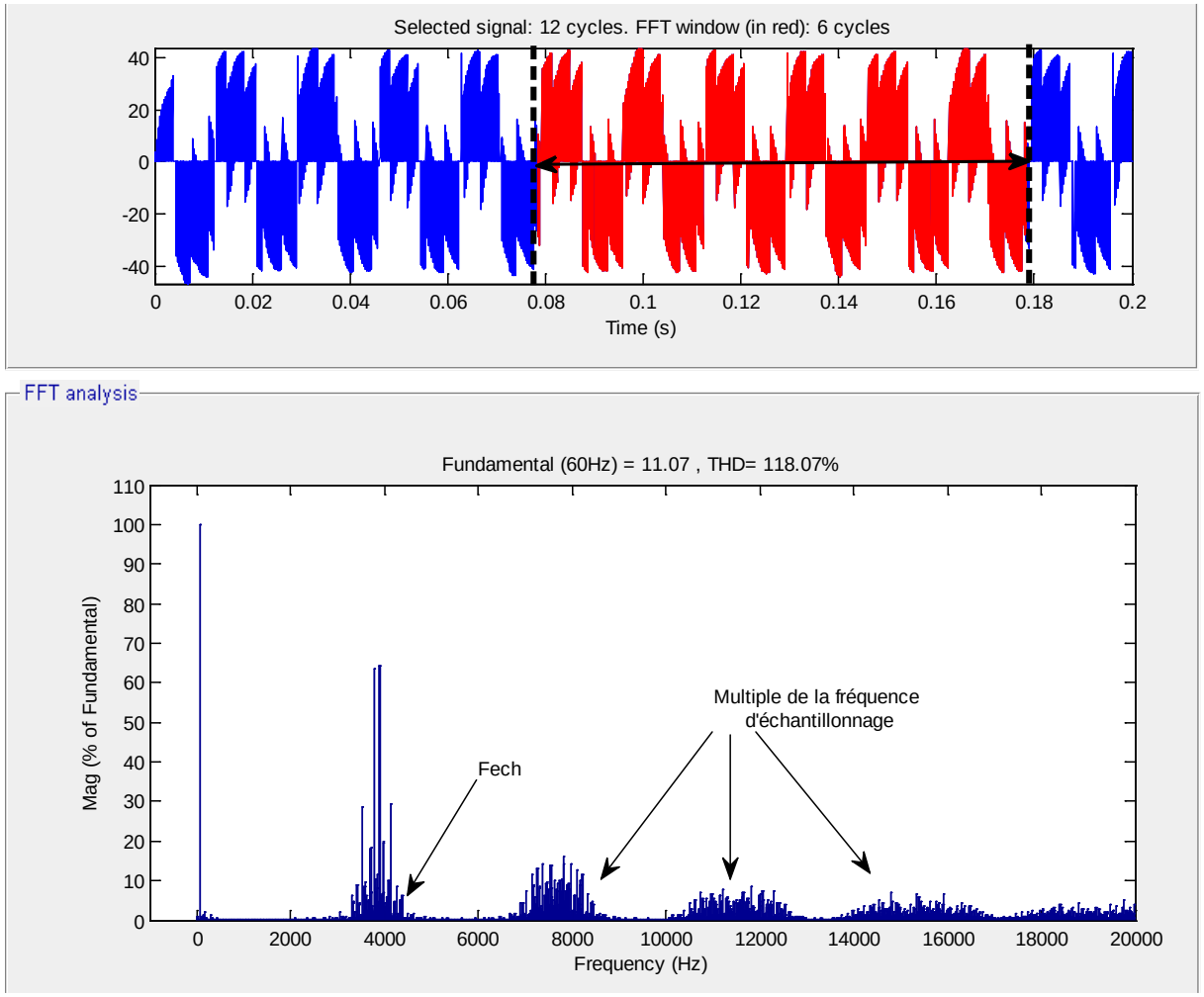
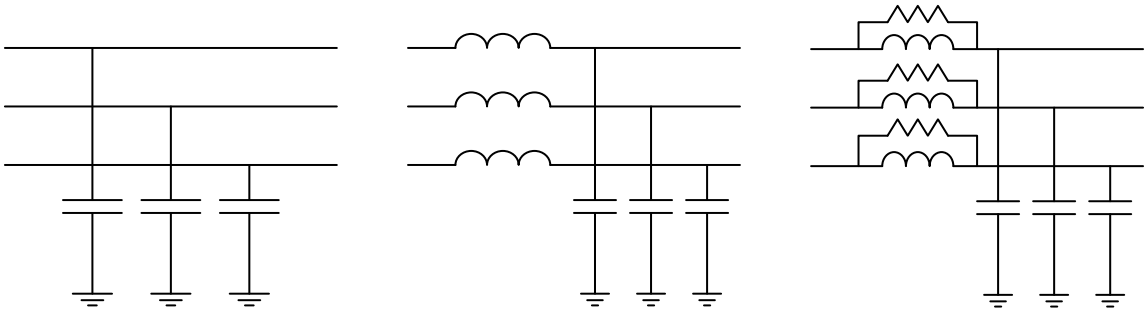


Figure 2.21 : Courant de source d'un convertisseur matriciel est son contenu fréquentiel

Le rôle du dispositif de filtrage placé en amont du convertisseur matriciel est de réduire les courants harmoniques retournant au réseau en leur fournissant un chemin de faible impédance. En plus de respecter les normes de qualité de l'onde (IEEE-519), le dispositif de filtrage doit également respecter un certain nombre de critères, à savoir:

- avoir une bonne atténuation à la fréquence de coupure,
- introduire un minimum d'angle de déplacement à l'entrée,
- être peu onéreux,
- avoir un poids et des dimensions faibles,
- permettre un fonctionnement stable du système complet...etc.

selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables et plusieurs exemples sont traités dans la littérature [22]. Le filtre le plus commun utilisé pour le convertisseur matriciel est le filtre passe-bas L-C [27].



a) Filtre capacitif

b) Filtre L-C du 2ème ordre

c) Filtre L-C du 2ème ordre avec résistance d'amortissement

Figure2.22: Circuits des filtres passifs communément utilisés pour le convertisseur matriciel

Le filtre L-C présenté à la Figure2.22.b est un exemple type, car le circuit est simple à réaliser et il est peu onéreux. Cependant, afin de minimiser les effets indésirables que pourrait entrainer le fonctionnement du convertisseur matriciel sur la fréquence de résonnance du filtre, il faut préférablement ajouter une résistance d'amortissement en parallèle avec l'inductance. La figure suivante montre l'effet de la résistance d'amortissement à la fréquence de résonnance.

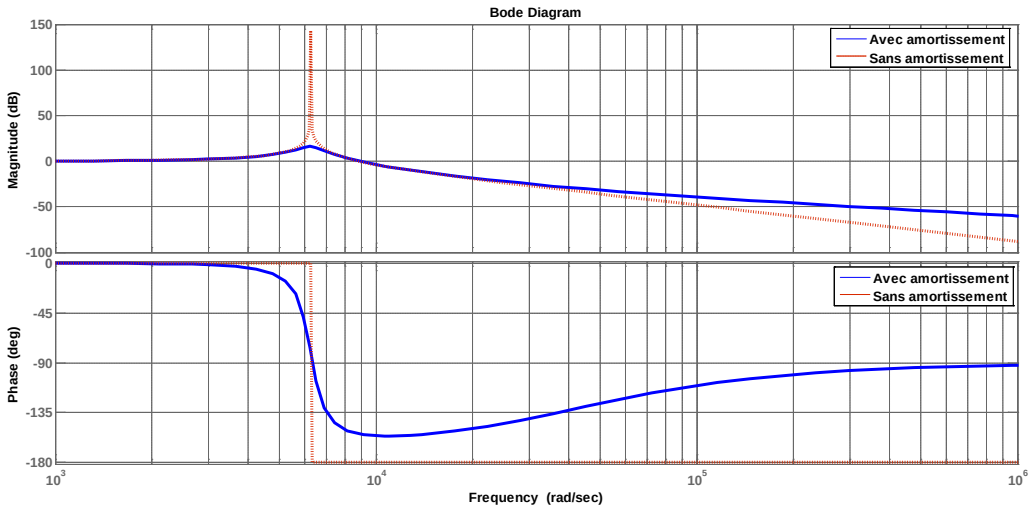


Figure 2.23: Illustration de l'effet de la résistance d'amortissement sur un filtre L-C

On remarque que le gain du filtre est fortement réduit autour de sa fréquence de résonnance.

Un point important, rarement évoqué dans la littérature, est l'introduction d'un angle de déphasage associé à l'utilisation d'un simple filtre passif au convertisseur matriciel. En effet, les éléments réactifs du filtre introduisent un angle de déplacement du courant de source dépendant de l'intensité du courant de charge; ce phénomène, quoique prévisible, rend plus délicat le réglage du facteur de déplacement.

Soit le circuit monophasé simple suivant, étudié à la fréquence fondamentale:

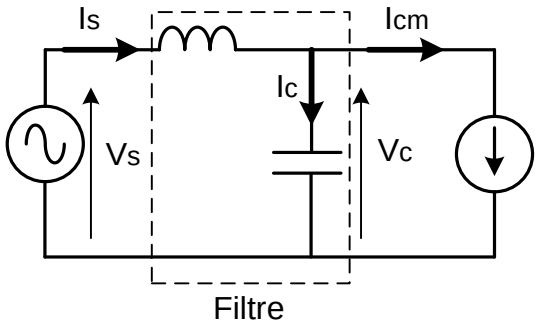


Figure 2.24: Circuit monophasée simplifié du filtre et du convertisseur à la fréquence fondamentale

la tension aux bornes du condensateur est donnée par l'équation suivante:

$$V_c = V_s - jX_L I_s \tag{2.17}$$

Son module et sa phase sont donc:

$$V_c = \sqrt{{V_s}^2 + (X_L I_s)^2} \tag{2.18}$$

$$\theta_{Vc} = arctg\left(\frac{-\omega \cdot L \cdot I_s}{V_s}\right) \tag{2.19}$$

Le courant absorbé par le convertisseur matriciel en fonction du courant de source est obtenu par l'équation suivante:

$$I_{cm} = I_s \cdot (1 - \omega^2 LC) - j \cdot \omega C V_s \tag{2.20}$$

En effet, en appliquant la loi des nœuds:

$$I_{cm} = I_s - I_c$$

$$I_c = j \cdot \omega C V_c$$

$$I_c = j \cdot \omega C \cdot (V_s - j\omega L I_s)$$

$$I_c = \omega^2 LC I_s + j \cdot \omega C V_s$$

Finalement:

$$I_{cm} = I_s - (\omega^2 LC I_s + j \cdot \omega C V_s) = I_s \cdot (1 - \omega^2 LC) - j \cdot \omega C V_s \tag{2.21}$$

Le module et la phase du courant du convertisseur par rapport au courant de source sont donnés par les équations suivantes:

$$I_{cm} = \sqrt{\left(I_s \cdot (1 - \omega^2 LC)\right)^2 + (\omega C V_s)^2} \tag{2.22}$$

$$\theta_{Icm} = arctg\left(\frac{-\omega C V_s}{I_s \cdot (1-\omega^2 LC)}\right) \tag{2.23}$$

Sachant que le convertisseur matriciel génère un courant de source dont le fondamental est en phase avec la tension de source, il est possible de déduire la phase entre la tension et le courant :

$$\theta = arctg\left(\frac{-\omega \cdot L \cdot I_s}{V_s}\right) - arctg\left(\frac{-\omega C V_s}{I_s \cdot (1-\omega^2 LC)}\right) \tag{2.24}$$

À faible courant de charge, la chute de tension inductive est faible, il apparait alors clairement que l'angle θ dépend de la valeur du condensateur C, d'où un angle de déplacement en avance. À fort courant de charge, la chute de tension inductive domine sur l'effet capacitif et l'angle de déplacement devient en retard. La caractéristique du comportement du filtre en fonction de l'intensité du courant de charge est présentée à la Figure 2.26.

La solution proposée ici consiste en un filtre amorti du second d'ordre, comme celui présenté à la figure suivante; ce filtre a la propriété d'être moins sensible aux variations de charge et il produit une variation minimale de l'angle de déphasage en fonction du courant de charge.

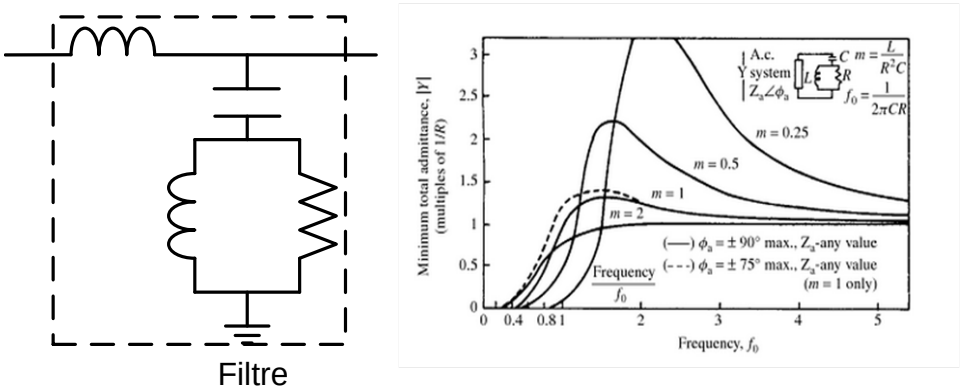


Figure 2.25 : Circuit d'un filtre amorti du second ordre et de sa caractéristique Y(f)

Le comportement d'un filtre amorti est décrit dans [28] et le calcul de ce filtre est présenté à l'annexe 1.

Les essais suivants illustrent l'effet du filtre LC passe-bas pour différentes valeurs du courant de charge. On observe assez bien l'évolution du déphasage du courant de source pour différentes valeurs du courant de charge.

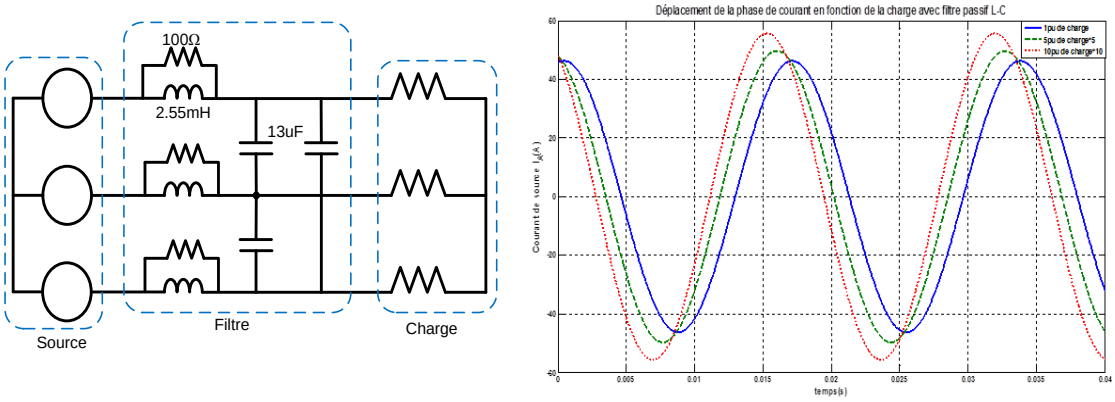


Figure 2.26: Évolution du courant de source avec la charge pour un filtre L-C

Les essais suivants illustrent l'effet du filtre amorti pour différentes valeurs du courant de charge. On constate que le déphasage du courant de source est peu affecté pour différentes valeurs du courant de charge.

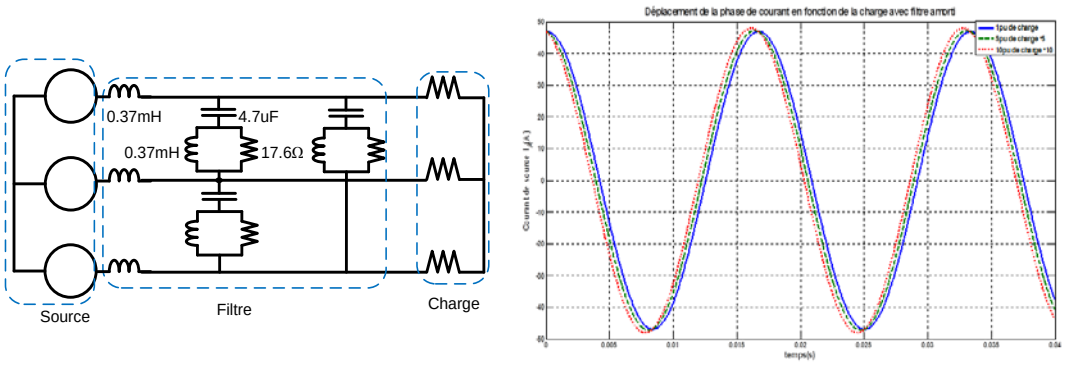


Figure 2.27: Évolution du courant de source avec la charge pour un filtre amorti du 3eme ordre

2.7.2 Circuit de protection

L'incidence de défauts de commutation, causé par le comportement non idéal des interrupteurs, peut engendrer des surtensions importantes aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur. Pour cette raison, un circuit d'écrêtage comme celui présenté à la Figure 2.28 est connecté entre les ports du convertisseur; le circuit protège les semi-conducteurs du convertisseur des surtensions produites par l'ouverture momentanée des trois interrupteurs d'une même branche de sortie ou de la déconnexion brusque de la charge [3].

Le condensateur du circuit d'écrêtage se charge initialement à travers le premier redresseur relié au réseau; la tension de repos du condensateur est égale à la valeur crête de la tension de ligne du réseau. En cas de surtension, le second redresseur relie le condensateur aux phases de sortie et limite les tensions de ligne de sortie à la valeur crête du condensateur.

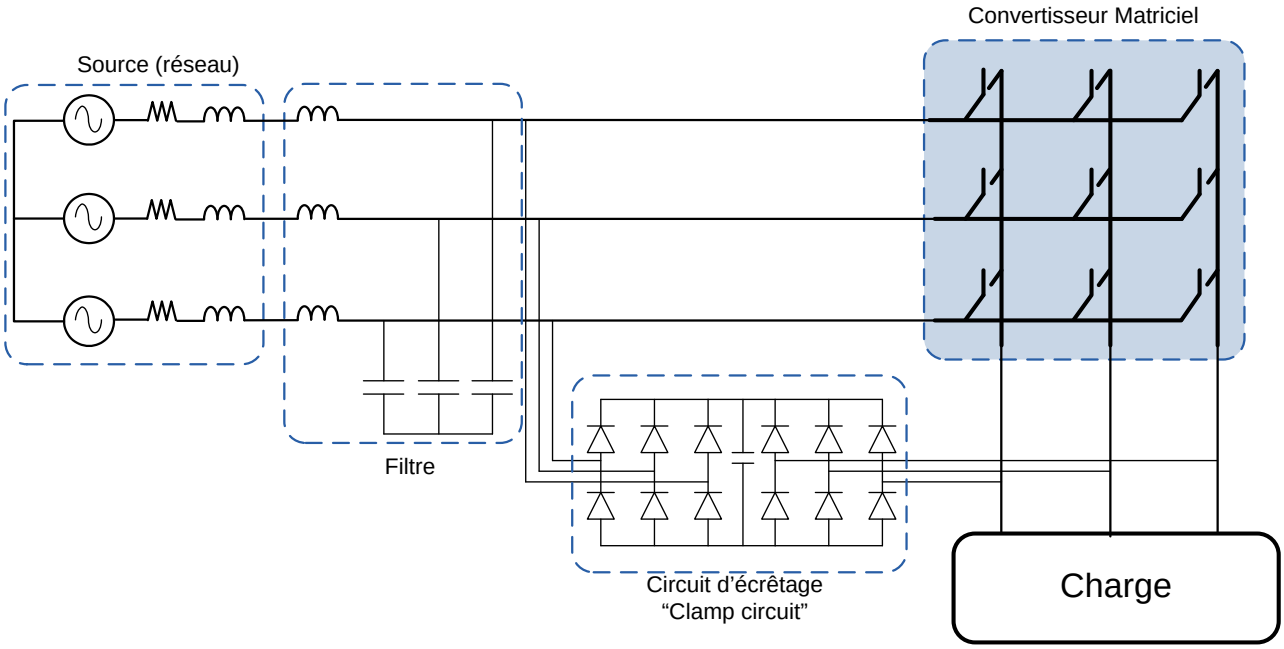


Figure 2.28: Circuit de puissance complet du convertisseur matriciel avec circuits connexes

2.8 Résumé

À travers ce chapitre plusieurs aspects technologiques du convertisseur matriciel ont été abordés. La revue de littérature a mis en relief les principales étapes de son évolution depuis les premiers travaux exposés par Venturini et Alésina.

Une approche générale a été utilisée pour introduire les structures d'un interrupteur bidirectionnel complètement commandable et plusieurs structures ont été présentées. La structure du convertisseur matriciel dépend de cet élément qui a pour rôle d'assurer les commutations entre les phases du port d'entrée et celles de sorties, et ainsi de construire l'onde de sortie désirée.

Le comportement non idéal de l'interrupteur du port de sortie a conduit à l'élaboration de stratégies de commutation qui nécessitent la connaissance du sens du courant. La méthode présentée repose sur la stratégie de commutation en quatre étapes.

Une fonctionnalité importante du convertisseur a été traitée, à savoir la limitation du gain de tension à 87 %. Pour atteindre cette valeur limite de gain, il faut produire une modulation fictive du point neutre réalisée en modifiant la tension de référence que l'on désire construire.

On a aussi mis en évidence que des dispositifs de filtrage et de protection sont nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur matriciel; une attention particulière a été portée au filtre d'entrée qui doit être du type amorti et à phase indépendante du courant de charge.

Finalement, l'énoncée des équations du CM et des règles de commutation a permis de poser les bases des lois de commande du convertisseur. Le chapitre suivant traite des algorithmes de commande en plus de détails, afin de mettre éventuellement au point le modèle générique de convertisseur matriciel.

CHAPITRE 3 COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

Le premier objectif du présent mémoire est l'élaboration d'un modèle générique du convertisseur matriciel direct. En d'autres termes, le modèle proposé doit permettre de tester différentes méthodes de calcul de rapports cycliques des interrupteurs sans pour autant modifier le circuit de simulation. L'outil, ainsi développé, offrira la capacité d'analyser et de comparer le convertisseur matriciel fonctionnant sous différents algorithmes.

L'établissement de la commande d'un convertisseur matriciel se fait en deux étapes :

- La première étape consiste à établir les temps d'activation des neufs interrupteurs. Plusieurs stratégies de modulation ont été mises au point et sont réparties en deux classes : Les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles.
- La seconde étape consiste à traduire en signaux de commande les temps d'activation des semi-conducteurs calculés selon une stratégie de synthèse des séquences de commande. Cette stratégie doit rester indépendante de l'algorithme de commande.

Ce chapitre décrit trois algorithmes proposés dans la littérature depuis un certain nombre d'années :

L'algorithme de Venturini & Alesina qui correspond à une résolution mathématique de la matrice des rapports cycliques.

L'algorithme scalaire de Roy & April, mis au point à l'École Polytechnique de Montréal.

L'algorithme de commande par modulation du vecteur d'espace, une méthode vectorielle bien établie qui a fait l'objet de plusieurs études d'application au convertisseur matriciel.

3.1 Commande des convertisseurs matriciels

La détermination d'une commande revient à déterminer les éléments de la matrice M décrite à l'équation (2.11). elle permet de moduler le vecteur de tension d'entrée afin d'obtenir le vecteur de tension de sortie dont le fondamental de tension répond étroitement à une consigne de référence.

3.1.1 Méthode de Venturini & Alesina

En 1980, Venturini et Alesina présentent le convertisseur matriciel qui est une méthode de commande du convertisseur matriciel basée sur une approche mathématique rigoureuse [7].

L'objectif est de réaliser un transformateur électronique idéal capable de faire varier la tension, le courant, la fréquence et le facteur de déplacement.

La méthode, également connue sous le nom d'« approche de fonction de transfert direct », consiste à multiplier le vecteur des tensions d'entrée par la matrice M de modulation afin d'obtenir un vecteur des tensions de sortie, répondant à une consigne de synthèse.

Pour expliquer la méthode, on considère une entrée triphasée équilibrée V_i de pulsation ω_i et une sortie triphasée équilibrée V_o de pulsation ω_o telles que décrites aux équations (3.1) et (3.2) respectivement.

$$V_i = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_i|.\cos(\omega_i.t) \\ |V_i|.\cos(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}) \\ |V_i|.\cos(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

$$V_o = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_o|.\cos(\omega_o.t + \theta_o) \\ |V_o|.\cos(\omega_o.t - \frac{2.\pi}{3} + \theta_o) \\ |V_o|.\cos(\omega_o.t - \frac{4.\pi}{3} + \theta_o) \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

Les courants d'entrée et de sortie sont décrits ci-dessous :

$$I_i = \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_i|.\cos(\omega_i.t + \Phi_i) \\ |I_i|.\cos(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3} + \Phi_i) \\ |I_i|.\cos(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3} + \Phi_i) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$I_o = \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_o|.\cos(\omega_o.t + \theta_o + \Phi_o) \\ |I_o|.\cos(\omega_o.t - \frac{2.\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o) \\ |I_o|.\cos(\omega_o.t - \frac{4.\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Le calcul des temps d'activation des neufs interrupteurs est d'abord effectué pour une seule phase de sortie.

3.1.1.1 Analyse sur une branche de sortie

L'analyse sur une seule branche de sortie du convertisseur matriciel permet d'en simplifier l'étude. La généralisation aux deux autres phases de sortie suit une démarche identique en autant que la référence de chacune est simplement déphasée de $-\frac{2\cdot\pi}{3}$ et $+\frac{2\cdot\pi}{3}$ par rapport à la première.

Comme montré à la Figure 3.1, la branche de sortie « a » est reliée aux entrées « A », « B » et « C » à travers les interrupteurs S_{11}, S_{12} et S_{13} respectivement.

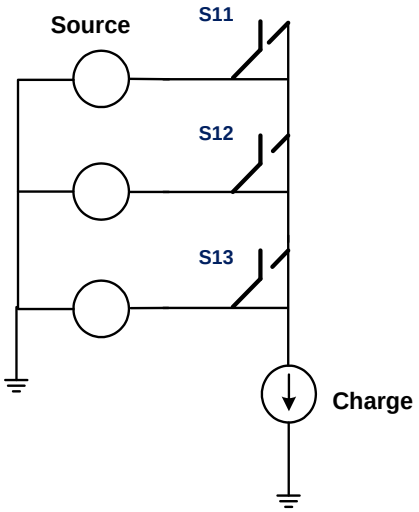


Figure 3.1 : Convertisseur matriciel trois phases à une phase

La tension de sortie est construite à partir des tensions de l'entrée en choisissant les temps d'activation adéquats sur une période de commutation T_{ech}.

Les interrupteurs sont fermés cycliquement de sorte qu'à la séquence k on a :

$$t_1^k + t_2^k + t_3^k = T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}}. \tag{3.5}$$

L'échantillonnage des phases d'entrée étant une fonction discontinue, il est donc important d'avoir une fréquence d'échantillonnage f_{ech} beaucoup plus élevée que les fréquences f_i des tensions d'entrée et $f_{o,ref}$ de la tension de référence, ceci, pour que la composante basse fréquence de la série de fourrier de $V_{o,ref}$ dépende de la valeur moyenne d'une séquence k. L'équation est présentée ici.

$$V_o^k = V_A \cdot t_1^k + V_B \cdot t_2^k + V_C \cdot t_3^k. \tag{3.6}$$

3.1.1.2 Interprétation graphique

La Figure 3.2 illustre un système de tension de source triphasé et équilibrée et la construction de la tension de référence $V_{o,ref}$ à un instant donné.

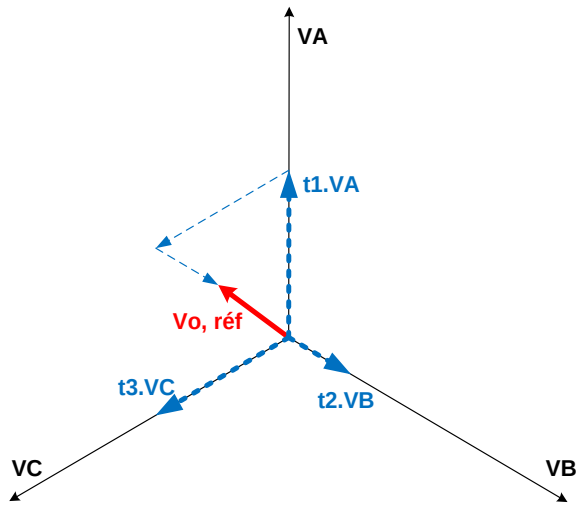


Figure 3.2 : synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k, à partir des tensions d'entrées.

En considérant un cas général, le phaseur résultant évoluera de séquence en séquence tel que montré ici :

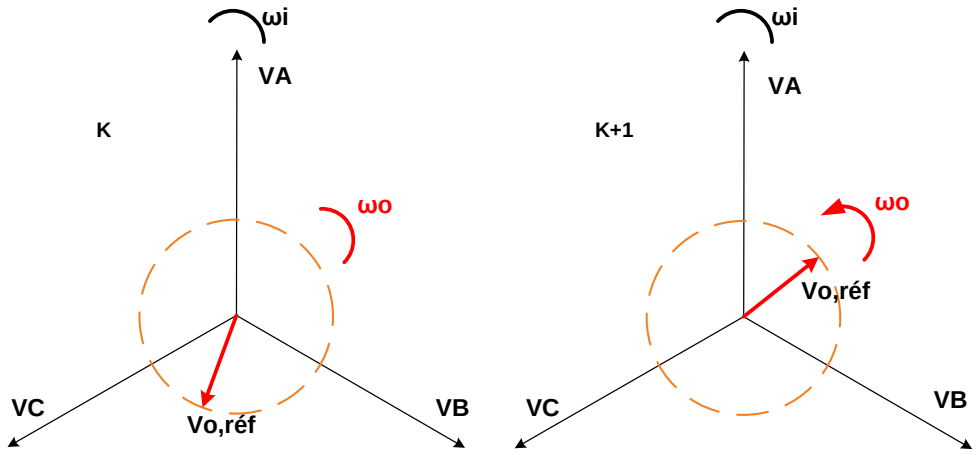


Figure 3.3 : Évolution de la référence $V_{o,\ réf}$ de la séquence k à k+1 (cas général)

Dans le cas de la Figure 3.3, il devient évident que le phaseur résultant évoluera à une vitesse quelconque par rapport au plan de référence tournant à ω_i. En fait la vitesse et le sens de rotation de V_o sont ceux de la consigne de référence.

3.1.1.3 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs

La tension $V_{o,réf}$ résultante à la séquence k est la somme exprimée par l'équation (3.6). Sachant que :

$$\begin{cases} V_A = |V_i|.\cos(\omega_i.t) + j \cdot |V_i|.\sin(\omega_i.t) \\ V_B = |V_i|.\cos\left(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}\right) + j \cdot |V_i|.\sin\left(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}\right) \\ V_C = |V_i|.\cos\left(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}\right) + j \cdot |V_i|.\sin\left(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{3.7}$$

On aura :

$$V_o = \mathrm{Re}\{V_o\} + j \cdot \mathrm{Im}\{V_o\}$$

Avec :

$$\mathrm{Re}\{V_o\} = t_1 \cdot |V_i|.\cos(\omega_i.t) + t_2 \cdot |V_i|.\cos\left(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}\right) + t_3 \cdot |V_i|.\cos\left(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}\right)$$

$$\mathrm{Im}\{V_o\} = t_1 \cdot |V_i|.\sin(\omega_i.t) + t_2 \cdot |V_i|.\sin\left(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}\right) + t_3 \cdot |V_i|.\sin\left(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}\right)$$

En posant : $q = \frac{V_o}{V_i}$ gain en tension du convertisseur, on peut écrire :

$$t_1 \cdot \cos(\omega_i.t) + t_2 \cdot \cos\left(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}\right) + t_3 \cdot \cos\left(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}\right) = q \cdot \cos(\omega_o t + \theta_o)$$

$$t_1 \cdot |V_i|.\sin(\omega_i.t) + t_2 \cdot |V_i|.\sin\left(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}\right) + t_3 \cdot \sin\left(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}\right) = q \cdot \sin(\omega_o t + \theta_o)$$

De plus, la stratégie d'échantillonnage impose l'équation suivante:

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_{ech} \tag{3.8}$$

Finalement, la résolution de ce système à trois équations trois inconnues nous donne :

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_{ech}}{3} \cdot [1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_o - \omega_i) \cdot t + \theta_o)] \\ t_2 = \frac{T_{ech}}{3} \cdot \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_o - \omega_i) \cdot t + \theta_o + 2 \cdot \frac{\pi}{3})\right] \\ t_3 = \frac{T_{ech}}{3} \cdot \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_o - \omega_i) \cdot t + \theta_o + 4 \cdot \frac{\pi}{3})\right] \end{cases} \tag{3.9}$$

La généralisation aux trois branches a pour résultat :

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{T_{ech}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) \end{bmatrix}$$

Avec : $\omega_m = \omega_o - \omega_i$

3.1.1.4 Réglage du facteur de déplacement

La solution de la matrice M présentée est obtenue en considérant une pulsation de sortie ω_o positive. Ce résultat est celui du mode symétrique pour lequel le courant d'entrée a un déphasage Φ_i égal au déphasage de sortie Φ_o.

Si on considère une pulsation de sortie négative, la matrice de commande M, montrée ci-dessous, donne un courant d'entrée dont le déphasage Φ_i est égal à l'inverse du déphasage de sortie $-\Phi_o$.

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{T_{ech}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos\left(\omega_m \cdot t + \theta_o - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t - \theta_o) \end{bmatrix}$$

Avec : $\omega_m = -\omega_o - \omega_i$

La combinaison de ces deux solutions permet d'obtenir un facteur de déplacement unitaire. Il est possible de régler à une valeur quelconque le facteur de déplacement en choisissant judicieusement un taux de remplissage entre ces deux modes.

Dans l'étude faite par Louis Duguay [24], la matrice de commande M est définie comme suit:

$$M = \frac{1+m}{6} \cdot M_{symétrique} + \frac{1-m}{6} \cdot M_{antisymétrique}$$

Avec:

$$m = \frac{\tan(\emptyset_i)}{\tan(\emptyset_o)}$$

3.2 Méthode Scalaire de Roy & April

En 1987, MM. G.Roy et G.E.April présentent une méthode réaliste et éprouvée permettant d'atteindre un ratio 0.87 entre les tensions de sortie et d'entrée du convertisseur, ce qui représente le maximum théorique du gain de tension [11].

En 1989, MM. G.Roy, G.E.April définissent l'algorithme de commande scalaire appliqué au cycloconvertisseur [10]. C'est le premier algorithme scalaire mis au point pour le convertisseur matriciel.

L'algorithme scalaire nécessite la mesure des tensions instantanées à l'entrée du convertisseur afin de déterminer les temps d'activation des interrupteurs, car on considère ici les valeurs instantanées disponibles à chaque période d'échantillonnage.

3.2.1 Description de la méthode

On définit les trois nouvelles tensions V_M, V_L et V_K qui vont prendre les valeurs des trois tensions d'entrées selon les deux règles suivantes :

- On assigne la lettre M à la tension d'entrée dont le signe diffère des 2 autres.
- Pour les deux tensions restantes, on assigne la lettre K à la plus faible en valeur absolue.
- La lettre L est assignée à la troisième tension d'entrée.

En appliquant ces deux règles, nous répertorions six sections sur une période T des signaux d'entrée. Ces six sections sont représentées à la Figure 3.4.

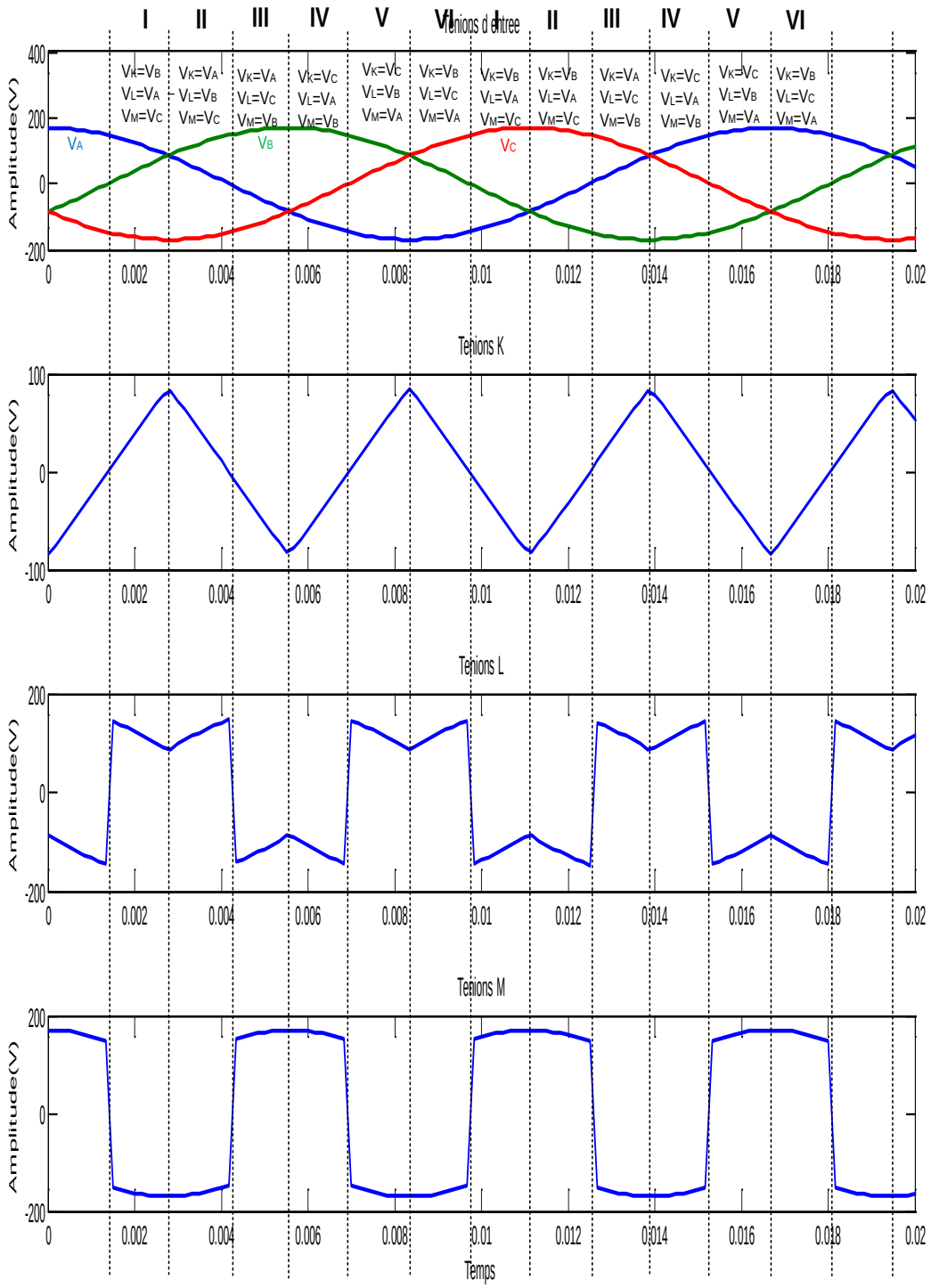


Figure 3.4: Construction du système de tensions K, L, M

3.2.2 Calcul des temps de fermetures des interrupteurs

Comme pour la méthode de Venturini, les équations restent valides :

$$t_M + t_L + t_K = T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}} \tag{3.10}$$

$$v_O = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (v_M t_M + v_L t_L + v_K t_K) \tag{3.11}$$

Où Vo est la tension de sortie pour une phase sur une période d'échantillonnage.

On introduit en plus une nouvelle équation ; les temps t_L et t_K sont choisis en respectant le critère suivant :

$$\frac{t_K}{t_L} = \frac{v_K}{v_L} = \rho_{KL} \tag{3.12}$$

Pour $v_K \cdot v_L \geq 0$ Tel que : $0 \leq \rho_{KL} \leq 1$

ρ_{KL} définit le rapport des temps des temps d'activation des deux tensions d'entrées ayant la même polarité instantanée.

À partir des équations (3.10), (3.11) et (3.12), on détermine les temps d'activation des interrupteurs référés au système de tensions V_K, V_L et V_M:

$$\begin{cases} t_L = T_{sw} \cdot \dfrac{V_o - V_M}{\rho_{KL} \cdot V_K + V_L - (1 + \rho_{KL}) \cdot V_M} \\ t_K = \rho_{KL} \cdot t_L \\ t_M = T_{ech} - t_L - t_K \end{cases} \tag{3.13}$$

Il faut évaluer continuellement les tensions V_K, V_L et V_M afin de les connecter à la sortie durant des temps t_K, t_L et t_M d'une séquence T_{ech}.

3.2.2.1 Affectation des rapports cycliques m_{ij}

Les rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs sont appliqués sur le système d'entrée réel constitué des tensions V_A, V_B et V_C. selon la section où l'on se situe à un instant donné et en se référant à la Figure 3.4, les rapports cycliques sont évalués comme suit :

- **<u>Section 1 :</u>**

$$\begin{cases} v_K = v_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ v_L = v_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ v_M = v_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

- **<u>Section 2 :</u>**

$$\begin{cases} v_K = v_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ v_L = v_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ v_M = v_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

- **<u>Section 3 :</u>**

$$\begin{cases} v_K = v_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ v_L = v_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ v_M = v_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

- **<u>Section 4 :</u>**

$$\begin{cases} v_K = v_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ v_L = v_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ v_M = v_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

- **<u>Section 5 :</u>**

$$\begin{cases} v_K = v_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ v_L = v_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ v_M = v_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

- **<u>Section 6 :</u>**

$$\begin{cases} v_K = v_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ v_L = v_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ v_M = v_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

3.2.3 Réglage du facteur de déplacement

Introduire un déphasage entre le port d'entrée réel et le port d'entrée utilisé lors des calculs permet de régler l'angle de déphasage du fondamental du courant de source.

Le courant de source est donné par l'équation suivante:

$$I_A = \frac{1}{T_{éch}} \cdot (t_1 I_a + t_4 I_b + t_7 I_c) \tag{3.14}$$

En utilisant la méthode scalaire, on obtient l'équation suivante :

$$I_A = \frac{(V_a - V_M) i_a + (v_b - V_M) i_b + (V_c - V_M) i_c}{[\rho\_KL V_K + V_L - (1 + \rho_{KL}) V_M] \rho_{KL}{}^{-1}} \tag{3.15}$$

Le système de tensions d'entrée utilisé lors des calculs possède un déphasage σ par rapport au port d'entrée réel :

$$\begin{cases} V_1 = |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \sigma) \\ V_2 = |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \sigma) \\ V_3 = |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \frac{2\pi}{3} + \sigma) \end{cases} \tag{3.16}$$

Prenons l'exemple de la section 2 définie par :

$$\begin{cases} V_K = V_1 \\ V_L = V_2 \\ V_M = V_3 \end{cases}$$

On a alors: $\rho_{KL} = \frac{V_1}{V_2}$

D'autre part, la tension de sortie demeure: $V_o = |V_o| \cdot \cos(\omega_o \cdot t) = \frac{t_K V_k + t_L V_L + t_M V_M}{T_{éch}}$

Il en résulte que le fondamental de courant sera en phase avec le système de tensions auquel on a introduit un déphasage σ, ce faisant, le fondamental de courant de source sera en avance ou en retard de cet angle σ par rapport à la tension d'entrée réelle.

3.3 Méthode de modulation du vecteur d'espace

La méthode de modulation du vecteur d'espace est basée sur la représentation en vecteur d'espace de $\overrightarrow{V_o}$ et $\overrightarrow{I_i}$ dans le repère d, q; le vecteur d'espace est obtenu à partir de la transformée de Concordia.

$$\overrightarrow{V_o} = \frac{2}{3} \cdot (V_{o1} + a \cdot V_{o2} + a^2 \cdot V_{o3}) = V_o \cdot e^{j\alpha_o \cdot t} \tag{3.17}$$

$$\overrightarrow{I_i} = \frac{2}{3} \cdot (I_{i1} + a \cdot I_{i2} + a^2 \cdot I_{i3}) = I_i \cdot e^{j\beta_i \cdot t} \tag{3.18}$$

Les conditions de commutation citées au chapitre 1 permettent d'obtenir 27 configurations valides pour la structure triphasée du convertisseur matriciel direct.

Les tableaux 3-1, 3-2 et 3-3 présentent les 27 configurations possibles et leurs vecteurs spatiaux correspondants. Cependant, la méthode du vecteur d'espace n'emploie que les 18 vecteurs stationnaires présentés au Tableau 3-2 et les 3 vecteurs nuls présentés au Tableau 3-3. Les vecteurs tournants du Tableau 3-1 ont une phase dépendante du temps. Ils ne sont pas utilisés dans la réalisation de cette méthode.

Tableau 3-1: Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs tournants)

		Interrupteurs fermés			**Tenions de sortie**			**Courants d'entrée**			**Phaseur tension**		**Phaseur courant**	
					V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	I_A	I_B	I_C	Ampl.	Phase	Ampl.	Phase
	1	S_{11}	S_{22}	S_{33}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	I_a	I_b	I_c	V_{i_ll}	$\omega_i t$	I_o	$\omega_o t$
	2	S_{11}	S_{23}	S_{32}	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	I_a	I_c	I_b	$-V_{i\_ll}$	$-\omega_i t+4\pi/3$	I_o	$-\omega_o t$
	3	S_{12}	S_{21}	S_{33}	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	I_b	I_a	I_c	$-V_{i\_ll}$	$-\omega_i t$	I_o	$-\omega_o t+2\pi/3$
	4	S_{12}	S_{23}	S_{31}	V_{BC}	V_{CA}	V_{AB}	I_c	I_a	I_b	V_{i_ll}	$\omega_i t+4\pi/3$	I_o	$\omega_o t+2\pi/3$
	5	S_{13}	S_{21}	S_{32}	V_{CA}	V_{AB}	V_{CA}	I_b	I_c	I_a	V_{i_ll}	$\omega_i t+2\pi/3$	I_o	$\omega_o t+4\pi/3$
	6	S_{13}	S_{22}	S_{31}	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	I_c	I_b	I_a	$-V_{i\_ll}$	$-\omega_i t+2\pi/3$	I_o	$-\omega_o t+4\pi/3$

Tableau 3-2 : Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs stationnaires)

		interrupteurs fermés			**Tenions de sortie**			**Courants d'entrée**			**Phaseur tension**		**Phaseur courant**	
1P	**7**	S_{11}	S_{22}	S_{32}	V_{AB}	0	$-V_{AB}$	I_a	$-I_a$	0	$k_v.V_{AB}$	0	$k_i.i_a$	$-\pi/6$
1N	**8**	S_{12}	S_{21}	S_{31}	$-V_{AB}$	0	V_{AB}	$-I_a$	I_a	0	$-k_v.V_{AB}$	0	$-k_i.i_a$	$-\pi/6$
2P	**9**	S_{12}	S_{23}	S_{33}	V_{BC}	0	$-V_{BC}$	0	I_a	$-I_a$	$k_v.V_{BC}$	0	$k_i.i_a$	$\pi/2$
2N	**10**	S_{13}	S_{22}	S_{32}	$-V_{BC}$	0	V_{BC}	0	$-I_a$	I_a	$-k_v.V_{BC}$	0	$-k_i.i_a$	$\pi/2$
3P	**11**	S_{13}	S_{21}	S_{31}	V_{CA}	0	$-V_{CA}$	$-I_a$	0	I_a	$k_v.V_{CA}$	0	$k_i.i_a$	$7\pi/6$
3N	**12**	S_{11}	S_{23}	S_{33}	$-V_{CA}$	0	V_{CA}	I_a	0	$-I_a$	$-k_v.V_{CA}$	0	$-k_i.i_a$	$7\pi/6$
4P	**13**	S_{12}	S_{21}	S_{32}	$-V_{AB}$	V_{AB}	0	I_b	$-I_b$	0	$k_v.V_{AB}$	$2\pi/3$	$k_i.i_b$	$-\pi/6$
4N	**14**	S_{12}	S_{22}	S_{31}	V_{AB}	$-V_{AB}$	0	$-I_b$	I_b	0	$-k_v.V_{AB}$	$2\pi/3$	$-k_i.i_b$	$-\pi/6$
5P	**15**	S_{13}	S_{22}	S_{33}	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	0	I_b	$-I_b$	$k_v.V_{BC}$	$2\pi/3$	$k_i.i_b$	$\pi/2$
5N	**16**	S_{12}	S_{23}	S_{32}	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	0	$-I_b$	I_b	$-k_v.V_{BC}$	$2\pi/3$	$-k_i.i_b$	$\pi/2$
6P	**17**	S_{11}	S_{23}	S_{31}	$-V_{CA}$	V_{CA}	0	$-I_b$	0	I_b	$k_v.V_{CA}$	$2\pi/3$	$k_i.i_b$	$7\pi/6$
6N	**18**	S_{13}	S_{21}	S_{33}	V_{CA}	$-V_{CA}$	0	I_b	0	$-I_b$	$-k_v.V_{CA}$	$2\pi/3$	$-k_i.i_b$	$7\pi/6$
7P	**19**	S_{12}	S_{22}	S_{31}	0	$-V_{AB}$	V_{AB}	I_c	$-I_c$	0	$k_v.V_{AB}$	$4\pi/3$	$k_i.i_c$	$-\pi/6$
7N	**20**	S_{11}	S_{21}	S_{32}	0	V_{AB}	$-V_{AB}$	$-I_c$	I_c	0	$-k_v.V_{AB}$	$4\pi/3$	$-k_i.i_c$	$-\pi/6$
8P	**21**	S_{13}	S_{23}	S_{32}	0	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	I_c	$-I_c$	$k_v.V_{BC}$	$4\pi/3$	$k_i.i_c$	$\pi/2$
8N	**22**	S_{12}	S_{22}	S_{33}	0	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	$-I_c$	I_c	$-k_v.V_{BC}$	$4\pi/3$	$-k_i.i_c$	$\pi/2$
9P	**23**	S_{11}	S_{21}	S_{33}	0	$-V_{CA}$	V_{CA}	$-I_c$	0	I_c	$k_v.V_{CA}$	$4\pi/3$	$k_i.i_c$	$7\pi/6$
9N	**24**	S_{13}	S_{23}	S_{31}	0	V_{CA}	$-V_{CA}$	I_c	0	$-I_c$	$-k_v.V_{CA}$	$4\pi/3$	$-k_i.i_c$	$7\pi/6$

Les 18 vecteurs spatiaux résultants présentés dans le Tableau 3-2 se caractérisent par une amplitude variable et une phase constante, leurs représentations sur un plan complexe permettent de construire les hexagones de tension et de courant.

La première colonne du tableau identifie les configurations selon le signe du module du vecteur d'espace calculé: P pour les configurations positives et N pour leurs complémentaires négatives.

Tableau 3-3: Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs nuls)

		interrupteurs fermés			**Tenions de sortie**			**Courants d'entrée**			**Phaseur tension**		**Phaseur courant**	
	25	S_{11}	S_{21}	S_{31}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	26	S_{12}	S_{22}	S_{32}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	27	S_{13}	S_{23}	S_{33}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Les configurations du Tableau 3-3 permettent d'obtenir un vecteur nul, c'est-à-dire que sa tension en sortie est nulle; ces configurations sont utiles lorsqu'il s'agit de compléter un cycle d'échantillonnage.

3.3.1 Représentation des vecteurs stationnaires

La représentation des 18 vecteurs stationnaires forme dans le plan complexe 6 sections. La Figure 3.5 montre les hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée.

On obtient six sections ayant chacune un angle de 60°; elles sont identifiées par six configurations d'interrupteurs.

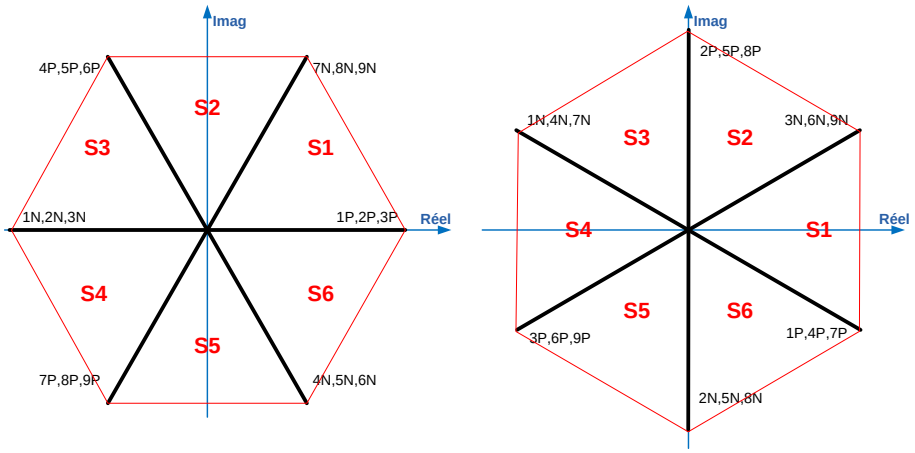


Figure 3.5 Hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée

À chaque période d'échantillonnage T_{ech}, le vecteur de tension de référence $V_{o,ref}$ et le courant d'entrée de référence $I_{i,ref}$ sont représentés dans les plans complexes de la Figure 3.5. Un exemple est donné à la Figure 3.6.

Le Tableau 3-4 expose les configurations communes en fonction des sections où se situent les références de tension de sortie et de courant d'entrée dans les hexagones de la Figure 3.5.

Tableau 3-4: Configurations communes selon les secteurs des vecteurs références

Sections	**S_v=1 ou 4**				**S_v=2 ou 5**				**S_v=3 ou 6**			
S_i=1 ou 4	9 P N	7 P N	3 P N	1 P N	6 P N	4 P N	9 P N	7 P N	3 P N	1 P N	6 P N	4 P N
S_i=2 ou 5	8 P N	9 P N	2 P N	3 P N	5 P N	6 P N	8 P N	9 P N	2 P N	3 P N	5 P N	6 P N
S_i=3 ou 6	7 P N	8 P N	1 P N	2 P N	4 P N	5 P N	7 P N	8 P N	1 P N	2 P N	4 P N	5 P N
Indices des rapports cycliques	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**	**A**	**B**	**C**	**D**

On remarque que $V_{o,ref}$ et $I_{i,ref}$ auront à chaque instant quatre configurations communes sur les douze configurations des vecteurs formant leurs sections respectives.

Les sections où se trouvent les vecteurs références que l'on désire reproduire sont identifiées par leurs indices positifs. Elles servent, avec l'aide des tableaux 2-2 et 2-4, à identifier la configuration sélectionnée.

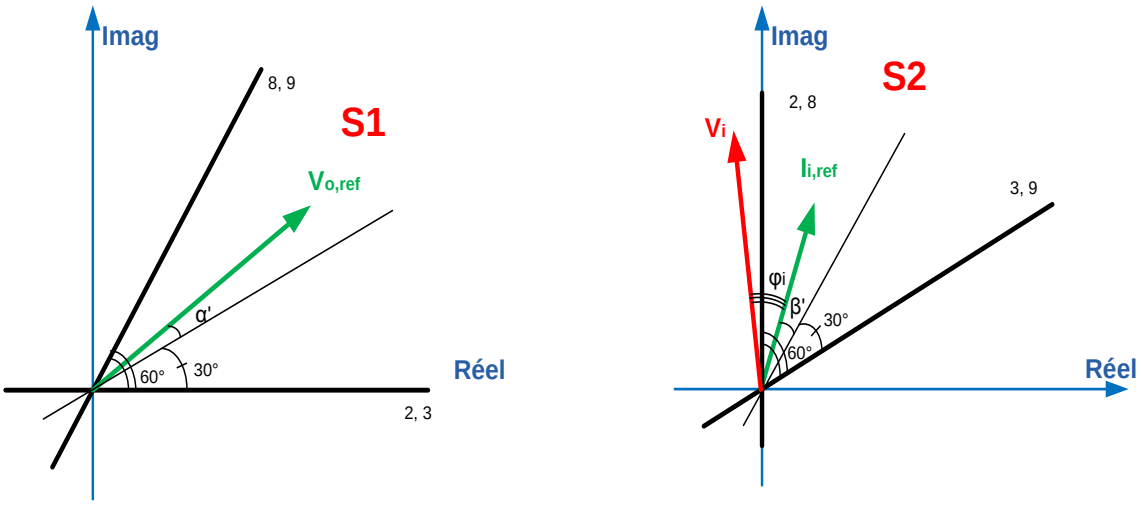


Figure 3.6 : Exemple de représentation des vecteurs de tension et de courant de référence

Les formules générales des rapports cycliques identifiées par δ_i pour chaque configuration répertoriée A, B, C et D au Tableau 3-4, ont été développées par l'équipe de Casadei [29]:

$$\begin{cases} \delta_A = (-1)^{n_v+n_i}\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)\cdot q\cdot\frac{\cos\left(\alpha'_o-\frac{\pi}{3}\right)\cdot\cos\left(\beta'_i-\frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i} \\ \delta_B = (-1)^{n_v+n_i+1}\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)\cdot q\cdot\frac{\cos\left(\alpha'_o-\frac{\pi}{3}\right)\cdot\cos\left(\beta'_i+\frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i} \\ \delta_C = (-1)^{n_v+n_i+1}\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)\cdot q\cdot\frac{\cos\left(\alpha'_o+\frac{\pi}{3}\right)\cdot\cos\left(\beta'_i-\frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i} \\ \delta_D = (-1)^{n_v+n_i}\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)\cdot q\cdot\frac{\cos\left(\alpha'_o+\frac{\pi}{3}\right)\cdot\cos\left(\beta'_i+\frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i} \end{cases} \tag{3.19}$$

où :

- n_v : Numéro de la section où se trouve la phase de la tension de sortie de référence.
- n_i : Numéro de la section où se trouve la phase du courant d'entrée de référence.
- α'_o : Angle entre le milieu de la section ou se trouve le phaseur tension de référence et le phaseur lui-même.
- β'_i : Angle entre le milieu de la section ou se trouve le phaseur courant de référence et le phaseur lui-même.
- q: Ratio de tension (sortie vs entrée).
- φ_i : Déphasage du courant d'entrée.

Si un rapport cyclique δ_i calculé par les formules est négatif, il faut utiliser l'équivalent négatif de la configuration sélectionnée.

L'exemple présenté ci-dessous a pour but de démontrer la méthode dans un cas d'application type.

<u>Exemple :</u>

Supposons que Si = Sv=1.

D'après le Tableau 3-4, les configurations à sélectionner sont: [9 7 3 1], ces configurations sont communes aux sections Si et Sv dans les hexagones de la Figure 3.5,

La dernière ligne du Tableau 3-4 permet de déterminer l'ordre des configurations afin qu'elles correspondent à l'ordre des équations de calcul des rapports cycliques:

$\delta_A = \delta_9 \qquad \delta_B = \delta_7 \qquad \delta_C = \delta_3 \qquad \delta_D = \delta_1$

- Si $\delta_9 > 0$, il faut appliquer la configuration 9P du Tableau 3-2:[S_{11}, S_{21}, S_{33}].
- Si $\delta_9 < 0$, il faut appliquer la configuration 9N du Tableau 3-2 : [S_{13}, S_{23}, S_{31}].

Les règles de commutation sont respectées par l'ajout d'un rapport cyclique d'une configuration zéro δ_0.

$$\delta_0 = 1 - (\delta_A + \delta_B + \delta_C + \delta_D) \tag{3.20}$$

3.3.2 Détermination des rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs

À partir des rapports cycliques δ_i des configurations, il faut déterminer les rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs.

Chaque configuration correspond à trois interrupteurs actifs, un seul sur chaque branche de sortie. La méthode la plus simple à réaliser consiste à sommer les quatre rapports cycliques δ_i des quatre configurations sélectionnées durant un pas d'échantillonnage, et d'introduire, le cas échéant, la ou les configurations des vecteurs nuls choisis afin de respecter les conditions de commutations établies au chapitre 1.

$$\begin{cases} t_{11} + t_{12} + t_{13} = T_{\text{éch}} \\ t_{21} + t_{22} + t_{23} = T_{\text{éch}} \\ t_{31} + t_{32} + t_{33} = T_{\text{éch}} \end{cases} \tag{3.21}$$

Finalement, on répertorie la contribution de chaque interrupteur sur le pas d'échantillonnage. Son rapport cyclique m_{ij} est égal à la somme des rapports cycliques δ_i des configurations auxquelles il appartient.

Le choix et la manière d'affecter les configurations nulles permet d'obtenir différentes valeurs pour de rapports cycliques m_{ij}.

3.4 Génération d'impulsions et séquenceur

La technique de modulation proposée va générer les impulsions de commande qui seront envoyées aux grilles des transistors. Cette technique est indépendante du choix de l'algorithme de commande sélectionné.

Le séquenceur à simple pente est pratique à réaliser; Il suffit de comparer les rapports cycliques calculés par l'algorithme de commande à un signal en dents de scie dont la base est égale à la période d'échantillonnage et dont l'amplitude est unitaire. La Figure 3.7 donne un exemple de cette technique.

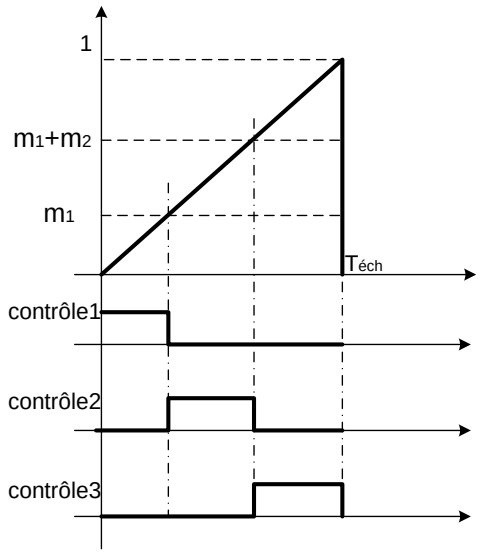


Figure 3.7: Exemple d'établissement des signaux de commande avec une modulation simple pente

En pratique, un signal en dents de scie à 256 niveaux peut être aisément généré à l'aide d'une horloge, d'un compteur 8 bits et d'un convertisseur numérique/analogique.

Dans le cas de la commande par vecteur d'espace, on retrouve dans la littérature d'autres techniques à double pente. Elles consistent à établir la manière d'appliquer les configurations sélectionnées et à placer les configurations nulles de sorte à optimiser la qualité des ondes produites par le convertisseur matriciel. Ces méthodes sont présentées à l'annexe 2.

3.5 Exemple de résultats obtenus pour chaque méthode de commande

Les figures ci-dessous présentent les signaux de commandes générés par les trois algorithmes de commande étudiés.

3.5.1 Exemple de résultats avec l'algorithme de Venturini

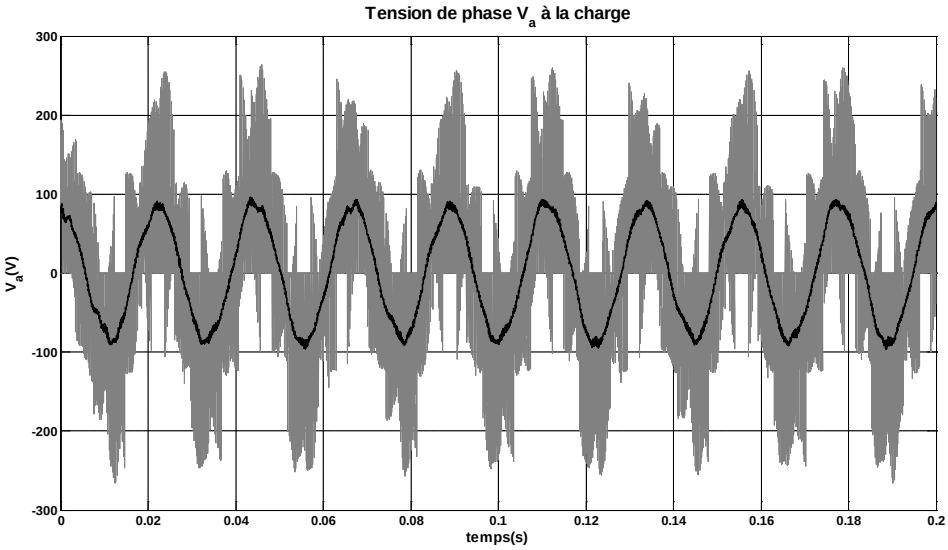


Figure 3.8: Exemple de tension de phase construite par l'algorithme de Ventuini &Alesina

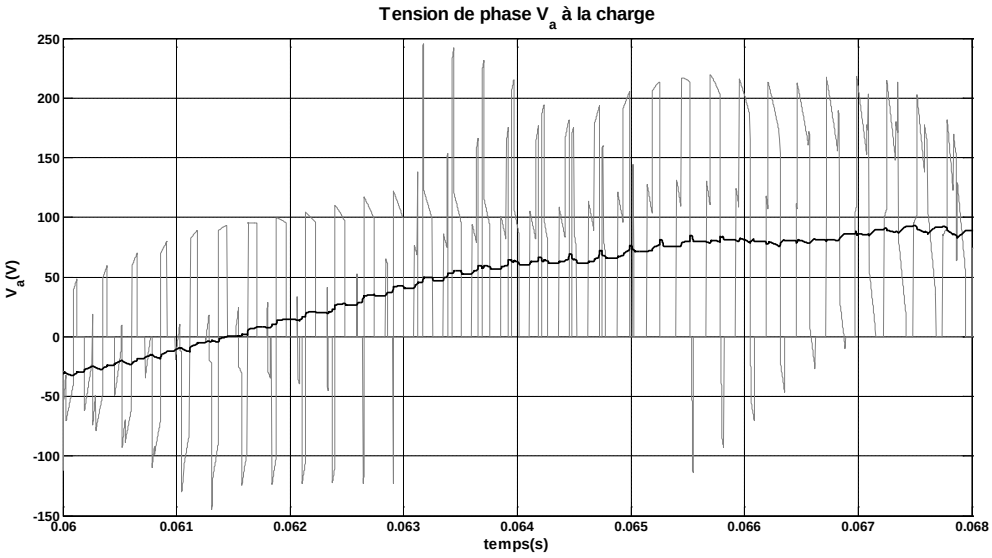


Figure 3.9: Agrandissement sur la de tension de phase avec la méthode de Ventuini &Alesina

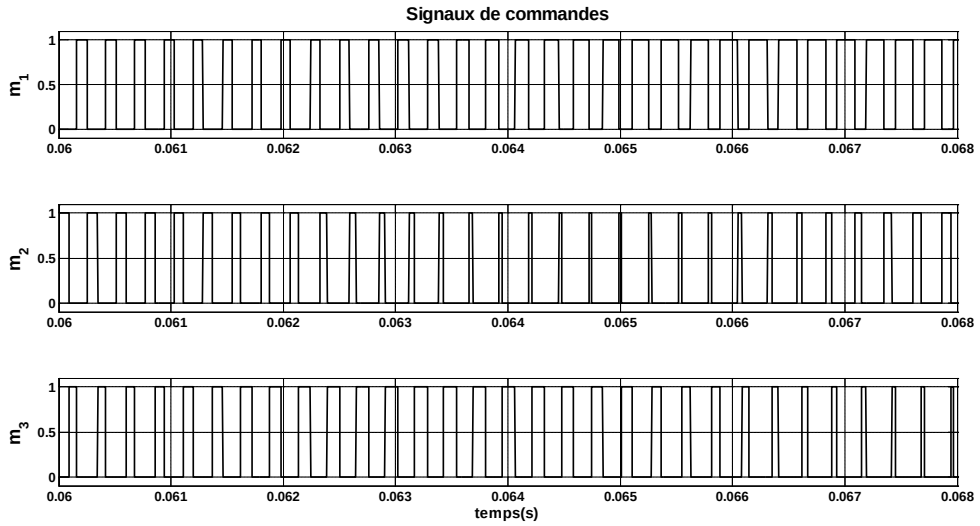


Figure 3.10: Exemple de signaux de commande obtenus avec l'algorithme de Venturini & Alesina

3.5.2 Exemple de résultats avec la commande scalaire

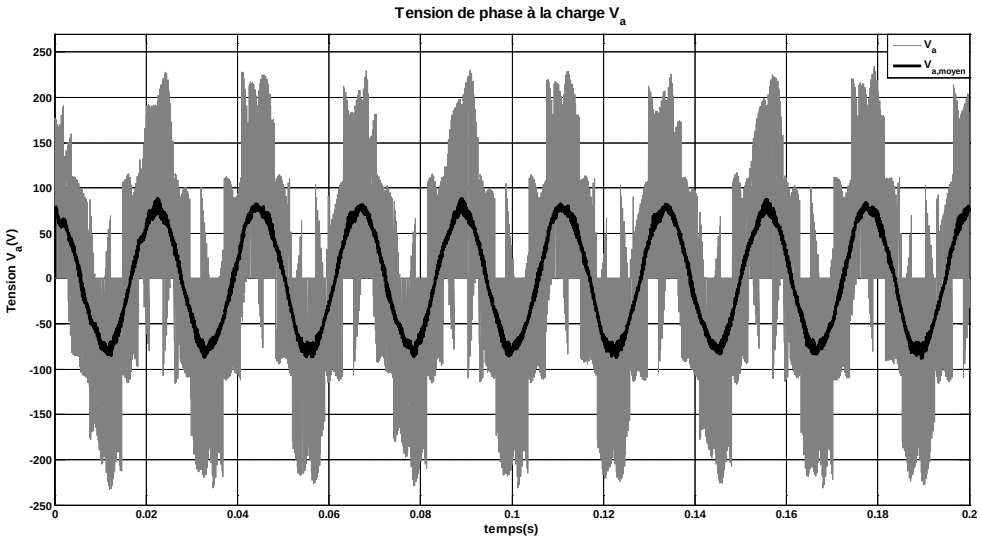


Figure 3.11: Exemple de tension de phase construite par l'algorithme scalaire

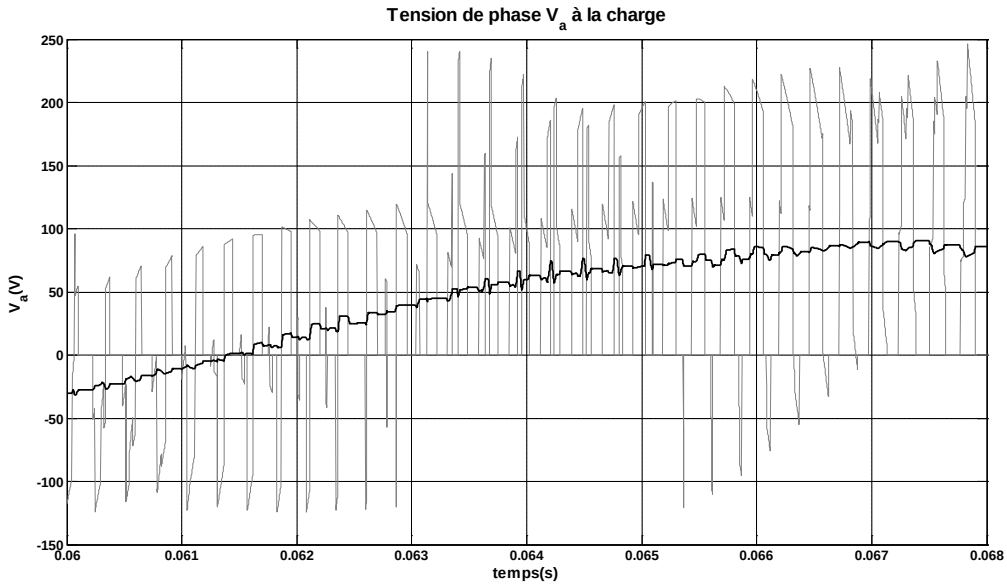


Figure 3.12: Agrandissement sur la de tension de phase avec la méthode scalaire

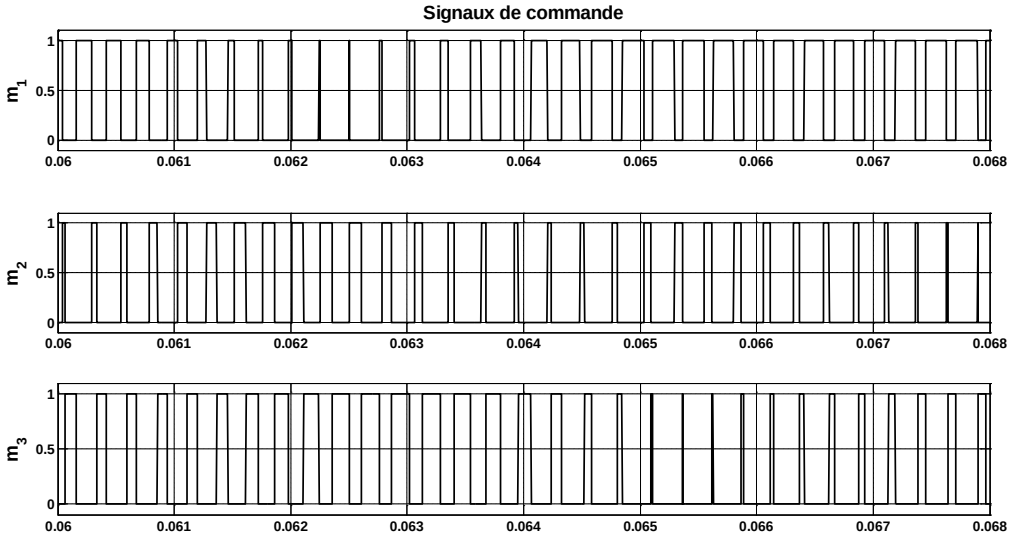


Figure 3.13: Exemple de signaux de commande obtenus avec l'algorithme scalaire

3.5.3 Exemple de résultats avec la modulation du vecteur d'espace

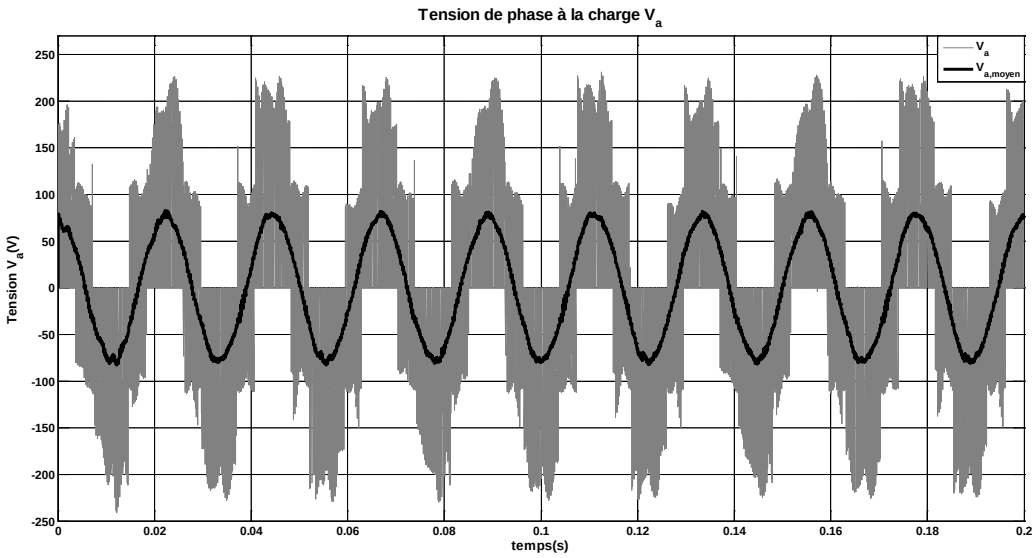


Figure 3.14: Exemple de tension de phase construite avec modulation du vecteur d'espace

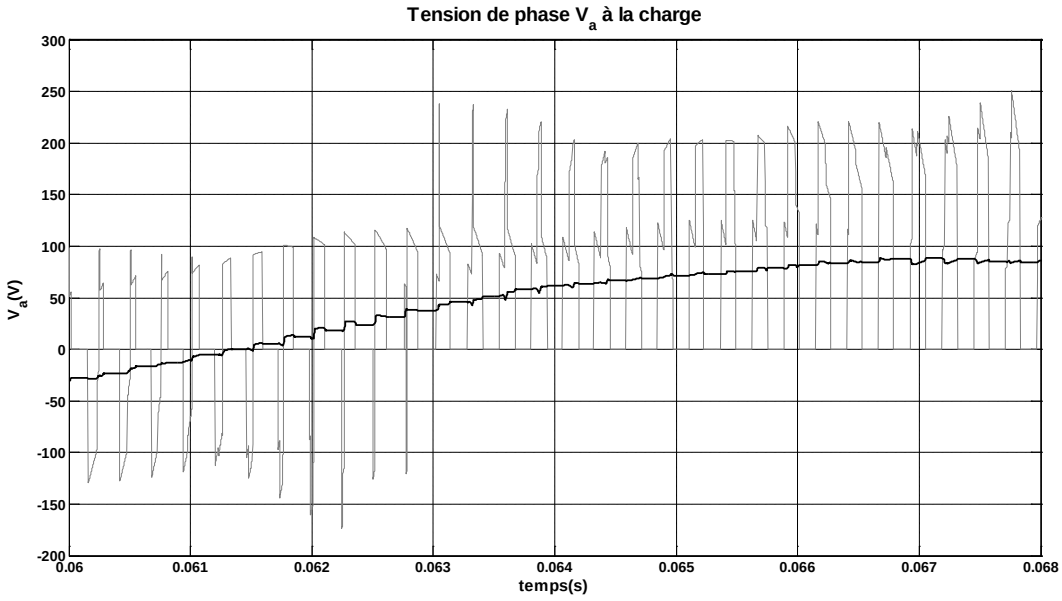


Figure 3.15: Agrandissement sur la de tension de phase avec modulation du vecteur d'espace

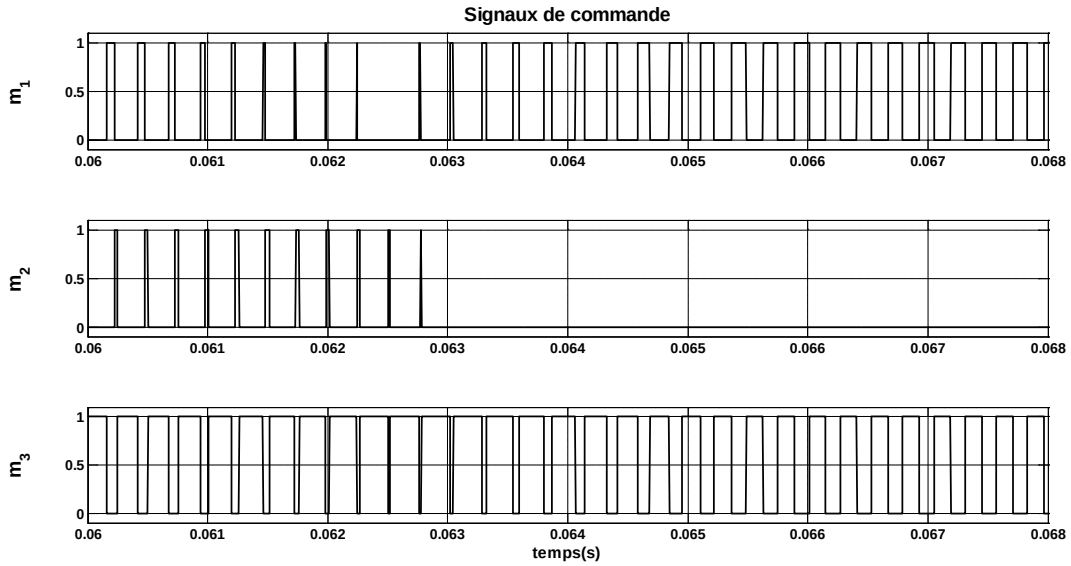


Figure 3.16: Exemple de signaux de commande obtenus avec modulation du vecteur d'espace

3.6 Résumé

Trois algorithmes de commande du convertisseur ont été présentés, il s'agit de :

- L'algorithme de Venturini et Alisena basé sur la résolution mathématique de la matrice des rapports cycliques.
- L'algorithme scalaire de G.Roy et G.E.April basé la mesure des valeurs instantanées des tensions du port d'entrée.
- L'algorithme de commande par modulation du vecteur d'espace qui nécessite de sélectionner les configurations adéquates du convertisseur et d'en calculer les temps d'activation.

L'objectif de réaliser un modèle générique concerne spécifiquement les algorithmes de commande. Leur étude est donc une étape importante.

Les impulsions de commande, acheminées aux interrupteurs, sont produites grâce à un séquenceur qui traduit les rapports cycliques calculés par l'algorithme de commande.

On retiendra qu'afin de reproduire les tensions de sortie désirées les algorithmes de commandes nécessitent, outre les signaux de référence, un certain nombre de données qui diffèrent d'un algorithme à l'autre. Ceci s'explique par le fait que les approches ayant permis l'élaboration de ces méthodes sont également différentes (scalaires et vectorielles).

Le prochain chapitre présente le modèle générique de simulation et les étapes ayant permis de le réaliser.

CHAPITRE 4 MODÈLES DE SIMULATION

Ce chapitre décrit le modèle générique du convertisseur matriciel direct et son fonctionnement, adapté aux environnements de EMTP-RV et SPS.

Le modèle réalisé contient les éléments suivants : le circuit d'alimentation, le circuit du convertisseur, le circuit de commande, la charge et le filtre d'entrée.

Dans la description du circuit du convertisseur, l'accent est mis sur la modélisation des semi-conducteurs qui diffère légèrement d'un logiciel à l'autre.

Ce chapitre contient également une description sommaire des logiciels de simulation employés, la mise en contexte des modèles, la justification des processus de simulation choisis et expose la méthodologie utilisée.

4.1 Contexte du modèle de simulation

L'un des objectifs du travail réalisé est de développer et de valider un modèle générique du convertisseur matriciel direct afin d'en simuler le comportement en réponse aux algorithmes de commande présentés au chapitre 2.

Les raisons de la mise au point d'un tel modèle se résument comme suit :

- tester de nouveaux algorithmes de commande et/ou de nouvelles structures d'interrupteurs rapidement et à moindre frais;
- réaliser les études en profondeur avant la réalisation d'un prototype en laboratoire;
- analyser le comportement du convertisseur dans différentes applications industrielles (système électromécanique, système éolien…)
- se doter d'un outil de vocation pédagogique afin d'introduire le convertisseur matriciel dans des cours universitaires, tant au premier cycle que chez les gradués traitant d'électronique de puissance (ex: ELE6425).

4.2 Logiciels de simulation

4.2.1 EMTP-RV

Le programme EMTP-RV (ElectroMagnetic Transients Program-rv) est un logiciel dédié à la simulation des réseaux électriques, tant en régime transitoire que permanent. Sa librairie contient deux types d'éléments :

- Composants électriques :
  - Différents types de sources.
  - Des éléments linéaires, non-linéaires et plusieurs modèles d'équipements électriques.
- Éléments TACS « transient analysis of control systems »:
  - Fonctions, comparateurs, portes logiques permettant l'élaboration de systèmes de commande.

La méthodologie de calcul dans EMTP existe depuis 1969 et se base sur les travaux de H.W Dommel [30]. Les circuits sont résolus par l' analyse nodale en utilisant la matrice d'admittance du système. Les éléments non-linéaires du circuit sont discrétisés et remplacés par un équivalent résistif déduit de la méthode d'intégration trapézoïdale [31].

Le système d'équations à résoudre se présente sous la forme suivante :

$$Y_n V_n = I_n \tag{4.1}$$

$$I_n = i_s - I_{his} \tag{4.2}$$

La particularité du logiciel EMTP-RV réside dans la représentation mathématique des circuits modélisés. L'équation (4.1) est la matrice nodale-augmentée-modifiée utilisée qui permet de dépasser les limitations imposées par l'analyse nodale classique [32].

$$\begin{bmatrix} Y_n & V_c & D_c & S_c \\ V_r & V_d & D_{VD} & S_{VS} \\ D_r & D_{DV} & D_d & S_{DS} \\ S_r & S_{SV} & S_{SD} & S_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_n \\ i_v \\ i_D \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_n \\ v_b \\ d_b \\ s_b \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

La matrice Y_n est la matrice nodale classique, les sous-matrices représentent des éléments spécifiques du circuit simulé : interrupteurs, transformateurs…etc. De l' information complète et détaillée sur la conception et l'utilisation de EMTP-RV se trouve dans [32].

4.2.2 SimPowerSystems de Matlab/Simulink

SimPowerSystem (SPS) est une librairie de l'extension Simulink du logiciel Matlab; SPS permet de réaliser des simulations d'une grande variété de circuits de puissance.

La diversité des composants et des librairies offerte par Simulink permet de nombreuses possibilités pour la mise en œuvre de systèmes complexes en électromécanique et en électronique de puissance. Par exemple, on peut simuler un générateur éolien raccordé à un réseau électrique.

Comme sous EMTP-RV, on retrouve dans SPS les modèles des principaux équipements utilisés en électrotechnique :

- diverses sources de tension et de courant en régimes alternatif et continu;
- les éléments passifs (résistance, inductance et condensateur);
- des éléments non-linéaires (diode, transistor, thyristor, interrupteur idéal);
- des éléments de mesures;
- une série de circuits prêts à l'emploi pour diverses applications.

Une documentation complète sur l'utilisation de SPS est fournie avec le logiciel [33]. Les circuits de simulation construits sous SimPowerSystem (SPS) sont résolus en utilisant un équivalent de leurs modèles d'état.

Lorsque des éléments non-linéaires sont présents dans le circuit, une boucle de rétroaction est intégrée au modèle d'état. Les éléments non-linéaires sont associés à des sources de courants

régies par une tension (avec la relation non-linéaire $i = f(v)$). Ces courants sont réinjectés en rétroaction dans le modèle linéaire, comme schématisé à la figure suivante :

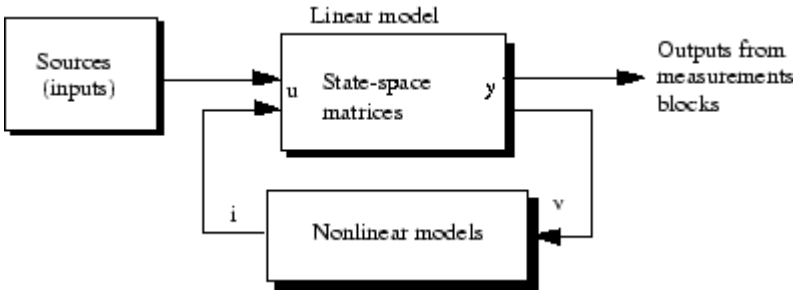


Figure 4.1 : Schéma de résolution d'un circuit comportant des éléments non-linéaires sous SPS [33]

4.3 Le processus de simulation

Le processus de simulation varie en fonction du type d'analyse qu'on désire effectuer ; la simulation d'un processus en boucle ouverte (B.O), dont le schéma est présenté à la Figure 4.2, est considérée comme une première étape dans l'élaboration d'un système plus complexe en boucle fermée (B.F) ; il s'avère utile pour l'analyse du comportement d'un circuit indépendamment de la dynamique du système qu'il alimente. De façon générale, il permet de confirmer si le circuit et/ou la commande étudiée répond aux attentes des concepteurs [5].

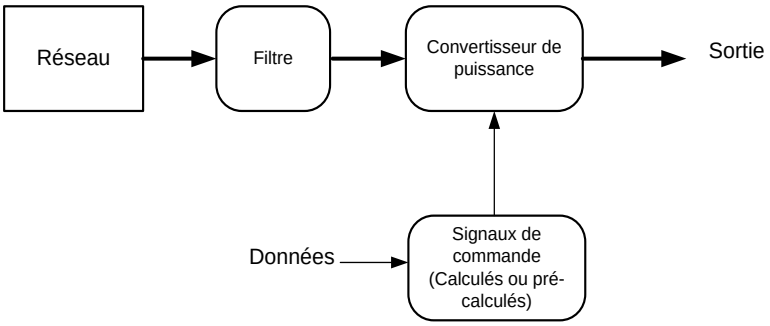


Figure 4.2 : Schéma d'un processus en boucle ouverte (B.O)

La simulation en boucle fermée (BF), schématisée à la Figure 4.3, permet la vérification du bon fonctionnement d'une commande ou d'un contrôleur. Il est important de noter qu'il n'est pas nécessaire de construire le circuit de commande en détail, et qu'afin d'optimiser les temps de calcul, il suffit de réaliser un circuit simplifié capable de reproduire les commandes désirées [5].

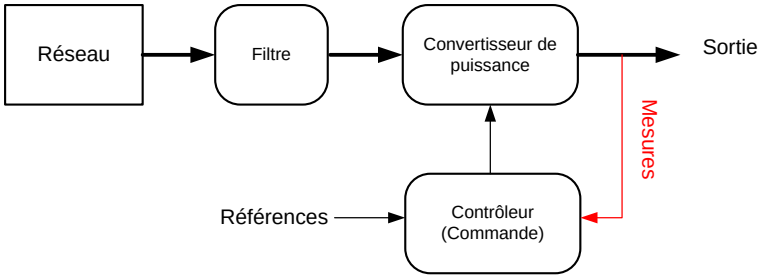


Figure 4.3 :Schéma d'un processus en boucle fermée (B.F)

4.4 Modèles de simulation

4.4.1 Généralités

La Figure 4.4 présente le circuit global d'électronique de puissance où les principaux éléments sont représentés; la transformation des signaux de puissance entre la source et la charge se fait à travers le convertisseur de puissance grâce à un circuit externe qui agit sur les semi-conducteurs avec précision. Le convertisseur de puissance et son circuit de commande sont au cœur du système.

Le circuit du convertisseur de puissance comprend le convertisseur matriciel, son filtre d'entrée et son circuit de protection.

L'électronique de commande génère les signaux de commande nécessaires au réglage du convertisseur; ce réglage se fait selon le choix de l'un des algorithmes décrits au chapitre 2. Les éléments de mesure (ou capteurs) sont utiles dans le cas d'une commande scalaire ou d'un asservissement en boucle fermé.

Dans le cadre de la présente étude, la charge est équilibrée et constituée d'éléments passifs R-L; il s'agit d'une représentation simplifiée d'un moteur à courant alternatif, ce qui, en pratique, est le cas de la grande majorité des charges industrielles.

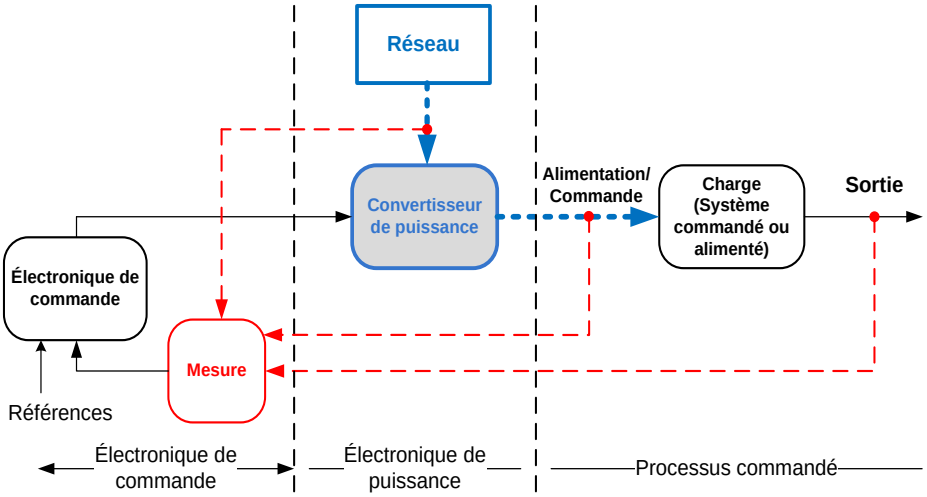


Figure 4.4: Circuit global d'un circuit d'électronique de puissance

4.4.2 Présentation du modèle

La Figure 4.5 montre le schéma synoptique fonctionnel du modèle de simulation mis en œuvre; ce schéma permet de faire le lien entre le modèle et le circuit global général présenté à la Figure 4.4; on y distingue :

- Initialisation : Ce bloc permet de paramétrer les éléments du circuit, définir les références et choisir l'algorithme de commande.
- Circuit de commande : Ce bloc contient les circuits logiques interprétant les algorithmes de commande.
- Circuit de puissance : Ce bloc contient le circuit d'alimentation triphasé, le circuit du convertisseur matriciel, le dispositif de filtrage et la charge triphasée.
- Résultats : Ce bloc contient des éléments de mesure permettant la visualisation et l'évaluation des grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie.

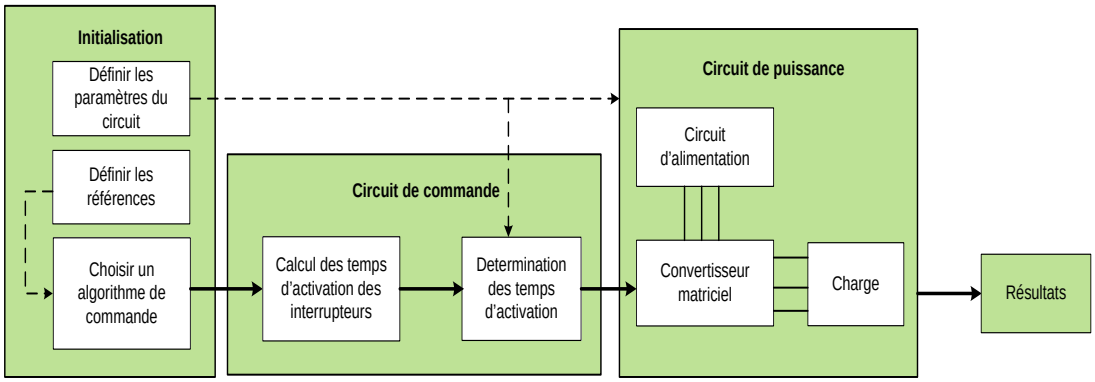


Figure 4.5 : Schéma synoptique fonctionnel du modèle de simulation

La Figure 4.6 présente un schéma plus détaillé du modèle générique. On remarque que l'unité de commande contient les circuits logiques des différents algorithmes, l'ajout de nouveaux algorithmes est alors simple à réaliser.

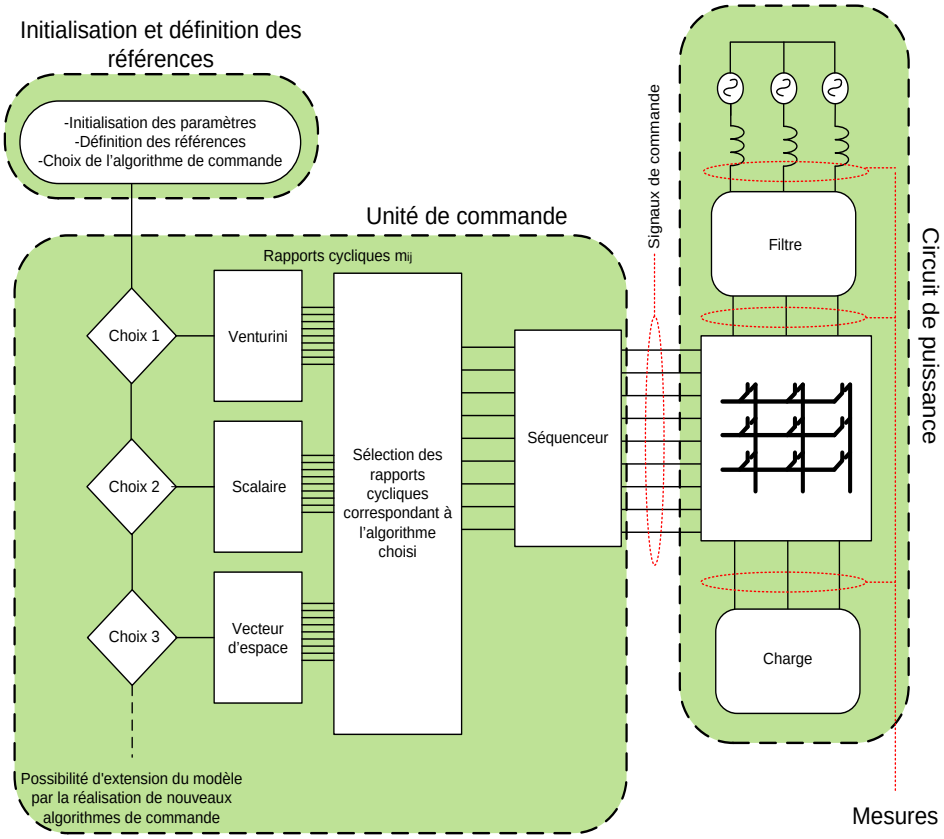


Figure 4.6 : Schéma synoptique fonctionnel détaillé du convertisseur matriciel modélisé

4.4.3 Fonctionnement du modèle de simulation

Une fois la simulation lancée, le calcul des rapports cycliques des neufs interrupteurs est effectué, ces rapports sont par la suite traduits en impulsions d'activation des interrupteurs du convertisseur matriciel. Par ailleurs, les éléments de mesure et de visualisation servent à l'observation et à l'analyse des résultats.

La modulation, utilisée pour les trois méthodes, est la modulation simple pente telle qu'illustré au chapitre 2 (voir Figure 3.7). La structure du modèle générique contient tous les éléments structurels du convertisseur matriciel, dont le circuit est repris à la Figure 4.7.

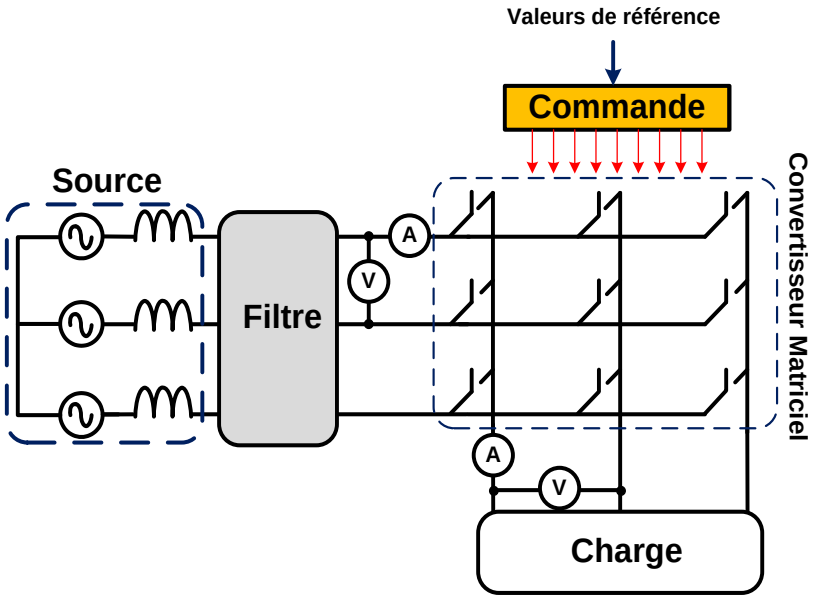


Figure 4.7 : Circuit électrique simplifié du modèle générique de simulation

Le circuit de puissance est constitué d'une source équilibrée triphasée du convertisseur matriciel triphasé direct, d'une charge triphasée R-L dont le facteur de qualité est de 20 pour une fréquence de 60Hz et d'un filtre d'entrée L-C dont la fréquence de coupure est, par défaut, de 1 kHz. Le circuit de commande permet de calculer les temps de fermeture des interrupteurs et de générer les signaux de commande adéquats en fonction des signaux de référence et des entrées.

4.4.4 Comportement d'un interrupteur réel

Idéalement, un interrupteur à l'état ouvert supporte une tension de blocage et agit comme un court-circuit lorsqu'il est fermé. Cependant, lors d'une commutation, l'interrupteur réel ne passe pas immédiatement de l'état bloqué à l'état passant.

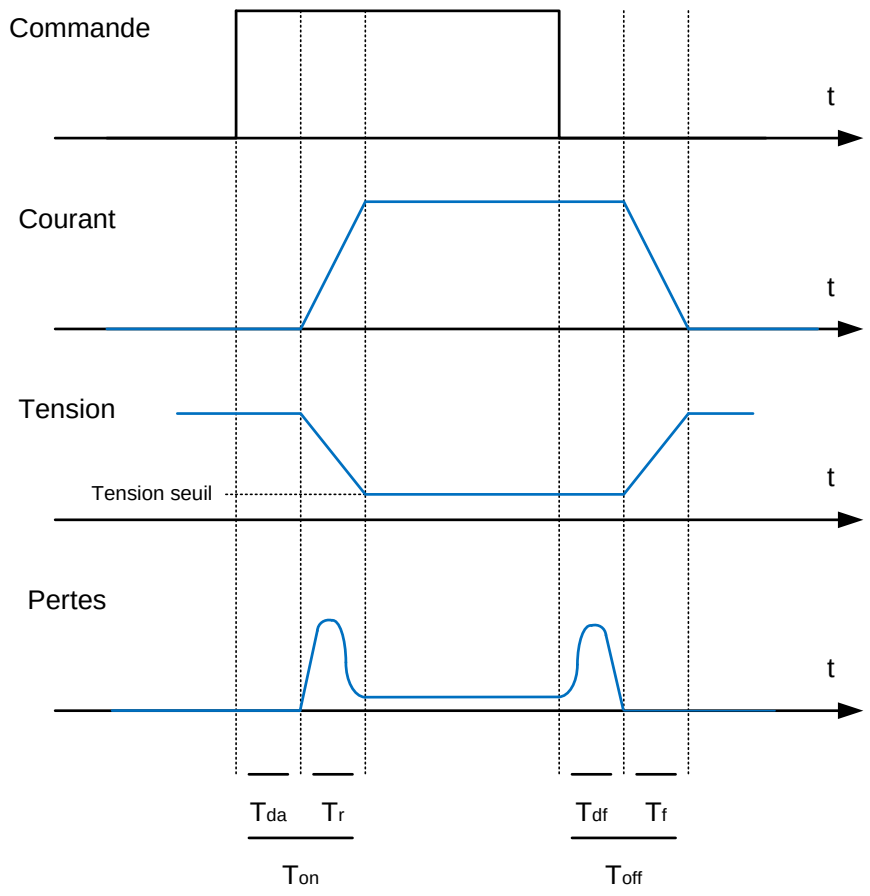


Figure 4.8: Comportement d'un interrupteur commandé lors de changement d'état.

On définit, à l'aide de la Figure 4.8, les temps d'allumage et de fermeture d'un interrupteur, respectivement par les deux équations suivantes:

$$\begin{cases} T_{on} = T_{do} + T_r \\ T_{off} = T_{df} + T_f \end{cases} \tag{4.4}$$

où :

T_{do} : Temps de retard à l'allumage.

T_r : Temps de montée (jusqu'à 90 % du courant maximal)

T_{df} : Temps de retard à l'extinction.

T_f : Temps de descente (jusqu'à 10 % du courant maximal).

Le temps de conduction minimal d'un interrupteur est déterminé en tenant compte de son allumage et de son extinction: $T_{minimal} = T_{on} + T_{off}$.

Ce temps varie appréciablement en fonction du type de semi-conducteur et de sa puissance. Par exemple, un IGBT de 20 A à 600 V exige un temps minimal de conduction de 5 à 20µs [4].

4.4.4.1 Imposition d'un temps minimal de conduction

Afin de respecter les règles de commutation discutées au chapitre 1, un circuit logique a été ajouté au modèle de simulation. Son rôle est de réinterpréter les temps de fermeture des interrupteurs afin d'assurer un temps minimal de conduction. Ce faisant, une légère modification des temps calculés devient nécessaire. Cependant, ce circuit permet de faire un lien entre les règles de commutation et le temps minimal de conduction d'un interrupteur réel.

L'organigramme de la Figure 4.9 traduit la logique utilisée pour la détermination des temps de commutations (t_i, t_j, t_k) avec l'imposition d'un temps limite qui respecte les critères suivants :

- Le temps minimal d'activation doit être choisi par l'utilisateur, il est impératif que la gâchette d'un interrupteur soit toujours alimentée pendant son temps de conduction.

---

[4] Notice technique du IR sur le IGBT IRGP4066PbF, 600V - 75A

- Au cas où l'un ou l'autre des temps d'activation des t_i, t_j ou t_k des interrupteurs devient inférieur au temps limite, les deux équations suivantes doivent être validées :
  - $t_i + t_j + t_k = T_{ech}$. ($T_{ech}$: période d'échantillonnage)
  - Le ratio des temps ajustés est maintenu : $X_{jk} = \frac{tj_{nouveau}}{tk_{nouveau}} = \frac{tj}{tk}$

Lorsque l'un des temps d'activation devient inférieur au temps minimal de conduction, les étapes suivantes sont mises en œuvre:

- $t_{in}=t_{limite}$ Imposition d'un nouveau temps d'activation pour l'interrupteur "i"
- $T'=T_{ech}-t_{in}$ Calcul du temps restant sur une période d'échantillonnage.
- $X_{jk} = \frac{t_{jn}}{t_{kn}} = \frac{tj}{tk}$ Calcul du ratio $\frac{tj}{tk}$
- $t_{kn}= T'/(1+X_{jk})$ Calcul du temps d'activation de l'interrupteur "k"
- $t_{jn}= T'-t_{kn}$ Calcul du temps d'activation de l'interrupteur "j"

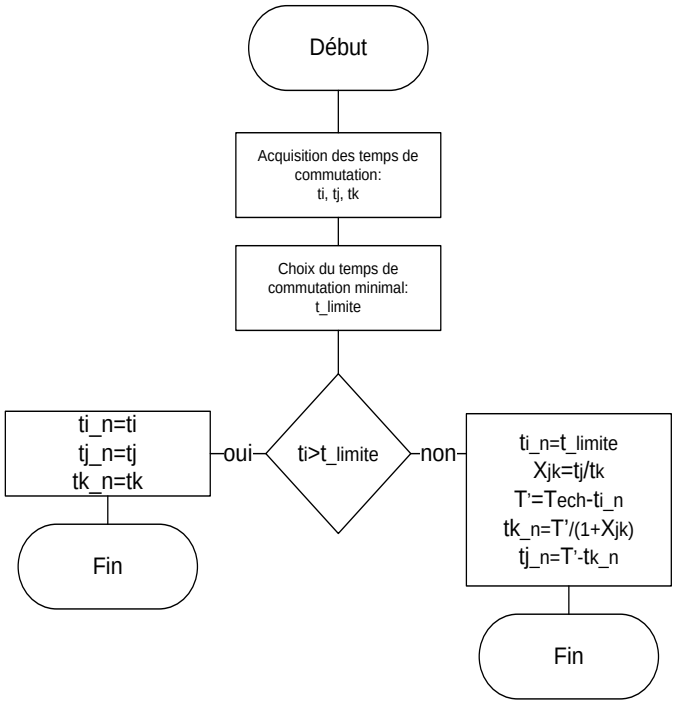


Figure 4.9 : Organigramme pour la détermination des temps d'activation (t_i, t_j, t_k) avec une condition limite

<u>Remarque :</u>

En considérant un gain (en tension) inferieur à 50 %, généré par le convertisseur matriciel, on observe qu'aux pires situations un seul temps (t_i, t_j ou t_k) devient minimal. Autrement dit, il ne peut y avoir deux temps qui soient proches de zéro dans la même période d'échantillonnage. Cette remarque a pour conséquence de simplifier grandement l'organigramme et la logique qui doit être suivie.

Tableau 4-1: Cas de figures probables lors de l'évaluation des commutation

	t1	t2	t3
Cas 1 : t1> t_limite t2> t_limite t3> t_limite	t1_n=t1	t2_n= t2	t3_n= t3
Cas 2 : t1≤t_limite	t1_n=t_limite	t2_n=T'-t3_n	t3_n= T'/(1+X23)
Cas 3 : t2≤t_limite	t1_n=T'/(1+X31)	t2_n=t_limite	t3_n= T'-t1_n
Cas 4 : t3≤t_limite	t1_n= T'-t2_n	t2_n= T'/(1+X12)	t3_n= t_limite

Afin d'assurer le fonctionnement du modèle en tout temps, même dans le cas où le ratio maximal de tension n'est pas respecté, d'autres cas de figures ont été ajoutées; ils sont présentés ci-dessous :

Tableau 4-2: Cas de figures complémentaires

cas 5	Conditions des cas 2 et cas 3
cas 6	Conditions des cas 2 et cas 4
cas 7	Conditions des cas 3 et cas 4
cas 9 (impossible)	Conditions des cas 2, cas 3 et cas 4

Les cas de figures complémentaires du Tableau 4-2, improbables en théorie pour un gain en tension maximal de 50 %, sont ajoutés afin de permettre le fonctionnement pratique du modèle et éviter les messages d'erreur.

Les équations suivantes traduisent la mise en œuvre des cas complémentaires.

Tableau 4-3: Sommaire des équations de mise en œuvre des cas complémentaires.

cas 5	Conditions des cas 2 et cas 3	$t_1 = t_{limite}$ $t_2 = t_{limite}$ $t_3 = T_{ech} - 2 \cdot t_{limite}$
cas 6	Conditions des cas 2 et cas 4	$t_1 = t_{limite}$ $t_2 = T_{ech} - 2 \cdot t_{limite}$ $t_3 = t_{limite}$
cas 7	Conditions des cas 3 et cas 4	$t_1 = T_{ech} - 2 \cdot t_{limite}$ $t_2 = t_{limite}$ $t_3 = t_{limite}$
cas 9	Conditions des cas 2, cas 3 et cas 4	Impossible

4.4.5 Modélisation du convertisseur matriciel sous SPS et EMTP-RV

Le modèle du CM, présenté à la Figure 2.6, est constitué de neuf interrupteurs bidirectionnels.

Les différentes structures de ces interrupteurs sont présentées à la Figure 2.13. Nous avons sélectionné le modèle constitué de deux IGBT avec diode antiparallèle mis en série avec l'émetteur commun.

Réaliser un modèle d'interrupteur bidirectionnel revient à juxtaposer un modèle d'IGBT et celui d'une diode. Sous SPS, des modèles sont déjà proposés et contiennent des circuits d'amortissement déjà intégrés. Sous EMTP-RV, des modèles d'interrupteur idéal et de diode sont proposés. Il est possible, à partir de ces deux éléments, de mettre au point un modèle satisfaisant d'IGBT.

4.4.5.1 Circuit d'amortissement

Les circuits d'amortissement sont essentiels pour assurer la protection et le bon fonctionnement des semi-conducteurs : ils servent à réduire les effets indésirables qui peuvent se produire lors de l'extinction de l'élément semi-conducteur et à lui permettre de demeurer dans sa zone de fonctionnement. Un circuit série R-C mis en parallèle avec l'élément semi-conducteur est souvent utilisé.

4.4.5.2 Modèle d'un interrupteur commandé

Un interrupteur commandé est assimilable à une résistance binaire [31]:

- Comparable à une faible résistance (R_{on}) lorsque l'interrupteur est fermé.
- Comparable à une forte résistance (R_{off}) lorsque l'interrupteur est ouvert.

Sous EMTP-RV, l'interrupteur est idéal et ne possède pas de résistance R_{on} et R_{off}, mais elles peuvent facilement y être rajoutés.

Sous SPS, le modèle d'interrupteur commandé proposé inclus ces deux résistances.

4.4.5.3 Modèles de diode

Une diode peut-être représentée par un interrupteur idéal en série avec une source de tension continue, représentant sa tension de seuil, et une résistance R pour tenir compte de la pente de la caractéristique statique dans sa zone de conduction. La Figure 4.10 donne une représentation de ce modèle qui est utilisé sous SPS.

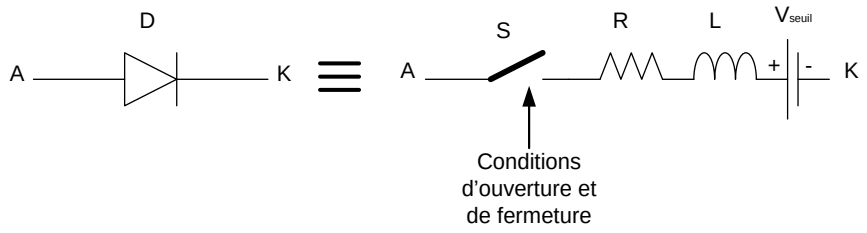


Figure 4.10 : Modèle de la diode sous SPS

La fermeture de l'interrupteur S se fait lorsque la tension à l'anode est supérieure à la tension de la cathode, l'ouverture de l'interrupteur S se fait à courant nul.

Deux possibilités de représentation d'une diode sont offertes par EMTP-RV :

- Une diode idéale à partir de laquelle il est possible de reconstruire le macro-model de la Figure 4.10.
- Une résistance non linéaire permettant de mimer le comportement d'une diode.

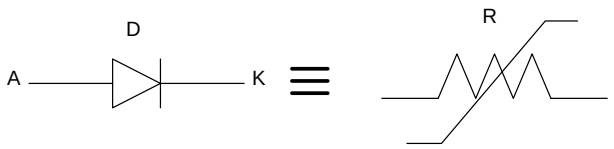


Figure 4.11 : Modèle de la diode non linéaire sous EMTP-RV

4.4.5.4 Modèles de l'IGBT

Les modèles d'IGBT réalisés sous EMTP-RV et SPS sont construits à partir des éléments précédents (interrupteur et diode) auxquels on ajoute un circuit d'amortissement.

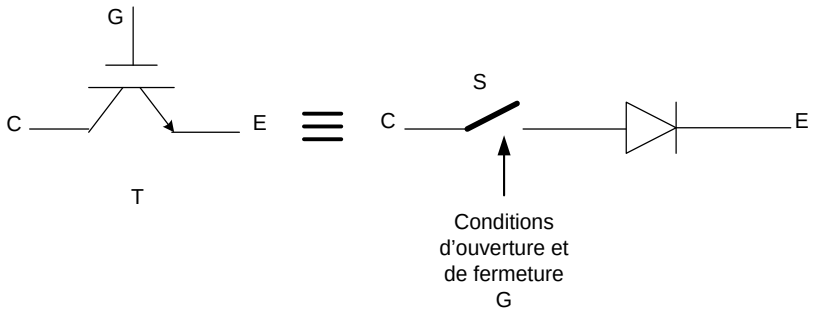


Figure 4.12 : modèle de base d'un IGBT

Un bloc logique gère les conditions les états d'ouverture et de fermeture de l'IGBT. Ce macro-modèle est assimilable à une source de courant et doit posséder un circuit d'amortissement en parallèle. Le modèle employé lors des simulations sous SPS est le modèle par défaut proposé par le logiciel.

Le modèle réalisé sous EMTP-RV est présenté à la figure suivante et est similaire au modèle développé sous SPS.

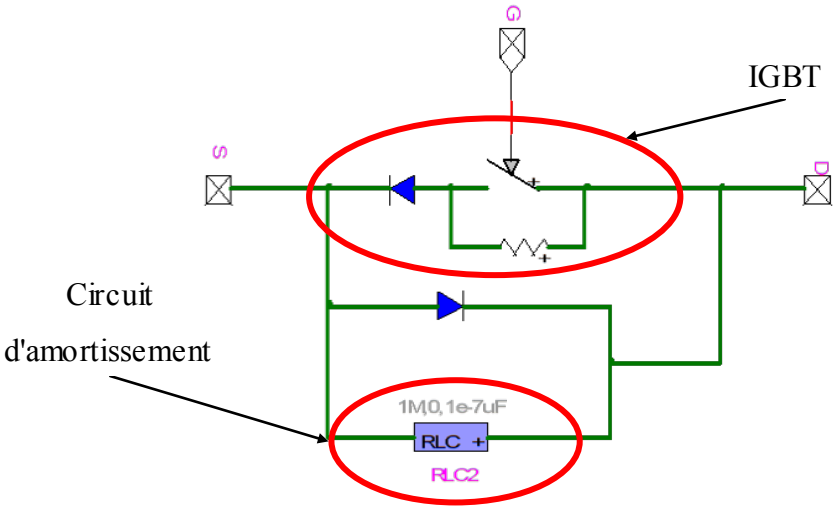


Figure 4.13 : Modèle d'IGBT réalisé sous EMTP-RV

4.4.5.5 Modèles de l'interrupteur 4 quadrants

L'interrupteur 4 quadrants à été discuté à la section 5 du chapitre 1. Le modèle choisi pour les simulations sur les deux plateformes est l'interrupteur constitué de deux IGBT avec diode en antiparallèle mis en série dont le circuit est présenté à la Figure 2.13 c).

4.4.6 Modèle sous SPS

Trois modèles sont proposées sous SPS :

- Un modèle pour un processus de simulation en B.O
- Deux modèles pour un processus en B.F.

Le premier modèle développé utilise le logiciel Matlab afin d'initialiser le fichier SPS et de calculer les temps de fermeture des interrupteurs du CMD. Ces valeurs sont chargées dans une table « Lookup » synchronisée avec le temps et le pas de temps de simulation. Cette méthode offre l'avantage de réduire le temps de calcul durant l'étape de simulation.

Le deuxième modèle développé doit permettre des simulations en B.F, c'est-à-dire de s'adapter aux changements des signaux de références durant la simulation. Un circuit logique simplifié permettant le calcul des temps de fermeture en fonction des méthodes de commande est mis en œuvre. Ce modèle permet de réaliser des simulations en B.O et en B.F. Par contre, il a l'inconvénient d'être plus long en termes de temps de calcul.

Le troisième modèle, développé sous SPS, emploie une fonction imbriquée « Embedded function » où les algorithmes de commande sont décrits; les valeurs de références sont placées en dehors du module de calcul. Les temps de fermeture sont évaluées en fonction de l'algorithme choisi à chaque pas de simulation. Dans le cas particulier de notre étude, cette méthode de simulation permet de réduire considérablement le temps de simulation.

Le circuit du modèle est présentés à l'annexe 3.

4.4.7 Modèle sous EMTP-RV

Le modèle EMTP-RV permet de réaliser des simulations en B.O et en B.F, comme pour le modèle SPS, les fonctions logiques permettant l'évaluation des temps de fermeture sont mises en œuvre pour les différentes commandes. Le calcul des temps de fermeture se fait en fonction des

méthodes de commande et des références. Le choix de l'algorithme et des paramètres nécessaires au calcul des trois méthodes se font par l'entremise de l'interface des blocs créés.

Le circuit complet du modèle EMTP-RV du convertisseur et de sa commande est présenté à l'annexe 4.

4.5 Résumé

Le contexte de la simulation, la justification du processus et les étapes ayant permis la réalisation du modèle de simulation ont été exposés dans ce chapitre.

Le modèle est constitué : du circuit du convertisseur, du circuit de puissance, de la charge et du circuit de commande. Outre la représentation mathématique des circuits à solutionner, la différence entre les modèles EMTP-RV et SPS se situe au niveau de la réalisation de l'élément principal du circuit du convertisseur: l'interrupteur bidirectionnel.

Le modèle d'IGBT proposé dans SPS diffère du modèle EMTP-RV dans la manière de représenter la diode (paragraphe 4.4.2) et possèdent tout deux un circuit d'amortissement.

Les algorithmes décrits au chapitre précédent ont été mis au point et testés. Les possibilités et les options offertes par les deux plateformes sont assez similaires aussi bien pour la réalisation du circuit de commande que l'analyse et la visualisation des résultats.

Le modèle de simulation a été réalisé par bloc, ce qui permet: de séparer les contraintes qu'impose le circuit du convertisseur matriciel et de sa commande, d'avoir plus de liberté en terme de généralisation du modèle et d'affiner chaque bloc en cherchant à imiter le plus possible les contraintes pratique. La construction par bloc du modèle de simulation permet également l'extension du modèle par l'introduction de nouveaux algorithmes de commande (voir la Figure 3.6). Cette méthode de réalisation du modèle a l'avantage d'être indépendante du logiciel de simulation utilisé.

Le séquenceur, qui consiste en une simple rampe, est en pratique très efficace et facile à réaliser.

Le chapitre suivant expose les résultats obtenus par les modèles.

CHAPITRE 5 RÉSULTATS DE SIMULATION

Ce chapitre présente les résultats obtenus par les modèles de simulation sous EMTP-RV et sous SPS.

Une série d'essais a été réalisé avec le modèle de simulation afin de démontrer son bon fonctionnement et de démontrer les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel discutés au chapitre 1.

Le premier essai présenté consiste à tester le circuit de base dans des conditions d'opérations normales. Le deuxième essai consiste à tester le modèle dans des conditions extrêmes avec un gain en tension supérieure à 50 % et pour une fréquence de sortie nulle. Le dernier essai consiste en un essai en régime déséquilibré.

Les possibilités d'analyse offertes par les deux plateformes de simulation permettent la comparaison des différents algorithmes de commande, notamment, en termes de contenu harmonique.

5.1 Essai n°1

Cet essai a pour objectif de valider le modèle du convertisseur matriciel à travers l'observation des grandeurs électriques dans les domaines temporel et fréquentiel. La justification et le calcul du filtre sont présentés ici.

5.1.1 Description

La figure ci-dessous représente le circuit du premier essai, on y retrouve également ses principaux paramètres.

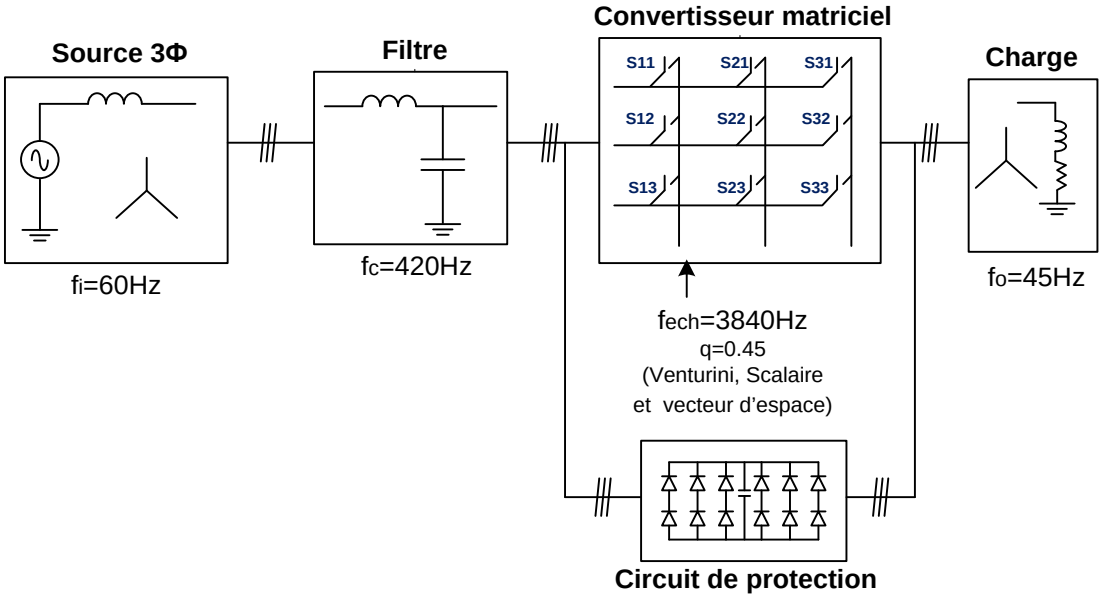


Figure 5.1 : Schéma du circuit des essais de validation du modèle

5.1.2 Paramètres

Le tableau suivant résume les paramètres utilisés pour les simulations du premier essai.

Tableau 5-1: Paramètres de simulation du premier essai

Fréquence d'entrée f_i	60 Hz
Tension de ligne efficace en entrée $E_{ll,eff}$	230 V
Type de connexion de la source	Étoile
Fréquence de sortie f_o	45Hz
Fréquence de commutation f_{ech}	3840Hz
Gain de tension	45%
Charge R-L en étoile	R=2.1 Ω
	L= 5.2mH
Type de connexion de la charge	Étoile

5.1.3 Résultats

Les résultats présentés ont été obtenus avec l'algorithme de Venturini sous SPS et EMTP-RV. Les résultats obtenus pour les algorithmes scalaires et par la modulation du vecteur d'espace sont présentés à l'annexe 3.

5.1.3.1 La tension de ligne en entrée

Le système de tensions d'entrée est un système triphasé de fréquence 60 Hz et d'une amplitude de 189 V par phase, donnant une tension de ligne de 230V. La première figure présentée ci-dessous est la tension de la phase d'entrée "A".

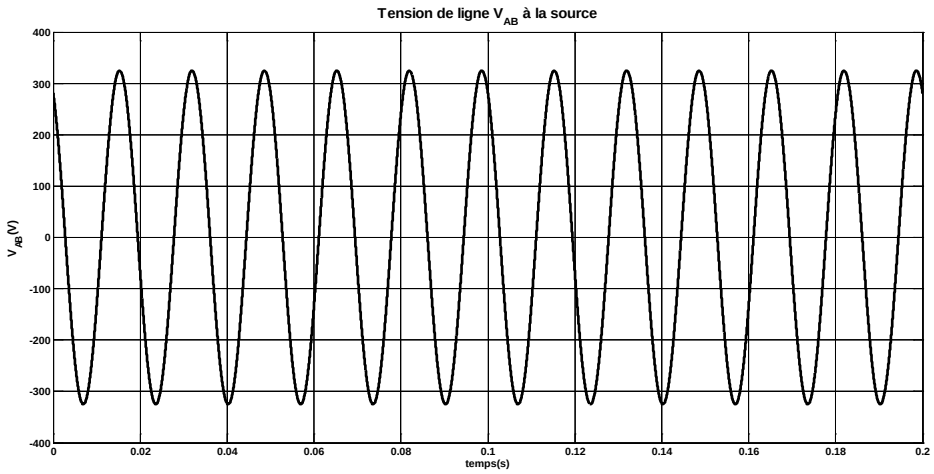


Figure 5.2: Tension de ligne produite par la source

5.1.3.2 La tension de ligne en sortie par la méthode de Venturini

L'application de l'algorithme de Venturini permet de construire la tension de sortie présentée à la Figure 5.3 avec SPS et à la Figure 5.4 avec EMTP-RV.

La courbe grise est la tension de sortie réelle, la courbe sinusoïdale construite est une moyenne sur une période d'échantillonnage de la tension de ligne obtenue en sortie, elle permet de valider la forme de l'onde et s'assurer que les consignes d'amplitude et de fréquence ont bien été respectées.

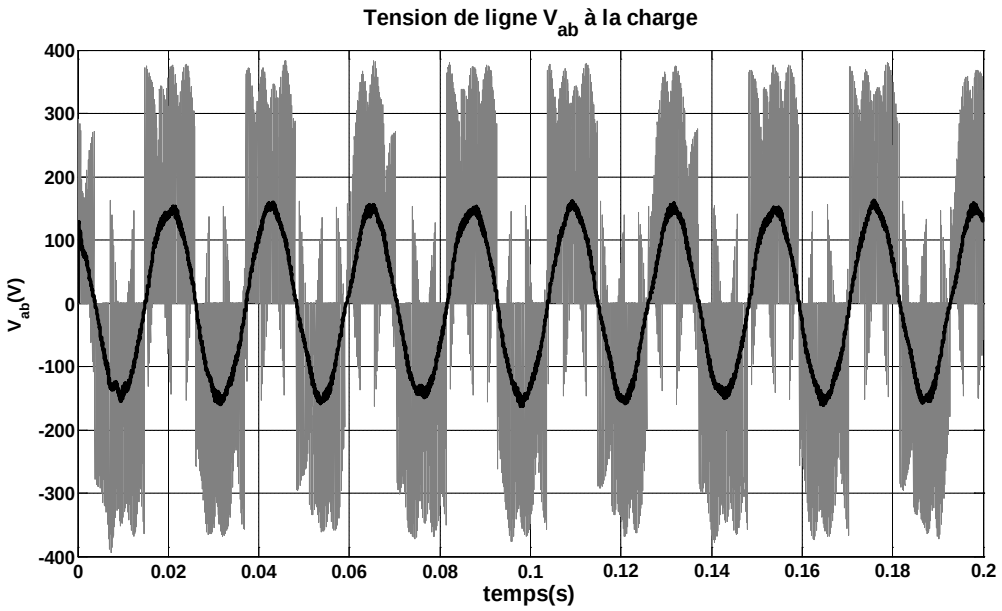


Figure 5.3: Tension de ligne Vab produite à la charge (SPS)

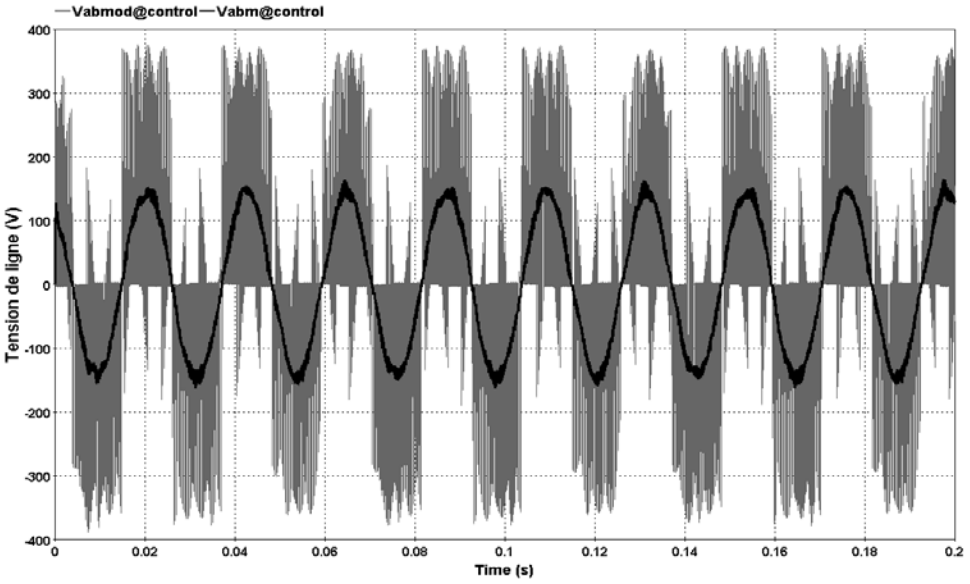


Figure 5.4: Tension de ligne Vab produite à la charge (EMTP-RV)

Les figures suivantes sont des agrandissements sur deux périodes de la tension de ligne, elles nous permettent d'identifier la fréquence de sortie et de valider la fréquence de référence choisie de 45 Hz.

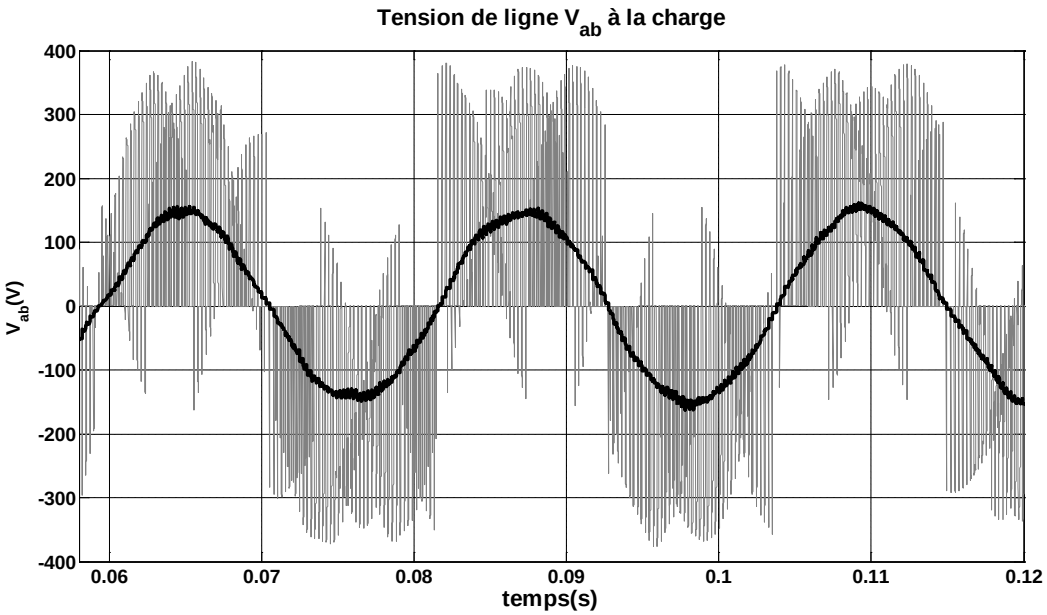


Figure 5.5: Agrandissement sur 2 périodes de la tension de ligne (SPS)

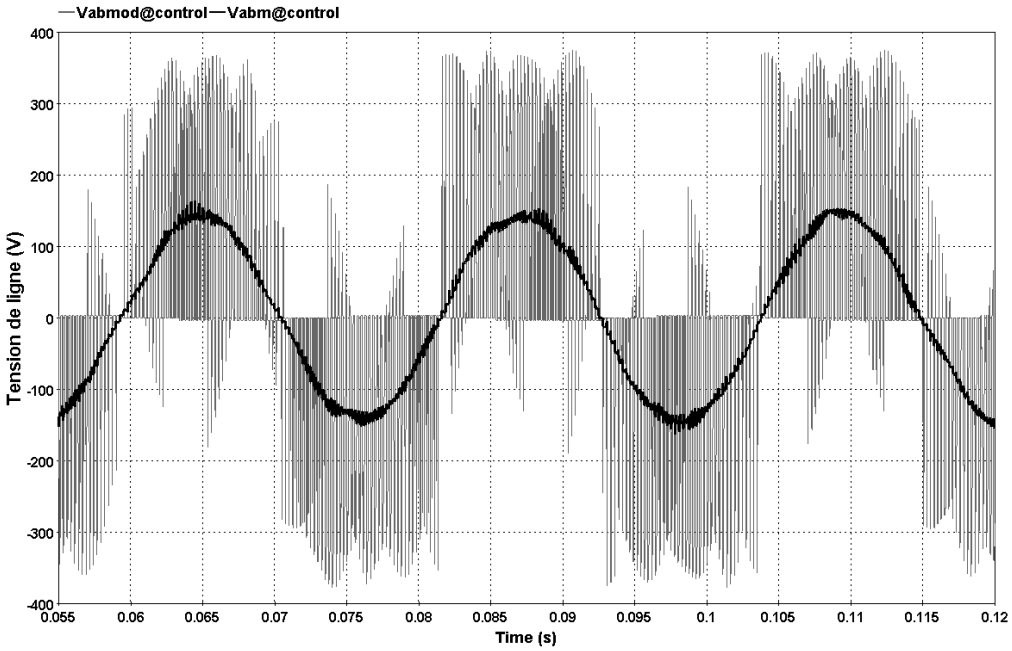


Figure 5.6: Agrandissement sur 2 périodes de la tension ligne (EMTP-RV)

Parallèlement aux figures, les éléments de mesure donnent comme résultat:

- La tension de ligne efficace d'entrée: 230.5V.
- La tension de ligne fondamentale efficace de sortie: 106.1V.

Le ratio de tension est $q = \frac{106.1}{230.5} = 0.46$ ce qui correspond assez bien à la référence désirée.

Les figures suivantes illustrent la tension phase obtenue dans les mêmes conditions d'essai.

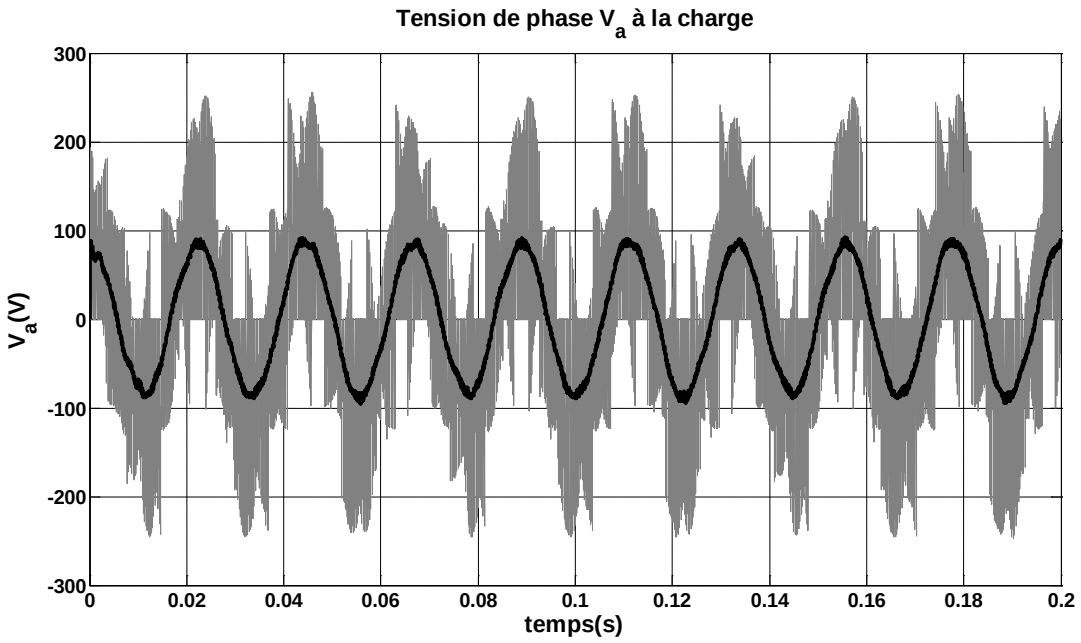


Figure 5.7: Tension de la phase "a" à la charge (SPS)

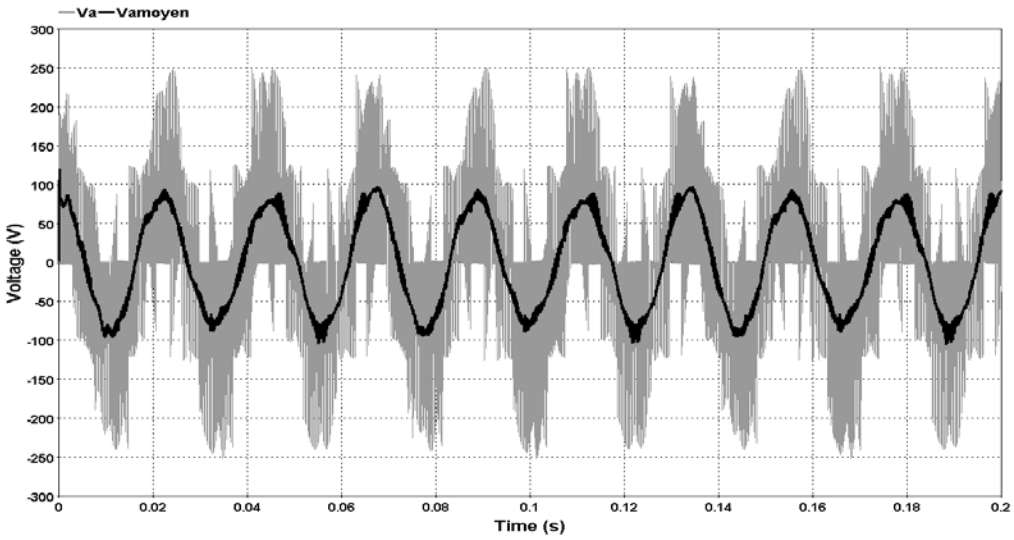


Figure 5.8: Tension de la phase "a" à la charge (EMTP-RV)

5.1.3.3 Courant d'entrée en amont et en aval du filtre d'entrée pour l'algorithme de Venturini

Les figures suivantes concernent les courants de source et de charge et montrent l'effet du filtre d'entrée passe-bas utilisé. Le premier résultat, présenté à la Figure 5.9, à la Figure 5.10 et à la Figure 5.11, représente le courant de source en amont et en aval du filtre d'entrée. On voit clairement l'effet du filtre passe-bas qui élimine les principaux harmoniques de courant.

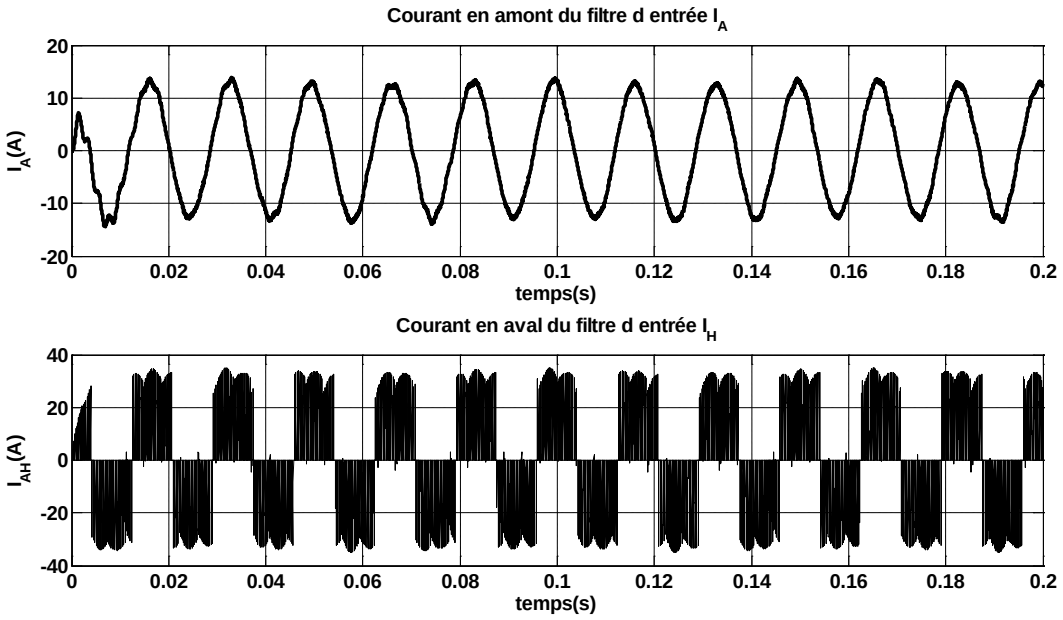


Figure 5.9:Courants à l'entrée et à la sortie du filtre d'entrée (SPS)

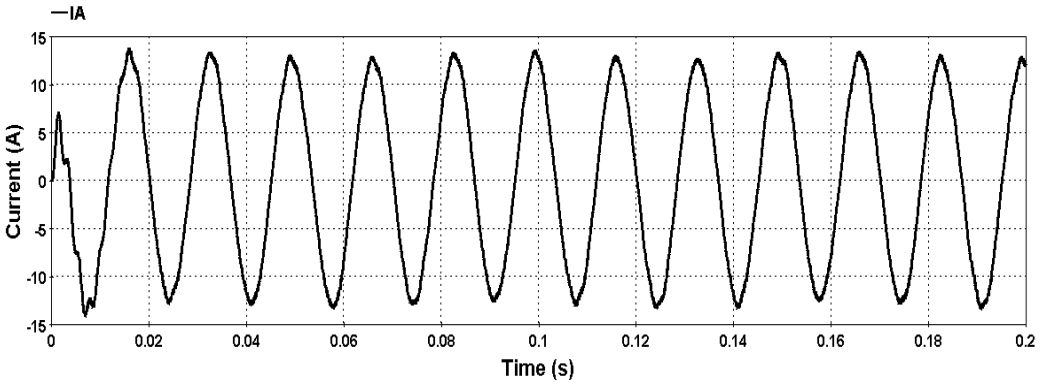


Figure 5.10: Courants à l'entrée du filtre d'entrée (EMTP-RV)

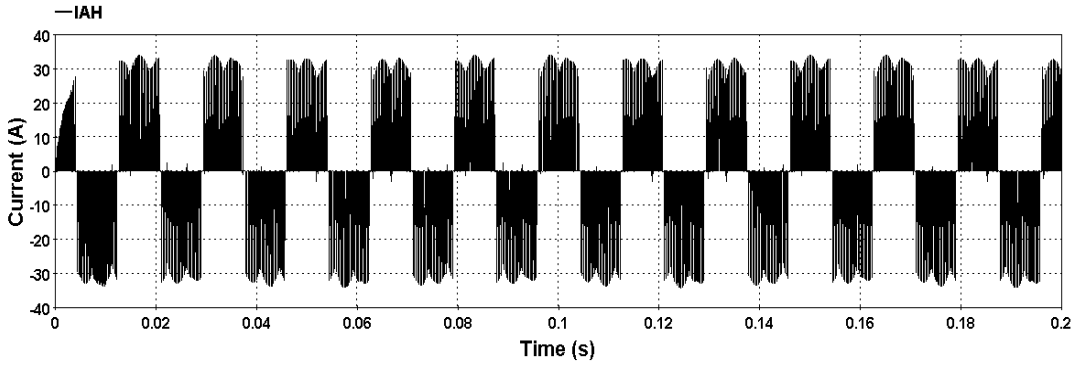


Figure 5.11: Courants à la sortie du filtre d'entrée (EMTP-RV)

L'agrandissement des courants présenté aux figures ci-dessous, permet de voir l'allure du courant avant et après le filtrage. On peut également identifier la fréquence du courant de source qui est dans ce cas présent de 60 Hz.

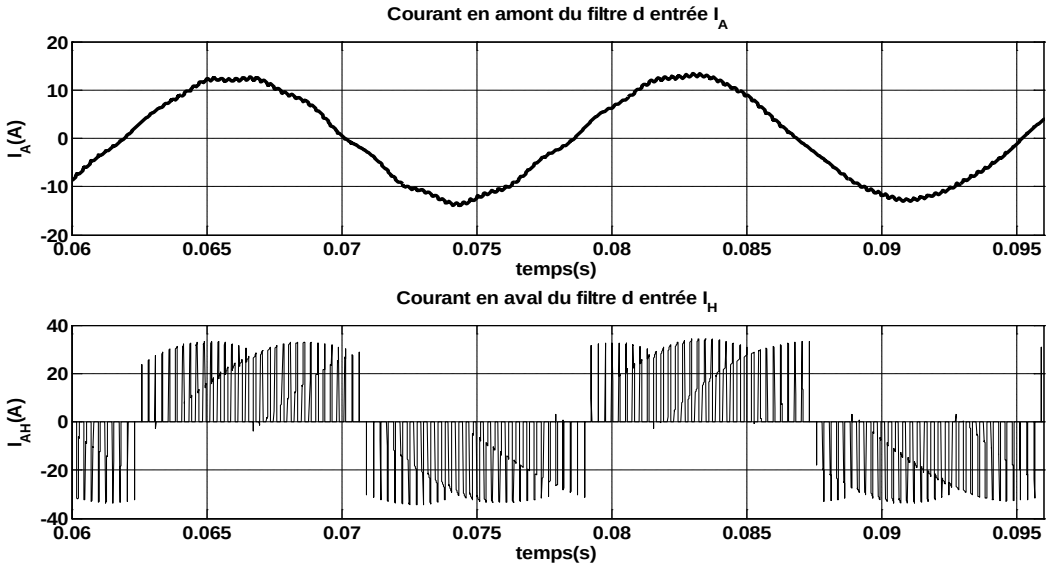


Figure 5.12:Agrandissement du courant en amont et en aval du filtre d'entrée (SPS)

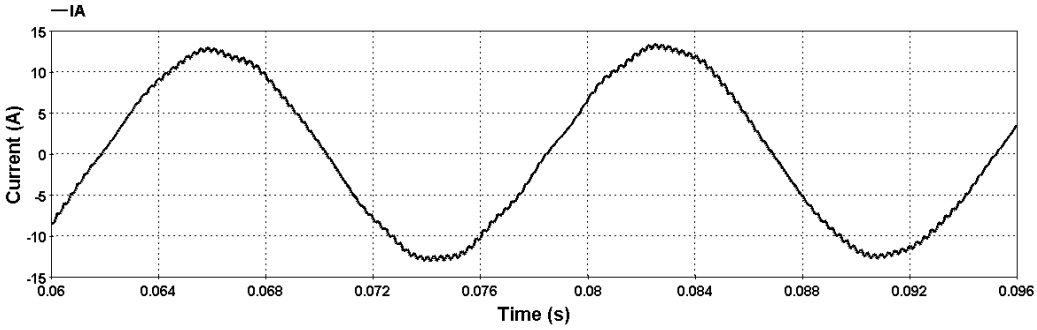


Figure 5.13: Agrandissement du courant en amont du filtre d'entrée (EMTP-RV)

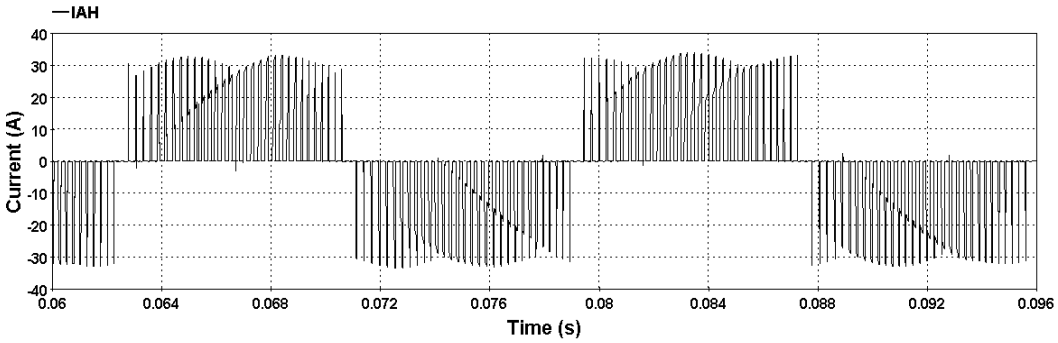


Figure 5.14: Agrandissement du courant en aval du filtre d'entrée (EMTP-RV)

Les éléments de mesure donnent comme résultat:

- La valeur efficace du courant fondamental de la ligne à l'entrée: 9.06A.
- Le courant de ligne efficace de sortie: 24.03A.

Le ratio de courant est $q_i = \frac{9.06}{24.03} = 0.38$.

5.1.3.4 Spectres de fréquence des courants en amont et en aval du filtre d'entrée

Les spectres de fréquence permettent d'identifier les principaux harmoniques de courant. La Figure 5.15 montre que le courant de source avant filtrage contient des harmoniques de courant se situant autour des multiples de la fréquence d'échantillonnage, l'essai ayant permis d'obtenir ces figures à été réalisé à une fréquence de 3840Hz . La Figure 5.16 montre que le courant filtré contient essentiellement le courant fondamental à 60 Hz.

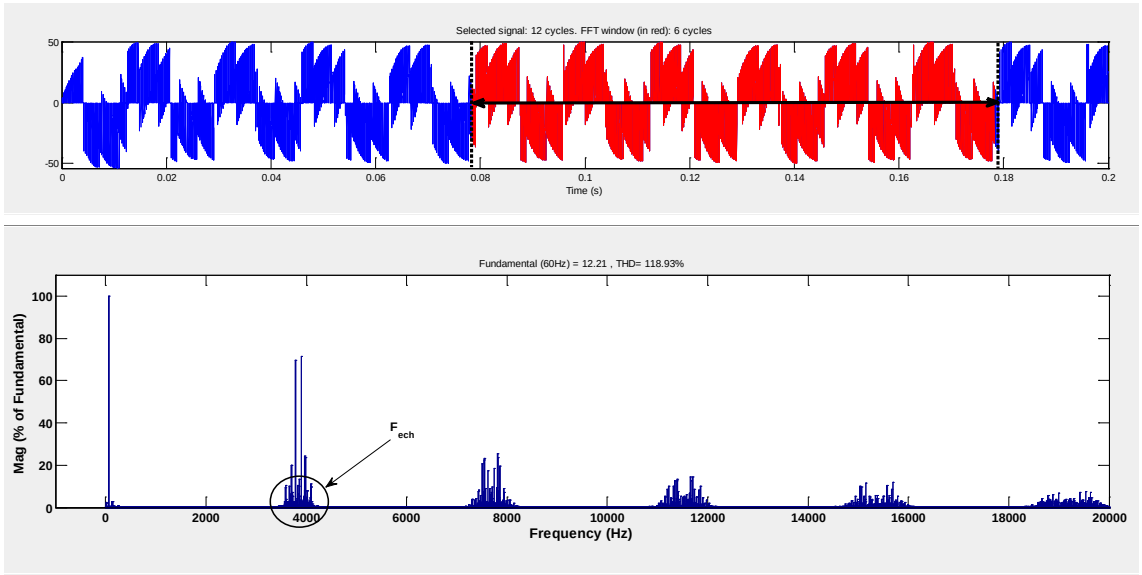


Figure 5.15: Analyse spectrale du courant d'entrée du convertisseur matriciel

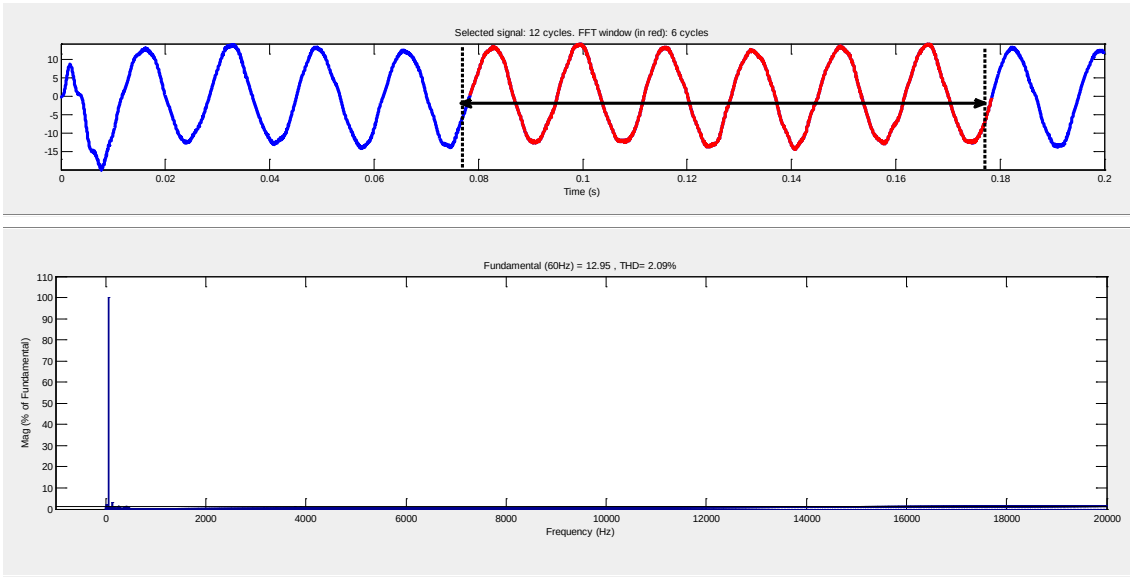


Figure 5.16: Analyse spectrale du courant de source filtré

5.1.3.5 Courant de charge

La synthétisation du courant de charge de la phase "a" obtenu pour SPS est présentée à la Figure 5.17 et pour EMTP-RV à la Figure 5.18.

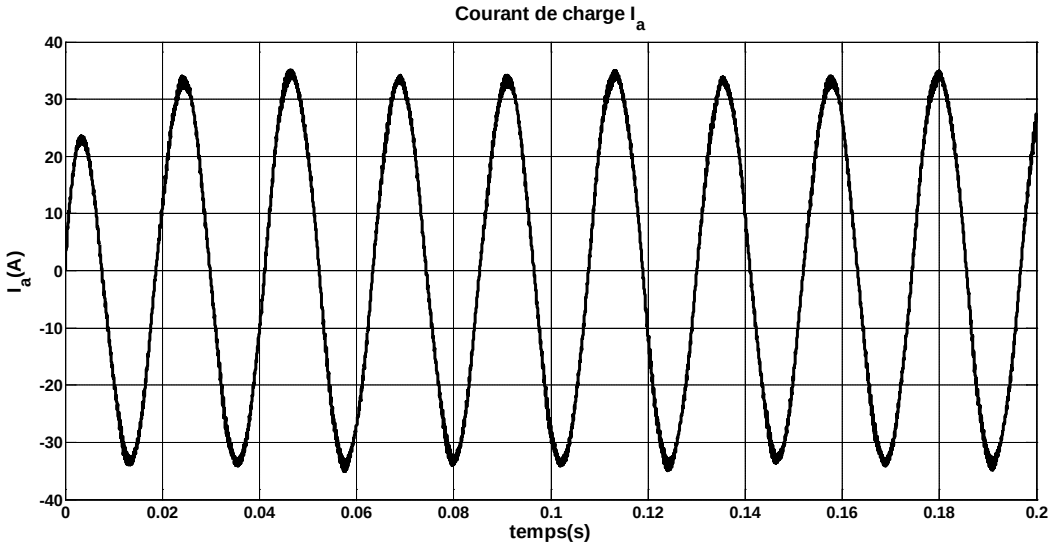


Figure 5.17:Courant de sortie de la phase "a" (SPS)

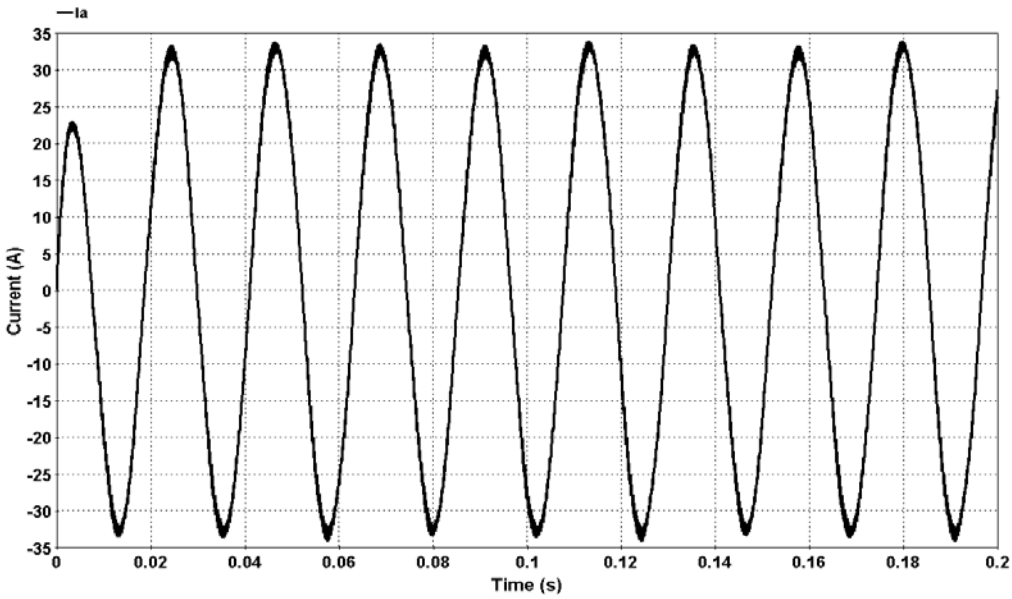


Figure 5.18: Courant de sortie de la phase "a" (EMTP-RV)

La fréquence et l'amplitude du signal du courant de sortie correspondent aux attentes. La nature inductive de la charge a agi comme un filtre de courant d'où l'allure sinusoïdale.

Les deux figures suivantes donnent l'allure des courants sur les trois phases de sortie obtenus sous SPS et EMTP-RV respectivement.

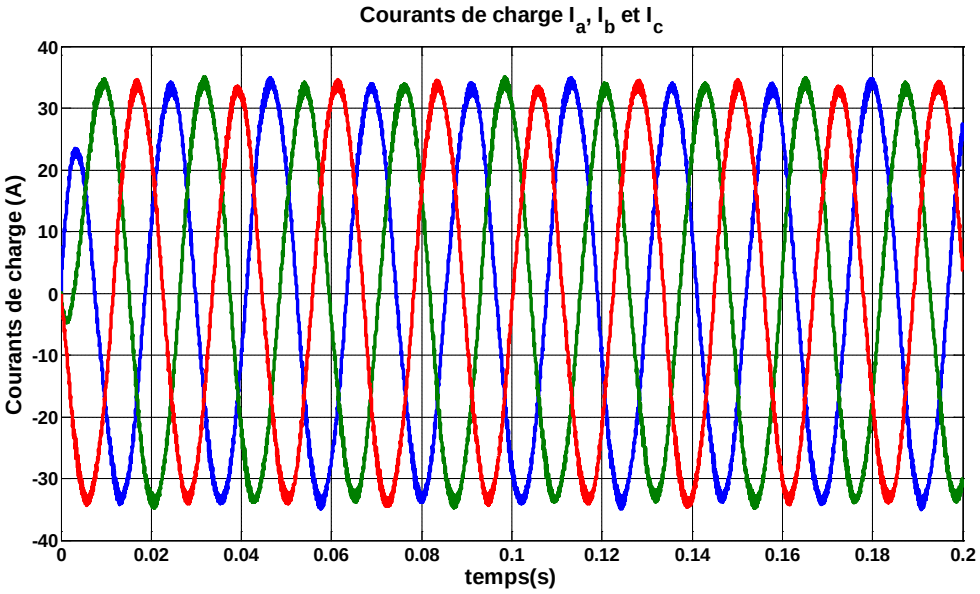


Figure 5.19 : Courants de sortie sur les trois phases (SPS)

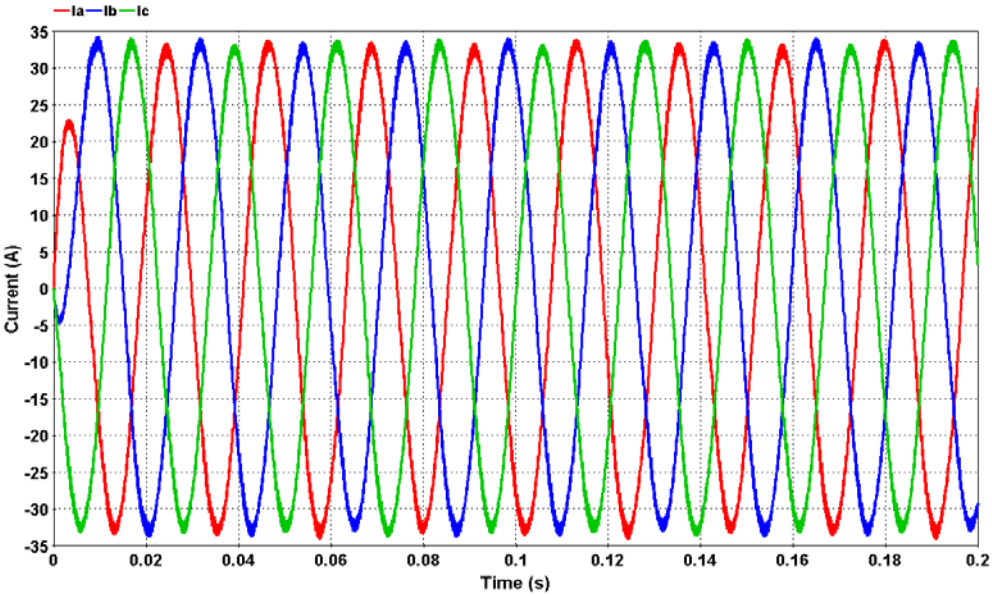


Figure 5.20 : Courants de sortie sur les trois phases (EMTP-RV)

5.2 Essai n°2

Cette deuxième série d'essais consiste à opérer le convertisseur matriciel dans des conditions extrêmes telles que le dépassement du gain limite de tension de 50 % et le fonctionnement à fréquence nulle.

On s'intéresse également aux possibilités de dépasser la limite du gain de tension à plus de 50 % avec une commande scalaire. En effet, l'optimisation proposée dans [26] consiste en une modulation virtuelle des neutres. Or, pour ce faire, on suppose d'emblée que le système d'entrée est défini et est équilibré. La stratégie de commande scalaire, qui consiste en une évaluation continue des valeurs d'entrée, perd dans ces conditions son avantage inhérent de s'adapter aux conditions réelles de la source d'entrée. Deux possibilités qui permettent de respecter la philosophie d'une commande scalaire appliquée au convertisseur matriciel sont brièvement explorées dans cette section.

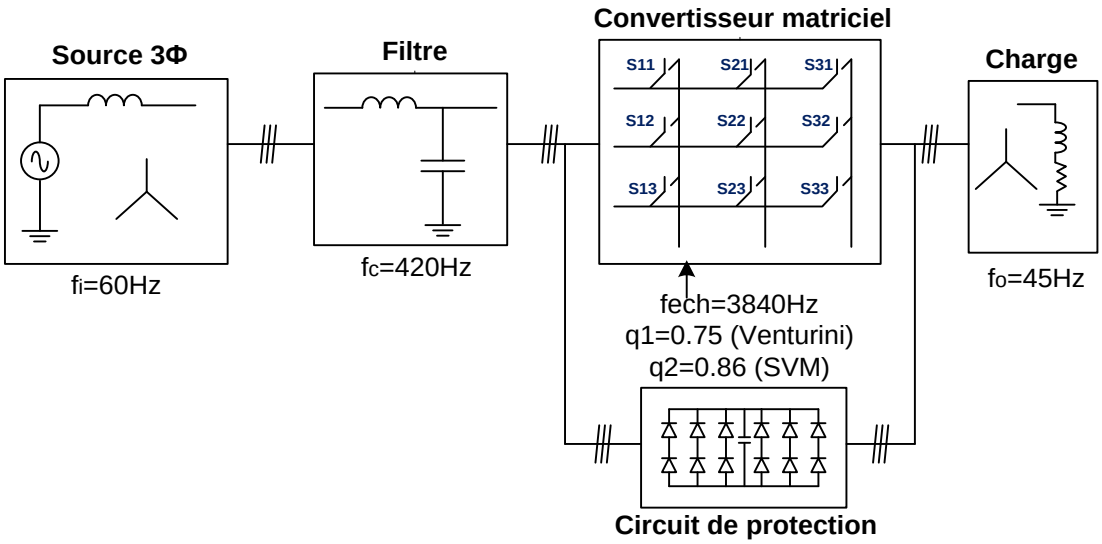


Figure 5.21 : Schéma du circuit d'essais pour un ratio de tension supérieur à 50%

5.2.1 Solution à la limitation du ratio de tension

La limitation du ratio de tension à 50 % est l'un des principaux inconvénients du convertisseur matriciel. La solution, discutée au chapitre 2, consiste à introduire du troisième harmonique dans la tension de référence afin de moduler le point neutre de manière artificielle.

5.2.1.1 Algorithme de Venturini & Alesina

Les résultats présentés ci-dessous montrent l'effet de la modulation du point neutre appliquée à l'algorithme de Venturini pour un ratio de tension q=0.75, la tension de ligne efficace de source V_{AB} de 230V.

La tension de ligne à la charge moyenne V_{ab}, de la Figure 5.22 permet d'observer que la tension construite se situe autour de 75 % de la tension d'entrée.

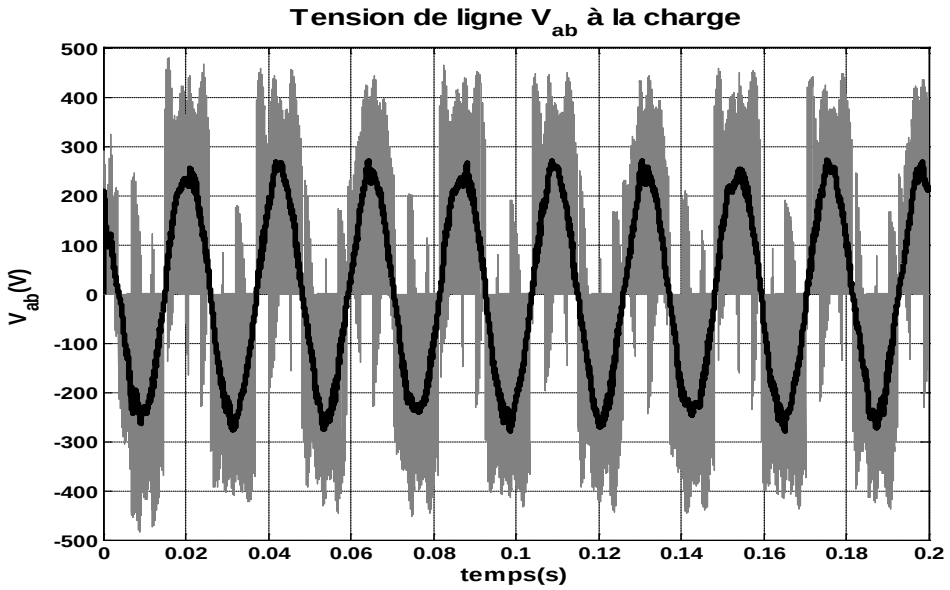


Figure 5.22: Tension de ligne à la charge avec la méthode de Venturini (SPS)

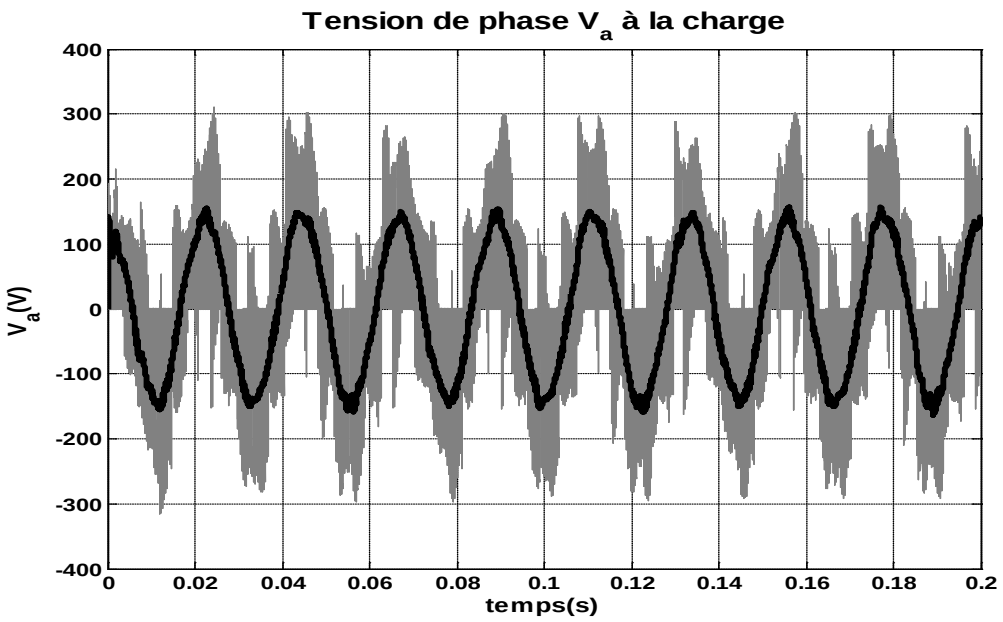


Figure 5.23 : Tension de charge de la phase "a" avec la méthode de Venturini (SPS)

Le système de courants de sortie, présenté à la Figure 5.24, forme bien un système triphasé équilibré de tension sinusoïdale. Le courant de la phase de sortie "a" est présenté à la Figure 5.25.

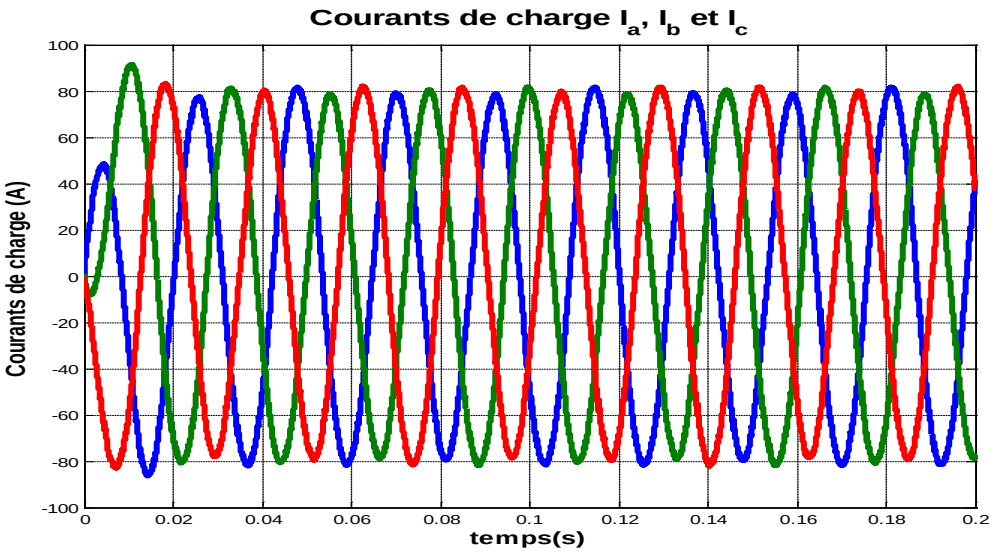


Figure 5.24: Courants de charge sur les trois phases avec la méthode de Venturini (SPS)

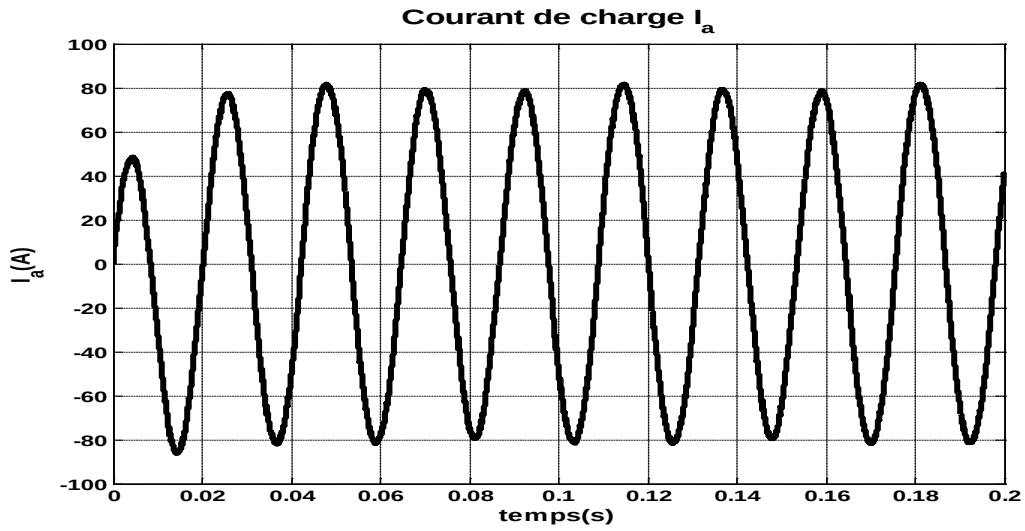


Figure 5.25: Courant de charge de la phase "a" avec la méthode de Venturini (SPS)

5.2.1.2 Modulation du Vecteur d'Espace

Les résultats présentés ci-dessous sont ceux obtenus par la modulation du vecteur d'espace; le ratio de tensions (sortie vs entrée) utilisé est le ratio maximal théorique de 0.86

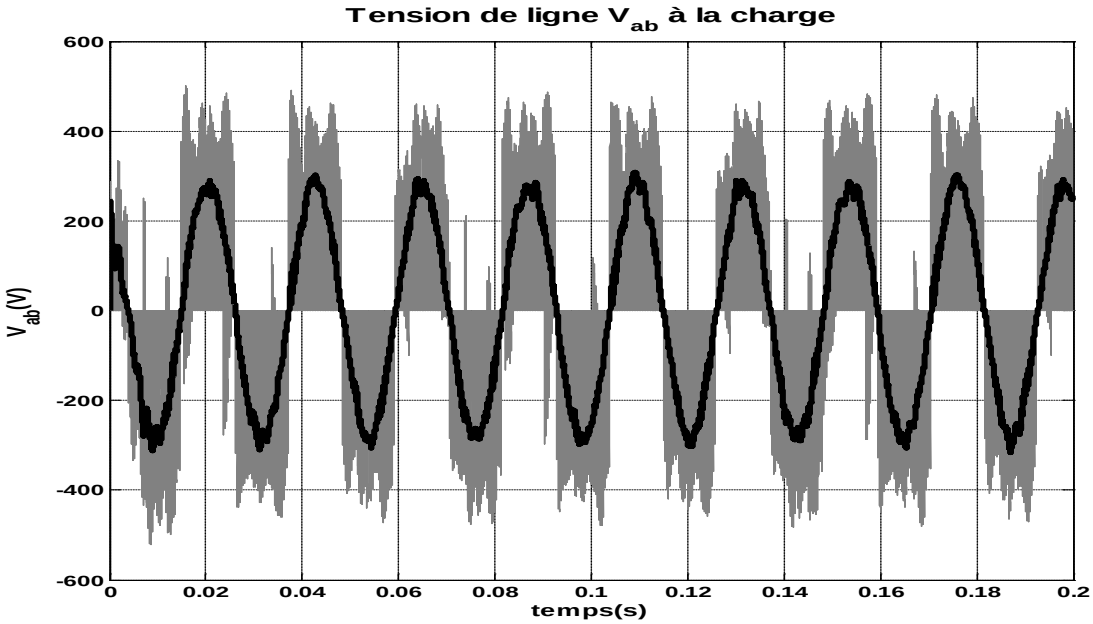


Figure 5.26: Tension de ligne à la charge avec la modulation du vecteur d'espace (SPS)

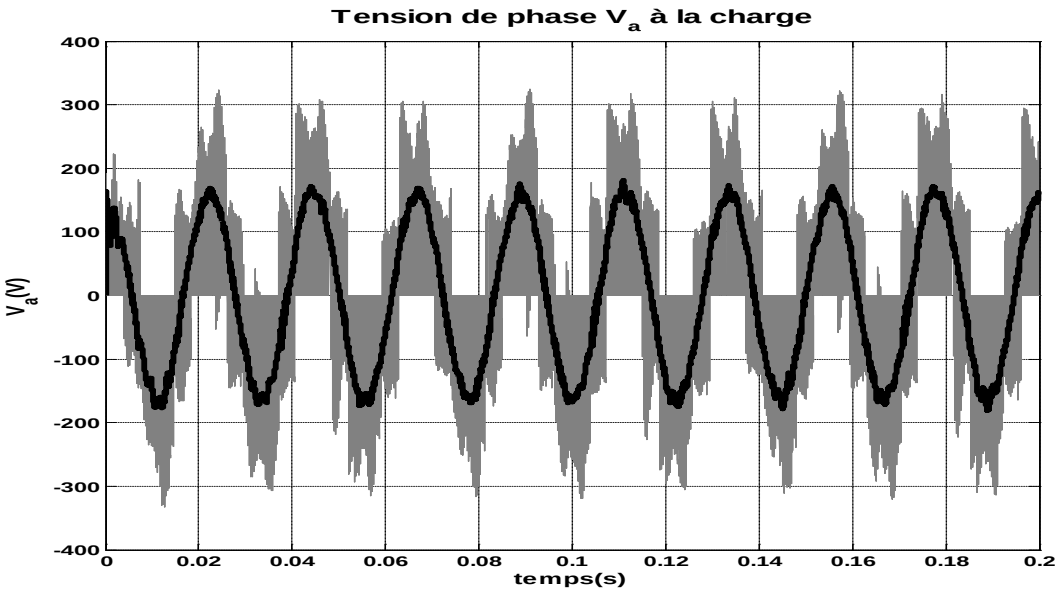


Figure 5.27: Tension de la phase "a" à la charge avec la modulation du vecteur d'espace (SPS)

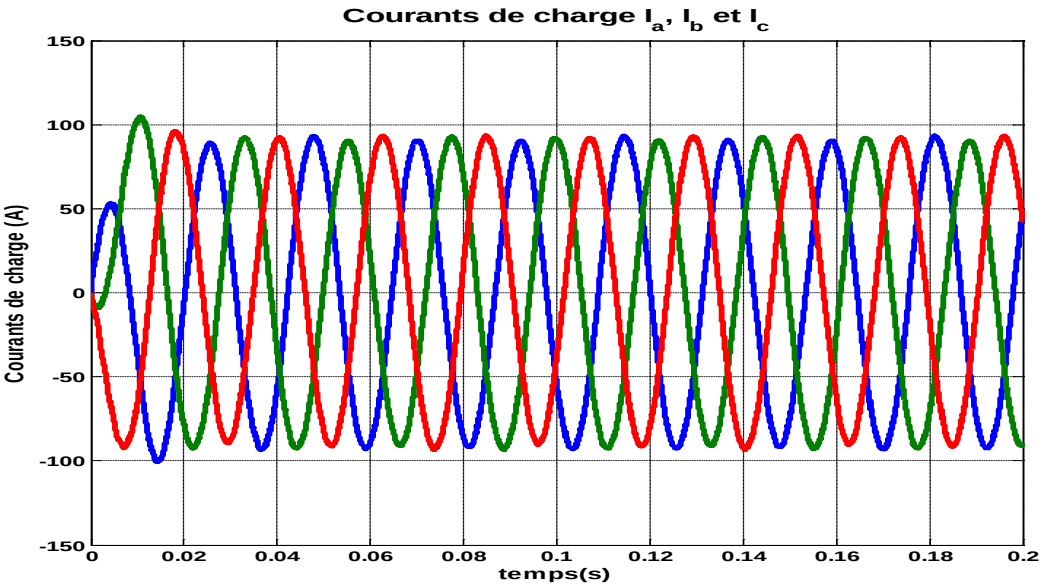


Figure 5.28: Courants de charge sur les trois phases avec la modulation du vecteur d'espace (SPS)

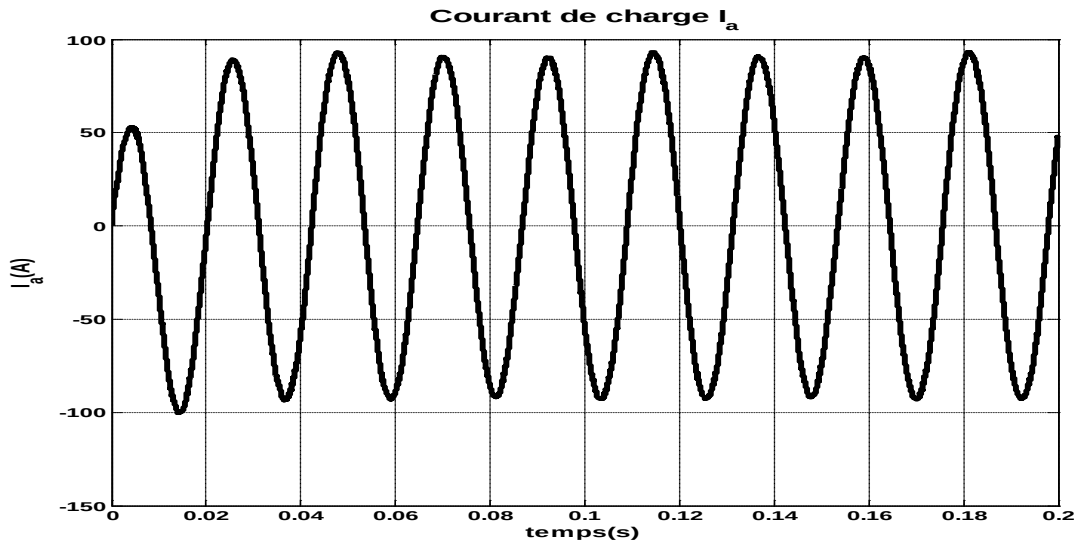


Figure 5.29: Courant de charge de la phase "a" la modulation du vecteur d'espace (SPS)

L'optimisation de la méthode de Venturini consiste à calculer les rapports cycliques des interrupteurs avec une référence de tension modifiée (insertion des harmoniques d'ordre trois de tension d'entrée e t de s ortie). Cette t echnique a ppliquée à l 'algorithme scalaire f onctionne également. Cependant, cela se fait au détriment du principal avantage de la méthode qui lui permet de s'adapter aux changements et aux perturbations de la source. En effet, l'ajout du troisième harmonique se fait en considérant une source supposée équilibrée. Afin de conserver la flexibilité de l'algorithme scalaire, il faudrait faire un effort supplémentaire dans l'élaboration de la commande. Par exemple, en id entifiant l es intersections des tensions de phase d'entée, ces points sont critiques et sont responsables de la limitation du ratio de tension à 50% tel que montré à la Figure 2.16, et d'apporter une modification à la tension de référence à cet instant précis.

La méthode de modulation du vecteur d'espace est, par défaut, optimale. En effet, si l'on observe l'hexagone de tension ci-dessous, on remarque que les tensions construites sont limitées à un maximum de 0.86 pu de la tension d'entrée, ce qui représente le maximum de ratio de tension.

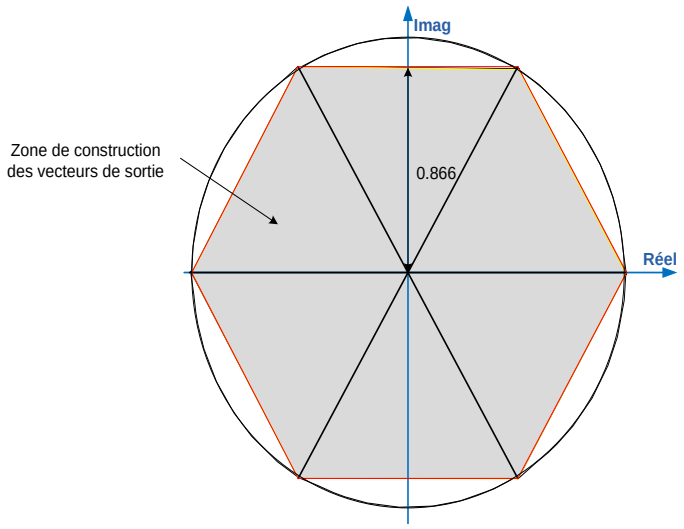


Figure 5.30 : Mise en évidence du maximum de tension pour la modulation du vecteur d'espace

5.2.1.3 Méthode scalaire pour un gain quelconque

Comme pour l'algorithme de Venturini, l'algorithme scalaire peut être optimisé en modulant virtuellement le point neutre, c'est-à-dire, en introduisant dans la référence de tension les harmoniques d'ordre trois de tension d'entrée et de sortie.

Une autre approche, étudiée à l'École de Polytechnique de Montréal, consiste en une modification de la structure du convertisseur matriciel à neuf interrupteurs bidirectionnels en une structure composée de deux demi-convertisseurs interconnectés au moyen d'un lien de CC tel qu'exposé à la figure suivante.

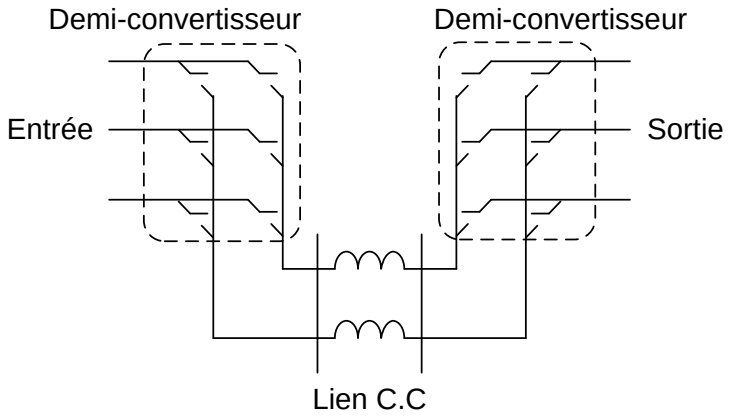


Figure 5.31 : Circuit du convertisseur matriciel en demi-convertisseur

Chaque demi-convertisseur est constitué des six interrupteurs unidirectionnels. Le convertisseur permet de dépasser le gain de tension limite de 50 %. Le lien CC étant associé à la fréquence d'échantillonnage, la structure complète demeure celle d'un convertisseur direct.

5.2.2 Fréquence de sortie nulle

Le convertisseur matriciel est un convertisseur universel capable de réaliser tout type de conversion; la série de résultats suivants démontre, avec l'emploi de la commande scalaire, la possibilité d'une conversion CA-CC.

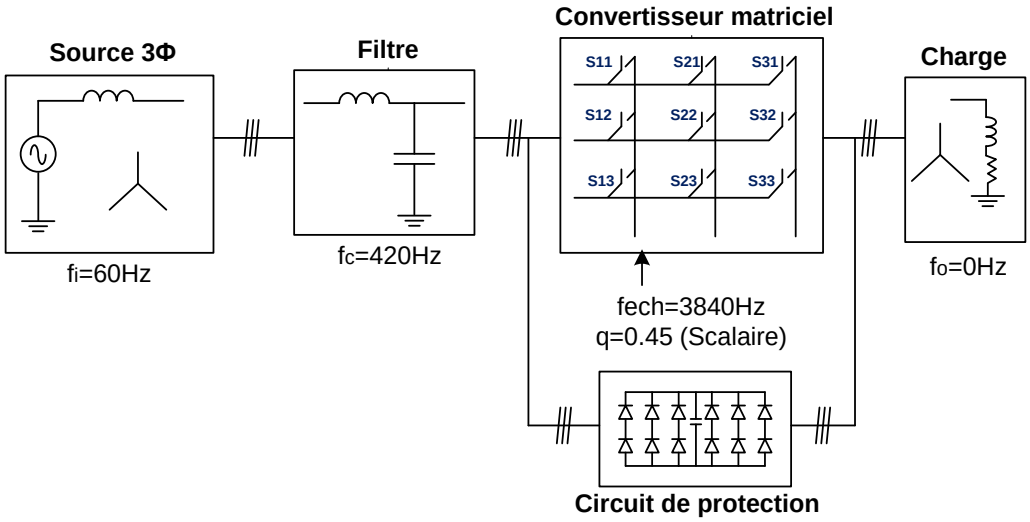


Figure 5.32 : Schéma du circuit d'essai pour une fréquence de sortie nulle

La Figure 5.33 présente la tension de ligne obtenue sous SPS et sa valeur moyenne sur une période d'échantillonnage.

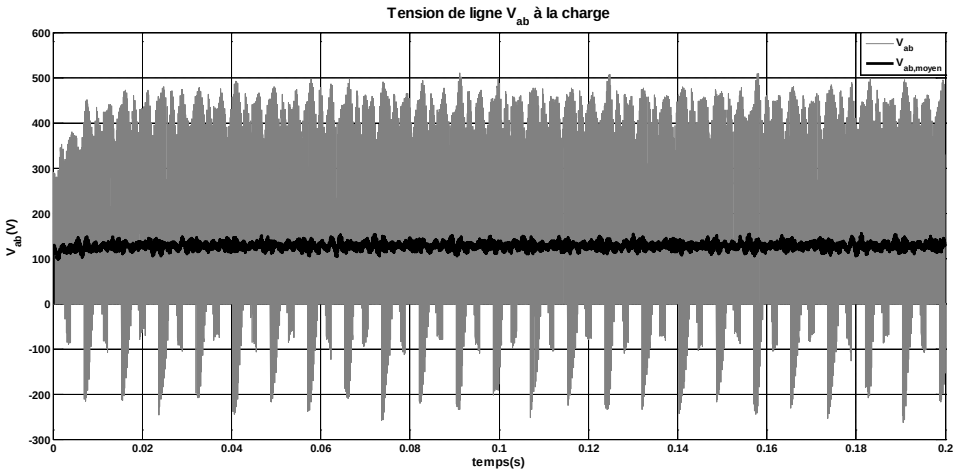


Figure 5.33: Tension de ligne à la charge obtenue avec la méthode scalaire (SPS)

La figure suivante présente le système de tensions obtenu en sortie. On note qu'il y a trois niveaux de tensions: +45%, 0 et -45% de la tension d'entrée.

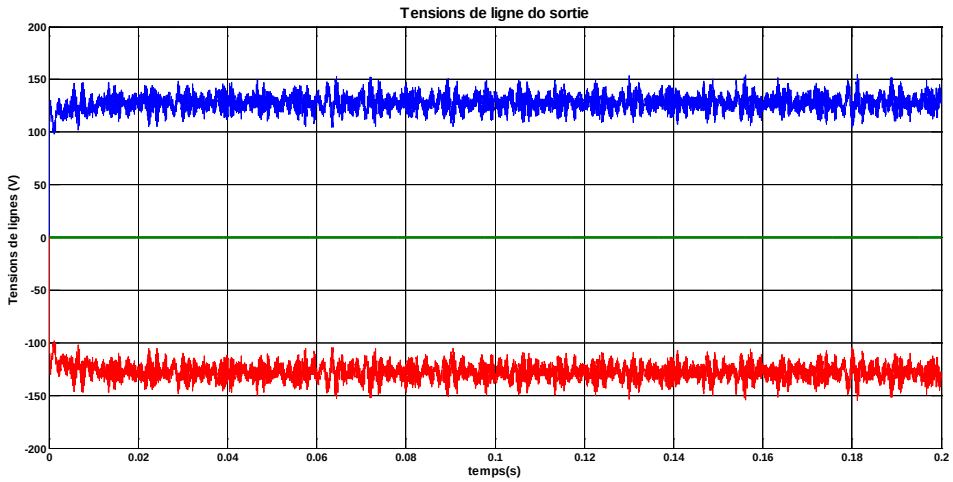


Figure 5.34: Système de tension de lignes de charge (SPS)

La tension de phase obtenue sous SPS est présentée ci-dessous.

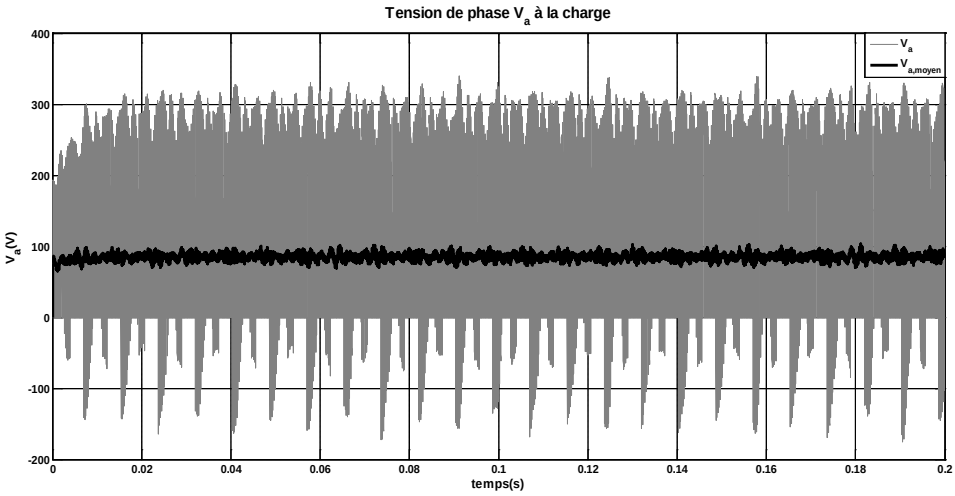


Figure 5.35: Tension de charge de la phase "a" (SPS)

Les figures suivantes montrent les courants de source obtenus en amont et en aval du filtre.

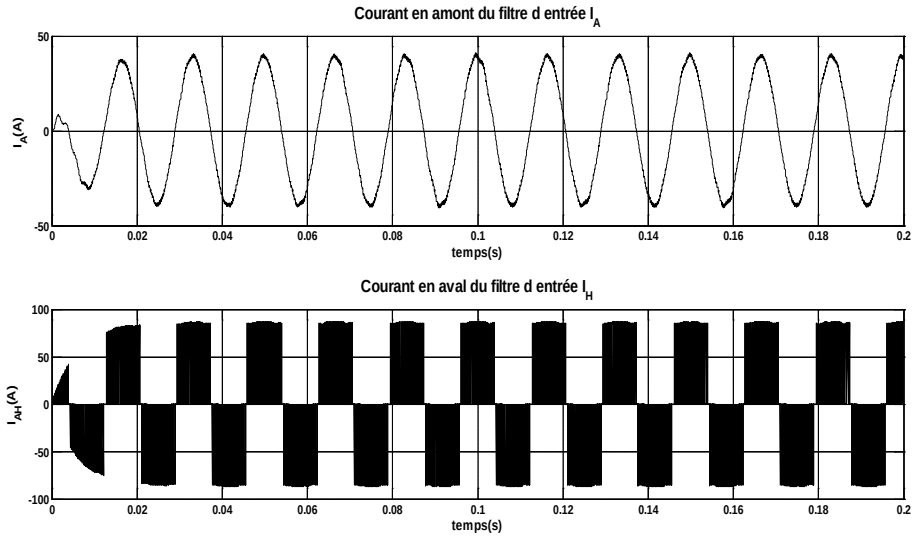


Figure 5.36: Courants en amont en aval du filtre

Les figures suivantes montrent les courants de ligne en sortie obtenues sous SPS avec l'algorithme scalaire pour la réalisation d'une conversion CA-CC

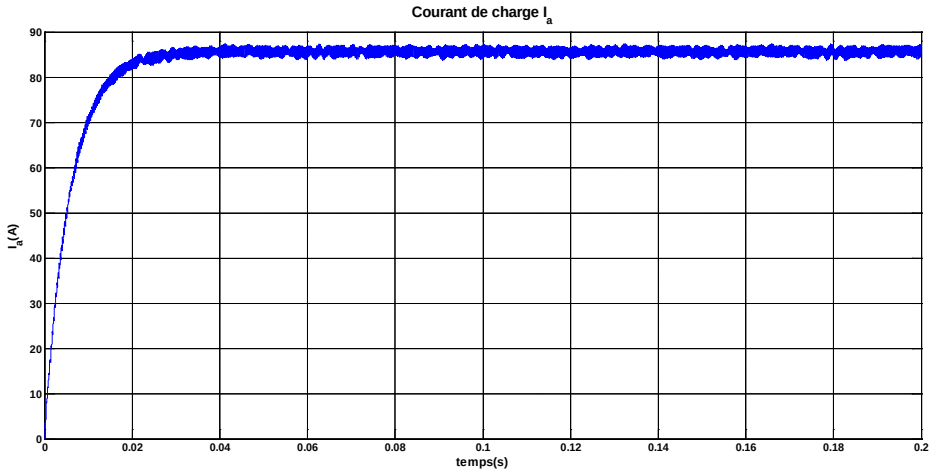


Figure 5.37:courant de charge de la phase "a" (SPS)

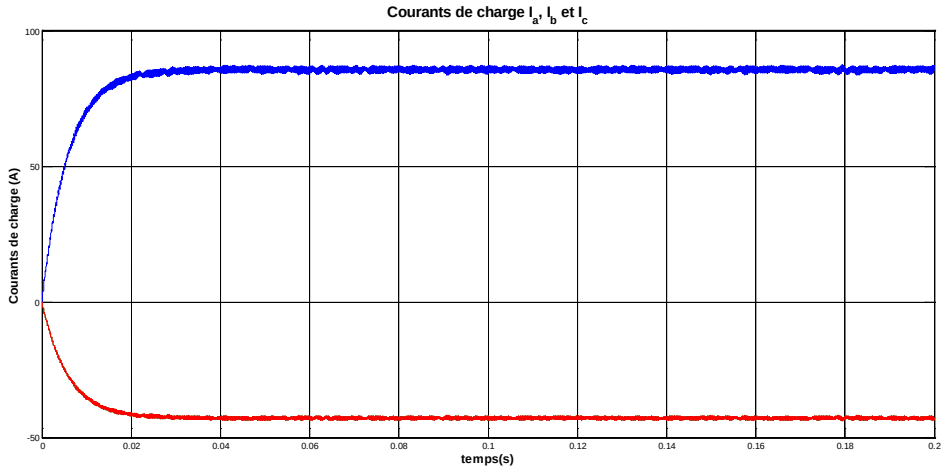


Figure 5.38: Courants des charges à la sortie du convertisseur (SPS)

Les résultats obtenus démontrent, d'une part, le fonctionnement adéquat des modèles et, d'autre part, la capacité du convertisseur matriciel à réaliser tout type de conversion.

5.2.3 Contrôle du facteur de déplacement

L'un des avantages inhérent de la structure du convertisseur matriciel est le contrôle du facteur de déplacement. En effet, les algorithmes de commande permettent de construire à l'entrée un courant dont le fondamental est en phase de la tension d'entrée. Cependant, L'introduction du filtre d'entrée, essentiellement de nature capacitive, introduit un déplacement de la phase du courant de source. Ce déplacement peut être corrigé par le convertisseur matriciel en définissant convenablement la référence de courant.

5.2.3.1 Facteur de déplacement avec la méthode de Venturini

Les deux résultats, présentés ci-dessous, ont pour objectif de montrer l'effet du filtre amorti, qui n'introduit pratiquement pas de déphasage, et de démontrer que le fondamental de courant est bien en phase avec la tension qui lui correspond.

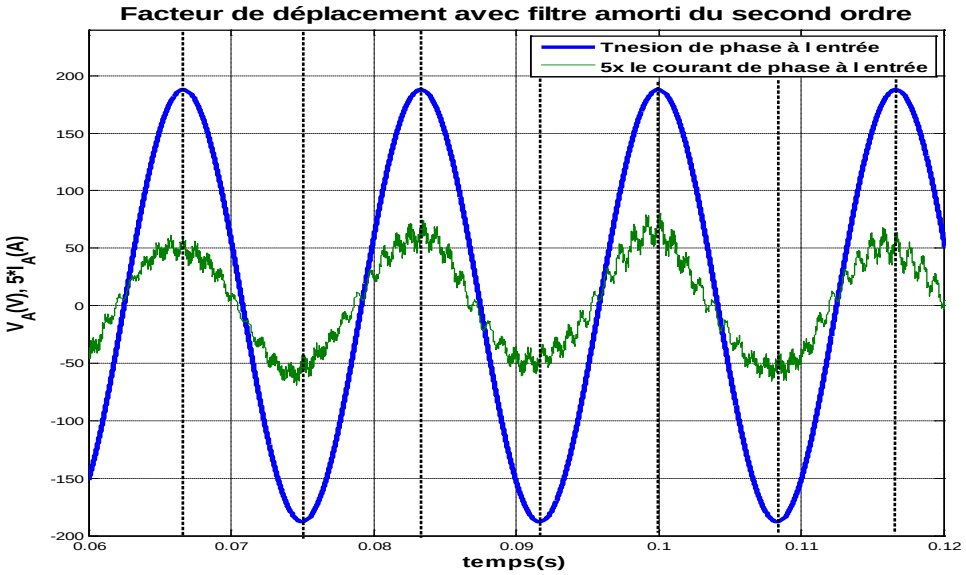


Figure 5.39 : Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Venturini et pour un filtre amorti

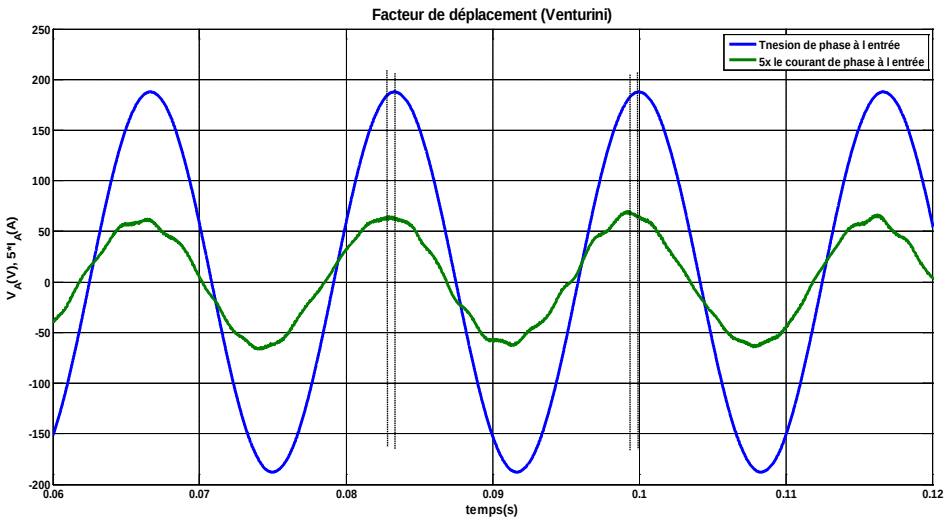


Figure 5.40: Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Venturini et pour un filtre L-C

5.2.3.2 Contrôle du facteur de déplacement avec la méthode scalaire

La méthode scalaire a été utilisée pour contrôler le facteur de déplacement.

La figure ci-dessous présente le cas sans contrôle du facteur de déplacement.

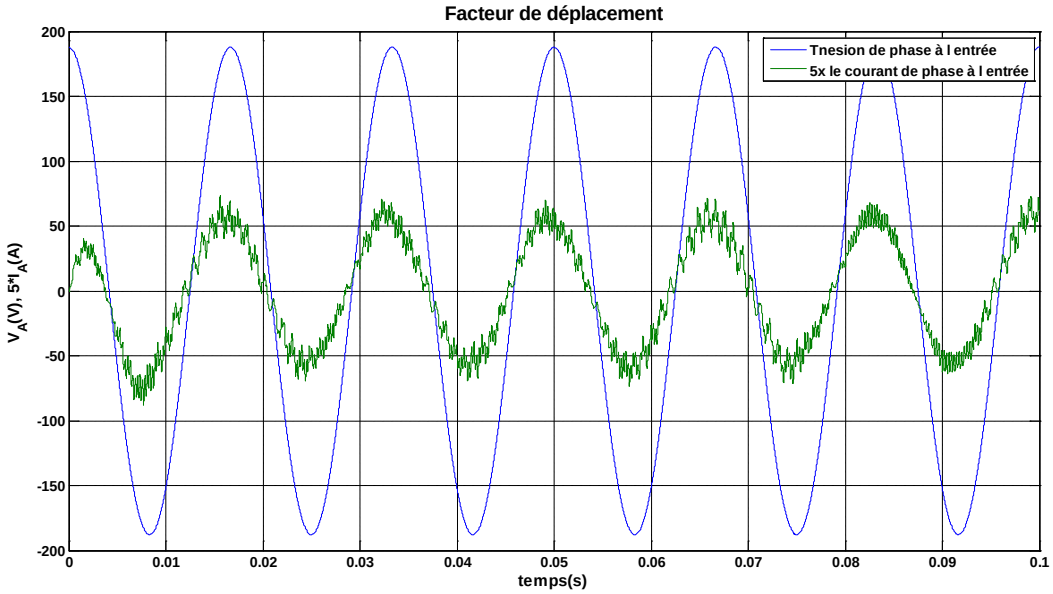


Figure 5.41: Mise en évidence du contrôle de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Scalaire et pour un filtre amorti (déphasage=0°)

Les passages par zéro de la tension et du courant filtré permet d'établir le déphasage introduit par le filtre. Le résultat observer ici est d'environ -16°.

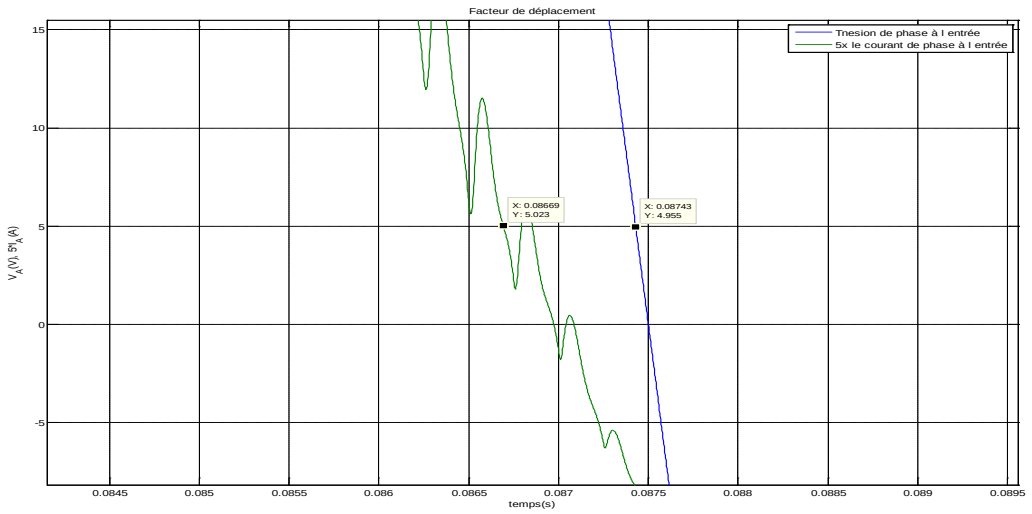


Figure 5.42 : Agrandissement pour la mesure du déphasage (déphasage=0°)

Figure 5.43 présente le résultat obtenu lorsque l'on contrôle la phase du fondamental de courant pour l'amener à -30°.

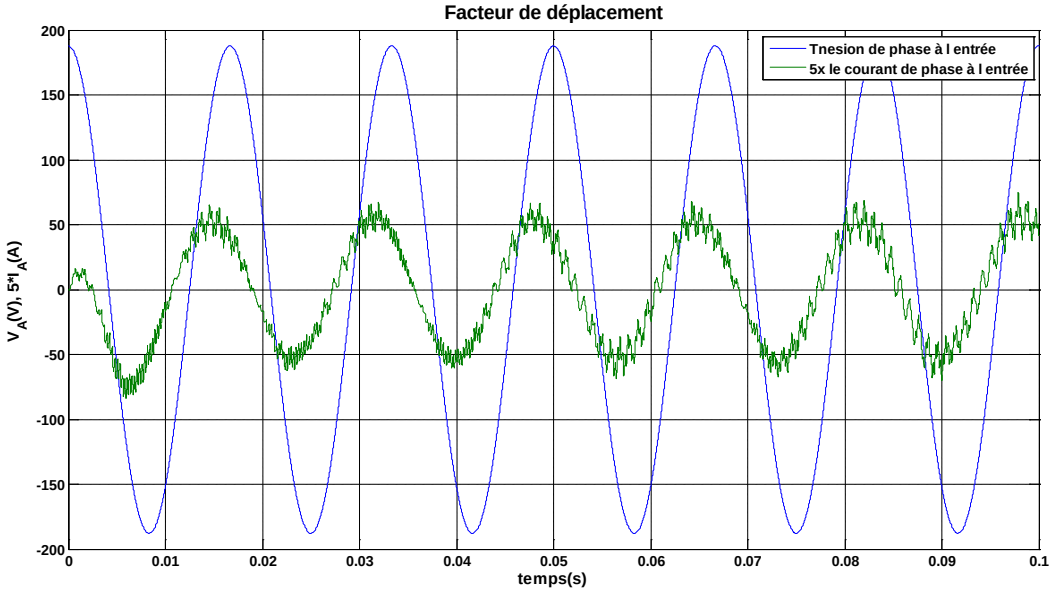


Figure 5.43 : Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Scalaire et pour un filtre amorti (déphasage=-30°)

La Figure 5.44, montre les passages par zéro de la tension et du courant filtré ce qui permet d'établir le déphasage introduit par le filtre et la commande à -30°, le résultat observé ici est d'environ 43° ce qui correspond à un déphasage d'approximativement 30° par rapport au cas initial (présenté à la Figure 5.41).

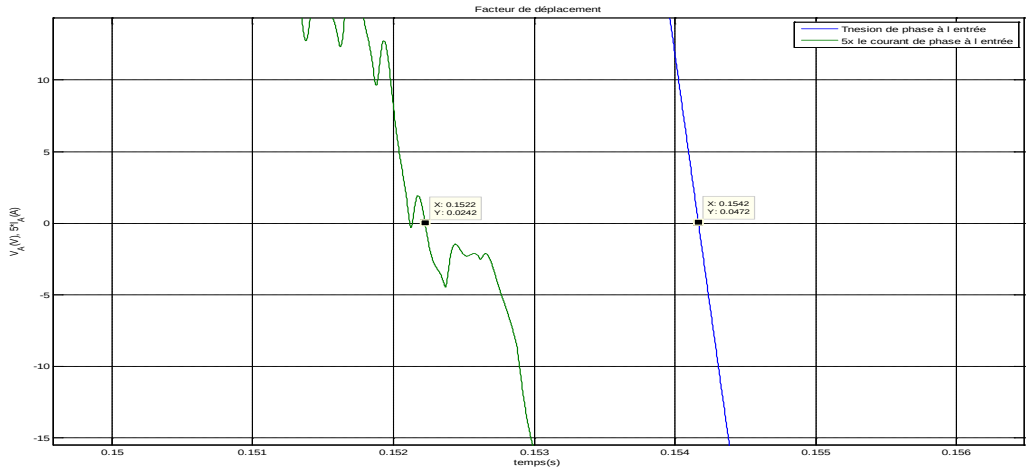


Figure 5.44: Agrandissement pour la mesure du déphasage (déphasage=-30°)

le troisième essai, présenté à la figure ci-dessous, est le résultat obtenu lorsque l'on contrôle la phase du fondamental de courant pour l'amener à +30°.

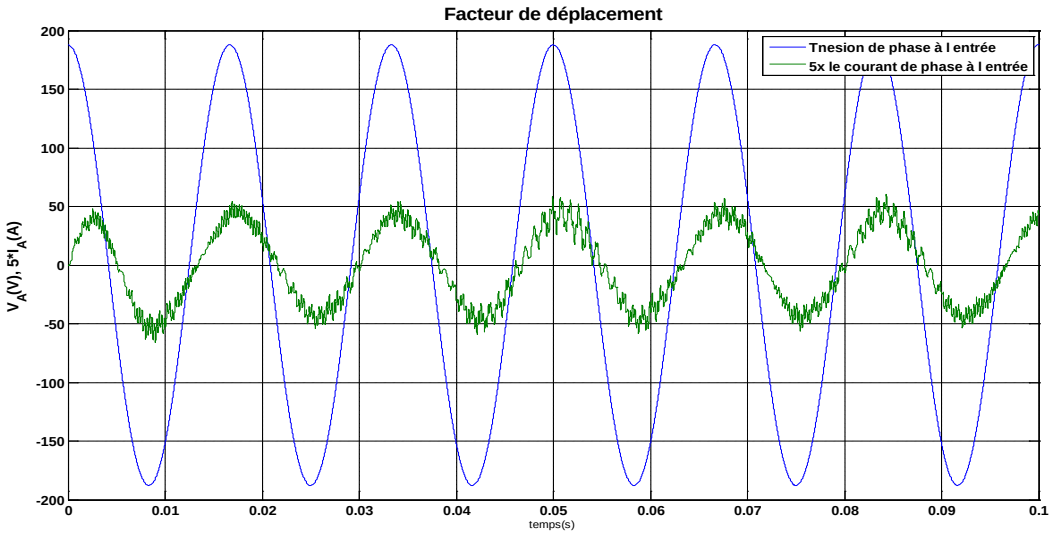


Figure 5.45: Mise en évidence du courant de l'angle de déplacement à l'entrée avec la méthode de Scalaire et pour un filtre amorti (déphasage=+30°)

Encore une fois, les passages par zéro de la tension et du courant filtré permettent d'établir le déphasage introduit par le filtre et la commande. Le résultat observer ici est d'environ 19°.

Ce qui correspond à un déphasage d'environ 35°. Il faut noter cependant, que la distorsion du courant filtré peu introduire une erreur dans l'évaluation des phases.

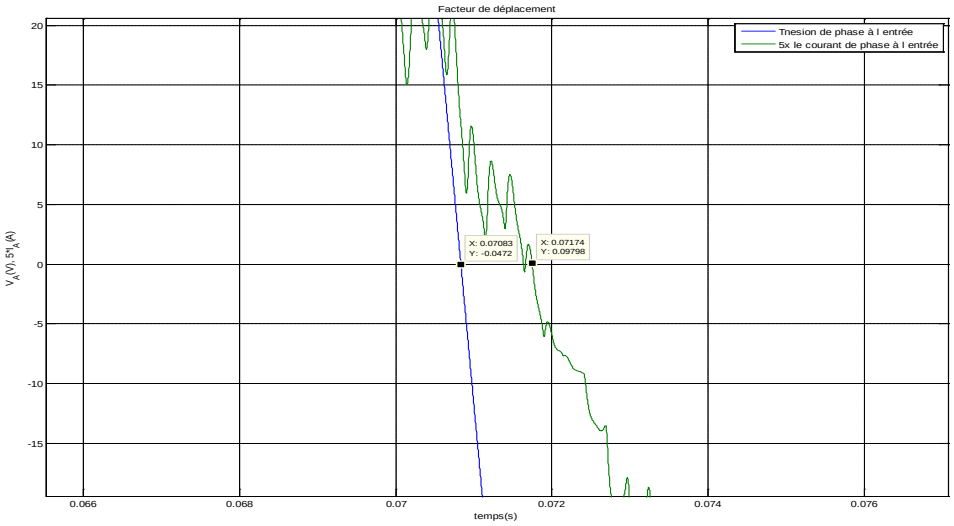


Figure 5.46: Agrandissement pour la mesure du déphasage (déphasage=+30°)

Ces essais, concernant le contrôle du facteur de déplacement, sont très concluant. Le CM permet, avec une commande scalaire, d'ajuster le facteur de déplacement.

5.3 Essai n°3

Ce dernier essai permet d'observer le comportement du convertisseur matriciel commandé par les différents algorithmes dans les conditions d'opération en régime déséquilibré.

Le port d'entrée est défini comme suit:

$$V_i = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.1 \cdot 132.8 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_i.t) \\ |V_i| \cdot 132.8 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_i.t - \frac{2.\pi}{3}) \\ 0.9 \cdot 132.8 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_i.t - \frac{4.\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Le ratio de tension "q" choisi pour cet essai est de 45. Par conséquent, la tension de ligne de référence que l'on désire reproduire est :

$$V_{ll,o} = 103.5 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_o.t)$$

5.3.1 Comportement de l'algorithme de Venturini en régime déséquilibré

La figure présentée ci-dessous compare le moyenne de la tension de charge obtenue avec la méthode de Venturini en régime déséquilibrée avec la référence de tension que l'on désire obtenir.

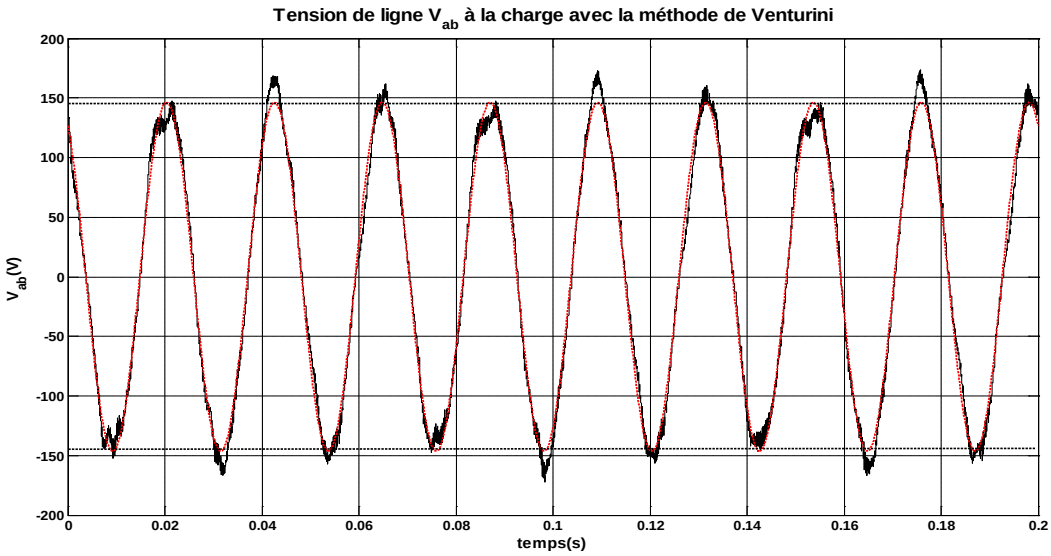


Figure 5.47: Comparaison entre la référence de tension et le résultat obtenu par l'algorithme de Venturini pour un régime déséquilibré

L'agrandissement, présenté à la Figure 5.48, sur les crêtes de la tension de sortie permet d'observer des pics allant jusqu'à 170V alors que la référence a une crête de tension de 146.4V.

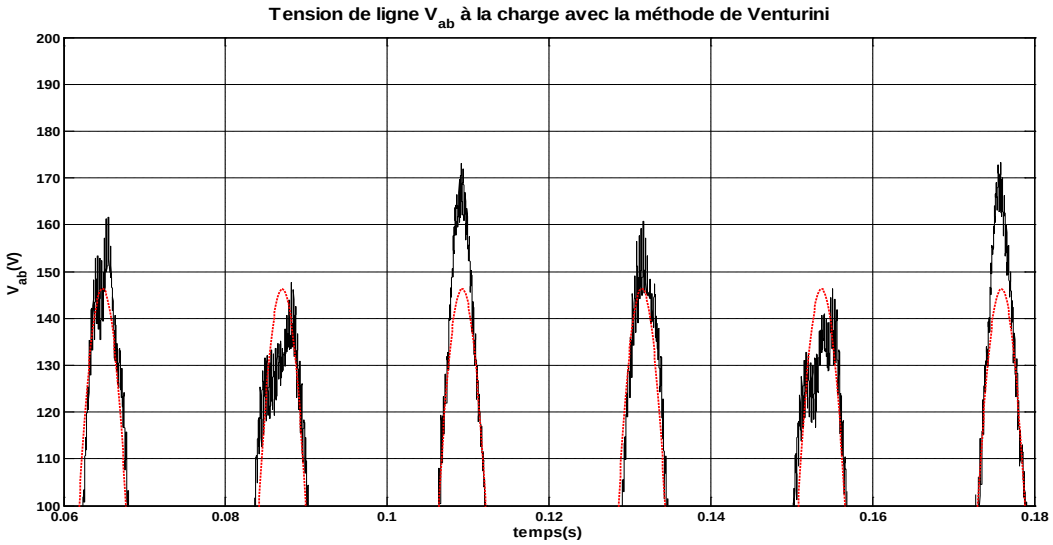


Figure 5.48: Agrandissement sur les crêtes de la tension de ligne de la charge obtenu par l'algorithme de Venturini pour un régime déséquilibré

La figure suivante présente les courants du port de sortie avec l'algorithme de Venturini.

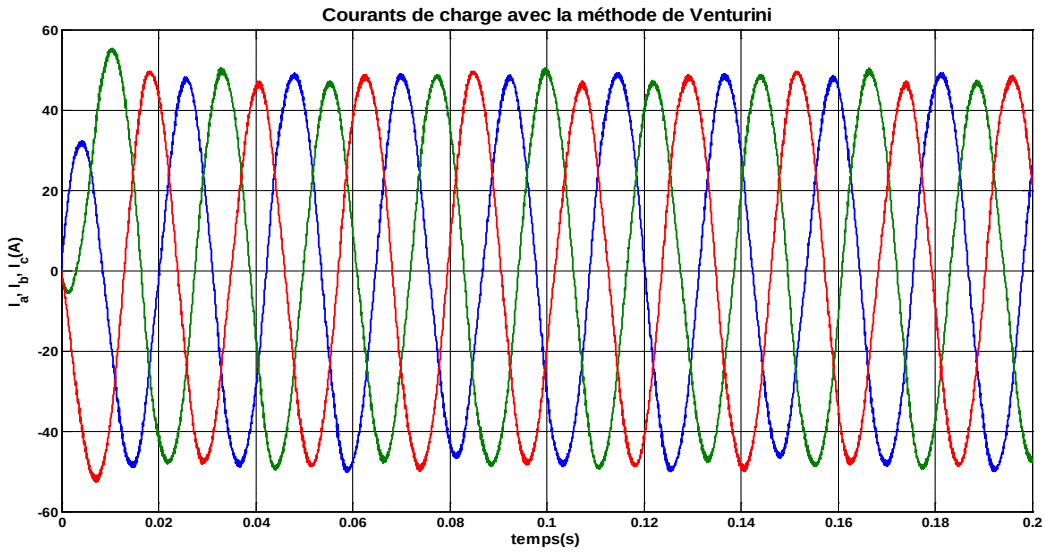


Figure 5.49: Courants de sortie obtenus par l'algorithme de Venturini pour un régime déséquilibré

5.3.2 Comportement de l'algorithme scalaire en régime déséquilibré

La Figure 5.50 compare, comme pour l'essai précédent, le moyenne de la tension de charge obtenue avec la méthode de scalaire en régime déséquilibrée avec la référence de tension que l'on désire obtenir.

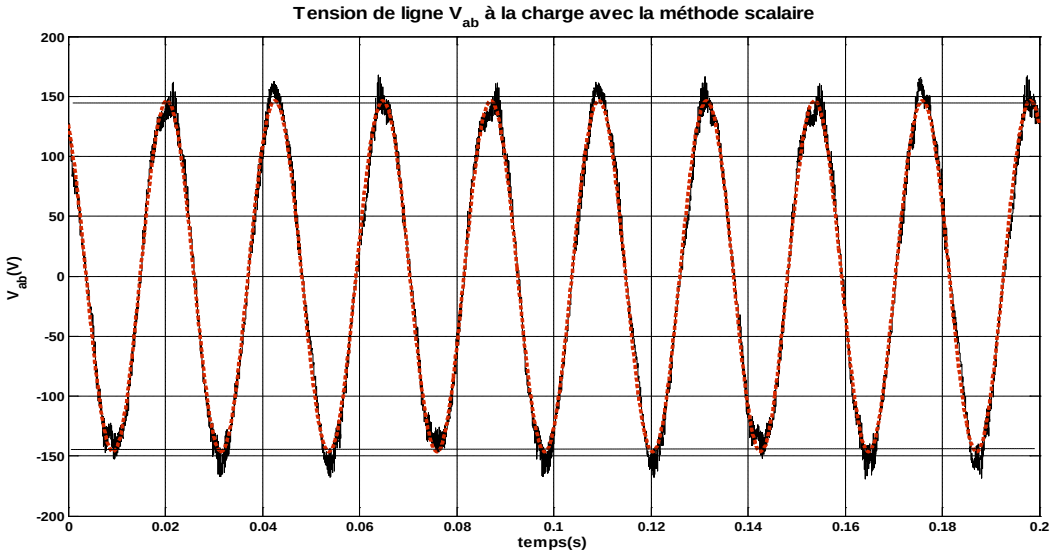


Figure 5.50: Comparaison entre la référence de tension et le résultat obtenu par l'algorithme Scalaire pour un régime déséquilibré

L'agrandissement de la crête de tension de sortie, présenté à la figure suivante, permet d'observer des pics de tension se situant autour de 155V. Cependant, ces pics sont d'avantage dus au fait que les commutations produites par la commande scalaire ont un pas de retard causant ainsi de la distorsion dans des zones critiques tel que les sommets de tension. cette situation peut être résolue par l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage.

L'essai permet également de conclure que, comparativement à l'algorithme de Venturini, l'algorithme scalaire est moins sensible aux variations qui peuvent se produire à la source et est, par conséquent, plus robuste.

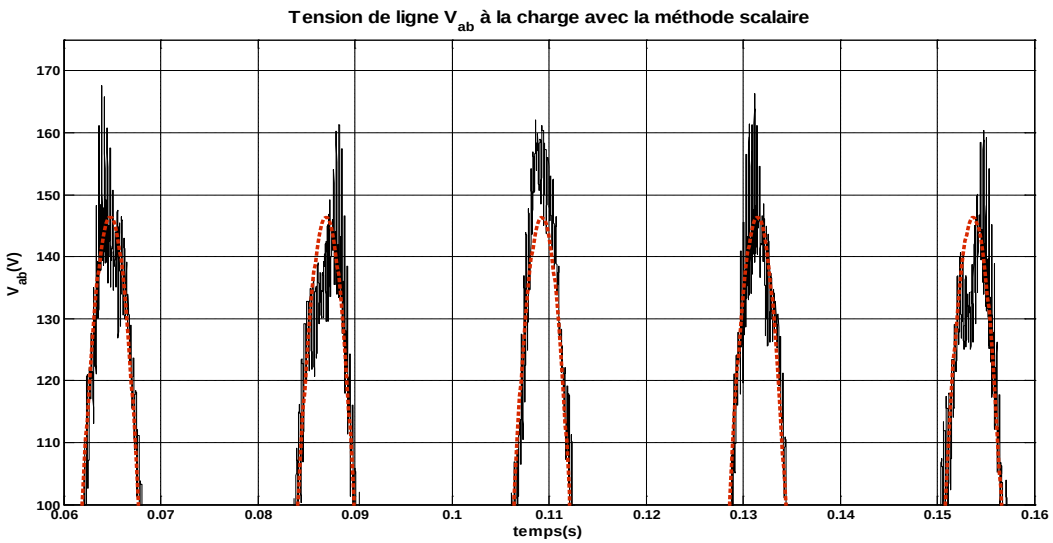


Figure 5.51: Agrandissement sur les crêtes de la tension de ligne de la charge obtenu par l'algorithme Scalaire pour un régime déséquilibré

La figure suivante présente les courants du port de sortie avec la commande scalaire.

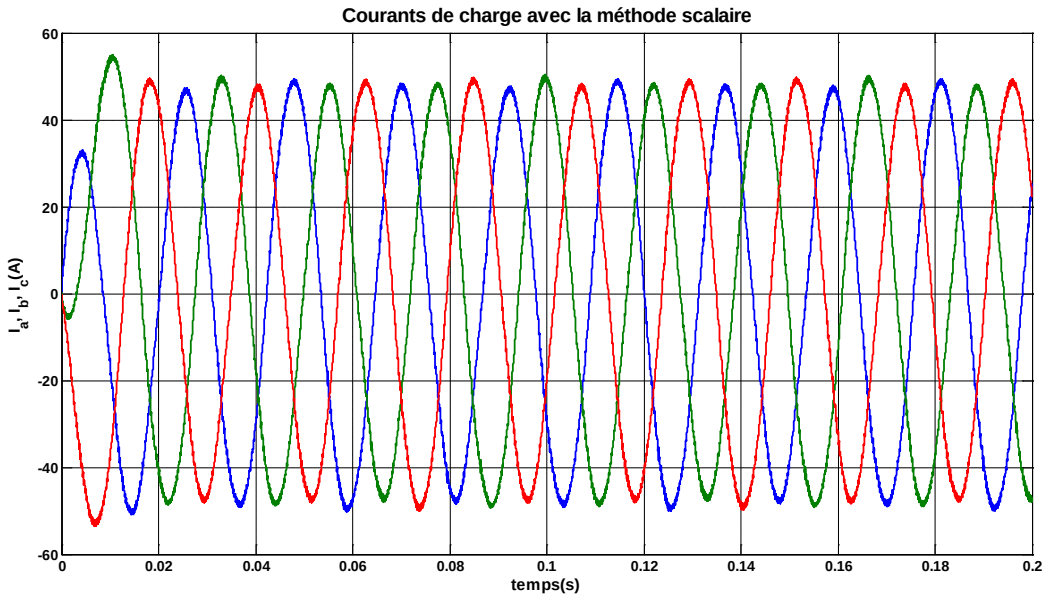


Figure 5.52: Courants de sortie obtenus par l'algorithme Scalaire pour un régime déséquilibré

5.3.3 Comportement de la méthode de modulation du vecteur d'espace en régime déséquilibré

La même analyse est faite ici, la première figure présentée ci-dessous, compare le résultat de la modulation du vecteur d'espace avec la référence.

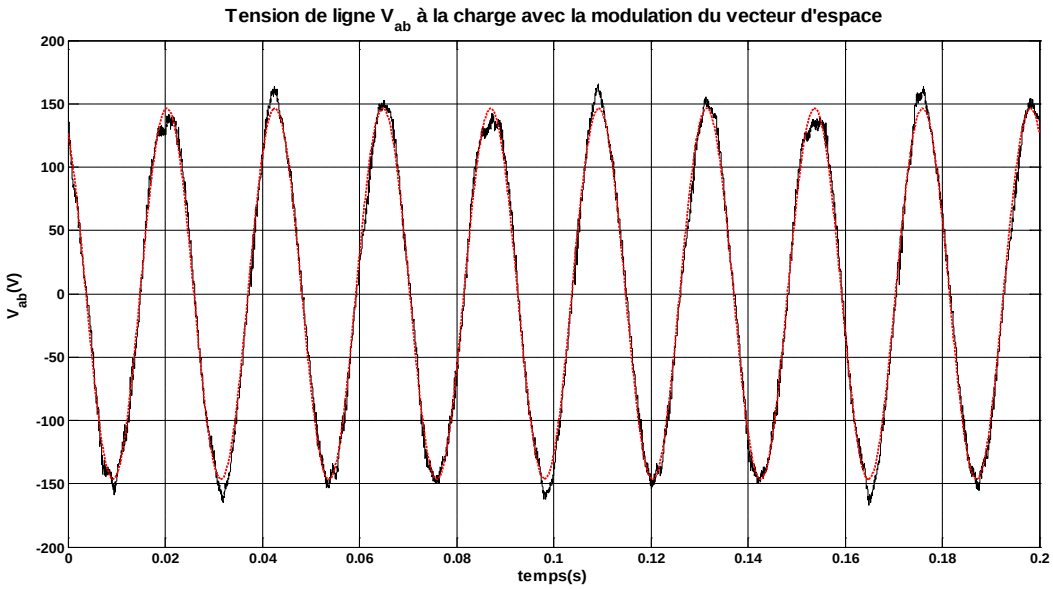


Figure 5.53: Comparaison entre la référence de tension et le résultat obtenu par modulation du vecteur d'espace pour un régime déséquilibré

L'agrandissement de la crête de tension de sortie, présenté à la figure suivante, permet de s'apercevoir que les pics de tension se situent désormais aux alentours de 165V. La modulation du vecteur d'espace est une méthode vectorielle, comme la commande de Venturini, elle présuppose un régime parfaitement équilibré en entrée. Ce qui, dans le cas d'une entrée déséquilibré, à pour conséquence de reproduire le déséquilibre en sortie.

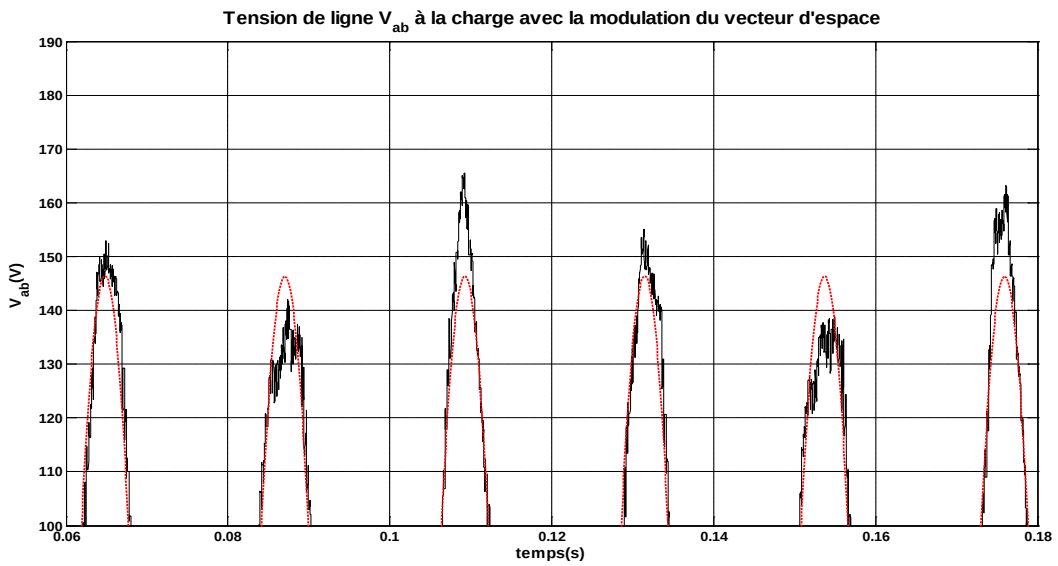


Figure 5.54 : Agrandissement sur les crêtes de la tension de ligne de la charge obtenu par la modulation du vecteur d'espace pour un régime déséquilibré

La figure suivante présente les courants du port de sortie avec la modulation du vecteur d'espace.

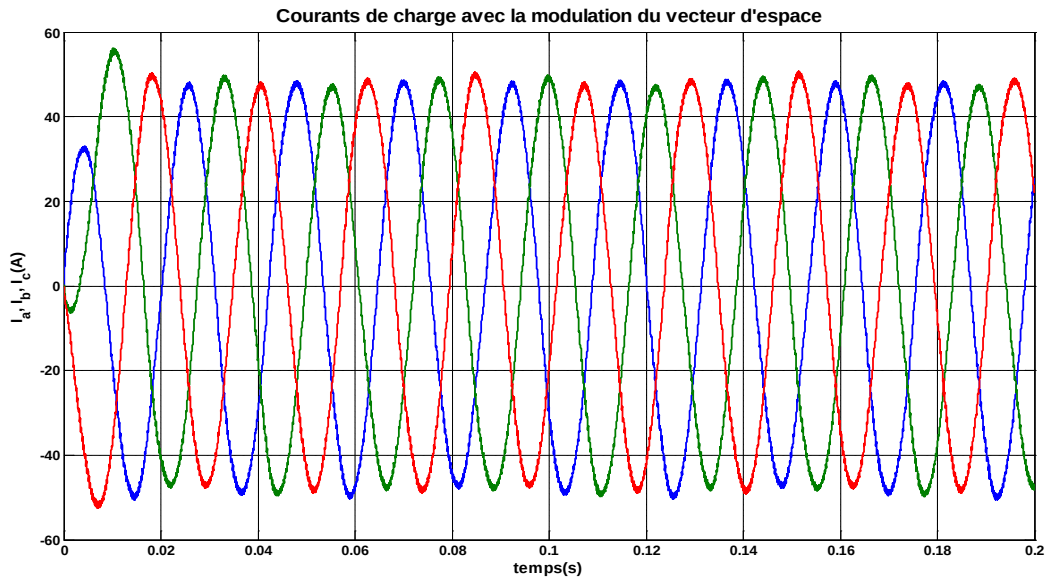


Figure 5.55 : Courants de sortie obtenus par modulation du vecteur d'espace pour un régime déséquilibré

Les essais effectués, grâce au modèle générique mis au point, permettent de mettre en évidence l'avantage de la commande scalaire en comparaison des commandes vectorielles.

En régime déséquilibré, les méthodes vectorielles s'avèrent peu robustes, le déséquilibre de la source d'alimentation apparait au niveau des tensions de charge. Par conséquent, les courants de charge sont également déformées.

La méthode scalaire, qui nécessite la mesure des tensions d'entrée, s'adapte aux conditions réelles de la source et rend le convertisseur matriciel insensible aux régimes déséquilibrés.

Les figures présentées dans cette section permettent la comparaison entre la référence de tension de ligne pour les trois méthodes de commande et viennent confirmer la supériorité de la méthode scalaire en régime déséquilibré.

5.4 Résumé

Les résultats présentés dans ce chapitre permettent d'observer plusieurs aspects du convertisseur matriciel et du modèle mis en œuvre :

- Le modèle répond convenablement aux objectifs décrits au chapitre 1.
- Les algorithmes de commandes mis en œuvre permettent au convertisseur matriciel de réaliser différents types de conversions sur les deux plateformes de simulation.
- Les essais effectués ont permis de valider les modèles et d'analyser le comportement du convertisseur dans différents scénarios.

Les aspects théoriques, présentés au chapitre 1, ont pu être observés. La limitation du ratio de tension et la solution présentée ont été vérifiées, le contrôle du facteur de déplacement et l'effet du filtre d'entrée ont pu être testés.

La comparaison des algorithmes sur la base de l'analyse spectrale permet de déduire que les trois algorithmes donnent des résultats assez similaires. Il faut cependant noter que le choix de

la (ou des) configuration(s) zéro affecte le rendement du convertisseur avec la méthode de modulation du vecteur d'espace.

Les avantages de la méthode scalaire sont évidents en régime déséquilibré. En effet, la présence d'éléments de mesure à l'entrée permet au convertisseur de s'adapter aux variations et aux perturbations de la source. Les méthodes scalaires sont plus robustes que les méthodes vectorielles lors de fonctionnement dans des régimes déséquilibrés.

L'outil de simulation réalisé dans le cadre de ce projet répond aux attentes initiales. Il permettra de réaliser les études nécessaires avant la réalisation d'un prototype en laboratoire, d'analyser le comportement du convertisseur pour des charges plus élaborées (système électromécanique). Il fournit un formidable moyen d'introduire le convertisseur matriciel dans des cours universitaires de premier cycle ou chez les gradués traitant d'électronique de puissance.

CHAPITRE 6 NOUVELLE STURCTURE DE CONVERTISSEUR CA-CA À BASE DE CONVERTISSEUR DE CUK

Dans l'optique de développer une nouvelle structure du convertisseur matriciel qui aurait les avantages d'un convertisseur de Ćuk, nous avons élaboré un nouveau type de convertisseur CA/CA monophasé dont la commande est scalaire. Ce chapitre dévoile les principales étapes de la mise au point de ce convertisseur et de sa commande.

Un rappel théorique du convertisseur de Ćuk est proposé. Puis, les structures d'un redresseur et d'un onduleur construit à base d'un convertisseur de Ćuk sont présentés. Finalement, la structure complète d'un convertisseur CA/CC/CA est dévoilée.

6.1 Rappel sur le convertisseur de Cuk

Le hacheur à stockage capacitif, aussi appelé convertisseur de Ćuk du nom son inventeur Slobodan Ćuk, utilise un condensateur comme composant de stockage d'énergie et offre ainsi la possibilité de connecter un récepteur de courant à partir d'une source de courant, le condensateur jouant le rôle de liaison. Les inductances présentes à l'entrée et à la sortie permettent de diminuer les ondulations de courant.

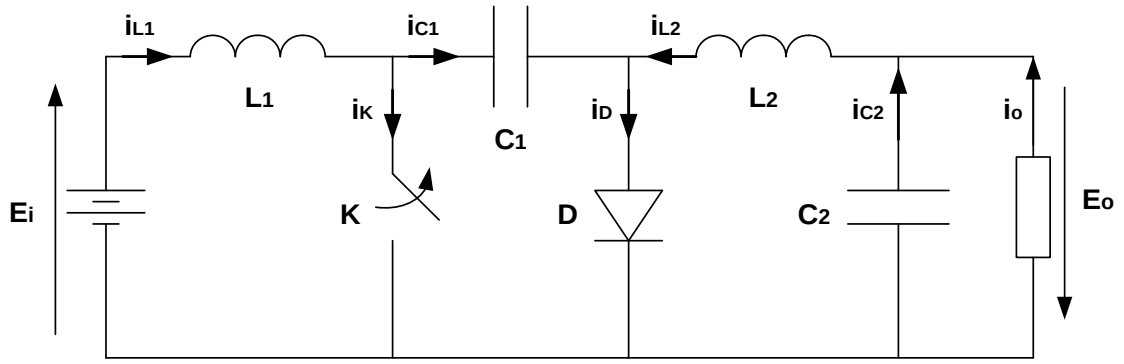


Figure 6.1 : Structure du convertisseur Cuk

K: interrupteur, D: diode de retour, L_i: inductance, C_i: condensateur

Le convertisseur de Ćuk peut être vu comme un hacheur parallèle en cascade avec un hacheur série (Boost-Buck), car, sur une période, son fonctionnement se fait en deux étapes; en se référant à la Figure 6.1, on distingue :

- L'étape 1 : L'interrupteur K est ouvert, la diode est passante et le courant i_{L1} charge le condensateur C_1. Par conséquent la tension de C_1 est croissante : le condensateur agit comme récepteur de tension.
- L'étape 2 : L'interrupteur K est fermé, la diode est bloquée et le courant i_{L2} décharge le condensateur C_1. Par conséquent, la tension de C_1 est décroissante : le condensateur agit comme source de tension.

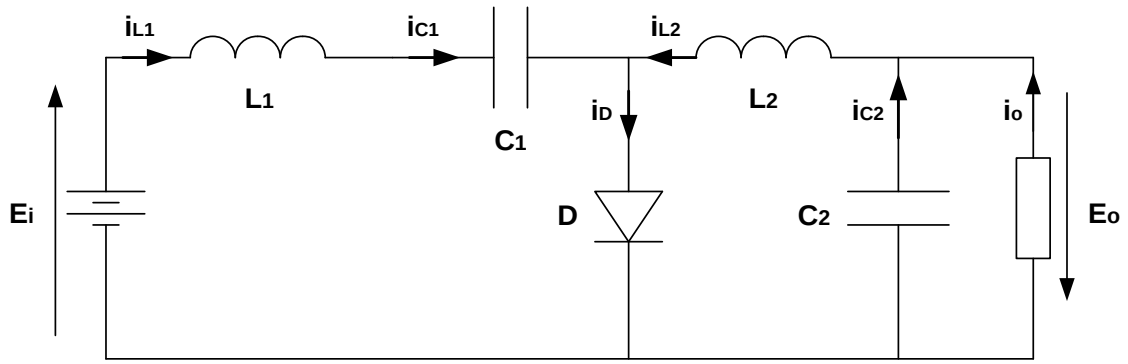


Figure 6.2 : Configuration du convertisseur lorsque l'interrupteur K est à l'état ouvert (Étape 1)

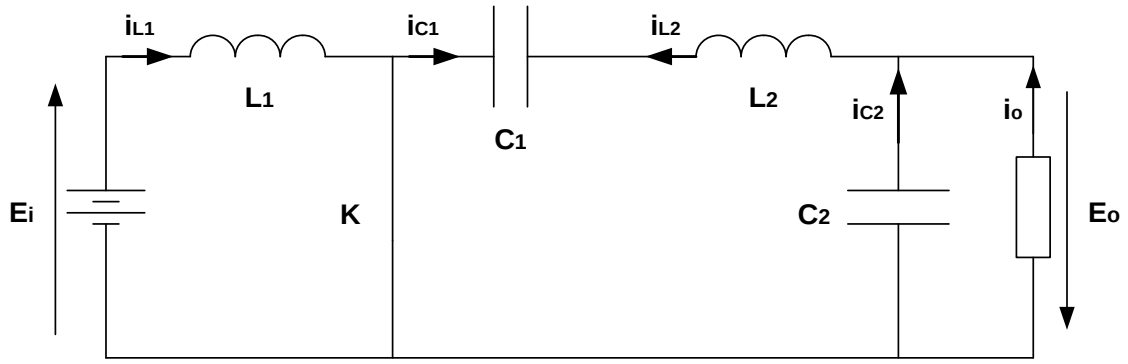


Figure 6.3 : Configuration du convertisseur lorsque la diode D est à l'état ouvert (Étape 2)

Lorsque l'interrupteur K est ouvert, le courant circule à travers les inductances L_1 et L_2 car la diode est passante, la capacité C_1 se charge à travers l'inductance L_1; l'énergie stockée dans l'inductance L_2 est dissipée dans la charge. Les courants i_{L1} et i_{L2} diminuent durant cette phase.

6.1.1 Gain idéal d'un convertisseur de Cuk

Le gain d'une topologie de Ćuk est donné par l'équation suivante :

$$V_{sortie} = V_{entrée} \cdot \frac{-d}{1-d}$$

$$Gain = \frac{V_{sortie}}{V_{entrée}} = \frac{-d}{1-d}$$

On déduit que pour un gain spécifique le rapport cyclique est comme suit :

$$d = \frac{-Gain}{1-Gain}$$

6.1.2 Convertisseur Cuk bidirectionnel

Afin d'obtenir une structure bidirectionnelle et permettre au flux de puissance de circuler de la source vers la charge et inversement, il est nécessaire de remplacer la diode par un interrupteur commandable fonctionnant en opposition de l'interrupteur principal. De plus, les interrupteurs doivent être bidirectionnels en courant.

6.2 Construction d'un convertisseur CA/CA monophasé à partir de la configuration de Cuk

L'objectif recherché à travers la réalisation d'un convertisseur CA/CA à partir d'une configuration de Ćuk est de tirer profit de la présence des inductances à l'entrée et à la sortie de la structure de Ćuk car ils agissent comme filtres de courant.

La structure monophasée du convertisseur matriciel présentée à la Figure 6.4 et à la Figure 2.4 permet d'obtenir une tension de sortie variant de +|Vi| à –|Vi| avec une fréquence identique à celle de l'entrée.

Afin de reproduire ce résultat, une structure de convertisseur de fréquence constitué de deux convertisseurs de Ćuk, telle que présentée à la Figure 6.5, peut être employée en utilisant une commande appropriée.

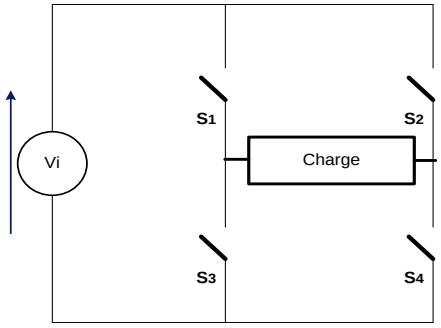


Figure 6.4: Circuit du convertisseur matriciel monophasé sans point milieu

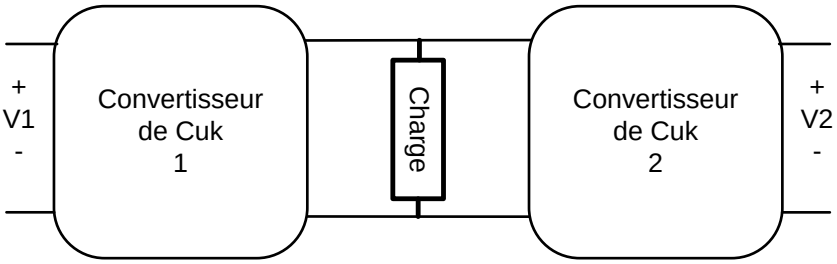


Figure 6.5: Circuit d'un variateur d'amplitude constitué de deux configurations de Cuk

L'exemple suivant est réalisé pour démontrer l'intérêt de cette structure.

Données de simulation

Fréquence de commutation f_{comm}	10kHz
Charge R-L	R=5 Ω
	L= 5 mH

La tension d'entrée a pour expression : $E_i = 120 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot 60) \quad (V)$

La tension de sortie a pour expression : $E_o = 120 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot 60 + \pi) \quad (V)$

Résultats

Les résultats obtenus pour les deux convertisseurs sont présentés ci-dessous :

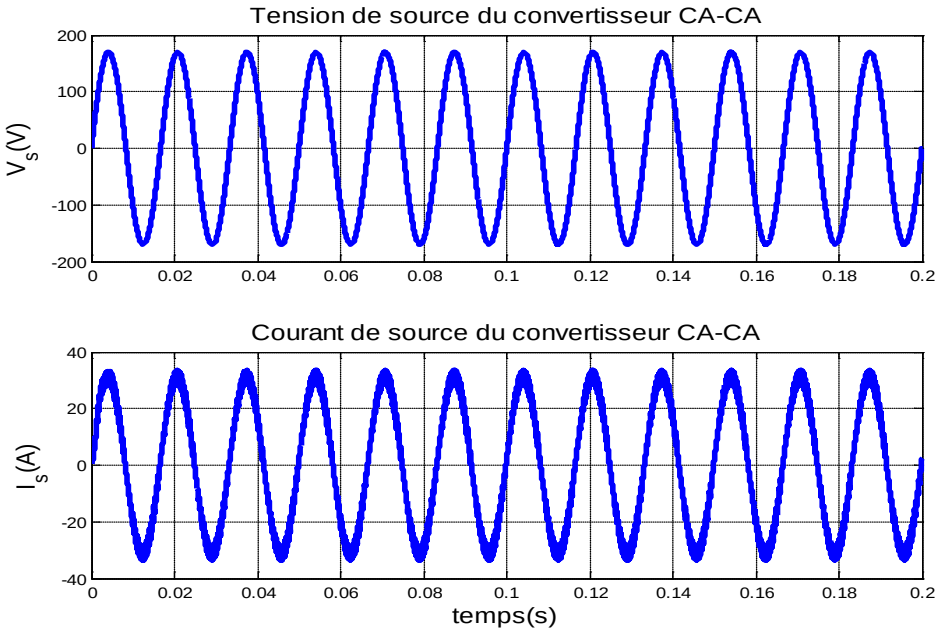


Figure 6.6: Résultats obtenus à l'entrée de la structure à base de convertisseur Cuk

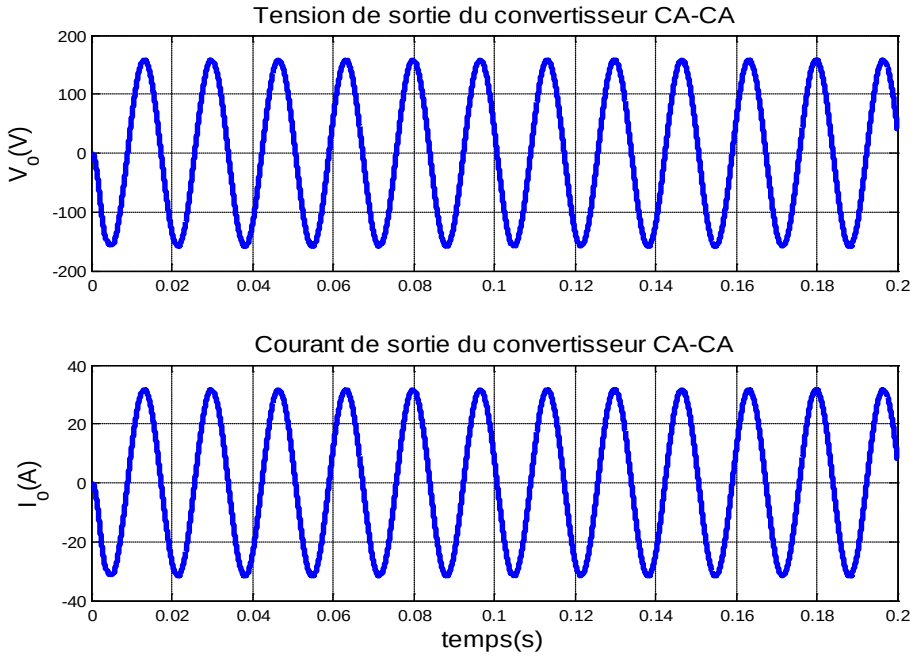


Figure 6.7: Résultats obtenus à la sortie de la structure à base de convertisseur Cuk

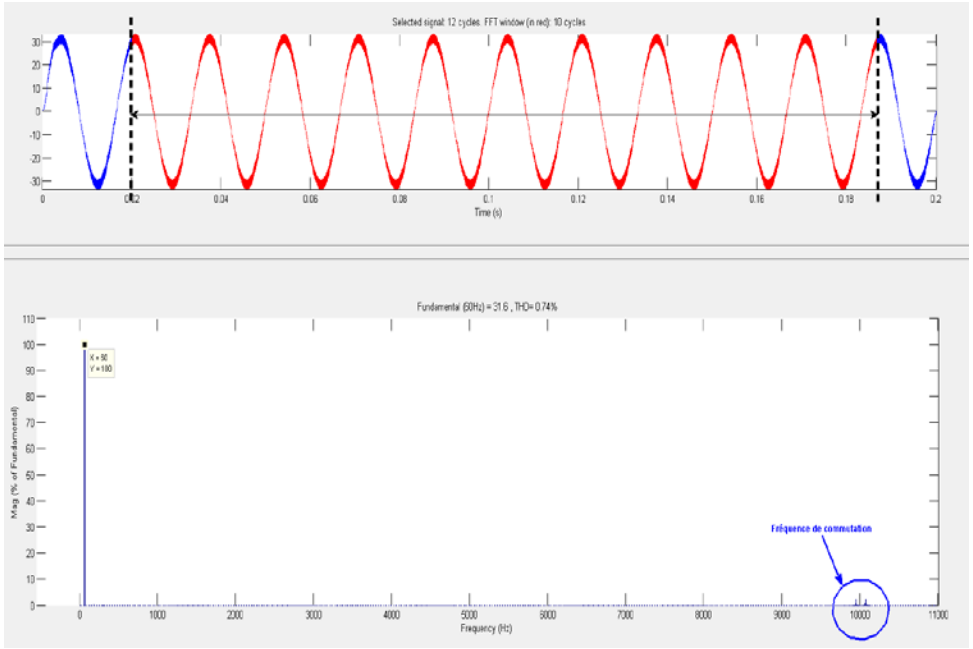


Figure 6.8 : Analyse fréquentielle du courant de source de la structure à base de convertisseur Cuk

Au vu des résultats, l'avantage du convertisseur à base de Ćuk est évident : la tension de sortie est parfaitement sinusoïdale, le courant de source est sinusoïdal et possède une très faible ondulation à la fréquence d'échantillonnage.

L'analyse harmonique, présentée à la Figure 6.8, nous montre clairement que les ondes de tension et de courant ne possèdent pratiquement pas d'harmoniques et que la fréquence d'échantillonnage est bien filtrée.

On note également que, vu de la source, le courant est en phase avec la tension et ce, même si la charge est de nature inductive : le facteur de puissance est donc unitaire.

Afin de pouvoir varier la fréquence, une autre structure constituée de deux étages de convertisseur élémentaire à base du convertisseur Ćuk est proposée. Il s'agit d'un convertisseur CA/CC/CA.

Analysons maintenant la réponse du convertisseur matriciel monophasé pour les conditions suivantes:

La tension d'entrée a pour expression : $E_i = 120 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot 60) \quad (V)$

La tension de sortie a pour expression : $E_o = 113.14 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot 60 + \pi) \quad (V)$

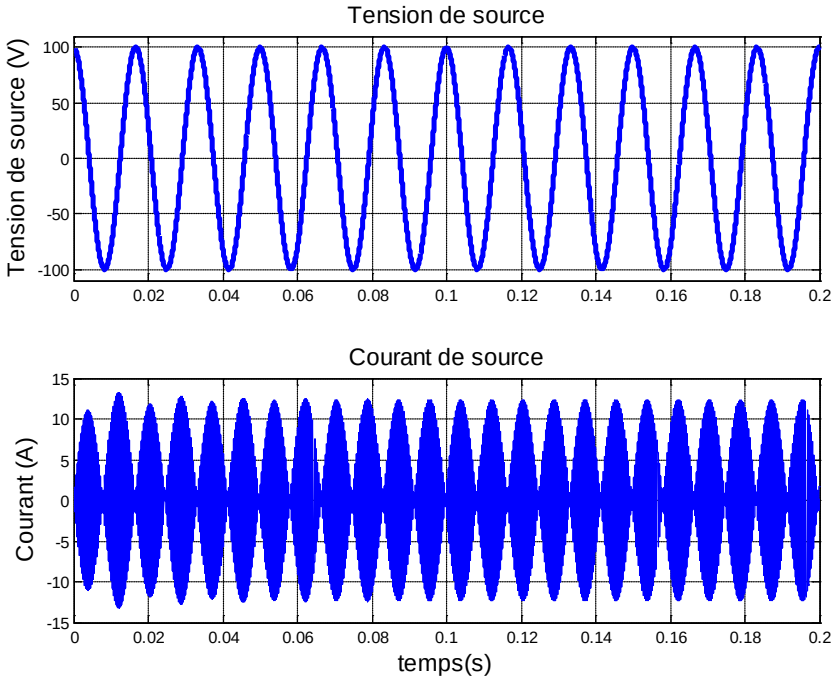


Figure 6.9: Résultats obtenus à l'entrée de la structure d'un convertisseur matriciel monophasé

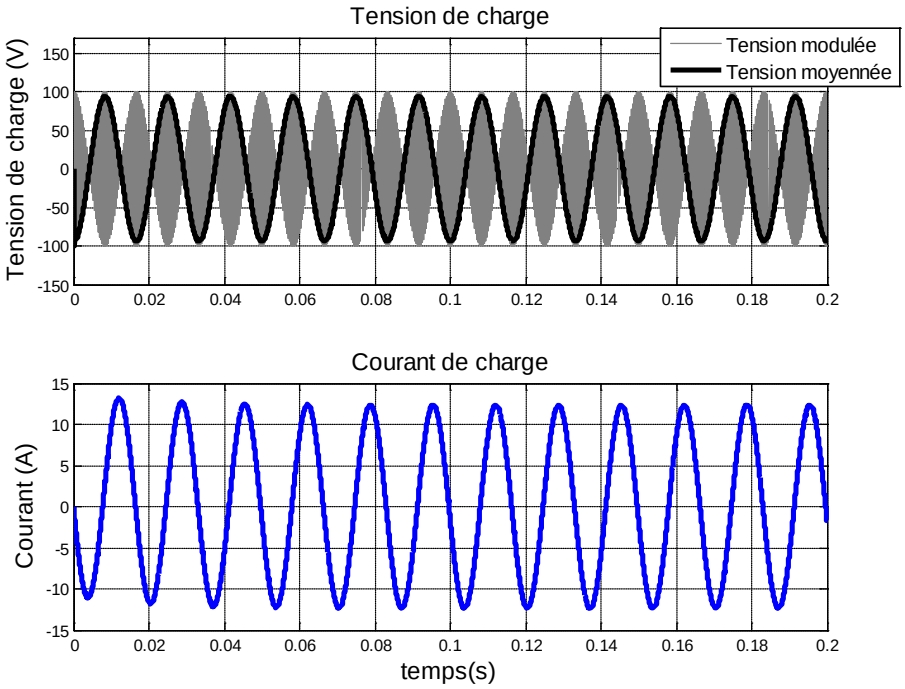


Figure 6.10: Résultats obtenus à la sortie de la structure d'un convertisseur matriciel monophasé

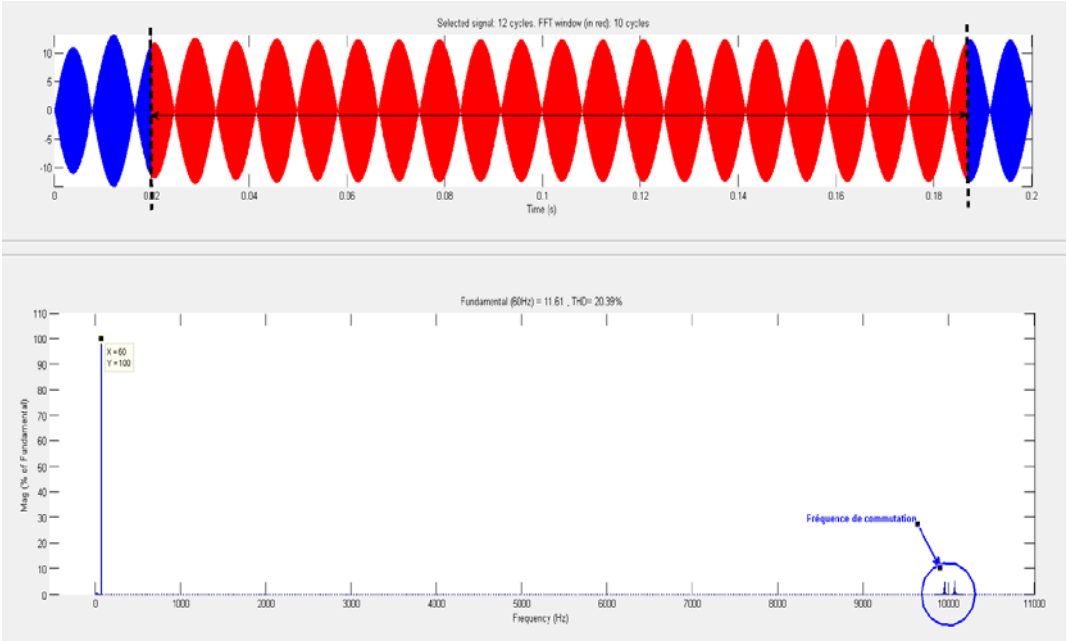


Figure 6.11: Analyse fréquentielle du courant de source de la structure d'un convertisseur matriciel monophasé

6.3 Construction d'un convertisseur CC-CA et CA-CC à partir du convertisseur Cuk

En employant deux convertisseurs CC/CC tel que le convertisseur Ćuk, il est possible de réaliser un circuit redresseur ou onduleur. La charge est placée entre les deux sorties comme représenté à la Figure 6.12. La tension différentielle est observée aux bornes de la charge.

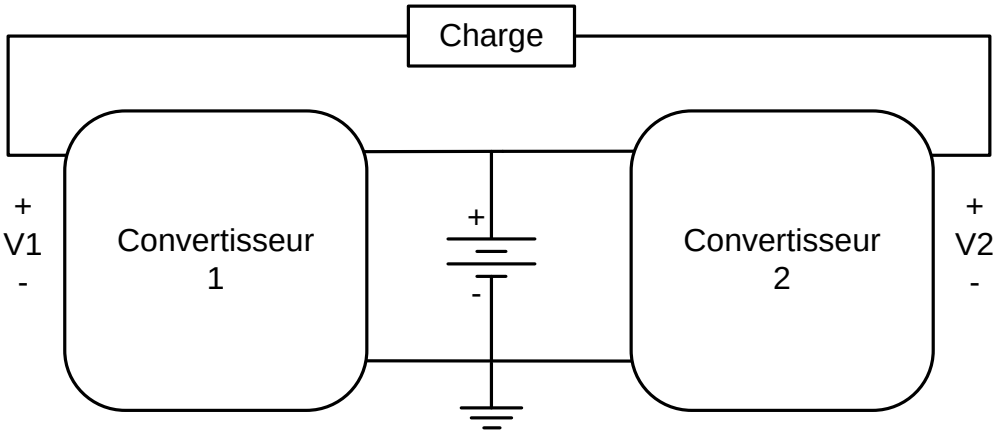


Figure 6.12: Schéma du circuit pour la réalisation d'un convertisseur élémentaire à base du convertisseur Cuk

6.4 Méthode de contrôle

La réalisation d'un convertisseur CA/CA à partir du circuit constitué de quatre structures de Ćuk se réalise par étapes en considérant les parties positives et négatives de l'onde d'entrée de période T et de l'onde de sortie de période T'.

La première étape consiste à réaliser un convertisseur CA/CC. La calotte positive de l'onde sinusoïdale d'entrée qui s'étend de t= 0 à t= T/2 est utilisée pour réaliser une tension continue négative en modulant judicieusement le rapport cyclique d'un convertisseur de Ćuk.

Un second convertisseur Ćuk agit sur la calotte négative qui s'étend de t=T/2 à t= T. Il réalise, de la même manière que le premier convertisseur, une tension continue positive.

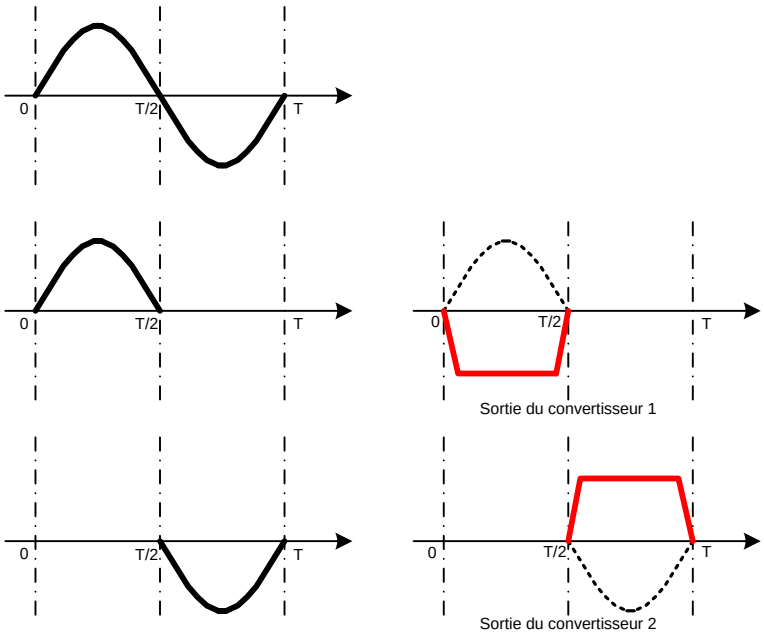


Figure 6.13 : Stratégie de construction de l'onde pour le cas d'une conversion CA-CC

La connexion de la charge entre les deux convertisseurs permet de reproduire une tension quasi-continue.

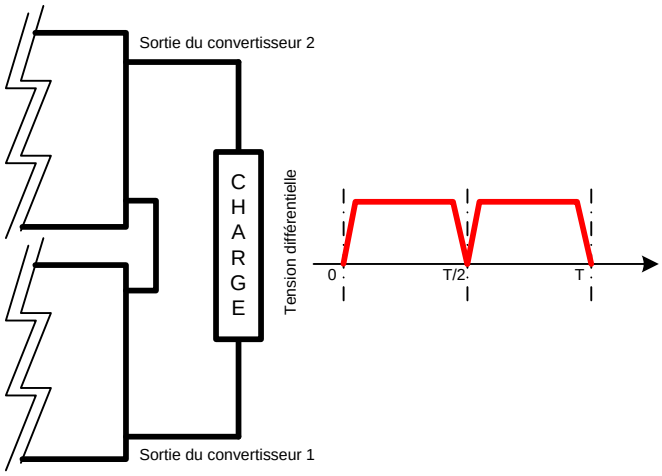


Figure 6.14 : Construction de l'onde pour la conversion CA-CC

Le système étant monophasé, il n'est pas possible de maintenir un niveau de tension autour des demi-cycles $t = n \cdot \frac{T}{2}$ pour $n \in \mathbb{N}$, car la tension d'entrée passe par zéro.

L'utilisation d'un filtre RC permet de maintenir le niveau de tension continue.

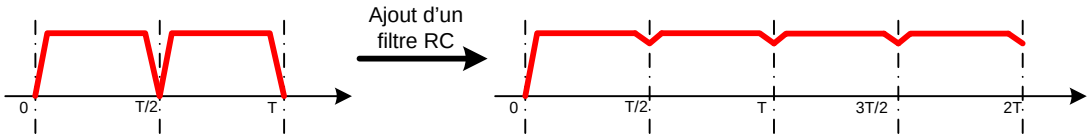


Figure 6.15 :Maintien de la tension continue

La seconde étape consiste à réaliser une conversion CC/CA. L'onde construite doit être de fréquence $T' \neq T$.

Le calcul des rapports cycliques d'un troisième convertisseur Ćuk permet de construire la calotte négative d'une sinusoïde de fréquence $f' = \frac{1}{T'}$ de t=0 à t=T'/2. Un quatrième convertisseur permet de construire la même calotte négative de fréquence $f' = \frac{1}{T'}$ retardée de T'/2.

Il est à noter qu'il est possible d'introduire une phase au signal de référence que l'on désire construire.

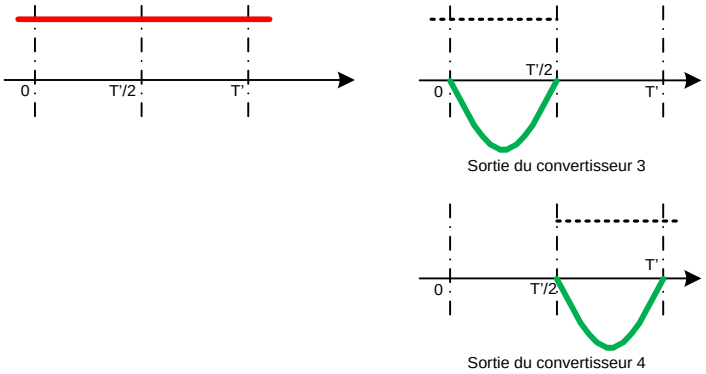


Figure 6.16 : Stratégie de construction de l'onde de tension pour le cas d'une conversion CC/CA

La connexion de la charge entre les deux convertisseurs permet de reproduire une tension sinusoïdale.

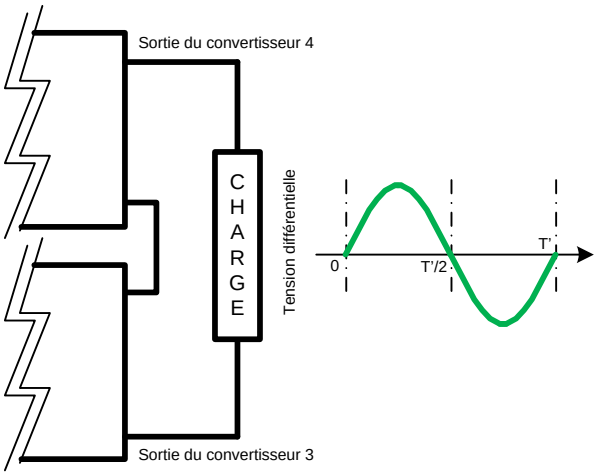


Figure 6.17: Construction de l'onde pour la conversion CC-CA

Le résultat final est tel qu'exposé ici :

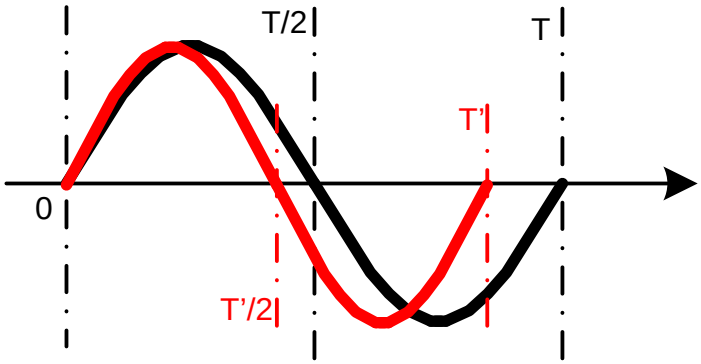


Figure 6.18: Résultat de la modulation par la nouvelle structure

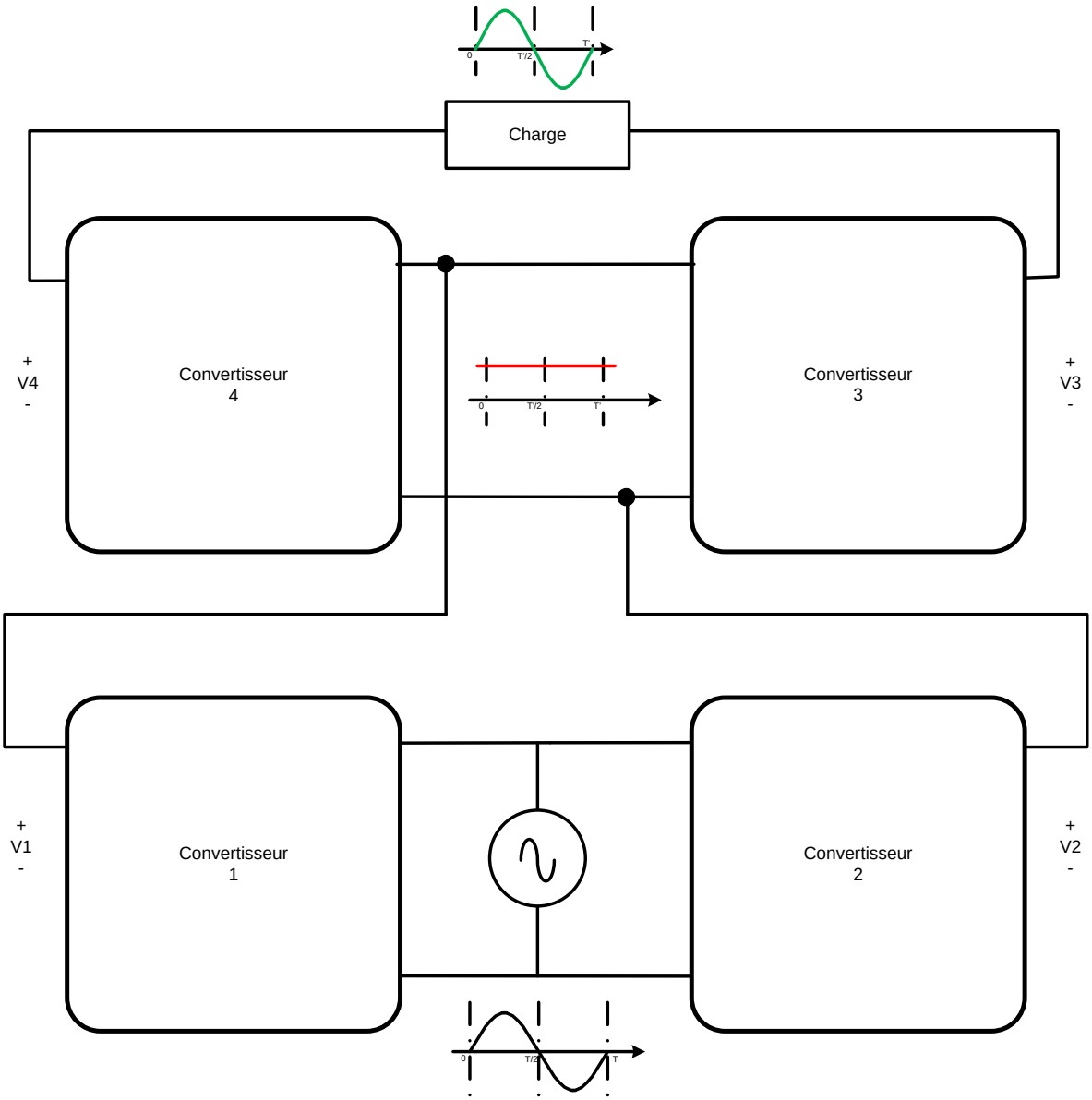


Figure 6.19 : Circuit complet du convertisseur CA/CA à base de convertisseur de Cuk

6.5 Méthode scalaire pour le calcul des rapports cycliques des interrupteurs

La méthode de commande, qui peut-être considérée comme scalaire, consiste à évaluer les commandes des interrupteurs en fonction des valeurs instantanées de l'entrée et de la référence.

- Cas 1 : $V_{in} > 0$:
    - Vo_ref1 est une valeur négative constante (valeur de la tension continue à construire en valeur absolue).
    - Calcul du gain: G=Vod_dc_ref1/Vin.
    - Calcul du rapport cyclique correspondant : D=(-G/(1-G)).
    - À appliquer au convertisseur 1.

- Cas 2 : $V_{in} < 0$:
    - Vo_ref2 est une valeur positive constante (valeur de la tension continue à construire en valeur absolue).
    - Calcul du gain: G=Vo_dc_ref2/Vin.
    - Calcul du rapport cyclique correspondant : D=(-G/(1-G)).
    - À appliquer au convertisseur 2.

- Cas 3 : $V_{out} > 0$:
    - Calcul du gain: G=Vout /|Vo_dc_ref|.
    - Calcul du rapport cyclique correspondant : D=(-G/(1-G)).
    - À appliquer au convertisseur 3.

- Cas 4 : $V_{out} < 0$:
    - Calcul du gain: G=Vout/|Vo_dc_ref|.
    - Calcul du rapport cyclique correspondant : D=(-G/(1-G)).
    - À appliquer au convertisseur 4.

6.6 Résultats de simulation

6.6.1 Données de simulation

Fréquence d'entrée f_i	60 Hz
Tension d'entrée E_{eff}	120 V
Fréquence de sortie f_o	50 Hz
Fréquence de commutation f_{comm}	20 kHz
Niveau de tension du lien CC	160 $V_{crête}$
Charge R-L	R=5 Ω
	L=5 mH

6.6.2 Données du circuit

L1	150uH
L2	150uH
C1	4.7uF
C2	150uF

6.6.3 Résultats

Les résultats présentés ici sont obtenus par le convertisseur décrit à la Figure 6.19.

Le résultat des deux demi-convertisseurs, CA/CC et CC/CA sont également exposés. Une source de tension idéale a été utilisée dans les deux cas.

6.6.3.1 Convertisseur CA/CA

La figure ci-dessous présente la tension et le courant de source obtenus.

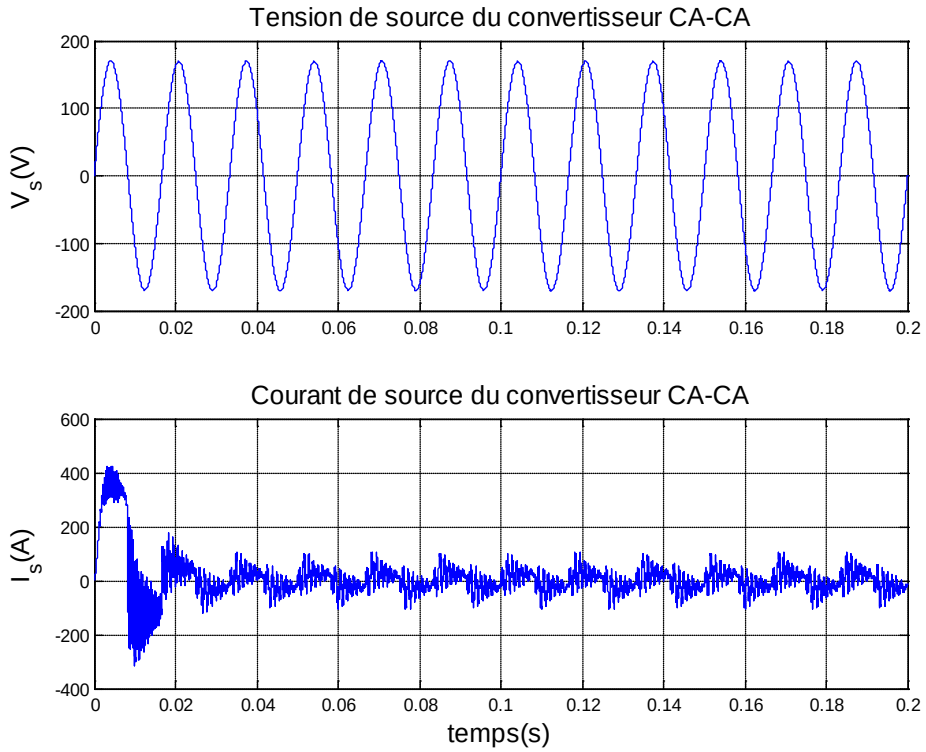


Figure 6.20:Tension et courant de source du convertisseur CA-CA (f_{comm}=20kHz)

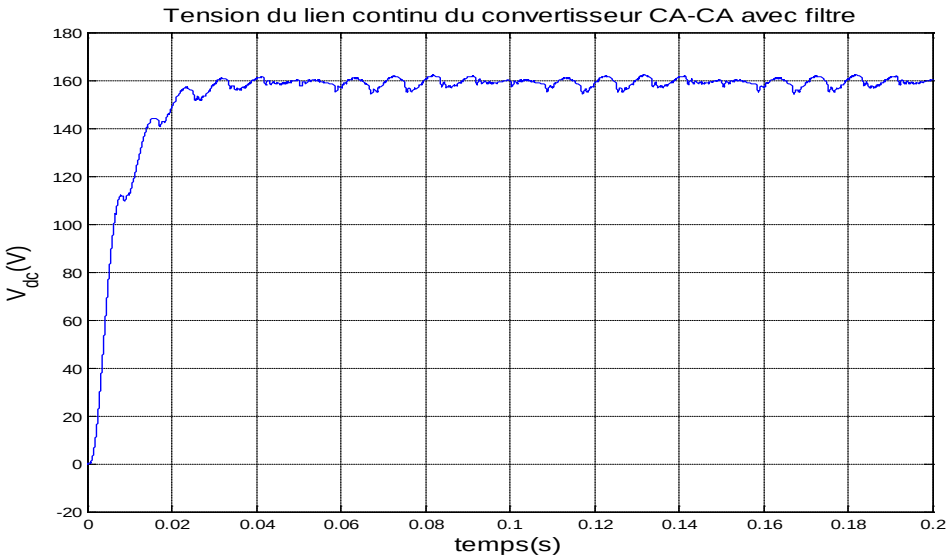


Figure 6.21 : Tension du lien à courant continu du convertisseur CA/CA(f_{comm}=20kHz)

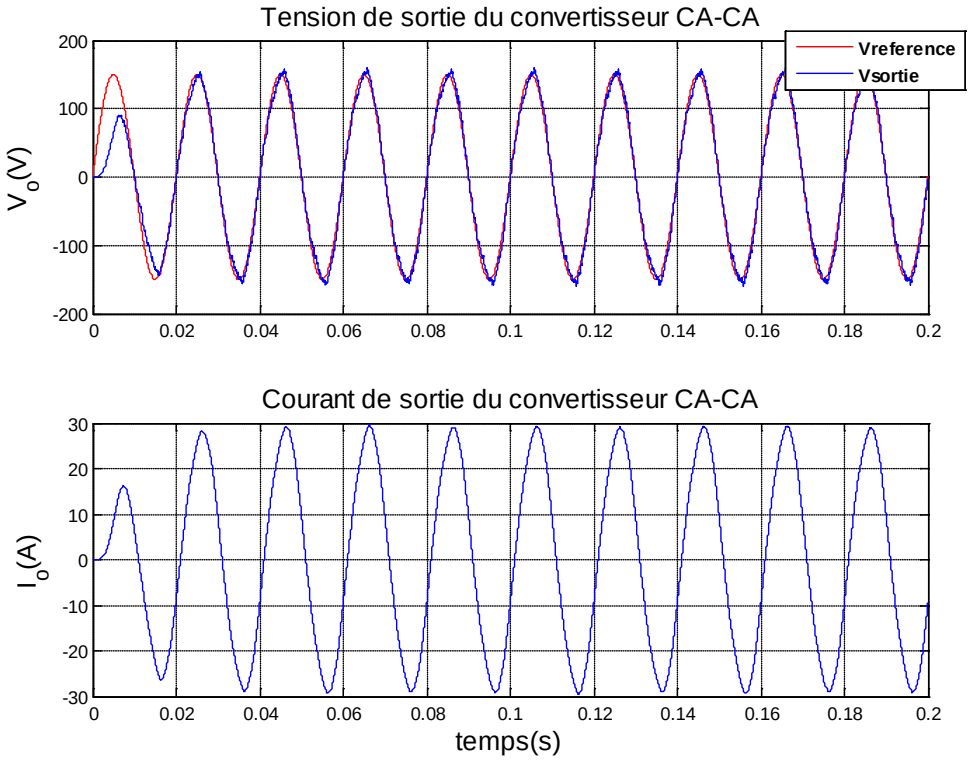


Figure 6.22 : Tension et courant de charge du convertisseur CA/CA(f_{comm}=20kHz)

6.6.3.2 Convertisseur CA/CC

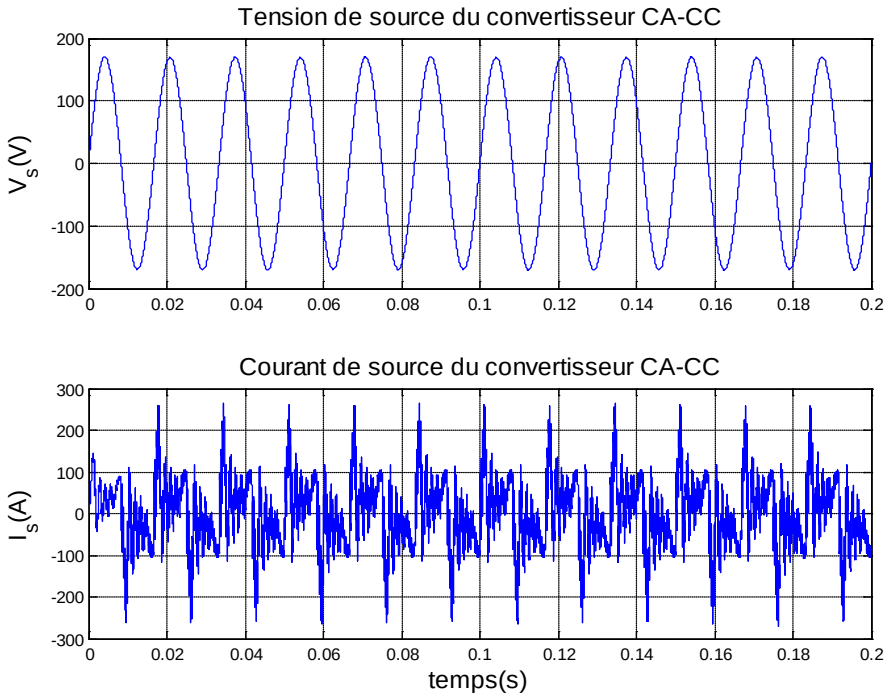


Figure 6.23 : Tension et courant de source du convertisseur CA/CC(f_{comm}=20kHz)

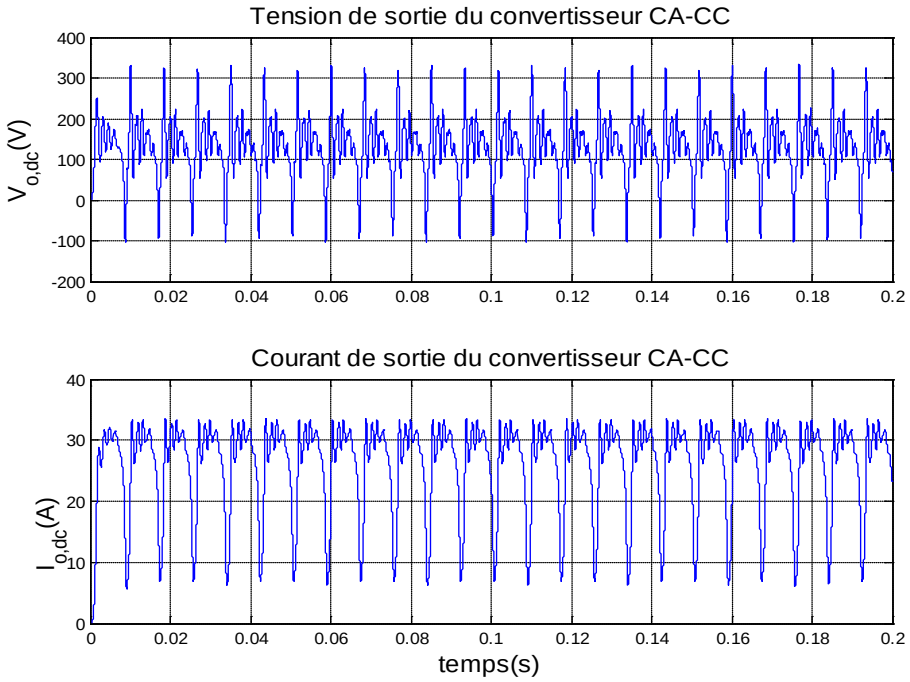


Figure 6.24 : Tension et courant de charge du convertisseur CA/CC(f_{comm}=20kHz)

6.6.3.3 Convertisseur CC/CA

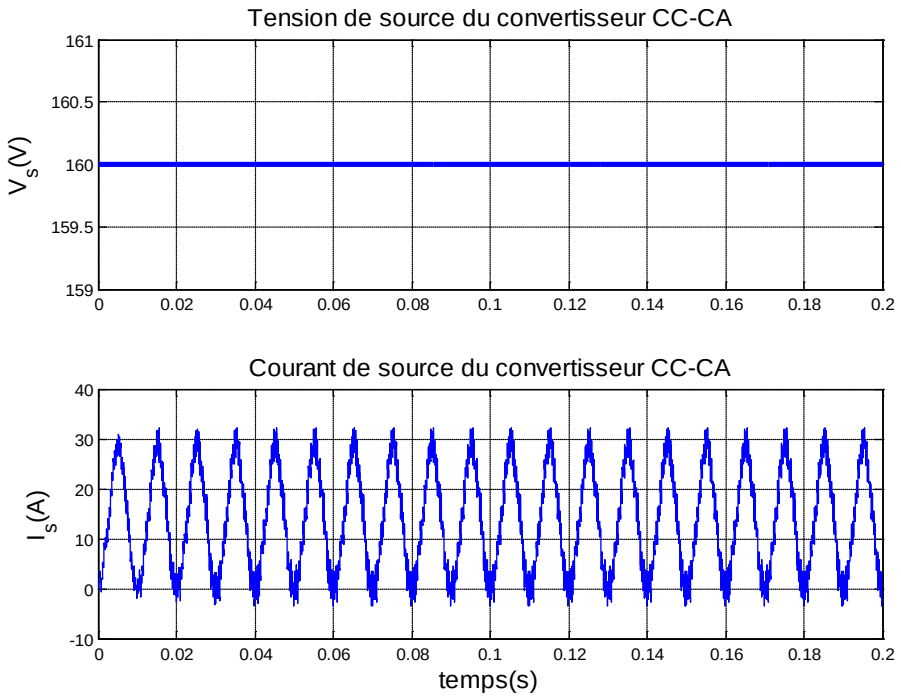


Figure 6.25: Tension et courant de source du convertisseur CC/CA(f_{comm}=20kHz)

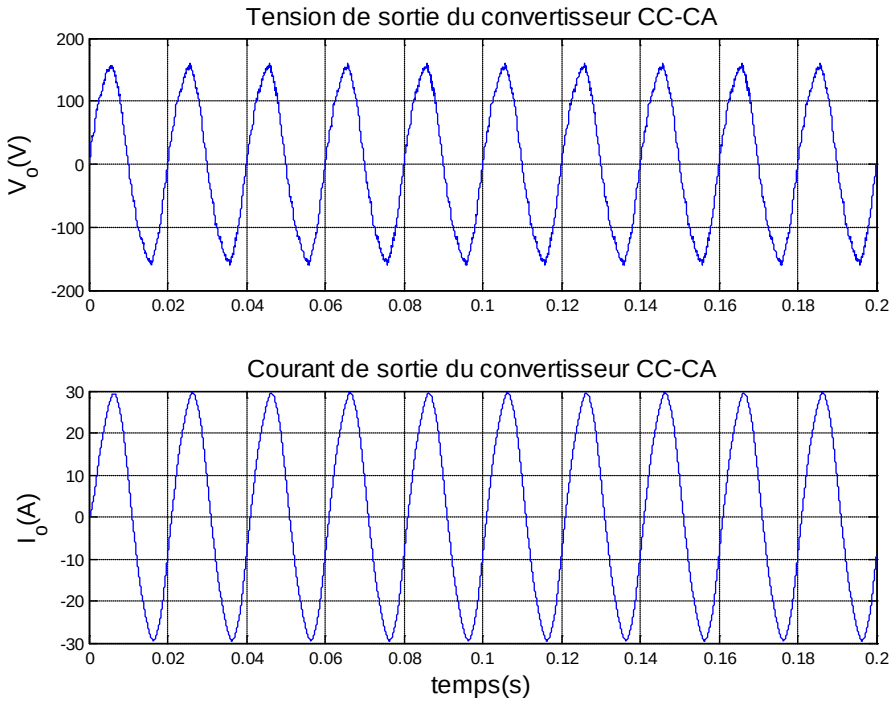


Figure 6.26: Tension et courant de charge du convertisseur CA/CA(f_{comm}=20kHz)

6.7 Discussion

Nous pouvons observer que les tensions et courants de charge sont sinusoïdaux, ce qui correspond bien à nos attentes et constitue l'un des avantages de cette nouvelle structure.

Néanmoins, nous nous apercevons que le courant de source n'est pas sinusoïdal comme escompté. L'analyse spectrale du courant de source, présentée à la figure suivante, nous renseigne sur son contenu harmonique.

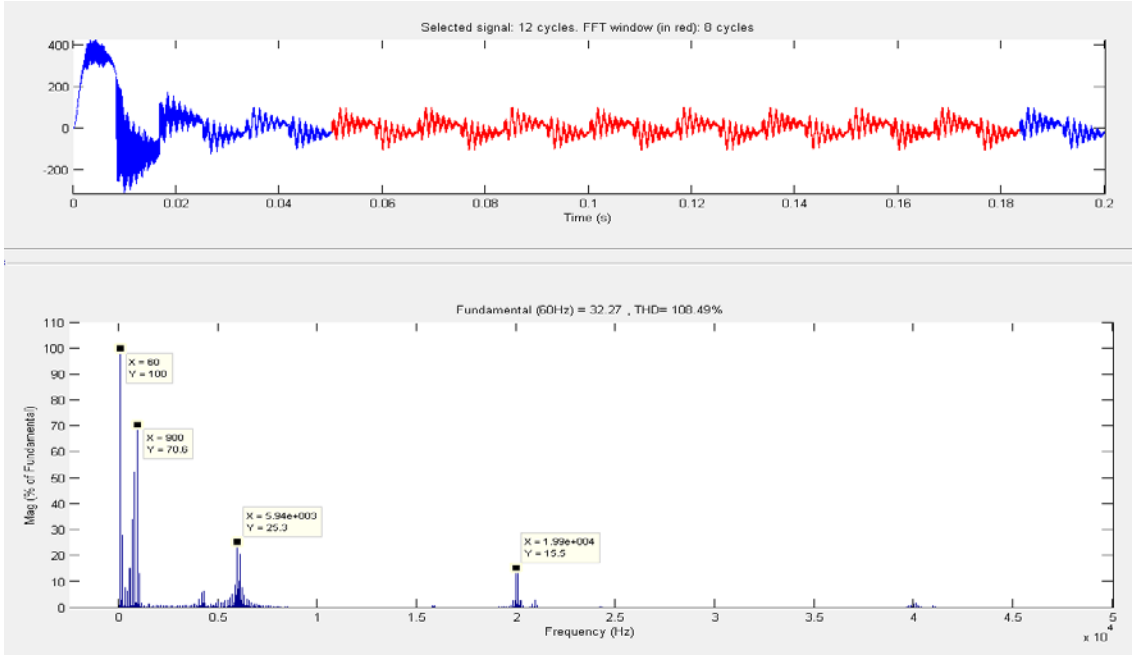


Figure 6.27 :Réponse harmonique du courant de source du convertisseur CA-CA(f_{comm}=20kHz)

Nous observons trois niveaux de fréquences :

- Celle du courant d'entrée définie comme étant la base,
- La fréquence de résonnance du convertisseur,
- La fréquence de commutation.

Il est important de s'assurer que ces trois niveaux de fréquences ne se chevauchent pas et qu'ils ne viennent pas affecter la base de fréquence, ce qui serait synonyme d'une déformation du courant de source.

La fréquence de résonnance doit être suffisamment élevée afin de l'éloigner des fréquences de base du signal d'entrée et la fréquence de commutation doit être plus élevée que les fréquences de base et de résonnance du convertisseur.

Une autre considération doit être prise en compte : lorsque la fréquence de commutation est basse l'intervalle de fréquences se situant de part et d'autre de la fréquence de résonnance est plus large.

Nous observons également de fortes variations de courant à la source principalement dues aux basses valeurs d'inductance choisies pour la simulation.

Afin de minimiser les écarts de courant dans l'inductance d'entrée du Ćuk, deux approches sont possibles :

- Augmenter la valeur de l'inductance.
- Augmenter la fréquence d'échantillonnage.

L'augmentation de la valeur de l'inductance est limitée, car elle va se traduire par une diminution de la fréquence de résonance du Ćuk et la rendre plus sensible aux fréquences présentes à l'entrée ou à la sortie du nouveau convertisseur.

La seconde alternative est d'augmenter sensiblement la fréquence d'échantillonnage, ce qui va augmenter les pertes par commutation.

Les figures suivantes montrent les résultats obtenus pour une fréquence d'échantillonnage de 50 kHz.

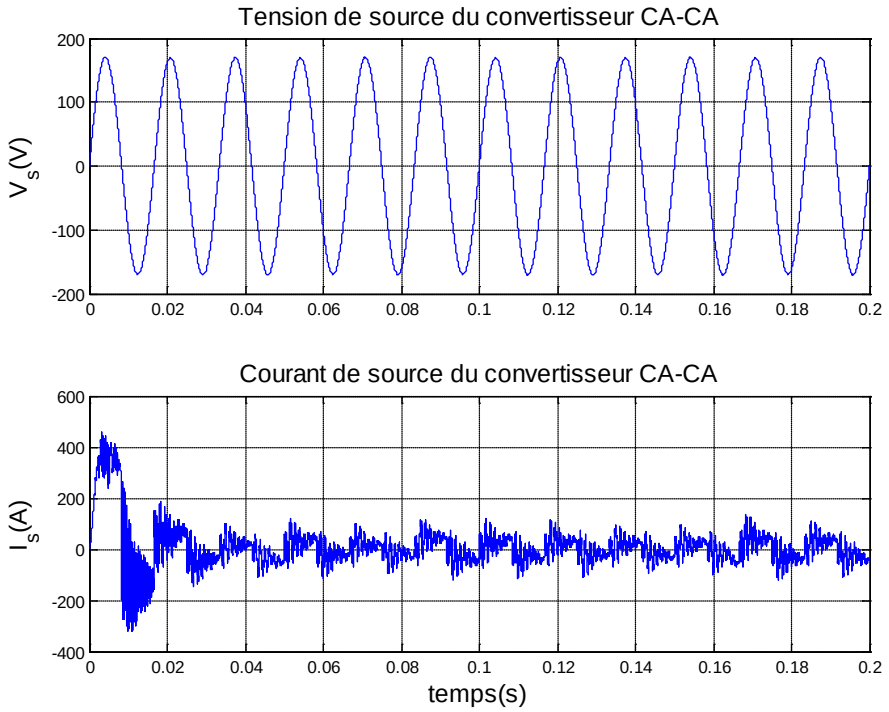


Figure 6.28: Tension et courant de source du convertisseur CA/CA (f_{comm}=50kHz)

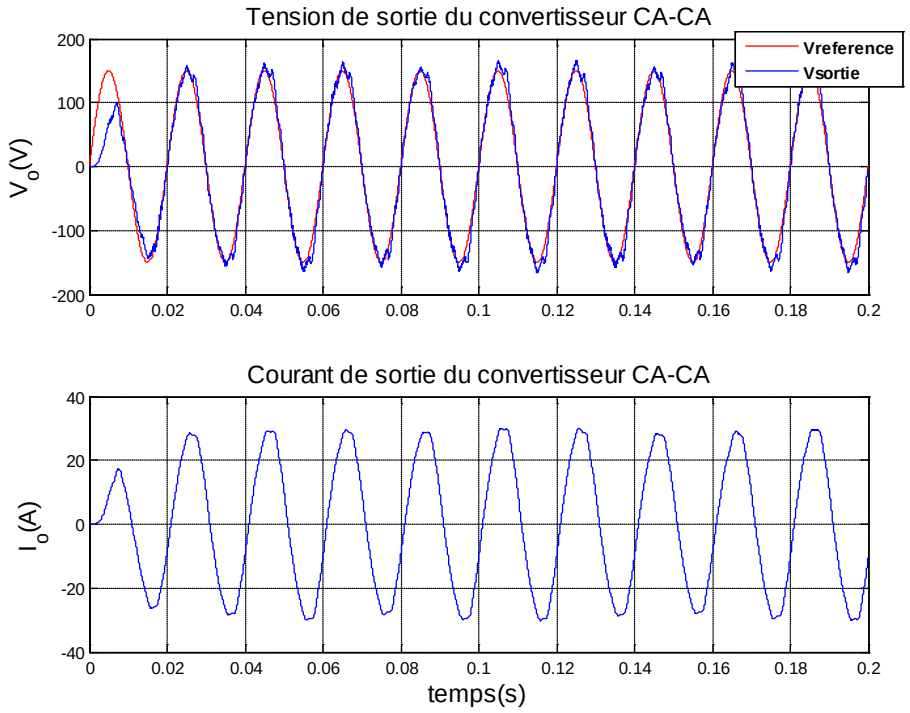


Figure 6.29: Tension et courant de charge du convertisseur CA/CA (f_{comm}=50kHz)

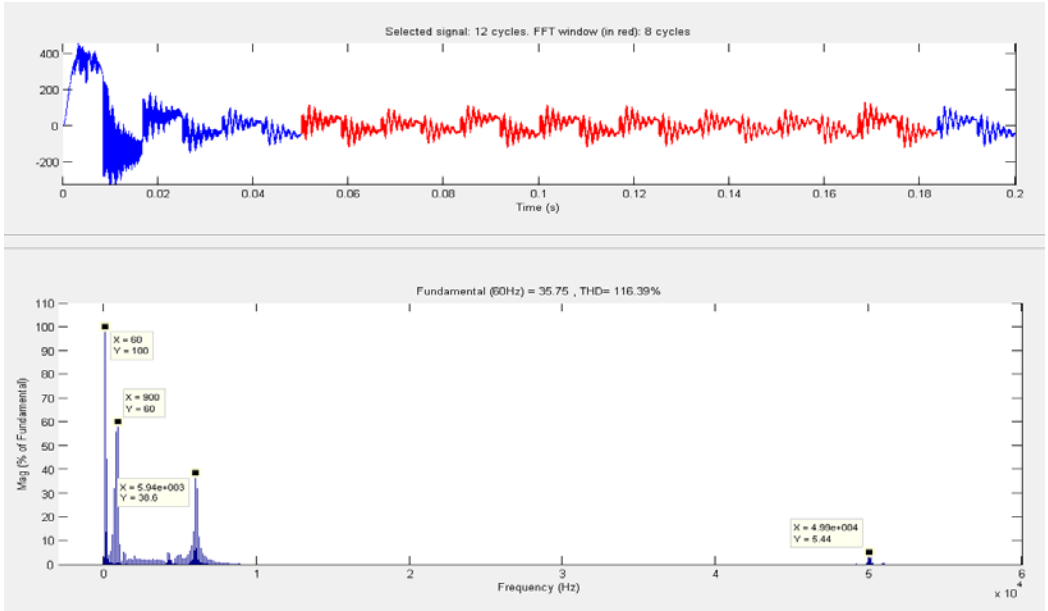


Figure 6.30 : Réponse harmonique du courant de source du convertisseur CA/CA (f_{comm}=50kHz)

Nous notons une légère amélioration de la forme du courant de source.

6.8 Résumé

Le convertisseur CA/CA monophasé, présenté dans ce chapitre, laisse présager la possibilité de construire une nouvelle structure de convertisseur direct triphasé capable de fournir de meilleurs résultats en termes de qualité de l'onde. En effet, en se basant sur les résultats de simulations et en adaptant un algorithme scalaire pour cette structure, il nous parait possible de réaliser un convertisseur CA/CA triphasé avec une tension de sortie parfaitement sinusoïdale.

Plus d'efforts devront être fournis pour envisager d'obtenir un courant de source sinusoïdal dans une configuration triphasée, soit en travaillant sur la commande, soit en optimisant les valeurs des éléments des convertisseurs de Ćuk. Le circuit triphasé pourrait également réduire le nombre de semi-conducteurs et ainsi réduire les pertes du convertisseur.

Bien que complexe, il nous parait fort intéressant de poursuivre l'étude de cette structure pour une configuration triphasée, d'en réaliser le circuit et d'en établir la commande.

CONCLUSION

Dans le cadre de ce projet, les bases théoriques du convertisseur matriciel ont été présentées et trois des principaux algorithmes de commande ont été étudiés et décrits en vue de les adapter à un logiciel de simulation. Ces algorithmes appartiennent à deux familles, à savoir les commandes scalaires et les commandes vectorielles; ils ont des comportements différents.

L'intérêt d'étudier le convertisseur matriciel a été exposé, ses avantages sont entre autres: l'absence d'un lien CC lui conférant ainsi une capacité spécifique (W/cm3) élevée, la production de courants quasi-sinusoïdaux en entrée et en sortie, le fonctionnement dans les quatre quadrants et le réglage du facteur de déplacement. Il constitue, par conséquent, une alternative fort intéressante au convertisseur traditionnels à deux étages. Ses inconvénients sont surtout liés à la génération importante d'harmoniques de courant qu'il est nécessaire d'atténuer par des techniques plus ou moins complexes de filtrage, lesquelles techniques réduisent le rendement de ce dispositif de conversion.

L'objectif premier visait à construire un modèle générique du convertisseur matriciel pour fin de simulation, le modèle a été développé et présenté au chapitre 3. La problématique, qu'impose la construction d'un tel modèle, peut être décomposée en plusieurs points:

- Le circuit de puissance regroupant les éléments suivants: le circuit du convertisseur matriciel et de ces interrupteurs bidirectionnels, le circuit du filtre, le circuit de la charge et le circuit de la source de tension.
- Les algorithmes de commande et leurs exigences.
- Le séquenceur réalisant l'interprétation des algorithmes en signaux de commande.

Chaque élément possède ses propres contraintes en vue de rendre le modèle le plus réaliste possible. La réalisation par bloc a permis de séparer ces contraintes.

Les résultats, présentés au chapitre 4, permettent d'étudier le fonctionnement du convertisseur matriciel et d'analyser son comportement dans différents scénarios mettant en évidence ses avantages et ses limites ainsi que ceux de sa commande.

Le modèle proposé est une première étape dans l'élaboration d'un progiciel dédié à l'étude du convertisseur matriciel; l'emphase a été mise sur les algorithmes de commande et l'extension du modèle pour l'analyse d'autres algorithmes est facilement réalisable.

Développé à plus haut nivaux, le modèle pourra être adapté afin de pouvoir aisément modifier la structure du convertisseur matriciel et des ses interrupteurs.

D'autres projets pourront être réalisés à l'aide de ce modèle afin d'analyser le comportement de systèmes électromécaniques, où le convertisseur matriciel joue le rôle de circuit d'alimentation.

De plus, le modèle peut être utilisé dans le cadre d'investigations en vue d'améliorer la commande scalaire qui, comme il a été démontré, est plus robuste dans un fonctionnement en régime déséquilibré, mais qui souffre cependant d'un manque de précision dans les zones proches des intersections des tensions de source. Il est envisagé de réaliser une commande avec un échantillonnage à pas variable, en réduisant le pas dans les zones jugées critiques.

La seconde partie du projet a permis d'explorer la possible réalisation d'un convertisseur CA/CA à partir d'une configuration de Ćuk, dont l'avantage est de lisser les courants à l'entrée et à la sortie.

Le convertisseur réalisé utilise l'approche de demi-convertisseur, la structure monophasée présentée nécessite toutefois l'utilisation d'un condensateur sur le lien continu. Il faut noter cependant que dans une structure triphasée, il sera possible de l'éliminer.

L'analyse spectrale du courant de source du convertisseur a montré la présence d'une fréquence de résonnance se situant, pour les valeurs utilisées, autour de 6 kHz difficilement filtrable par l'inductance d'entrée. Une analyse plus poussée devrait permettre d'améliorer la qualité du courant d'entrée. Le courant et la tension de sortie sont par contre parfaitement sinusoïdaux.

Au vu des perspectives qu'offre la structure monophasée, on propose d'examiner une structure triphasée, car elle permettra, dans une certaine mesure, d'adapter les algorithmes de commande utilisés pour le convertisseur matriciel. De plus, la possibilité de dépasser un gain unitaire avec la configuration de Ćuk pourrait alors enlever la barrière de 0.87 du ratio de tension de la structure matricielle.

BIBLIOGRAPHIE

1. Bouchard, R.-P. and G. Olivier, *Électrotechnique*. 2 ed2005, Montréal: Presses Internationales Polytechnique. 686.
2. P.Kazmierkowski, M., R.Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, ed. E. Science2002, San Diego: Academic Press. 518.
3. Delarue, P., C. Rombaut, and G. Séguier, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*. 3 ed2007: Lavoisier.
4. Mohan, N., et al., *Simulation of power electronic and motion control systems - An overview*. Proceedings of the IEEE, 1994.: p. 1287-1302.
5. Mohan, N., *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3 ed2003, New Jersey: Wiley.
6. L.Gyugi and B.Pelly, *Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications*1976, New York: Wiley. 438.
7. Venturini, M. and A. Alesina, *Generalised Transformer: A New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor*. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1980: p. 242-252.
8. Rodriguez, J. *A new control technique for AC-AC converters*. in *Control in Power Electronics and Electrical Drives. Proceedings of the Third IFAC Symposium, 12-14 Sept. 1983*. 1984. Oxford, UK: Pergamon.
9. Huber, L. and D. Borojevic. *Space vector modulator for forced commutated cycloconverters*. in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (Cat. No.89CH2792-0), 1-5 Oct. 1989*. 1989. New York, NY, USA: IEEE.
10. Roy, G. and G.E. April. *Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm*. in *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC'89, June 26, 1989 - June 29, 1989*. 1989. Milwaukee, WI, USA: Publ by IEEE.
11. Roy, G., et al. *Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm*. in *Conference Record of the 1987 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Papers Presented at the 22nd Annual Meeting*. 1987. Atlanta, GA, USA: IEEE.
12. Ishiguro, A., T. Furuhashi, and S. Okuma, *A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991. : p. 166-172.
13. Podlesak, T.F., et al., *A 150-kVA vector-controlled matrix converter induction motor drive*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005.: p. 841-847.
14. Kolar, J.W., et al. *Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter*. in *17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions, March 10, 2002 - March 14, 2002*. 2002. Dallas, TC, United states: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

15. Song, P. and J. Lin. *A hybrid AC-DC-AC matrix converter with a boost circuit*. in *9th International Conference on Electronic Measurement and Instruments, ICEMI 2009, August 16, 2009 - August 19, 2009*. 2009. Beijing, China: IEEE Computer Society.

16. Casadei, D., et al. *Analysis of space vector modulated matrix converters under unbalanced supply voltages*. in *Proceedings of Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Electrical Motors, 8-10 June 1994*. 1994. Italy, Italy: ANSALDO Trasporti.

17. Wheeler, P.W., et al., *Matrix converters: A technology review*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002.: p. 276-288.

18. Motto, E.R., et al. *Application characteristics of an experimental RB-IGBT (reverse blocking IGBT) module*. in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting, October 3, 2004 - October 7, 2004*. 2004. Seattle, WA, United states: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

19. Wildi, T., *Électrotechnique*. 4 ed2005, Québec: Les Presses de l'université Laval. 1215.

20. Noguchi, T., et al., *Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998.: p. 473-479.

21. Ohnishi, T. *Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control*. in *Proceedings of the 1991 International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON '91, October 28, 1991 - November 1, 1991*. 1991. Kobe, Jpn: Publ by IEEE.

22. Wheeler, P. and D. Grant, *Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter*. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 1997. : p. 53-60.

23. Podlesak, T.F., et al. *A 150kVA vector controlled matrix converter induction motor drive*. in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting, October 3, 2004 - October 7, 2004*. 2004. Seattle, WA, United states: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

24. Duguay, L., *Commande programmable pour un convertisseur direct*, 1988, École Polytechnique de Montréal: Montréal. p. 244.

25. Grbovic, P.J., et al., *Turn-on performance of reverse blocking IGBT (RB IGBT) and optimization using advanced gate driver*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010. **25**(Compendex): p. 970-980.

26. Alesina, A. and M. Venturini. *Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters*. in *PESC '88 Record - 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1988. Kyoto, Jpn: Publ by IEEE.

27. Neft, C.L. and C.D. Schauder, *Theory and design of a 30-hp matrix converter*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992.: p. 546-551.

28. Arrillaga, J. and N.R. Watson, *Power system harmonics*. 2eme ed, ed. J.W. Sons2003, West Sussex: J. Wiley & Sons. 399.

29. Casadei, D., et al., *Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002.: p. 370-381.

30. Dommel, H.W., *Digital computer solution of electromagnetic transients in single- and multiphase networks.* IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1969.: p. 388-399.

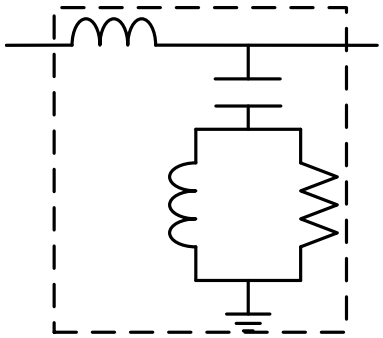
31. Mahrchand, Y., *Étude comparative de la simulationd'un circuit d'électronique de puissance*, in *Génie électrique*2000, École Polytechnique de Montréal: Montréeal.

32. J., M., X. A., and K. B., *Régimes transitoires dans les réseaux électriques*, in *Techniques De L'Ingénieur*2007, Les Techniques de l'Ingénieur: Paris. p. D82.

33. *SimPowerSystems User's Guide*, 2011, The Mathworks Inc.

ANNEXE 1 – Calcul d'un filtre amorti

La figure ci-dessous présente le circuit du filtre amorti et la caractéristique de son admittance en fonction de la fréquence.



Filtre

Les équations suivantes permettent de mettre au point le filtre

Le coefficient d'amortissement: $m = \frac{L}{R^2 \cdot C}$

La fréquence de résonnance: $f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R}$

À partir de la courbe de caractéristique Y=fct(f)

fo(Hz)	C(uF)	m	R(Ω)	L(mH)
3840	1	1	41	1.7
3840	2	1	20.5	0.84
3840	4.7	1	8.8	0.37
1924	**4.7**	**0.254**	**17.6**	**0.37**
962	4.7	0.0635	35.2	0.37
1374	4.7	0.13	24.64	0.37

ANNEXE 2 – Méthodes de Modulation du vecteur d'espace asymétrique et symétrique

La méthode de modulation du vecteur d'espace, qui consiste à sélectionner des configurations actives et nulles à chaque temps de commutation, offre un nombre de degrés de libertés lié au choix des configurations nulles. Une série de travaux a été effectuée où différentes techniques de modulation ont été établies pour agir sur les performances du convertisseur et de minimiser le nombre de commutations entre les interrupteurs [37] [38] [39].

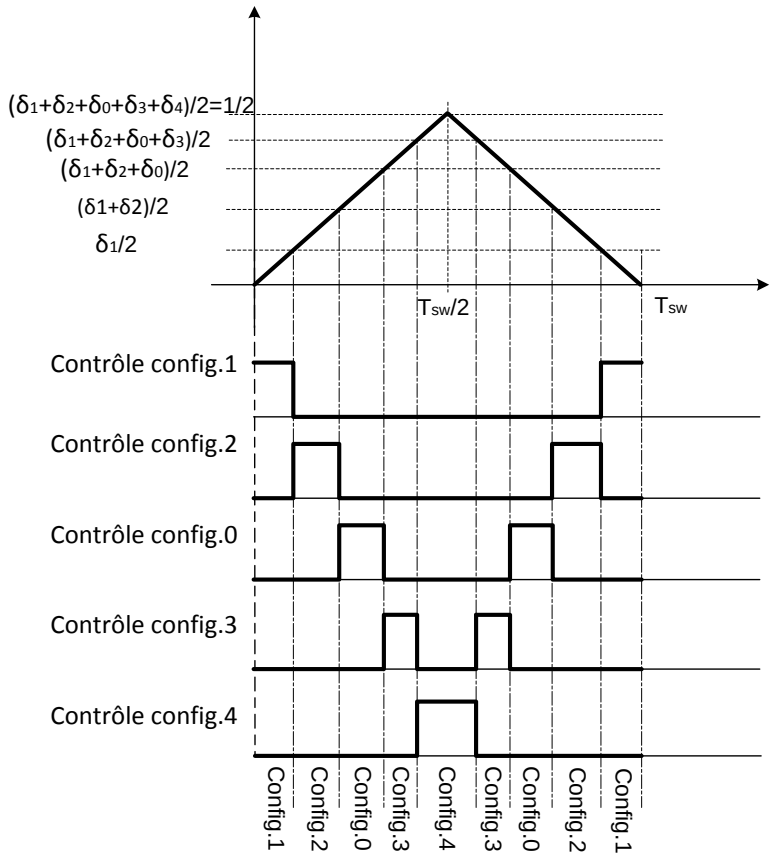


Figure 6.31 : Exemple d'établissement des signaux de commande avec une modulation double faces asymétrique

Le patron présenté à la Figure 6.31 décrit la méthode de modulation à double face asymétrique qui utilise une configuration nulle donnant lieu à 8 changements de configurations sur une période de commutation.

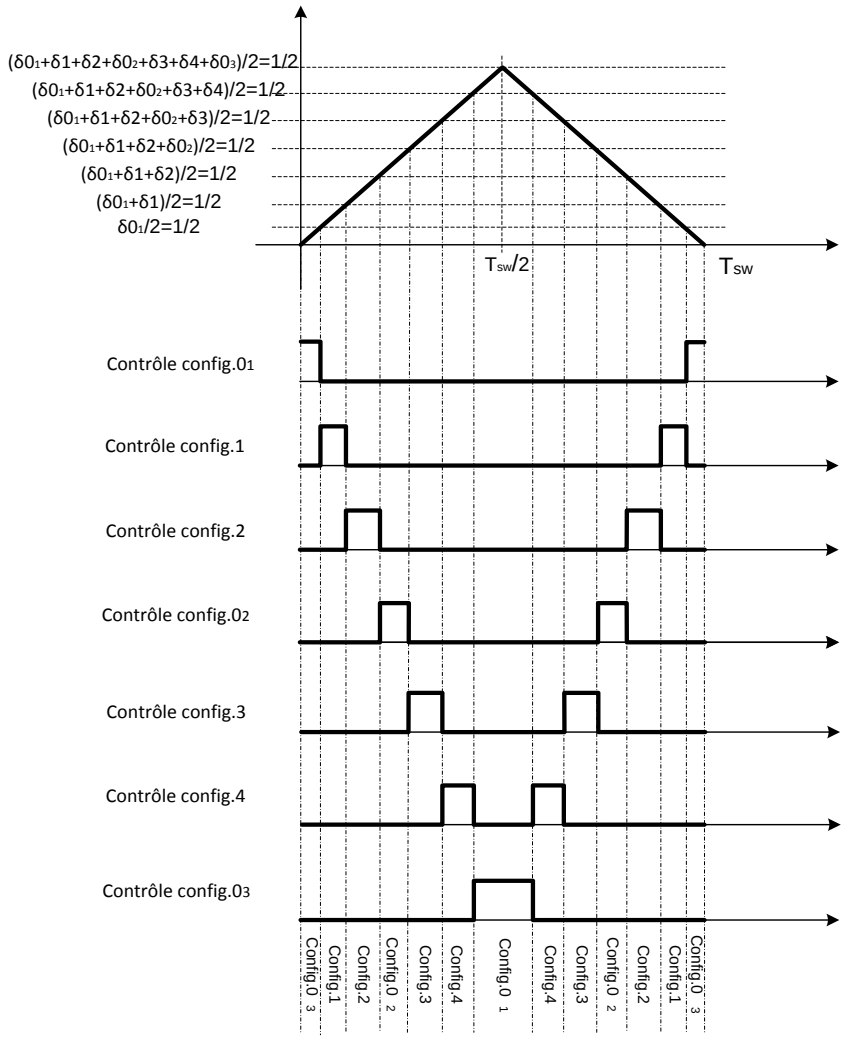


Figure 6.32: Exemple d'établissement des signaux de commande avec une modulation double faces symétrique

Le patron présenté à la Figure 6.32 décrit la méthode de modulation à double face symétrique qui utilise les trois configurations nulles donnant lieu à 12 changements de configurations sur une période de commutation.

Afin d'optimiser la méthode, un algorithme permettant de sélectionner la configuration zéro qui réduit le nombre de commutations a été utilisé. Ce choix est établi à partir des sections S_v et S_i ou se trouvent les références de tension et de courant.

Tableau : Séquence des configurations actives choisies en fonction des sections SV et Si pour la modulation double face asymétrique

	Sv+Si pair	**Sv+Si impair**
Configuration 1	C	A
Configuration 2	A	C
Configuration 0	Dépend de Si	
Configuration 3	B	D
Configuration 4	D	B

Tableau : Séquence des configurations zéro choisies en fonction des sections SV et Si pour la modulation double face asymétrique

	Configuration 0
Si=1 ou 4	S_{11} S_{21} S_{31}
Si=2 ou 5	S_{12} S_{22} S_{32}
Si=3 ou 6	S_{13} S_{23} S_{33}

Tableau : Séquence des configurations actives choisies en fonction des sections SV et Si pour la modulation double face symétrique

	Sv+Si pair	**Sv+Si impair**
Configuration 1	C	A
Configuration 2	A	C
Configuration 0	Dépend de Si	
Configuration 3	B	D
Configuration 4	D	B

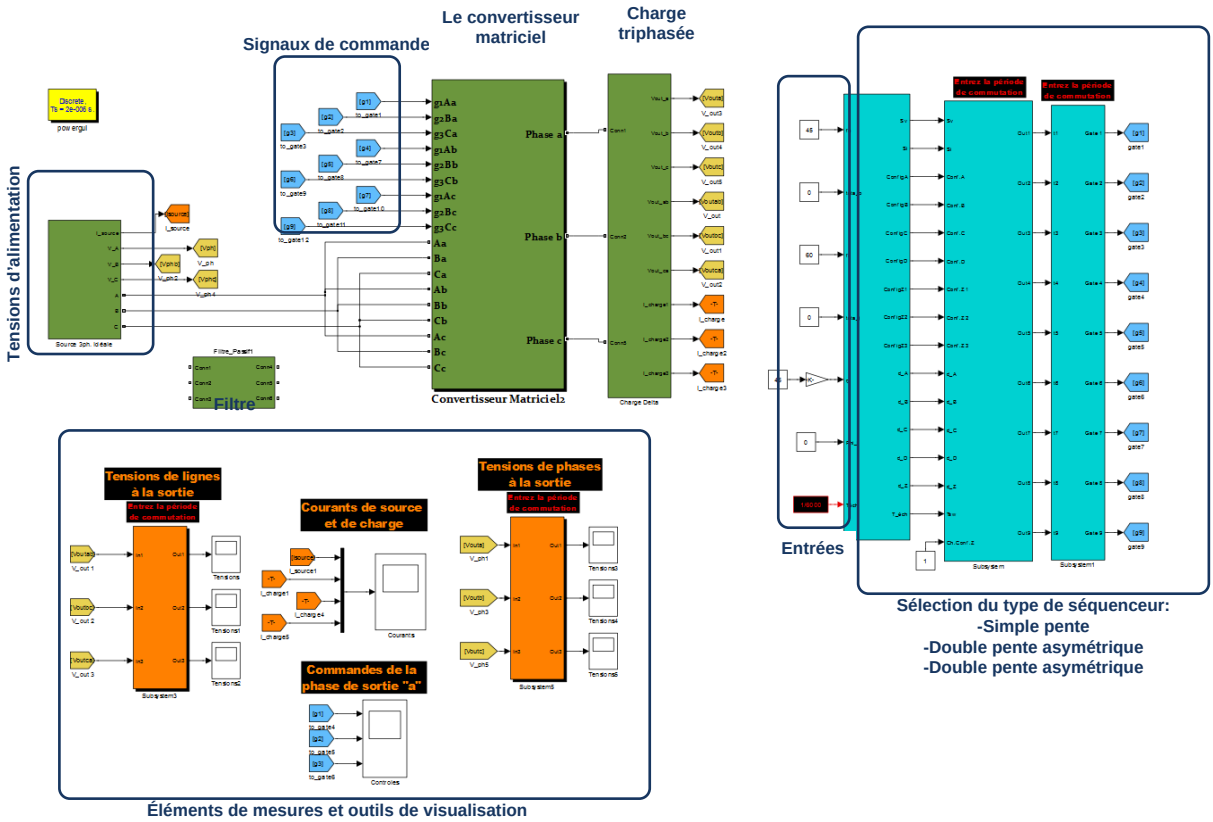
Tableau : Séquence des configurations zéro choisies en fonction des sections SV et Si pour la modulation double face symétrique

	Configuration 0 $_1$	**Configuration 0 $_2$**	**Configuration 0 $_3$**
Si=1 ou 4	S_{13} S_{23} S_{33}	S_{11} S_{21} S_{31}	S_{12} S_{22} S_{32}
Si=2 ou 5	S_{12} S_{22} S_{32}	S_{13} S_{23} S_{33}	S_{11} S_{21} S_{31}
Si=3 ou 6	S_{11} S_{21} S_{31}	S_{12} S_{22} S_{32}	S_{13} S_{23} S_{33}

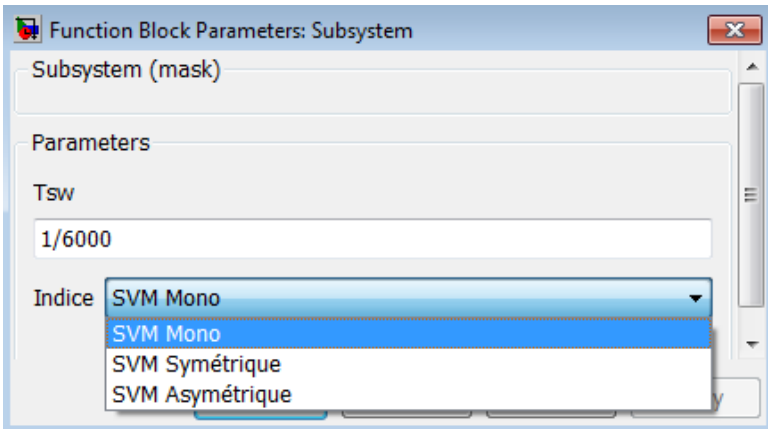
Les modulations à double face symétrique et asymétrique discuté au chapitre 3 concerne uniquement la méthode de modulation du vecteur d'espace car l'objectif et d'optimiser les réponses du convertisseur en tirant profit des degrés de libertés qu'offrent les configurations zéro

- **<u>Modèle de simulation</u>**

Modèle du convertisseur matriciel pour les essais avec différents types de séquenceurs



Le choix du séquenceur se fait à travers une interface :



- **<u>Données de simulation</u>**

Fréquence d'entrée f_i	60 Hz
Tension d'entrée E_{eff}	120 V
Fréquence de sortie f_o	45 Hz
Fréquence de commutation f_{comm}	6 kHz
Gain de tension	45 %
Charge R-L	R=1 Ω
	L= 53.1 mH
Type de connexion	Delta

- **Résultats**

Les résultats présentés ici sont obtenus sous SPS, il s'agit des tensions de lignes en sortie et leur analyse spectrale obtenue avec les modulations simple face, double face asymétrique et double face symétrique.

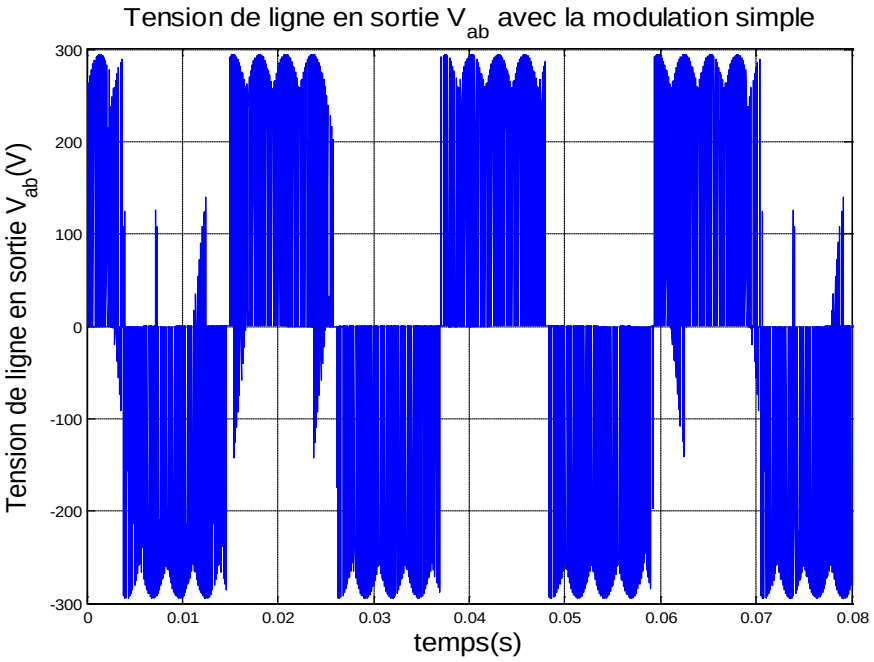


Figure: Tension de ligne obtenue par la modulation à simple face

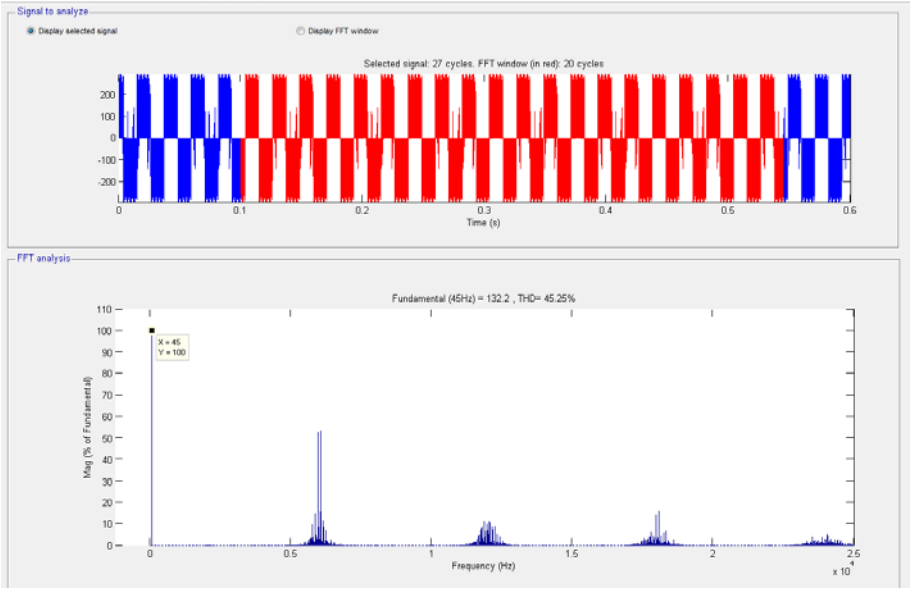


Figure : Réponse harmonique de la tension de ligne obtenue par la modulation à simple face

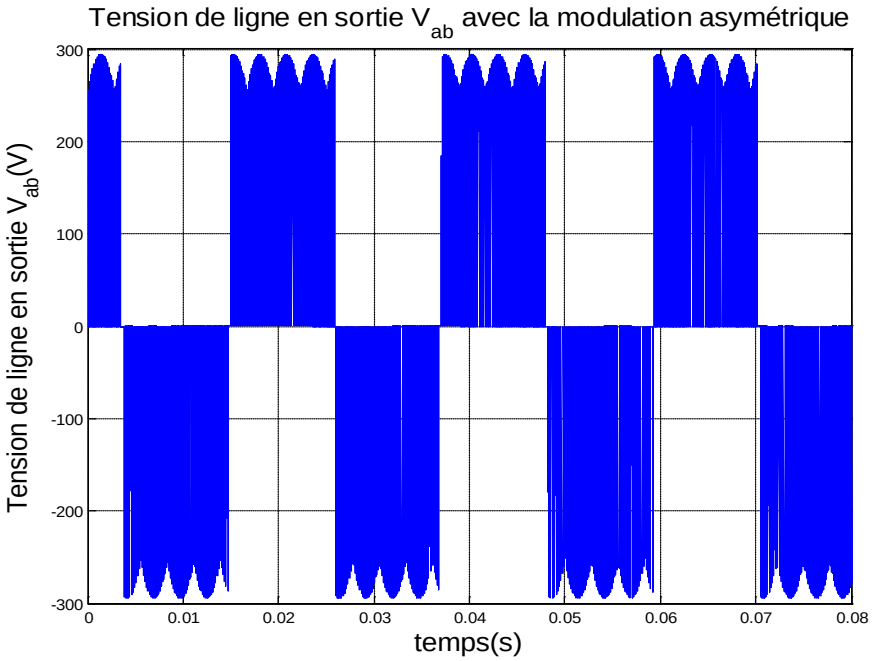


Figure: Tension de ligne obtenue la modulation à double face asymétrique

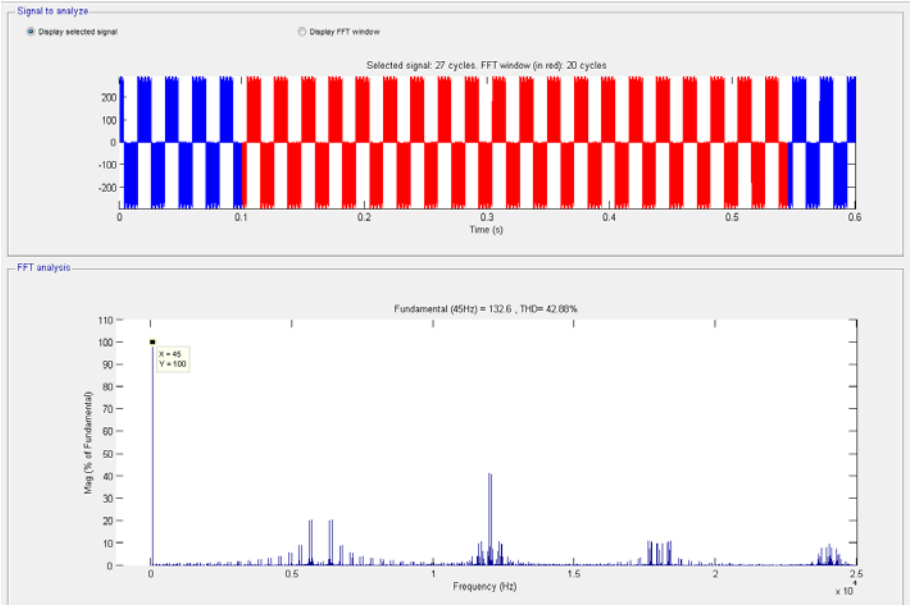


Figure: Réponse harmonique de la tension de ligne obtenue par la modulation à double face asymétrique

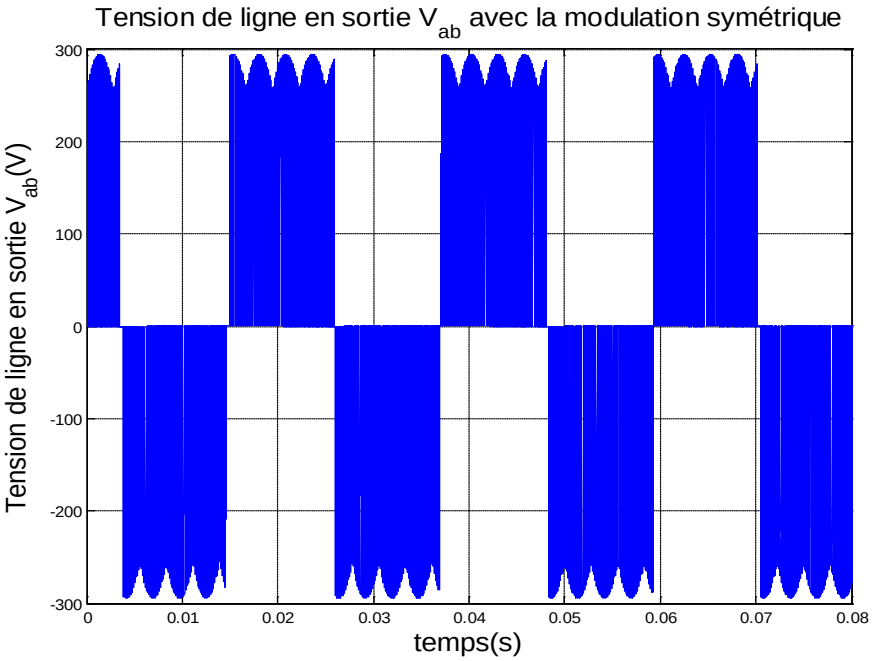


Figure: Tension de ligne obtenue la modulation à double faces symétrique

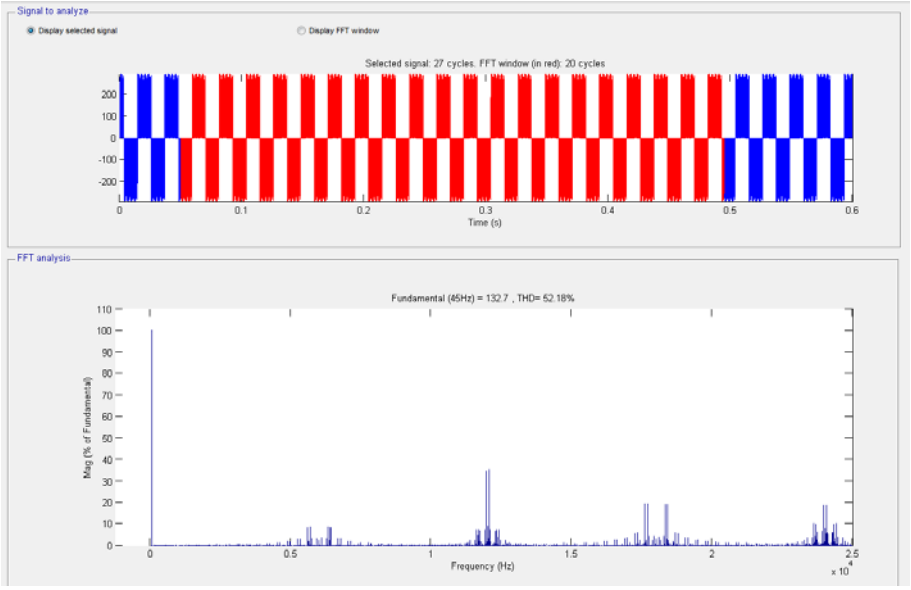
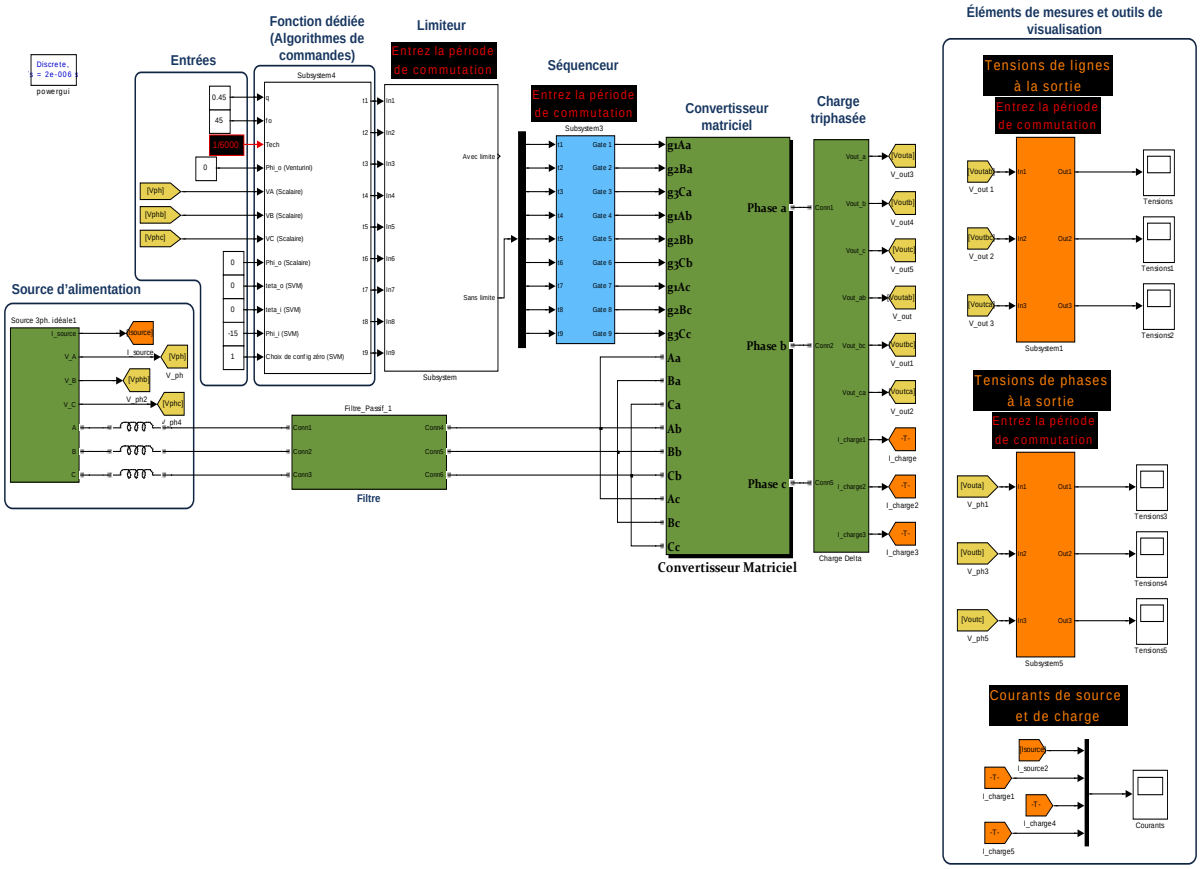


Figure: Réponse harmonique de la tension de ligne obtenue par la modulation à double face symétrique

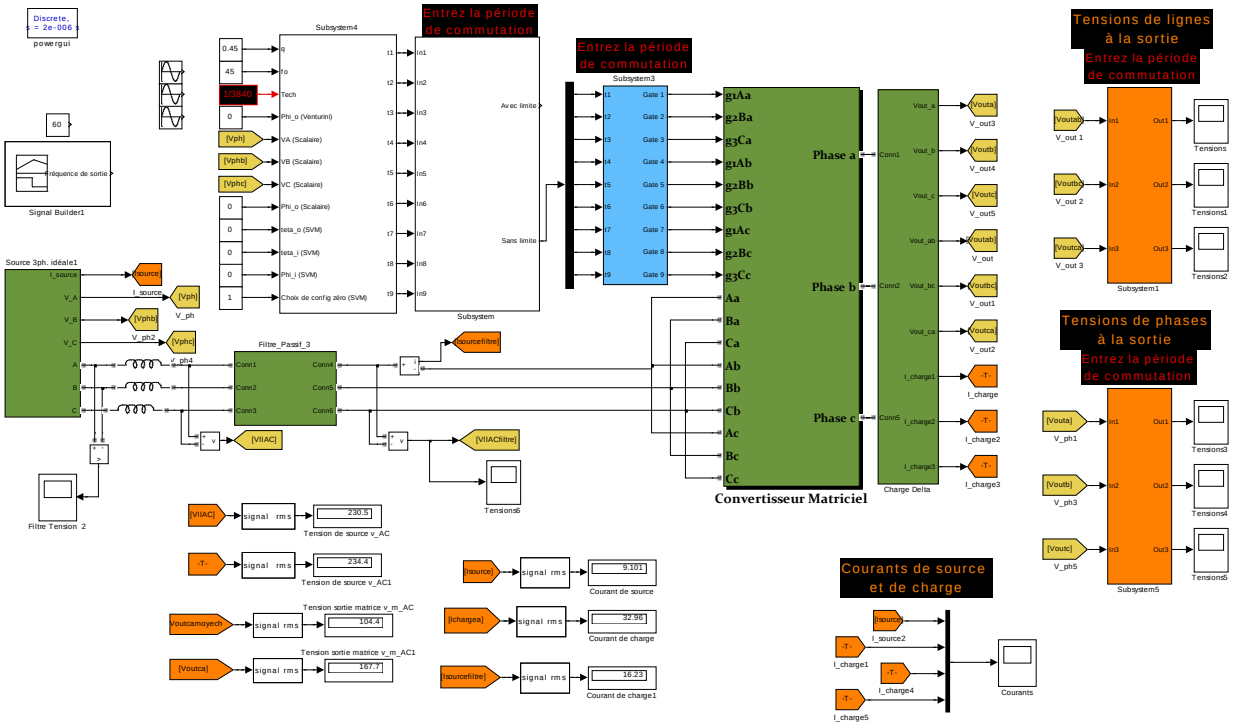
L'analyse spectrale permet d'observer que les niveaux d'harmoniques obtenus avec les méthodes de modulation à double face sont plus bas que ceux obtenus avec la modulation à simple face. La modulation symétrique donne cependant de meilleurs résultats en termes de qualité de l'onde.

ANNEXE 3 – Modèle de simulation sur SPS

Modèle de simulation sous SPS



Modèle de simulation sous SPS avec éléments de mesures



- **Code Matlab de l'algorithme de Venturini**

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%École Polytechnique de Montréal                                         %
%Code de l'algorithme de Venturini                                       %
%Ait-Oubelli Lyes                                                        %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clc;
clear;

Tf=6;                        %Durée de la simulation
Tsw=1/6000;                  %Fréquence d'échantillonage
t=0:Tsw:Tf;                  %Vecteur temps

%Données du signal d'entrée
fi=60;                       %Fréquence de la source d'alimentation
VinMax=170;                  %Tension maximale de l'entrée
phasein=90;                  %phase initiale

%Données du signal de sortie
fo=45;                       %fréquence de sortie
q=0.45;                      %Ratio de tension q=Vo/Vi

%Données pour le limiteur
t_commut_min=2*1e-6;         %temps de commutation minimale

%Données sur la charge triphasée R-L:
    % Resistance
    Ra=1; Rb=1; Rc=1;
    %inductance
    La=20/377; Lb=20/377; Lc=20/377;  %facteur de qualité de 20 minimalement à 60Hz

%Calcul des temps de conductions des rapports cyliques
    fm=fo-fi;                %Fréquence realtive


    %Temps de conductions des neufs interrupteurs
    m1=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t));
    m2=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t+2*pi/3));
    m3=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t+4*pi/3));
    m4=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t+4*pi/3));
    m5=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t));
    m6=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t+2*pi/3));
    m7=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t+2*pi/3));
    m8=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t-2*pi/3));
    m9=Tsw*((1/3)+(2/3)*q*cos(2*pi*(fm)*t));


%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Fin
```

- **Code Matlab de l'algorithme scalaire**

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%École Polytechnique de Montréal                                         %
%Code de l'algorithme scalaire de G.Roy et G.E.April pour la phase «a »   %
%Ait-Oubelli Lyes                                                         %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clc;
clear;
Tf=6;                         %Durée de la simulation
Tsw=1/6000;                   %Fréquence d'échantillonage
t=0:Tsw:Tf;                   %Vecteur temps
%Données du signal d'entrée
fi=60;                        %Fréquence de la source d'alimentation
VinMax=170;                   %Tension Maximale de l'entrée
phasein=90;                   %phase initiale
%Données pour le limiteur
t_commut_min=2*1e-6;          %temps de commutation minimale

%Données sur la charge triphasée R-L:
    % Resistance
    Ra=1; Rb=1; Rc=1;
    %inductance
    La=20/377; Lb=20/377; Lc=20/377;  %facteur de qualité de 20 minimalement à 60Hz
a1=0;a2=0;
%"""""""""""""""""""""""SORTIES"""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""
%Phase A
q_a=0.45;     %Ratio de tension q
Vo_a=q_a*VinMax; %tension max de sortie
fo_a=120;
rad_o_a=0;
%Phase B
q_b=0.45;     %Ratio de tension q
Vo_b=q_b*VinMax; %tension max de sortie
fo_b=120;
rad_o_b=0;
%Phase C
q_c=0.45;     %Ratio de tension q
Vo_c=q_c*VinMax; %tension max de sortie
fo_c=120;
rad_o_c=0;
%""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""
%Calcul de la modulation selon la méthode de Roy
for t=0:Tsw:Tf;
    %entrées:
    Va=VinMax*sin(2*pi*f.*t+phasein*pi/180);
    Vb=VinMax*sin(2*pi*f.*t-2*pi/3+phasein*pi/180);
    Vc=VinMax*sin(2*pi*f.*t-4*pi/3+phasein*pi/180);
    %""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""
```

```
%sortie phase A:
    Vout_a=Vo_a*(cos(2*pi*(fo_a).*t-rad_o_a)+a1*0.25*cos(3*2*pi*(f)*t)-a2*(1/(6))*cos(3*2*pi*(fo_a)*t));
    %sortie phase B:
    Vout_b=Vo_b*(cos(2*pi*(fo_b).*t-rad_o_b-2*pi/3)+a1*0.25*cos(3*2*pi*(f)*t)-a2*(1/(6))*cos(3*2*pi*(fo_b)*t));
    %sortie phase C:
    Vout_c=Vo_c*(cos(2*pi*(fo_c).*t-rad_o_c+2*pi/3)+a1*0.25*cos(3*2*pi*(f)*t)-a2*(1/(6))*cos(3*2*pi*(fo_c)*t));
    %""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""""
if Va*Vb>=0
        VMa=Vc;
        if abs(Va)>=abs(Vb)
            VKa=Vb;
            VLa=Va;
            roKLa=ro1(VKa,VLa);
            tLa=Tsw*(Vout_a-VMa)/(roKLa*VKa+VLa-(1+roKLa)*VMa);
            tKa=roKLa*tLa;
            tMa=Tsw-tLa-tKa;
            t1=tLa;
            t2=tKa;
            t3=tMa;
        elseif abs(Vb)>=abs(Va)
            VLa=Vb;
            VKa=Va;
            roKLa=ro1(VKa,VLa);
            tLa=Tsw*(Vout_a-VMa)/(roKLa*VKa+VLa-(1+roKLa)*VMa);
            tKa=roKLa*tLa;
            tMa=Tsw-tLa-tKa;
            t1=tKa;
            t2=tLa;
            t3=tMa;
        end
    end
    if Va*Vc>=0
        VMa=Vb;
        if abs(Va)>=abs(Vc)
            VKa=Vc;
            VLa=Va;
            roKLa=ro1(VKa,VLa);
            tLa=Tsw*(Vout_a-VMa)/(roKLa*VKa+VLa-(1+roKLa)*VMa);
            tKa=roKLa*tLa;
            tMa=Tsw-tLa-tKa;
            t1=tLa;
            t2=tMa;
            t3=tKa;
        elseif abs(Vc)>=abs(Va)
            VLa=Vc;
            VKa=Va;
            roKLa=ro1(VKa,VLa);
            tLa=Tsw*(Vout_a-VMa)/(roKLa*VKa+VLa-(1+roKLa)*VMa);
            tKa=roKLa*tLa;
            tMa=Tsw-tLa-tKa;
```

```
if Vc*Vb>=0
    VMa=Va;
    if abs(Vc)>=abs(Vb)
        VKa=Vb;
        VLa=Vc;
        roKLa=ro1(VKa,VLa);
        tLa=Tsw*(Vout_a-VMa)/(roKLa*VKa+VLa-(1+roKLa)*VMa);
        tKa=roKLa*tLa;
        tMa=Tsw-tLa-tKa;
        t1=tMa;
        t2=tKa;
        t3=tLa;
    elseif abs(Vb)>=abs(Vc)
        VLa=Vb;
        VKa=Vc;
        roKLa=ro1(VKa,VLa);
        tLa=Tsw*(Vout_a-VMa)/(roKLa*VKa+VLa-(1+roKLa)*VMa);
        tKa=roKLa*tLa;
        tMa=Tsw-(1+roKLa)*tLa;
        t1=tMa;
        t2=tLa;
        t3=tKa;
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    end
end
```

- **Code Matlab de la commande par modulation du vecteur d'espace**

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%École Polytechnique de Montréal                                          %
%Code de la commande par modulation du vecteur d'espace                   %
%Ait-Oubelli Lyes                                                         %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clc; clear;
%""""""""""""""""""""""""""""INITIALISATION""""""""""""""""""""""""""""""""
f=60;                   %Fréquence de la source d'alimentation
VinMax=170;             %Tension Maximale de l'entrée
phasein=90;             %phase initale
Tf=6;                   %Durée de la simulation
Tsw=1/6000;             %Fréquence d'échantillonage
t_commut_min=2*1e-6;    %temps de commutation minimal
na=0; nb=0; nc=0; x=0;  %initialisation
%Charges R-L:
    % Resistance
    Ra=1; Rb=1; Rc=1;
    %inductance
    La=20/377; Lb=20/377; Lc=20/377; %facteur de qualité de 20 minimalement
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
config_pos=[1 2 2;2 3 3;3 1 1;2 1 2;3 2 3;1 3 1;2 2 1;3 3 2;1 1 3;];
config_negat=[2 1 1;3 2 2;1 3 3;1 2 1;2 3 2;3 1 3;1 1 2;2 2 3;3 3 1; ];
q=0.86;         %ratio de tension
fo=120;         %frequence de sortie
PhiI=0;         %Déphasage de courant
%initialisation des vecteurs temps de conduction
M1=zeros(Tf/Tsw,1); M2=zeros(Tf/Tsw,1); M3=zeros(Tf/Tsw,1);
M4=zeros(Tf/Tsw,1); M5=zeros(Tf/Tsw,1); M6=zeros(Tf/Tsw,1);
M7=zeros(Tf/Tsw,1); M8=zeros(Tf/Tsw,1); M9=zeros(Tf/Tsw,1);
for t=0:Tsw:Tf;
    %Évolution de l'angle de référence de tension de sortie
    alphao=2*180*(fo)*t;
    if alphao<0
        alphao=alphao+360;
    end
    if alphao==360
        alphao=0;
    end
    alphao=mod(alphao,360);
%Évolution de l'angle de référence de courant d'entrée
    betai=2*180*f*t;
    if betai<0
        betai=betai+360;
    end
     if betai==360
        betai=0;
    end
    bet ai=mod(betai,360);
```

```
%Determination des sections Sv et Si
if (alphao>=0 && alphao<60)
    Sv=1;
    alpha_o=alphao-30;
end
if alphao>=60 && alphao<120
    Sv=2;
    alpha_o=alphao-90;
end
if alphao>=120 && alphao<180
    Sv=3;
    alpha_o=alphao-150;
end
if alphao>=180 && alphao<240
    Sv=4;
    alpha_o=alphao-210;
end
if alphao>=240 && alphao<300
    Sv=5;
    alpha_o=alphao-270;
end
if alphao>=300 && alphao<360
    Sv=6;
    alpha_o=alphao-330;
end
if betai>=330 || betai<30
    Si=1;
end
if betai<30
    beta_i=betai;
end
if betai>=330
    beta_i=betai-360;
end
if betai>=30 && betai<90
   Si=2;
   beta_i=betai-60;
end
  if betai>=90 && betai<150
   Si=3;
   beta_i=betai-120;
end
```

```
    if betai>=150 && betai<210
        Si=4;
        beta_i=betai-180;
    end
    if betai>=210 && betai<270
        Si=5;
        beta_i=betai-240;
    end
    if betai>=270 && betai<330
        Si=6;
        beta_i=betai-300;
    end
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    delta(1)=(-1)^(Sv+Si)*(2/sqrt(3))*q*(cosd(alpha_o-(60))*cosd(beta_i-(60)))/cosd(PhiI);
    delta(2)=(-1)^(Sv+Si+1)*(2/sqrt(3))*q*(cosd(alpha_o-(60))*cosd(beta_i+(60)))/cosd(PhiI);
    delta(3)=(-1)^(Sv+Si+1)*(2/sqrt(3))*q*(cosd(alpha_o+(60))*cosd(beta_i-(60)))/cosd(PhiI);
    delta(4)=(-1)^(Sv+Si)*(2/sqrt(3))*q*(cosd(alpha_o+(60))*cosd(beta_i+(60)))/cosd(PhiI);
    delta(5)=Tsw-(abs(delta(1))+abs(delta(2))+abs(delta(3))+abs(delta(4)))*Tsw;
    Delta=[delta(1),delta(2),delta(3),delta(4)];
   %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    if (Si==1 || Si==4) && (Sv==1 || Sv==4)
        num=[9 7 3 1]';
    end
    if (Si==1 || Si==4) && (Sv==2 || Sv==5)
        num=[6 4 9 7]';
    end
    if (Si==1 || Si==4) && (Sv==3 || Sv==6)
        num=[3 1 6 4]';
    end
    if (Si==2 || Si==5) && (Sv==1 || Sv==4)
        num=[8 9 2 3]';
    end
    if (Si==2 || Si==5) && (Sv==2 || Sv==5)
        num=[5 6 8 9]';
    end
    if (Si==2 || Si==5) && (Sv==3 || Sv==6)
        num=[2 3 5 6]';
    end
    if (Si==3 || Si==6) && (Sv==1 || Sv==4)
        num=[7 8 1 2]';
    end
    if (Si==3 || Si==6) && (Sv==2 || Sv==5)
        num=[4 5 7 8]';
    end
    if (Si==3 || Si==6) && (Sv==3 || Sv==6)
        num=[1 2 4 5]';
    end
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if Delta(1)>=0
    A=config_pos(num(1),:);
    Delta_n(1)=Delta(1);
elseif Delta(1)<0
    A=config_negat(num(1),:);
    Delta_n(1)=-(Delta(1));
end
if Delta(2)>=0
    B=config_pos(num(2),:);
    Delta_n(2)=Delta(2);
elseif Delta(2)<0
    B=config_negat(num(2),:);
    Delta_n(2)=-(Delta(2));
end
if Delta(3)>=0
    C=config_pos(num(3),:);
    Delta_n(3)=Delta(3);
elseif Delta(3)<0
    C=config_negat(num(3),:);
    Delta_n(3)=-(Delta(3));
end
if Delta(4)>=0
    D=config_pos(num(4),:);
    Delta_n(4)=Delta(4);
elseif Delta(4)<0
    D=config_negat(num(4),:);
    Delta_n(4)=-(Delta(4));
end
Delta_N=[Delta_n(1),Delta_n(2),Delta_n(3),Delta_n(4)];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DD=Delta_n(1)+Delta_n(2)+Delta_n(3)+Delta_n(4);
if DD<1
    Delta_Z_=(1-DD)*1;
else
    Delta_Z_=0;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m1a=0;
m2a=0;
m3a=0;
if A(1)==1
    m1a=Delta_n(1);
end
if A(1)==2
    m2a=Delta_n(1);
end
if A(1)==3
    m3a=Delta_n(1);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
m1b=0;
m2b=0;
m3b=0;
if B(1)==1
    m1b=Delta_n(2);
end
if B(1)==2
    m2b=Delta_n(2);
end
if B(1)==3
    m3b=Delta_n(2);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m1c=0;
m2c=0;
m3c=0;
if C(1)==1
    m1c=Delta_n(3);
end
if C(1)==2
    m2c=Delta_n(3);
end
if C(1)==3
    m3c=Delta_n(3);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m1d=0;
m2d=0;
m3d=0;
if D(1)==1
    m1d=Delta_n(4);
end
if D(1)==2
    m2d=Delta_n(4);
end
if D(1)==3
    m3d=Delta_n(4);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m1=(m1a+m1b+m1c+m1d+Delta_Z_)*Tsw;
m2=(m2a+m2b+m2c+m2d)*Tsw;
m3=(m3a+m3b+m3c+m3d)*Tsw;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

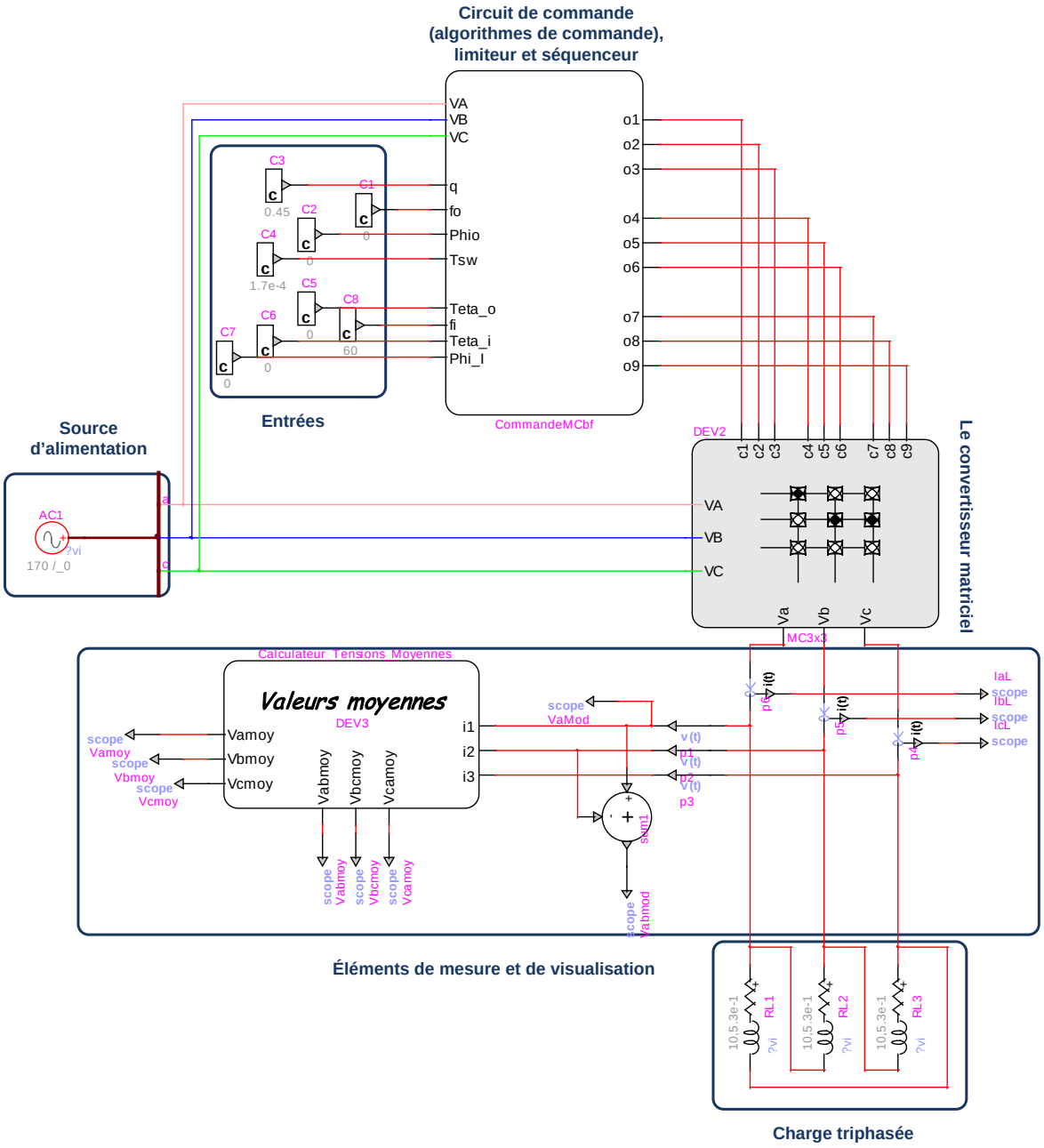
```
m4a=0;
m5a=0;
m6a=0;
if A(2)==1
    m4a=Delta_n(1);
end
if A(2)==2
    m5a=Delta_n(1);
end
if A(2)==3
    m6a=Delta_n(1);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m4b=0;
m5b=0;
m6b=0;
if B(2)==1
    m4b=Delta_n(2);
end
if B(2)==2
    m5b=Delta_n(2);
end
if B(2)==3
    m6b=Delta_n(2);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m4c=0;
m5c=0;
m6c=0;
if C(2)==1
    m4c=Delta_n(3);
end
if C(2)==2
    m5c=Delta_n(3);
end
if C(2)==3
    m6c=Delta_n(3);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
m4d=0;
m5d=0;
m6d=0;
if D(2)==1
    m4d=Delta_n(4);
end
if D(2)==2
    m5d=Delta_n(4);
end
if D(2)==3
    m6d=Delta_n(4);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%
m4=(m4a+m4b+m4c+m4d+Delta_Z_)*Tsw;
m5=(m5a+m5b+m5c+m5d)*Tsw;
m6=(m6a+m6b+m6c+m6d)*Tsw;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m7a=0;
m8a=0;
m9a=0;
if A(3)==1
    m7a=Delta_n(1);
end
if A(3)==2
    m8a=Delta_n(1);
end
if A(3)==3
    m9a=Delta_n(1);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m7b=0;
m8b=0;
m9b=0;
if B(3)==1
    m7b=Delta_n(2);
end
if B(3)==2
    m8b=Delta_n(2);
end
if B(3)==3
    m9b=Delta_n(2);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%
m7c=0;
m8c=0;
m9c=0;
```

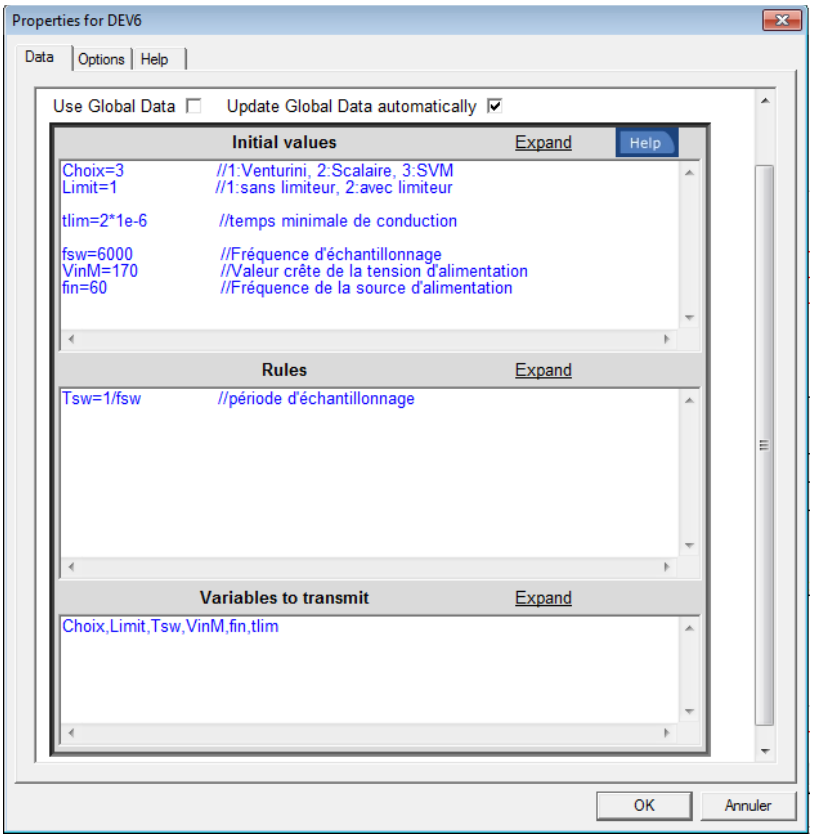
```
    if C(3)==1
        m7c=Delta_n(3);
    end
    if C(3)==2
        m8c=Delta_n(3);
    end
    if C(3)==3
        m9c=Delta_n(3);
    end
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    m7d=0;
    m8d=0;
    m9d=0;
    if D(3)==1
        m7d=Delta_n(4);
    end
    if D(3)==2
        m8d=Delta_n(4);
    end
    if D(3)==3
        m9d=Delta_n(4);
    end
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    m7=(m7a+m7b+m7c+m7d+Delta_Z_)*Tsw;
    m8=(m8a+m8b+m8c+m8d)*Tsw;
    m9=(m9a+m9b+m9c+m9d)*Tsw;
    %Détermination des temps de fermetures (Méthode SVM)
    y1(x)=m1;
    y2(x)=m2;
    y3(x)=m3;
    y4(x)=m4;
    y5(x)=m5;
    y6(x)=m6;
    y7(x)=m7;
    y8(x)=m8;
    y9(x)=m9;
end
```

ANNEXE 4 – Modèle de simulation sur EMTP-RV

- **Modèle générique de simulation du convertisseur matriciel sous EMTP-RV**



- **Interface du bloque circuit de commande**



L'interface du circuit de commande permet de sélectionner la méthode de commande en assignant une valeur à la variable « choix »:

- 1 : pour la commande de Venturini et Alesina.
- 2 : pour la commande scalaire de Roy et April.
- 3 : pour la commande de modulation du vecteur d'espace.

Le limiteur impose un temps minimal de conduction aux interrupteurs ; il est possible de l'activer au moyen de la variable « Limit » :

- 1 : pour le désactiver.
- 2 : pour l'activer.

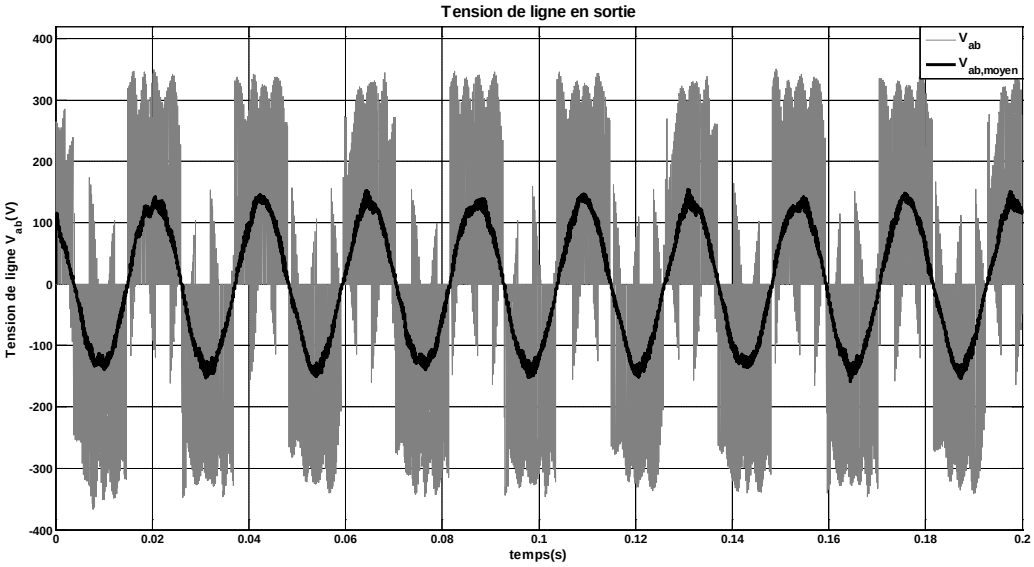
Les variables à entrer sont :

- Le temps minimal de conduction.
- La fréquence d'échantillonnage.
- La valeur crête de la tension d'entrée.
- La fréquence de la source d'alimentation.

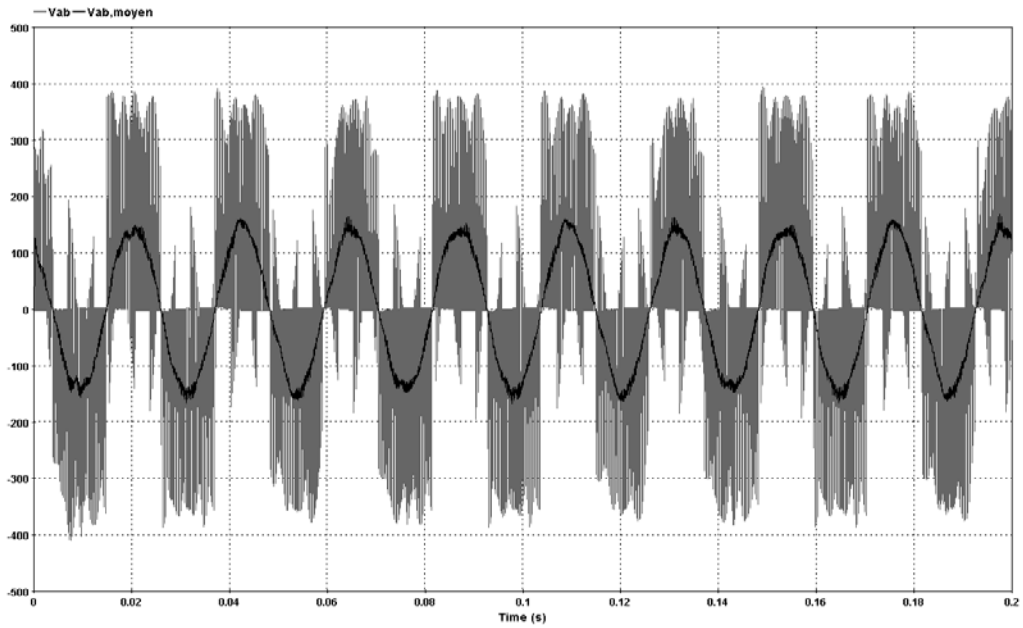
ANNEXE 5 – Résultats de simulation

- **Résultats obtenus avec la commande scalaire**

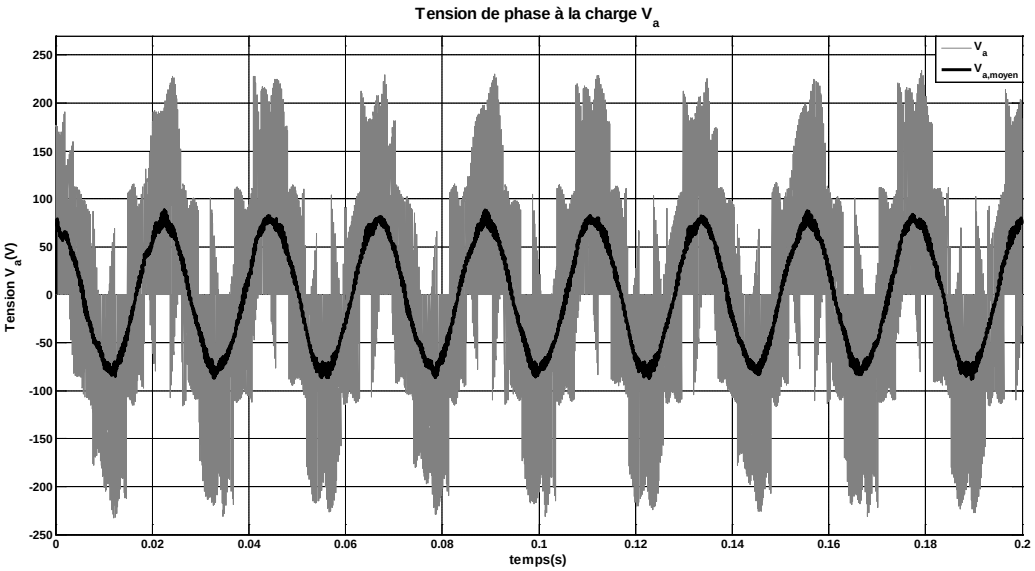
  - Tension de ligne Vab en sortie sur SPS:



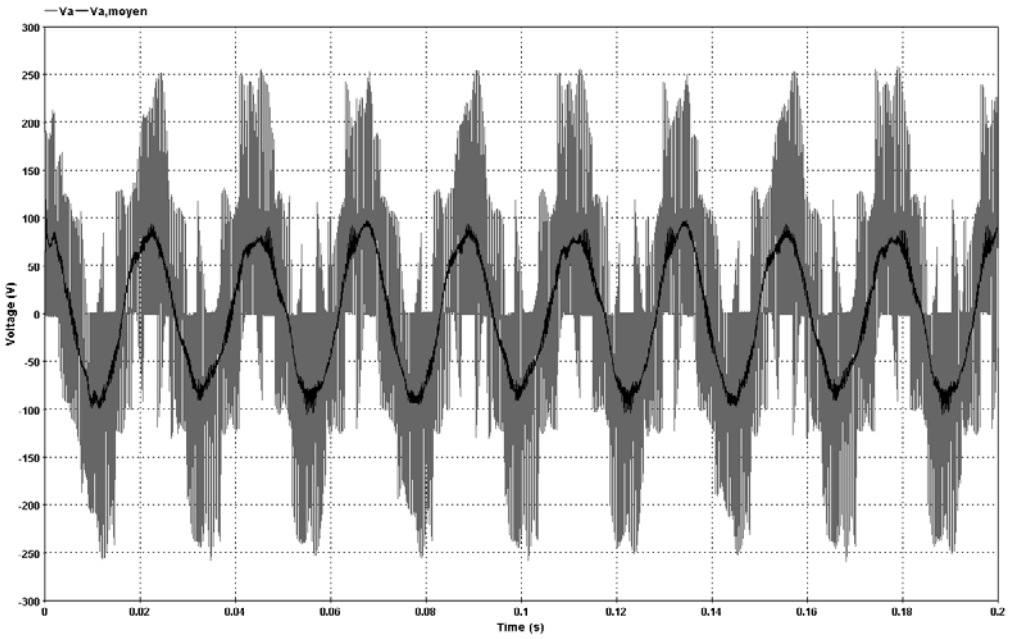
  - Tension de ligne Vab en sortie sur EMTP-RV:



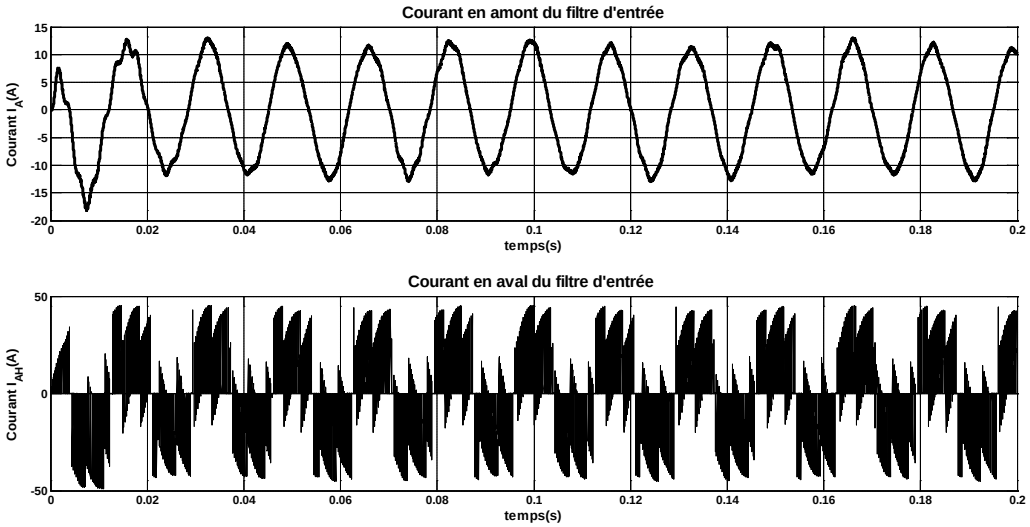
- Tension de phase Va en sortie sur SPS:



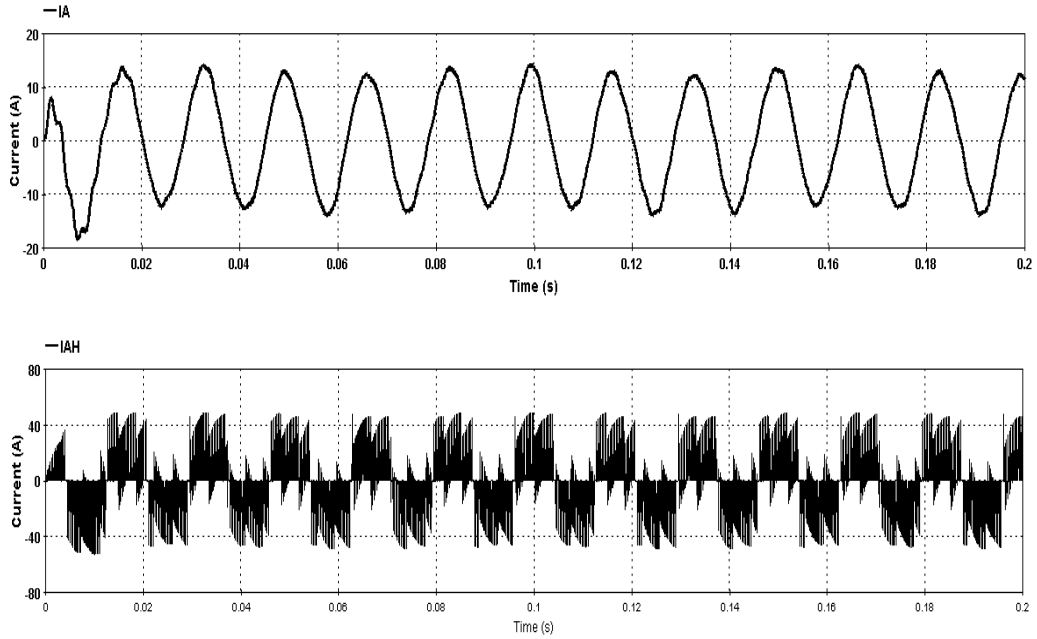
- Tension de phase Va en sortie sur EMTP-RV:



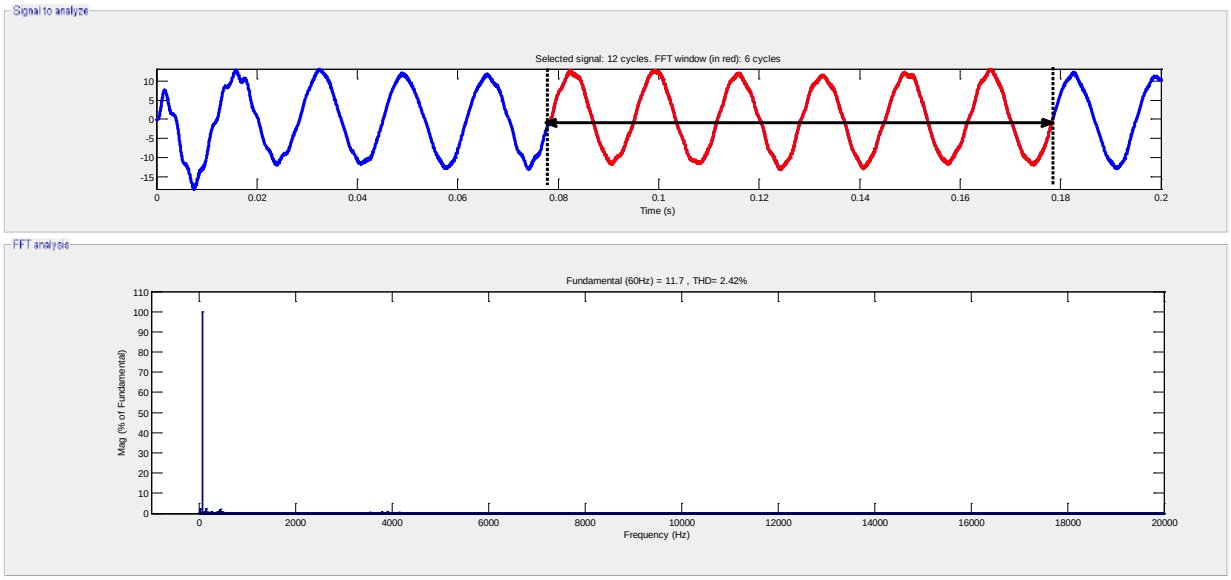
- Courants en amont et en aval du filtre d'entrée sur SPS

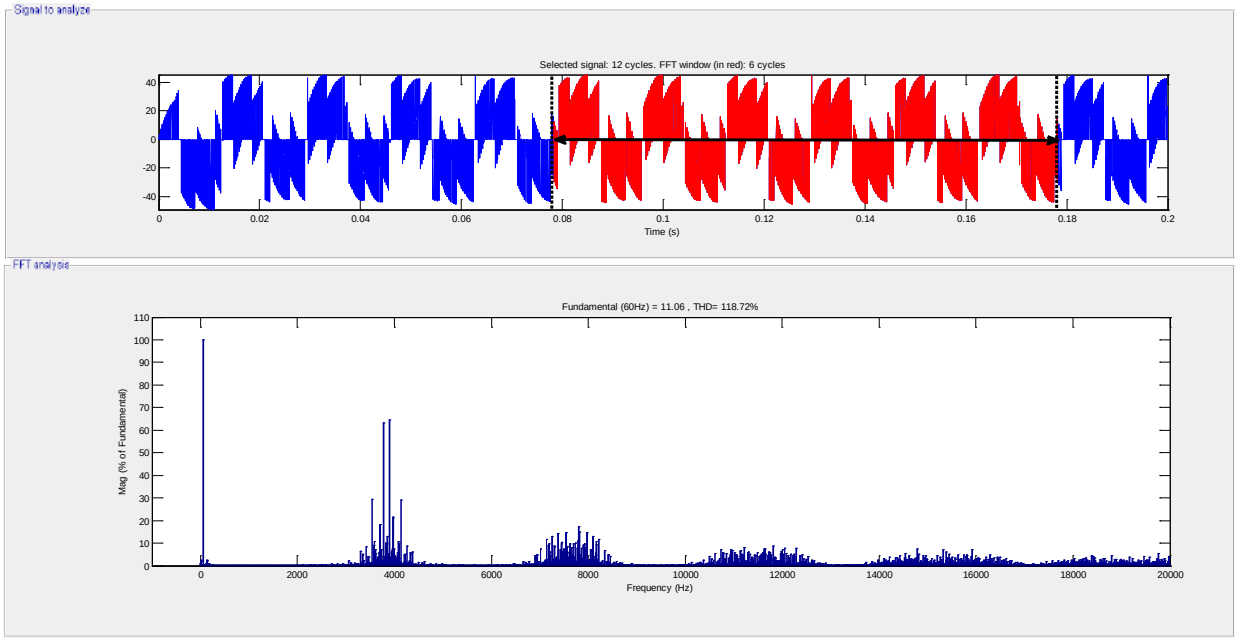


- Courants en amont et en aval du filtre d'entrée sur EMTP-RV

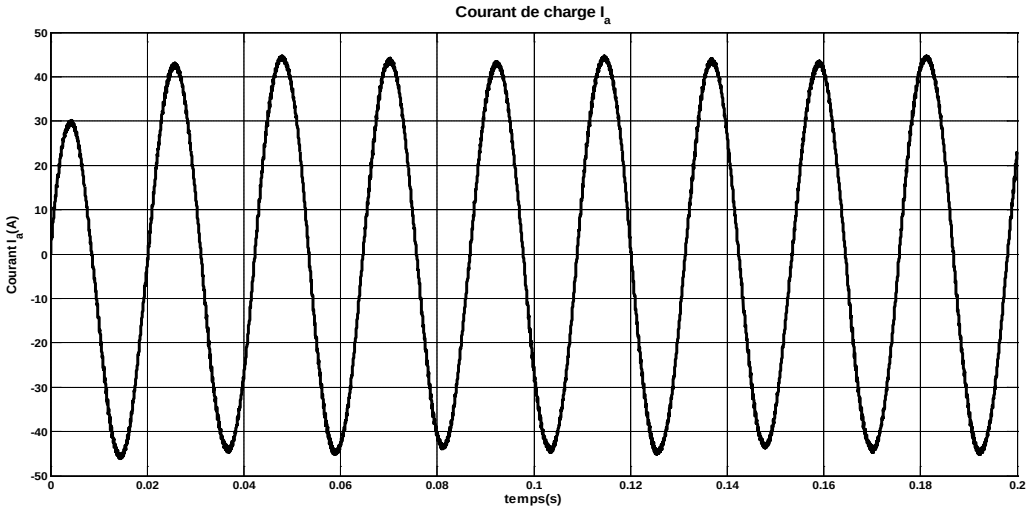


- Analyse spectrale des courants en amont et en aval du filtre d'entrée

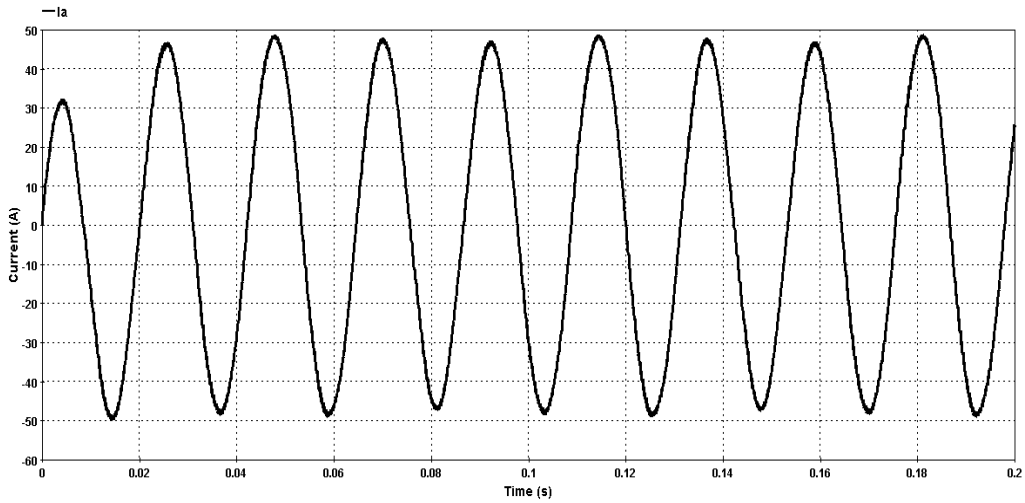




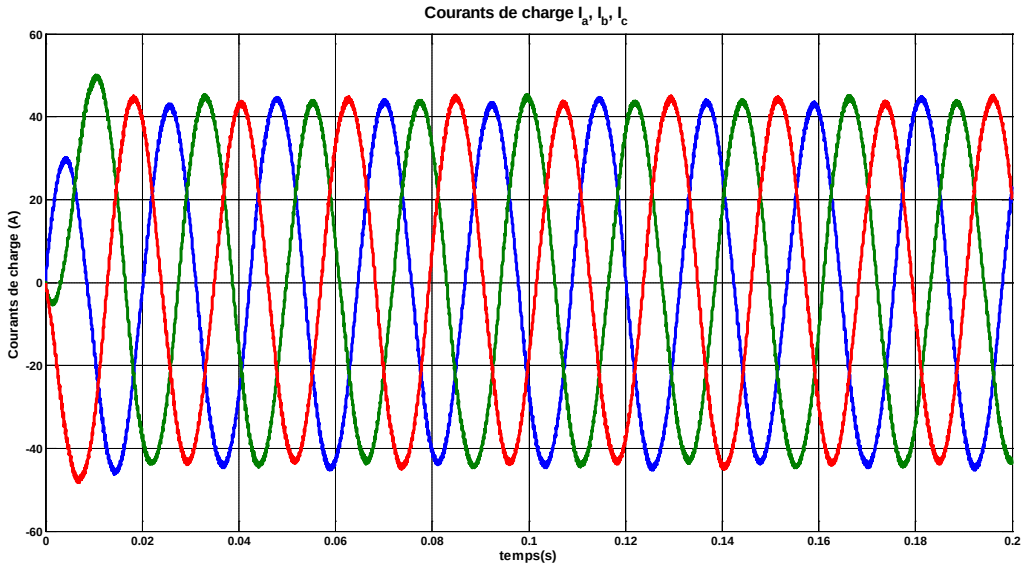
- Courant de charge Ia sous SPS



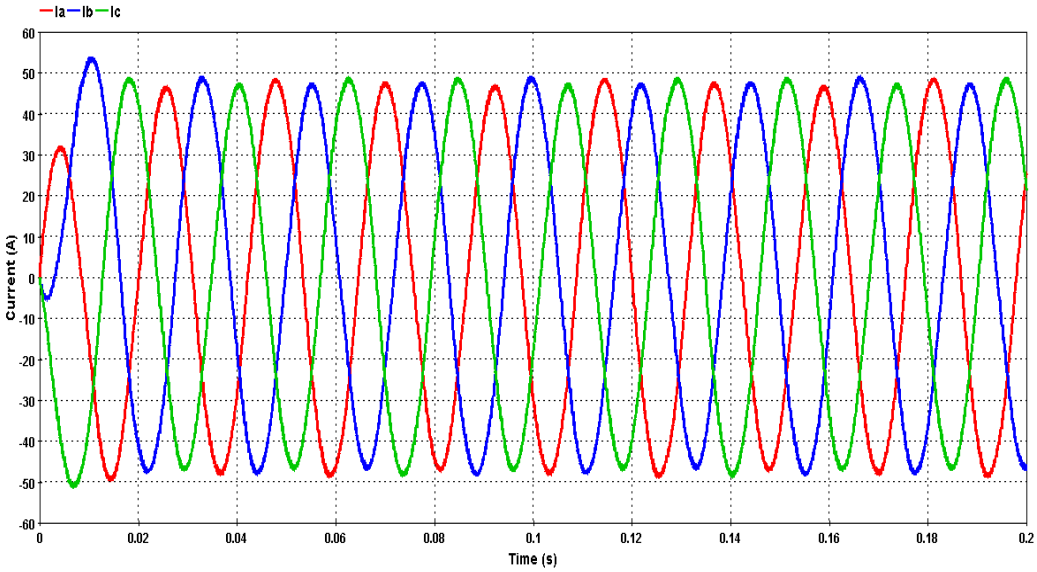
- Courant de charge Ia sous EMTP-RV



- Courants de charge Ia,b,c sous SPS

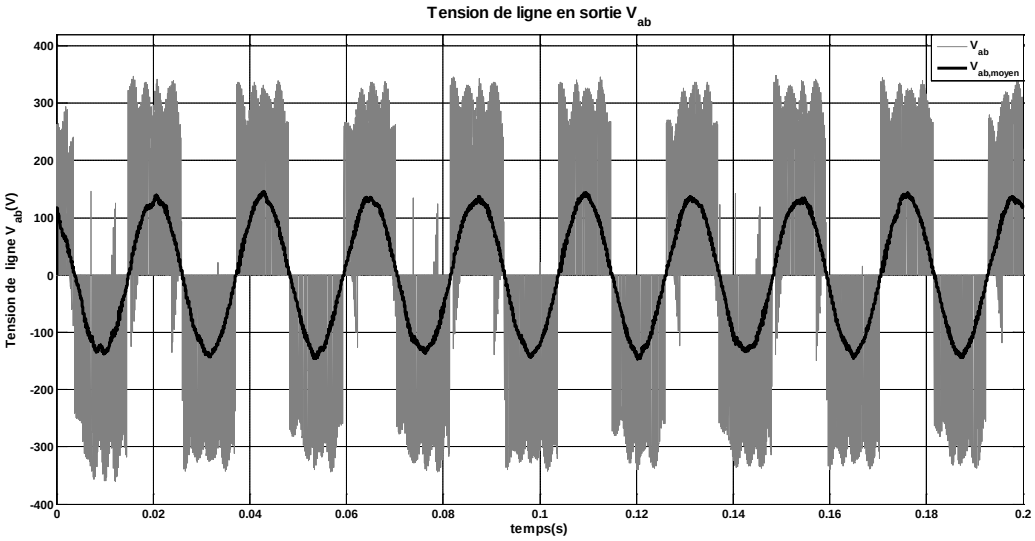


- Courants de charge Ia,b,c sous EMTP-RV

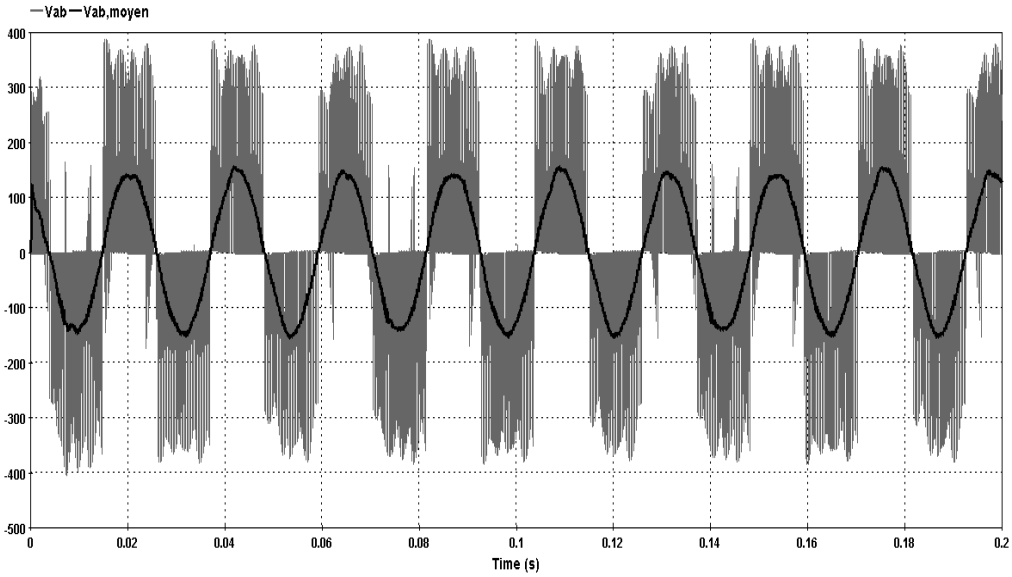


- **<u>Résultats obtenus avec la modulation du vecteur d'espace</u>**

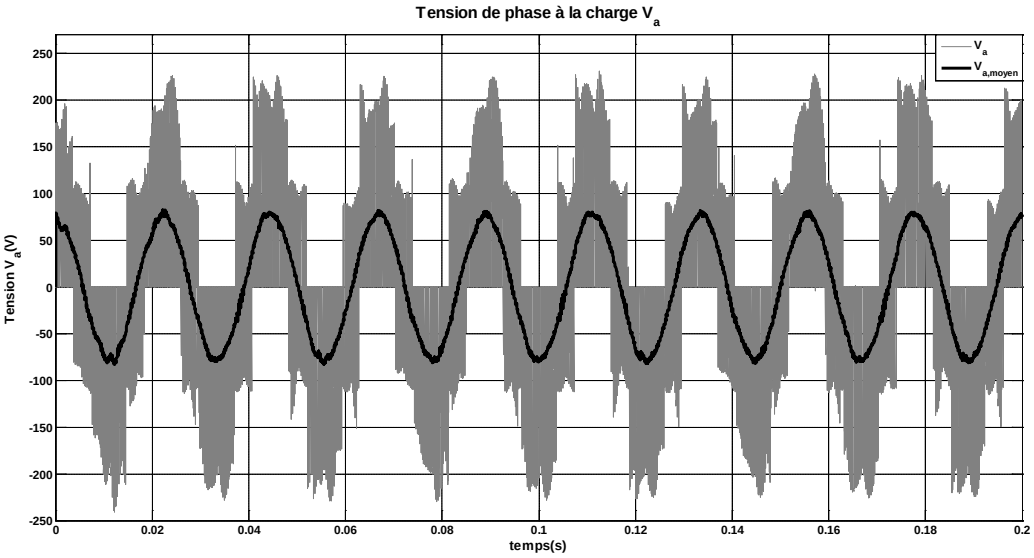
  - Tension de ligne Vab en sortie sur SPS:



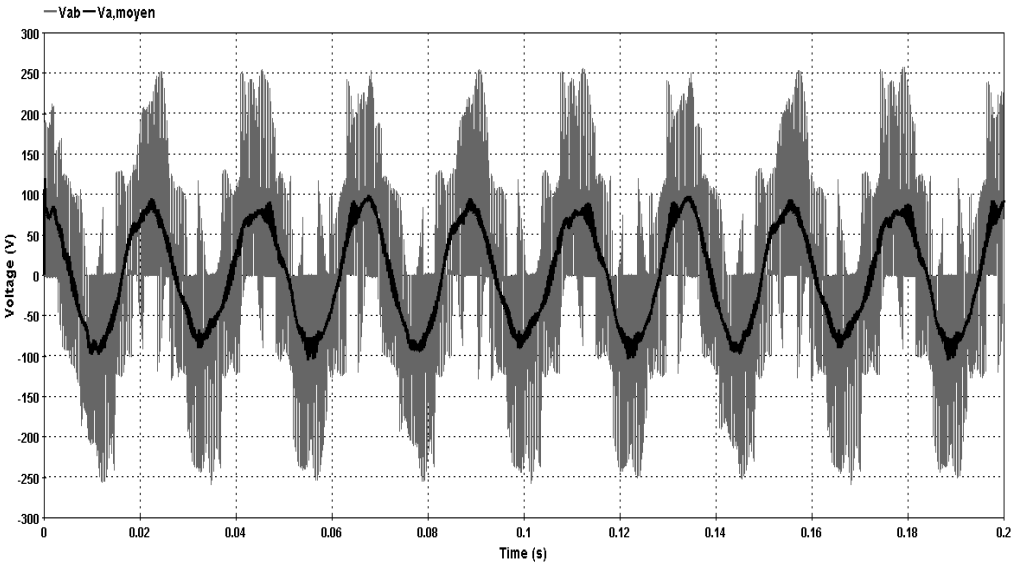
  - Tension de ligne Vab en sortie sur EMTP-RV:



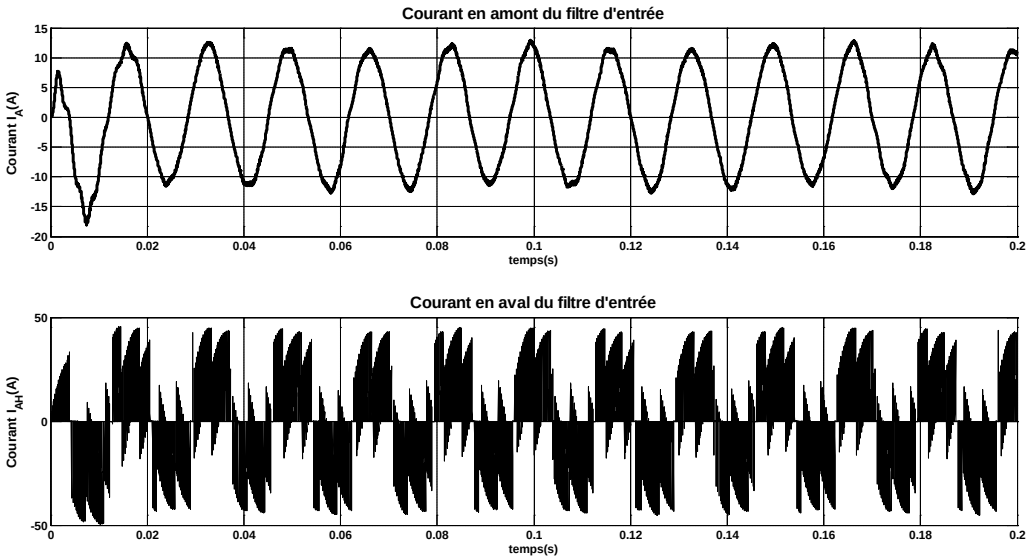
- Tension de charge Va en sortie sur SPS:



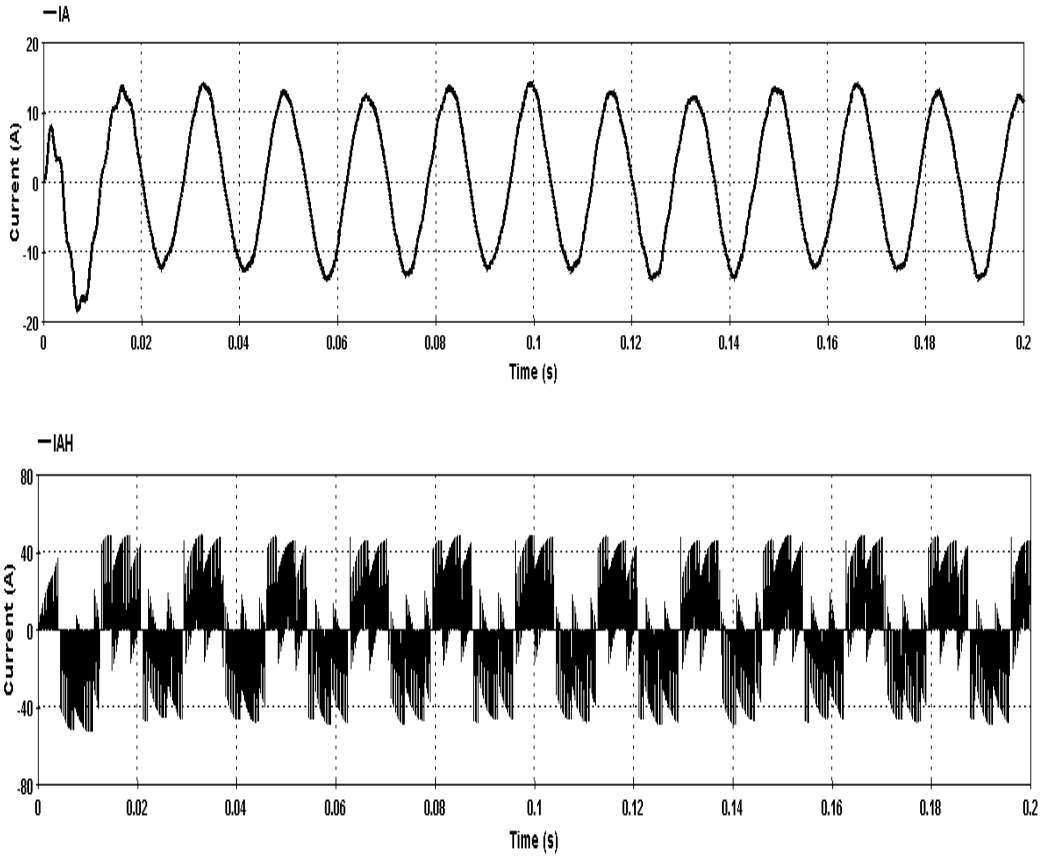
- Tension de charge Va en sortie sur EMTP-RV:



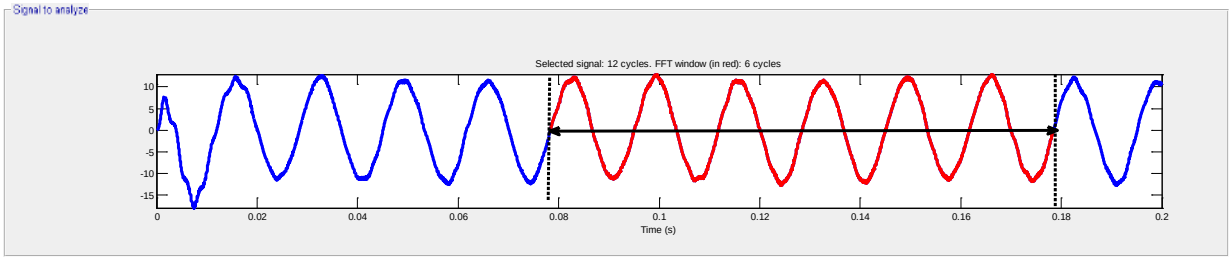
- Courants en amont et en aval du filtre d'entrée sur SPS

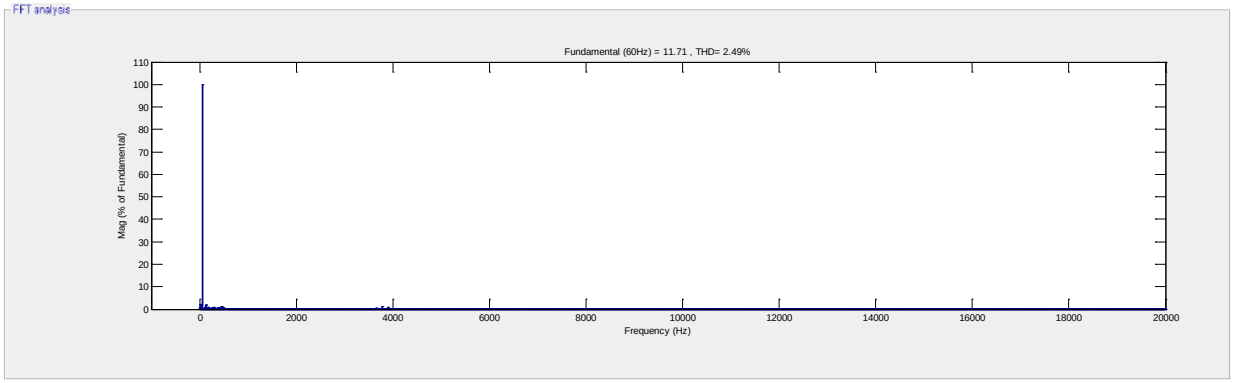


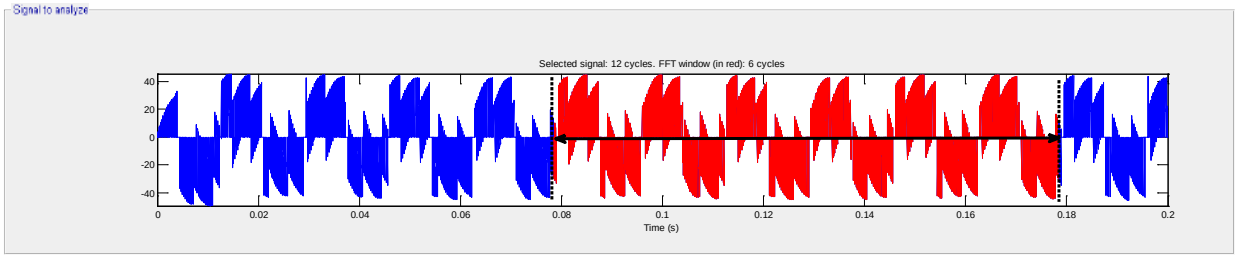
- Courants en amont et en aval du filtre d'entrée sur EMTP-RV

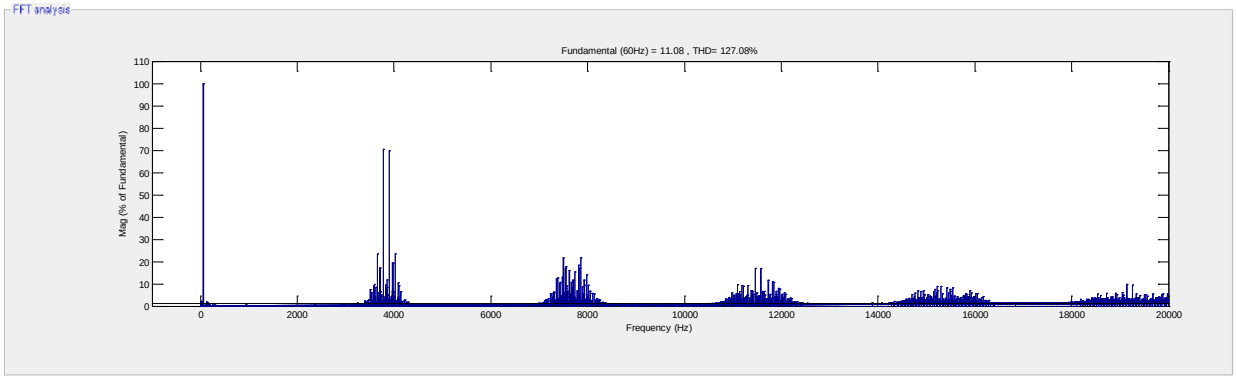


- Analyse spectrale des courants en amont et en aval du filtre d'entrée

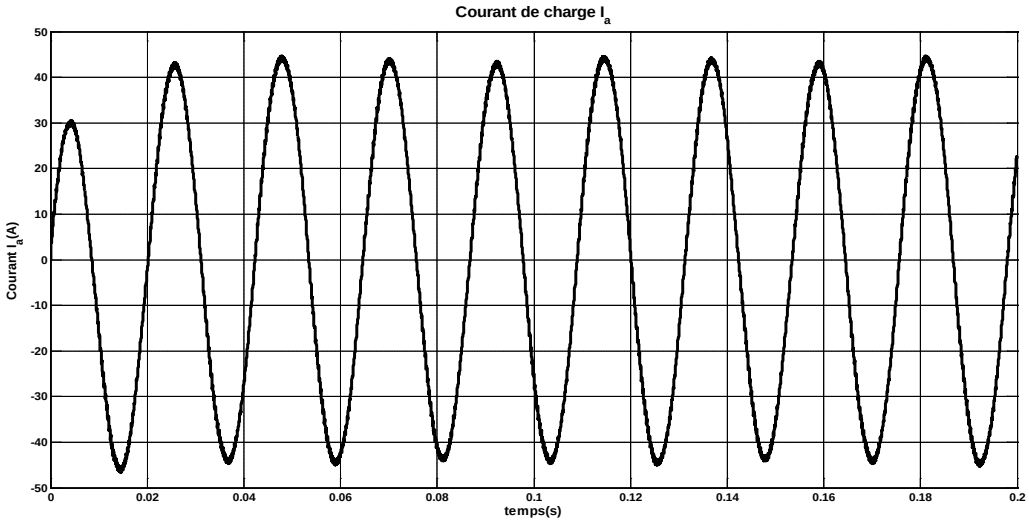




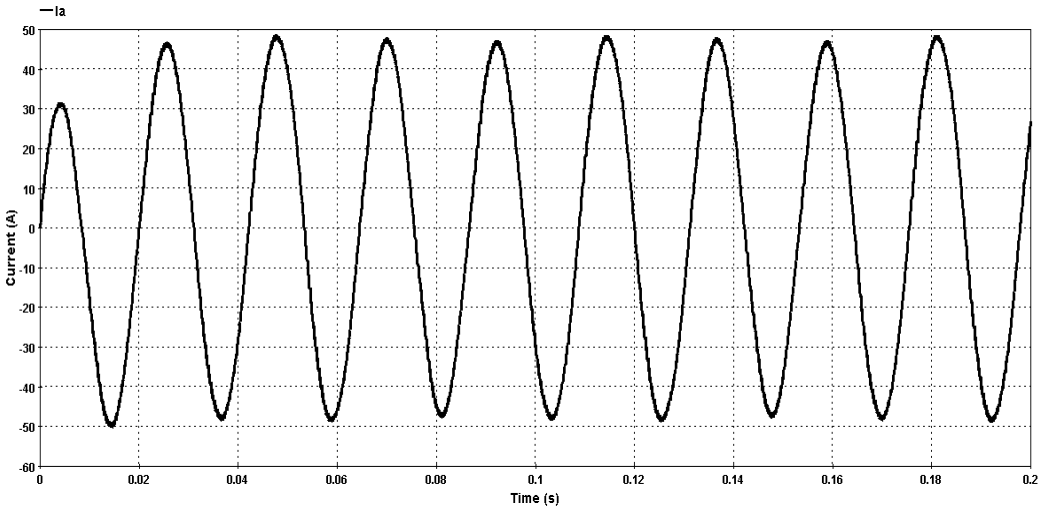




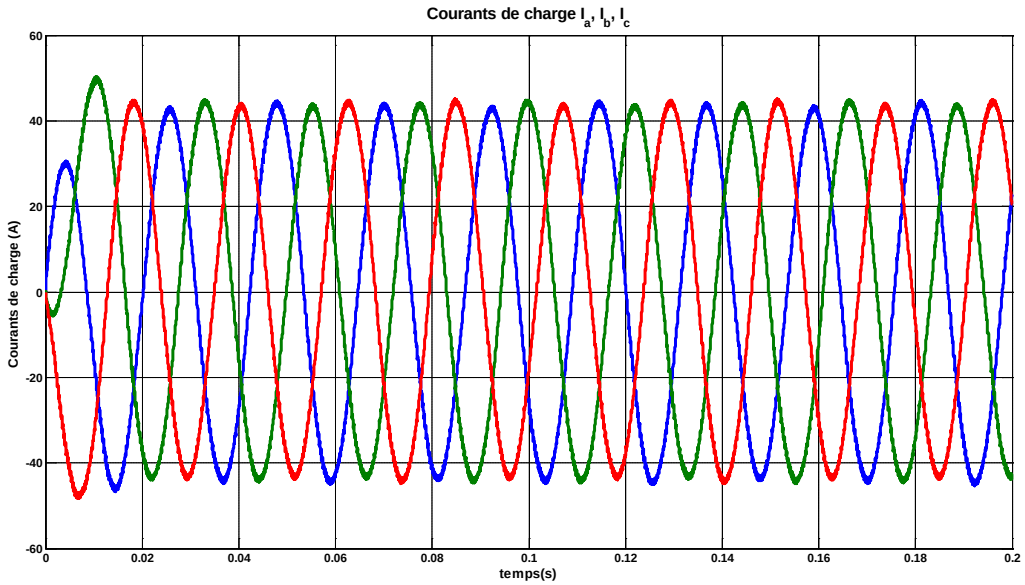
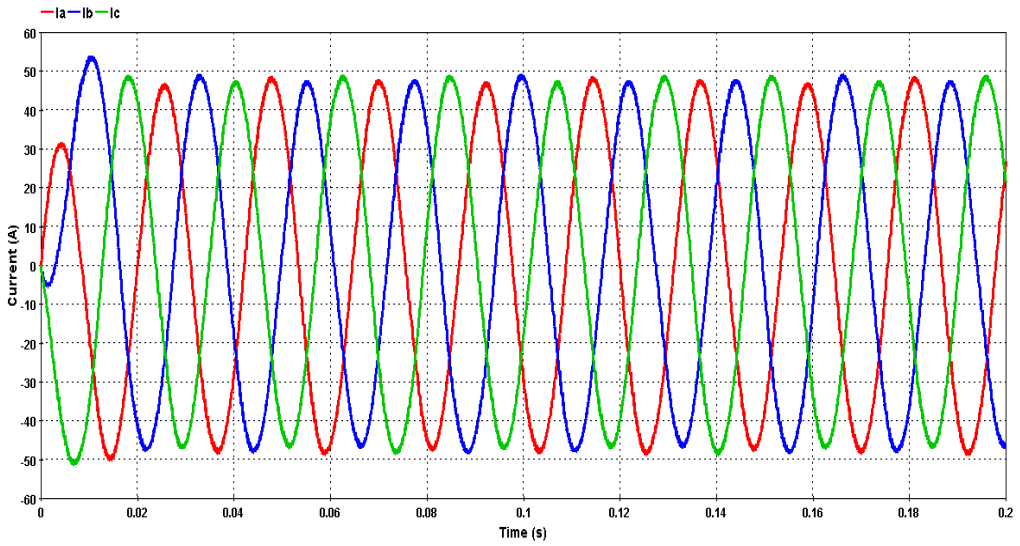
- Courant de charge Ia sous SPS



- Courant de charge Ia sous EMTP-RV



- Courants de charge Ia,b,c sous SPS



- Courants de charge Ia,b,c sous EMTP-RV