

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE POUR L'OBTENTION D'UN DIPLÔME
DE MAÎTRE ES SCIENCES APPLIQUÉES EN ÉLECTRONIQUE
INDUSTRIELLE

PAR
DAVID BRILLON

ÉTUDE PAR SIMULATION DES SYSTÈMES DE TRANSPORT D'ÉNERGIE
EN COURANT CONTINU À HAUTE TENSION

FÉVRIER 1994

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RÉSUMÉ

Le transport d'énergie en courant continu à haute tension (CCHT) repose sur la commutation de ligne. Ce type de commutation dépend de l'inversion de la tension appliquée aux bornes de l'interrupteur. Lorsque le convertisseur d'une liaison en CCHT est relié à un système CA faible (rapport de court-circuit inférieur à 2) ou lorsqu'aucune source d'énergie électrique existe dans ce système, des problèmes de fonctionnement surviennent. Une des solutions envisageables est l'utilisation de la commutation forcée. Les avantages d'un tel type de commutation sont connus depuis longtemps mais le manque d'interrupteurs adéquats ou la nécessité d'utiliser des circuits auxiliaires de commutation avait diminué l'enthousiasme des chercheurs face à la commutation forcée. Depuis l'arrivée d'interrupteurs auto-commutés de forte puissance tels les GTO et les thyristors SI, la réalisation de convertisseurs auto-commutés pour le transport d'énergie en CCHT est techniquement possible.

L'étude de nouvelles configurations en transport d'énergie en CCHT ne peut se faire autrement que par l'utilisation d'outils de simulation. Auparavant il était nécessaire d'utiliser des ordinateurs centraux pour pouvoir simuler des systèmes relativement complexes. Les ordinateurs personnels d'aujourd'hui ont considérablement évolué depuis leur introduction au début des années 1980. La puissance actuelle de ces machines a favorisé la création d'outils de simulation relativement puissants.

Le premier objectif de ce travail était d'évaluer la capacité des simulateurs ATP, ATOSEC5 et SIMUSEC pour l'étude de systèmes en CCHT. Pour atteindre cet objectif, une liaison en CCHT monopolaire a été modélisée dans les trois simulateurs. La commande implantée au redresseur a permis de maintenir le courant constant dans la liaison et la commande de l'onduleur a permis de maintenir un angle d'extinction constant, ceci afin

d'éviter des ratés de commutation. Cette modélisation a été faite en deux étapes: la première étant la modélisation du redresseur avec la commande en régulation de courant. Cette simulation a permis d'optimiser la réponse de la commande, la deuxième étape a été d'ajouter l'onduleur et sa commande d'angle d'extinction constant. Pour vérifier le fonctionnement global du système et de la commande, un défaut consistant à la diminution de la tension du système CA a été implanté.

Certaines modifications ont été faites pour adapter le logiciel ATOSEC5. Les trois simulateurs ont donné des résultats similaires. Par contre il a été impossible de modéliser le système global à l'aide de SIMUSEC. La comparaison des résultats a montré que le simulateur ATP était le plus performant des trois outils et le plus apte à l'étude d'une liaison complète. Le logiciel ATOSEC5 s'est illustré comme un compromis acceptable entre la vitesse d'exécution et la convivialité.

Le second objectif du travail était de modéliser une liaison monopolaire unidirectionnelle alimentant, à l'aide d'un convertisseur auto-commuté de type source de tension, une charge résistive-inductive, ceci afin de montrer l'avantage de l'utilisation de l'auto-commutation en CCHT. L'emploi d'interrupteurs auto-commutés a permis l'utilisation de la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permettant ainsi le contrôle de la tension de sortie du convertisseur. Ce type de liaison est potentiellement intéressant pour alimenter des systèmes CA éloignés dépourvus de système de génération d'énergie électrique indépendant tels des mines, des communautés ou des îles éloignées des centres de production d'énergie électrique.

REMERCIEMENTS

J'exprime toute ma gratitude au professeur Venkatachari Rajagopalan pour son support, ses encouragements et ses conseils judicieux qui m'ont permis de faire ce travail. De plus, je voudrais le remercier de la confiance dont il me fait preuve.

Je remercie également mon co-directeur, Monsieur Vijay Sood, chercheur au service de simulation de réseaux de l'IREQ, pour ses judicieux conseils ainsi que pour sa patience.

Je rends hommage au corps professoral de la maîtrise en électronique industrielle pour m'avoir transmis moult connaissances.

Je remercie mes parents, ma famille, ainsi que James pour m'avoir supporté moralement et financièrement durant toutes mes études. Sans eux, le chemin aurait été beaucoup plus difficile.

Merci à celle qui a toujours su me reconforter lors des moments difficiles. Merci à celle qui se sacrifie pour me rendre la vie plus facile. Merci Nancy.

TABLE DES MATIÈRES

Résumé.....	i
Remerciements.....	iii
Table des matières.....	iv
Liste des tableaux.....	vii
Liste des figures.....	viii
Liste des symboles et des abréviations.....	xv
Introduction générale.....	1
1. Le transport d'énergie classique en CCHT.....	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Le pont de Graetz.....	4
1.2.1 Cas idéal (angle d'empiètement nul).....	5
1.2.2 Cas réel (angle d'empiètement non nul).....	11
1.3 Les commandes classiques des convertisseurs en transport d'énergie en CCHT... 18	
1.3.1 Caractéristique de commande.....	20
1.4 Conclusion.....	21
2. Simulation numérique pour l'analyse de système de transport d'énergie en CCHT	22
2.1 Simulation numérique.....	22
2.2 ATOSEC5.....	23
2.2.1 Structure générale.....	24
2.2.2 Modèle des interrupteurs dans ATOSEC5.....	24
2.2.3 Avantages et limitations.....	25
2.3 ATP-EMTP.....	26
2.3.1 Modèle des interrupteurs dans ATP.....	27
2.3.2 Avantages et limitations.....	28
2.4 SIMULINK(SIMUSEC).....	29

2.4.1	Structure générale	29
2.4.2	Modèle des interrupteurs dans SIMUSEC.....	29
2.4.3	Avantages et limitations	33
2.5	Modélisation numérique.....	34
2.5.1	Modélisation à l'aide du logiciel ATP	37
2.5.1.1	Génération des impulsions de gâchette.....	37
2.5.1.2	Implantation de la commande de régulation de courant	39
2.5.1.3	Implantation de la commande d'angle d'extinction constant (AEC).....	46
2.5.2	Modélisation à l'aide du logiciel ATOSEC5	53
2.5.2.1	Génération des impulsions de gâchette.....	53
2.5.2.2	Implantation de la commande de régulation de courant	54
2.5.2.3	Implantation de la commande d'angle d'extinction constant (AEC).....	60
2.5.3	Modélisation à l'aide du logiciel SIMUSEC.....	64
2.5.3.1	Génération des impulsions de gâchette.....	65
2.5.3.2	Implantation de la commande de régulation de courant	65
2.5.4	Analyse des résultats et comparaison des simulateurs.....	70
2.6	Conclusion.....	74
3.	Les convertisseurs auto-commutés en transmission CCHT.....	76
3.1	Introduction	76
3.2	Avantages de l'auto-commutation par rapport à la commutation naturelle.	77
3.3	Configurations des convertisseurs auto-commutés.	80
3.3.1	Convertisseur source de courant.....	80
3.3.2	Convertisseur source de tension	82
3.3.3	Comparaison des deux types de convertisseur	83
3.4	Application de l'auto-commutation en transport d'énergie en CCHT	84
3.5	Commande des onduleurs autonomes	90
3.6	Modélisation d'un onduleur auto-commuté alimentant une charge passive.	102
3.6.1	Commande à MLI.....	103

3.6.2 Commande à élimination sélective des harmoniques 5 et 7	108
3.6.3 Implantation des filtres CA.....	115
3.6.4 Modélisation d'une liaison monopolaire unidirectionnelle à auto-commutation	123
3.7 Conclusion.....	132
Conclusion générale	134
Références	138
Annexe A: Listages des fichiers de données.....	141
Annexe B: Listages des modifications des codes sources pour ATOSEC5.....	169
Annexe C: Détermination des équations de Fourier pour les formes d'ondes de v_{ao} et v_{an}	173
Annexe D: Implantation de la commande à MLI dans ATP.....	175

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1: États du thyristor en fonction de l'état des blocs interrupteurs ("Switch")...32	32
Tableau 2.2: Comparaison des simulateurs pour l'analyse du redresseur fonctionnant en courant constant pour une variation de 10% de la consigne.71	71
Tableau 2.3: Comparaison des simulateurs pour l'analyse du redresseur fonctionnant en courant constant pour un court-circuit franc sur la ligne CC.72	72
Tableau 2.4: Comparaison des simulateurs pour l'analyse de la liaison monopolaire.72	72
Tableau 2.5: Comparaison des temps de simulation lorsque l'option de visualisation de forme d'onde lors d'une simulation est activée ou désactivée.....73	73
Tableau 3.1: Catégories 1 et 2: Transport d'énergie entre deux stations.86	86
Tableau 3.2: Catégorie 3: Station dos-à-dos.87	87
Tableau 3.3: Catégorie 4: Systèmes multi-terminaux à niveau de tension unique.....88	88
Tableau 3.4: Catégorie 5: Systèmes multi-terminaux à niveau de tension multiple.....89	89
Tableau 3.5: Valeurs des tensions v_{ao} , v_{bo} , v_{co} , v_{an} , v_{bn} , v_{cn} , et v_{ab} en fonction de l'état des interrupteurs93	93
Tableau 3.6: Comparaison des quatre premières harmoniques en pourcentage (%) de la fondamentale obtenues par ATOSEC5 avec les résultats théoriques.....113	113
Tableau 3.7: Taux de distorsion harmonique des courants des charges calculés par ATOSEC5 pour les cent premières harmoniques.....114	114

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Pont de Graetz triphasé à 6 pulsations.....	5
Figure 1.2: Tensions maximales appliquées aux bornes des interrupteurs.....	6
Figure 1.3: Séquence d'amorçage et tension instantanée aux bornes de la charge.....	6
Figure 1.4: Tension aux bornes du convertisseur pour a) $\alpha = 15^\circ$, b) $\alpha = 90^\circ$ et c) $\alpha = 165^\circ$	7
Figure 1.5: Forme du courant circulant dans la phase A du convertisseur.....	9
Figure 1.6: Circuit équivalent d'un convertisseur en pont de Graetz avec les valves 1, 2 et 3 en conduction.....	13
Figure 1.7: Forme d'onde permettant de calculer la valeur moyenne de la tension.....	14
Figure 1.8: Circuit équivalent du convertisseur en pont de Graetz.....	15
Figure 1.9: Circuit équivalent du convertisseur en pont de Graetz pour un fonctionnement en onduleur.....	16
Figure 1.10: Circuit équivalent d'une liaison en transport d'énergie CCHT en régime quasi-permanent.....	18
Figure 1.11: Caractéristique V_d - I_d de commande.....	20
Figure 2.1 : Modèle général de l'interrupteur utilisé dans ATOSEC5.....	25
Figure 2.2: Modèle d'interrupteur dans ATP.....	27
Figure 2.3 : Modèle résistif-inductif des interrupteurs.....	30
Figure 2.4 : Modèle du thyristor utilisé par SIMUSEC.....	31
Figure 2.5 : Liaison CCHT monopolaire.....	34
Figure 2.6: Caractéristique de la commande implantée dans les simulateurs.....	35
Figure 2.7: Circuit utilisé pour la simulation dans le logiciel ATP.....	37
Figure 2.8: Logique permettant la génération d'impulsions de gâchette pour le thyristor 1.....	38
Figure 2.9: Circuit de commande tel que modélisé dans ATP.....	40
Figure 2.10: Circuit utilisé pour la simulation du régulateur PI dans le logiciel ATP.....	41

Figure 2.11: Variation de la consigne de courant de 10%	41
Figure 2.12: Évolution du courant I_d pour une chute de 10% de la consigne I_{ord}	42
Figure 2.13: Variation de l'angle d'amorçage suite à la chute de 10% de I_{ord}	42
Figure 2.14: Évolution du courant I_d pour I_{ord} passant de 0.9pu à 1.0pu.....	43
Figure 2.15: Variation de l'angle d'amorçage suite à la consigne I_{ord} passant de 0.9pu à 1.0pu.....	43
Figure 2.16: Courant de la ligne en fonction du temps après l'apparition d'un court-circuit à $t = 0.2s$	44
Figure 2.17: Angle d'amorçage déterminé par le régulateur en fonction du temps lors de l'apparition d'un court-circuit au temps $t = 0.2s$	44
Figure 2.18: Tension de la ligne en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s)..	45
Figure 2.19: Tension aux bornes du thyristor 1 en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s)	45
Figure 2.20: Schéma représentant l'équation (2.2) de la commande AEC implantée dans ATP.	47
Figure 2.21: Courant de ligne à la sortie du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	49
Figure 2.22: Courant de la ligne à la sortie de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	49
Figure 2.23: Tension aux bornes du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	50
Figure 2.24: Tension aux bornes de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	50
Figure 2.25: Tension aux bornes du thyristor 1 de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	51
Figure 2.26: Angle d'amorçage calculé par la commande AEC au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	51

Figure 2.27: Angle d'amorçage calculé par la commande PI au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	52
Figure 2.28: Circuit utilisé pour la simulation à l'aide d'ATOSEC5.....	53
Figure 2.29: Circuit utilisé pour la simulation à l'aide d'ATOSEC5.....	53
Figure 2.30: Régulateur PI utilisé dans ATOSEC5.....	54
Figure 2.31: Évolution du courant Id pour une chute de 10% de la consigne Iord.....	56
Figure 2.32: Variation de l'angle d'amorçage suite à la chute de 10% de Iord	56
Figure 2.33: Évolution du courant Id pour Iord passant de 0.9pu à 1.0pu.....	57
Figure 2.34: Variation de l'angle d'amorçage suite à la consigne Iord passant de 0.9pu à 1.0pu.....	57
Figure 2.35: Courant de la ligne en fonction du temps après l'apparition du court-circuit à $t = 0.2s$	58
Figure 2.36: Angle d'amorçage déterminé par le régulateur en fonction du temps lors de l'apparition d'un CC au temps $t = 0.2s$	58
Figure 2.37: Tension de la ligne en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s)...	59
Figure 2.38: Tension aux bornes du thyristor 1 en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s).....	59
Figure 2.39: Courant de ligne à la sortie du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	61
Figure 2.40: Courant de ligne à la sortie de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	62
Figure 2.41: Tension aux bornes du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	62
Figure 2.42: Tension aux bornes de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	63
Figure 2.43: Angle d'amorçage calculé par la commande PI au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).....	63

Figure 2.44: Schéma de préparation des données pour SIMULINK d'un pont de Graetz commandé en courant avec un contrôleur PI.	64
Figure 2.45: Évolution du courant I_d pour une chute de 10% de la consigne I_{ord}	66
Figure 2.46: Variation de l'angle d'amorçage suite à la chute de 10% de I_{ord}	66
Figure 2.47: Évolution du courant I_d pour I_{ord} passant de 0.9 à 1.0pu.....	67
Figure 2.48: Variation de l'angle d'amorçage suite à la consigne I_{ord} passant de 0.9 à 1.0pu.	67
Figure 2.49: Courant de ligne en fonction du temps après l'apparition d'un court-circuit (0.2s).....	68
Figure 2.50: Angle d'amorçage déterminé par le régulateur en fonction du temps lors de l'apparition d'un court-circuit (0.2s).....	68
Figure 2.51: Tension de la ligne en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s)...	69
Figure 2.52: Tension aux bornes du thyristor 1 en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s)	69
Figure 3.1: Régions d'opération pour les convertisseurs à commutation de ligne et à auto commutation.....	78
Figure 3.2: Circuit équivalent pour un convertisseur source de courant [13].....	80
Figure 3.3: Convertisseur source de courant à auto-commutation [13].....	81
Figure 3.4: Circuit équivalent pour un convertisseur source de tension [13].....	82
Figure 3.5: Convertisseur source de tension à auto-commutation [13].....	83
Figure 3.6: Onduleur autonome triphasé idéal.....	90
Figure 3.7: Séquence de commutation et forme d'onde de la tension v_{an} pour la commande à 180°	91
Figure 3.8: Formes d'ondes des tensions v_{ao} , v_{an} , v_{bn} et v_{ab} avec l'utilisation de la MLI.	94
Figure 3.9: Amplitude en p.u. de la fondamentale et des quatre premières harmoniques en fonction de L	96

Figure 3.10: Proportion des harmoniques 5, 7, 11 et 13 par rapport à l'amplitude de la fondamentale.	97
Figure 3.11: Tension de sortie de l'onduleur en fonction du point O; A) commande à 180°, B) commande d'élimination sélective d'harmoniques.	98
Figure 3.12: Angles θ_1 , θ_2 et θ_3 éliminant les harmoniques 5 et 7 en fonction de l'amplitude de la fondamentale.	100
Figure 3.13: Proportion des harmoniques 11, 13, 17 et 19 par rapport à l'amplitude de la fondamentale.	101
Figure 3.14: Modèle AT0SEC5 d'un onduleur autonome alimentant une charge passive.	102
Figure 3.15: Tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 1.0$	104
Figure 3.16: Spectre des harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 1.0$	104
Figure 3.17: Courant de charge pour $m_a = 1.0$	105
Figure 3.18: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 1.0$	105
Figure 3.19: Tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 0.6$	106
Figure 3.20: Spectre des harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 1.0$	106
Figure 3.21: Courant de charge pour $m_a = 0.6$	107
Figure 3.22: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 1.0$	107
Figure 3.23: Tension maximale de sortie de l'onduleur.	109
Figure 3.24: Spectre des harmoniques de la tension maximale de sortie de l'onduleur. ..	109
Figure 3.25: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.	110
Figure 3.26: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.	110
Figure 3.27: Tension de sortie de l'onduleur à 60% de sa valeur maximale.	111

Figure 3.28: Spectre des harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur à 60% de sa valeur maximale.	111
Figure 3.29: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.	112
Figure 3.30: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.	112
Figure 3.31: Modèle du convertisseur utilisant la commande à MLI avec les filtres de 5 ^{ème} et 7 ^{ème} harmoniques et les filtres passe-haut pour le simulateur ATOSEC5.....	117
Figure 3.32: Courant de charge pour $m_a = 1.0$ après filtrage.....	118
Figure 3.33: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 1.0$ après filtrage.	118
Figure 3.34: Courant de charge pour $m_a = 0.6$ après filtrage.....	119
Figure 3.35: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 0.6$ après filtrage.	119
Figure 3.36: Modèle du convertisseur utilisant la commande à élimination sélective d'harmoniques de rangs 5 et 7 et les filtres passe-haut pour le simulateur ATOSEC5.....	120
Figure 3.37: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.	120
Figure 3.38: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.	121
Figure 3.39: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.	121
Figure 3.40: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.	122
Figure 3.41: Circuit utilisé pour la simulation de la liaison monopolaire à commutation forcée à l'aide de ATP.....	125
Figure 3.42: Principe de commutation forcée à l'aide d'une capacité série.....	126
Figure 3.43: Tensions continues aux bornes du redresseur et aux bornes de l'onduleur...	127

Figure 3.44: Courant de la ligne CC. 127

Figure 3.45: Tension ligne à ligne au primaire du transformateur de l'onduleur. 128

Figure 3.46: Tension de la phase A au primaire du transformateur de l'onduleur. 128

Figure 3.47: Tension de la phase A au secondaire du transformateur de l'onduleur et tension de la phase A de la charge. 129

Figure 3.48: Courant de charge de la phase A. 129

Figure 3.49: Commande de la tension de charge par régulateur PI..... 131

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS

e_n	valeur instantanée de la tension de la phase n de la source CA (ligne-neutre)
h	harmonique
h_{owl}	$\leq \sqrt{2}h_{\min}$
h_{\min}	valeur minimale de h que l'on désire supprimer
i_h	courant de maintien
i_n	valeur instantanée du courant de la phase n
i_{nl}	valeur instantanée du courant de la phase n
i_{th}	valeur instantanée du courant dans le thyristor
ki	gain du bloc intégrateur
k_p	gain du bloc proportionnel
m_a	indice de modulation
m_f	indice de fréquence
n	rang de l'harmonique
p	nombre de pulsations
t_q	temps de recouvrement
v_d	valeur instantanée de la tension continue
ATP	Alternative Transient Program
ATOSEC5	Analyse TOpologique des Systèmes Électrotechniques en Commutation
CC	courant continu
CA	courant alternatif
Ct	capacité du circuit d'aide à la commutation
CCHT	Courant Continu à Haute Tension
D	diode
E	valeur efficace de la tension nominale de l'interrupteur
E_{LL}	valeur efficace de la tension CA (ligne-à-ligne)

<i>EMTP</i>	Electro Magnetic Transient Program
E_n	valeur efficace de la tension de la phase n de la source CA
<i>GTO</i>	Gate Turn Off thyristor
I_d	valeur moyenne du courant continu
I_{hold}	valeur du courant de maintien de l'interrupteur
I_i	valeur nominale du courant de l'interrupteur
I_{marge}	courant de marge
I_{n1}	valeur efficace de la fondamentale du courant dans la phase n
I_o	valeur moyenne du courant continu à l'onduleur
I_r	valeur moyenne du courant continu au redresseur
<i>L</i>	largeur d'impulsion (MLI)
L_c, L_{fuite}	inductance de fuite des transformateurs
L_d	inductance de lissage du courant continu
L_i	inductance de l'interrupteur à l'état passant
L_t	inductance binaire de l'interrupteur $L_t = L_i$ à l'état passant
$L(\theta)$	équation proportionnelle à la fondamentale (élimination sélective des harmoniques)
<i>MLI</i>	modulation à largeur d'impulsion
<i>P</i>	puissance active
P_{AC}	puissance active d'un système CA
<i>Q</i>	puissance réactive
<i>Q</i>	facteur de qualité
<i>R</i>	résistance
R_c	impédance de fuite des transformateurs
R_{ci}	impédance de fuite des transformateurs de l'onduleur
R_{cr}	impédance de fuite des transformateurs du redresseur
R_d	impédance de la ligne CC
R_i	résistance interne de l'interrupteur dans SIMUSEC

R_t	résistance du circuit d'aide à la commutation
S	interrupteur idéal
SIMUSEC SIMUlation des Systèmes Électrotechniques en Commutation	
T	interrupteur
TACS	Transient Analysis of Control Systems
TDH	Taux de distortion harmonique
T_{on}	temps de montée de l'interrupteur
V_{AK}	tension aux bornes de l'interrupteur
V_d	tension moyenne de la ligne CC
V_{do}	tension moyenne maximale de la ligne CC
V_{doo}	tension moyenne maximale de la ligne CC à l'onduleur
V_{dor}	tension moyenne maximale de la ligne CC au redresseur
V_{GK}	tension de commande des interrupteurs
V_{GKmin}	tension de commande minimale des interrupteurs
V_{ig}	tension minimale pour l'amorçage des interrupteurs (ATP)
V_{mod}	tension maximale de la modulante
V_{port}	tension maximale de la porteuse
X_c	R_c
X_o	impédance caractéristique du circuit résonant
$[A]$	matrice d'état A
$[B]$	matrice d'état B
$[u]$	vecteur des sources
$[X]$	vecteur des variables d'état
α	angle de retard à l'amorçage
β	angle d'avance à l'amorçage
δ	déviations par unité de la fréquence par rapport à la fréquence de résonance
γ	angle d'extinction, angle de marge
γ_n	angle d'extinction de référence

μ	angle d'empiétement
ϕ_1	angle entre la composante fondamentale de la tension et du courant
θ	angle de coupure (élimination sélective des harmoniques)
ω_n	fréquence de résonance

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis le début des années 70, le transport d'énergie en courant continu haute tension (CCHT) a connu un essor remarquable. Cette croissance est largement attribuable au développement des thyristors de puissance. Le transport d'énergie en CCHT offre plusieurs avantages par rapport au transport en courant alternatif (CA) pour des applications telles le transport de puissance sur une longue distance et l'interconnexion entre deux systèmes asynchrones. Les convertisseurs conventionnels ont plusieurs points faibles. Ces convertisseurs reposent sur la commutation de ligne ce qui limite leur fonctionnement dans les premier et deuxième quadrants. Le courant CA est donc toujours en retard sur la tension CA pour chaque point d'opération des convertisseurs; ces derniers absorbent toujours de la puissance réactive. On doit alors utiliser des circuits compensateurs qui augmentent le coût des stations de conversion. La demande pour brancher des systèmes en CCHT à des systèmes CA à impédance interne élevée ($SCR < 2$) est à la hausse. Pour de tel type de système, les convertisseurs conventionnels à thyristors ne sont pas adéquats. Une des solutions envisageables est l'utilisation de l'auto-commutation. Les avantages de l'utilisation des convertisseurs auto-commutés sont connus depuis longtemps mais la technologie n'avait pas été capable, jusqu'à présent, de produire des interrupteurs aptes à supporter les puissances mises en jeu dans le transport d'énergie en CCHT. Depuis quelques années, le développement des thyristors à blocage par la gâchette (GTO) a beaucoup évolué. La capacité en puissance de ces interrupteurs est maintenant suffisante pour des applications dans le créneau inférieur des applications en CCHT.

Pour pouvoir analyser de nouveaux systèmes de transport en CCHT, il est essentiel de faire appel aux simulations. Il y a quelques années l'étude par simulation de tels systèmes nécessitait des ordinateurs centraux ou des stations de travaux très puissantes. La puissance des ordinateurs personnels d'aujourd'hui a permis la création d'outils de

simulation numérique permettant maintenant d'étudier des systèmes sur une plate-forme beaucoup plus accessible. Une des contributions de ce travail fut d'évaluer les capacités des logiciels ATP, ATOSEC5 et SIMUSEC et d'adapter, si possible, ces derniers pour l'étude de système de transport d'énergie en CCHT. La deuxième contribution consiste à l'étude des convertisseurs auto-commutés pouvant être utilisés en CCHT. L'utilisation de ces convertisseurs permet d'éliminer un bon nombre de problèmes des convertisseurs à commutation naturelle.

Le chapitre 1 présente les convertisseurs actuellement utilisés dans le transport d'énergie en CCHT. Les fonctionnements en mode redresseur ou onduleur de ces convertisseurs sont présentés ainsi que les commandes classiques.

Le chapitre 2 présente les outils de simulation ATP, ATOSEC5 et SIMUSEC. Ces derniers sont évalués afin de déterminer leurs capacités dans l'analyse de système de transport en CCHT. Des modifications sont apportées au logiciel ATOSEC5 afin de permettre la simulation de système CCHT. Le logiciel ATOSEC5 n'est pas conçu pour l'étude de systèmes multi-convertisseurs, il est impossible d'utiliser une commande différente pour chaque convertisseur du système. Des modifications aux programmes sources ont permis d'implanter un nouvel interrupteur à commande indépendante et différentes utilités permettant l'étude de défauts. Un système classique de transport en CCHT avec un régulateur de courant au redresseur et une commande d'angle d'extinction constant à l'onduleur est modélisé. Afin de vérifier le comportement des commandes lors de fonctionnements anormaux de la liaison, différentes perturbations ont été modélisées.

Le chapitre 3 présente les convertisseurs auto-commutés en transport d'énergie en CCHT. Les avantages de l'utilisation de ces convertisseurs par rapport aux convertisseurs à commutation de ligne sont mis en évidence. De plus, l'auto-commutation permet l'utilisation des techniques de commande servant à éliminer certaines harmoniques de rangs

faibles et le contrôle sur l'amplitude de la tension de sortie. L'implantation de ces types de commande dans les convertisseurs en CCHT est étudié, plus particulièrement l'implantation d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) permettant le contrôle sur la tension de sortie. Une liaison monopolaire unidirectionnelle alimentant, à l'aide d'un convertisseur auto-commuté de type source de tension, une charge résistive-inductive, est modélisée afin de montrer l'avantage de l'utilisation de la commutation forcée en transport d'énergie en CCHT.

CHAPITRE I

LE TRANSPORT D'ÉNERGIE CLASSIQUE EN CCHT

1.1 Introduction

Le transport d'énergie classique en courant continu à haute tension (CCHT) repose sur la technologie du thyristor. Cet interrupteur peut être amorcé à l'aide d'un signal appliqué à sa gâchette. La seule façon de bloquer ce type d'interrupteur est d'annuler le courant circulant dans ce dernier. Cette commutation dite "de ligne" ou "naturelle" repose sur l'inversion de la tension appliquée aux bornes de l'interrupteur. Afin de transformer le courant alternatif en courant continu ou vice-versa, le pont de Graetz est utilisé.

Ce chapitre a pour objectif l'étude des convertisseurs actuellement utilisés dans le transport d'énergie en CCHT. Cette étude mettra en évidence les avantages ainsi que les inconvénients de l'utilisation d'interrupteurs à commutation naturelle tels les thyristors.

Nous verrons en détail le fonctionnement en redresseur ainsi qu'en onduleur du convertisseur en pont de Graetz. Les commandes utilisées pour chaque poste de transport d'énergie dans une liaison CCHT classique seront présentées.

1.2 Le pont de Graetz

La transformation du CA au CC et vice-versa est possible en transmission CCHT grâce à l'utilisation du pont de Graetz triphasé. La configuration de ce circuit est présentée à la figure 1.1.

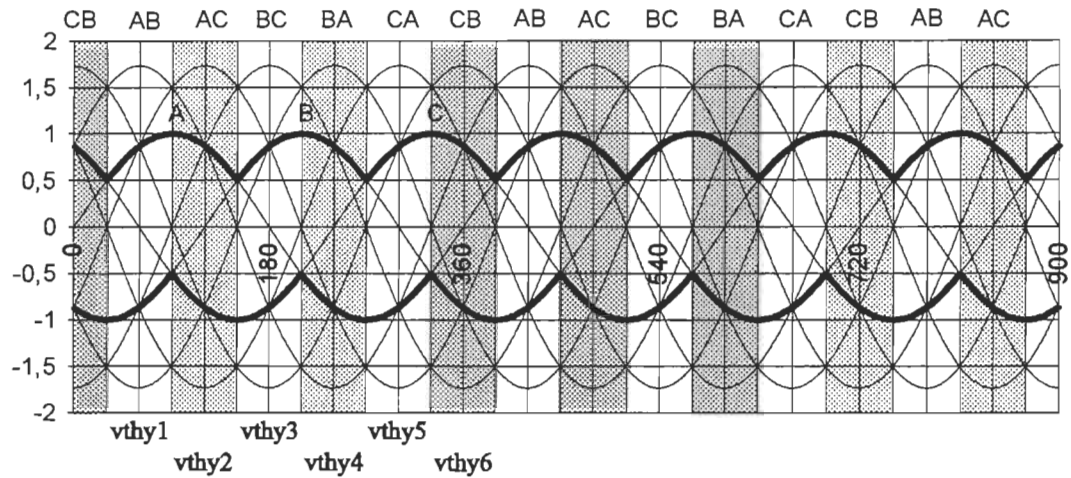


Figure 1.2: Tensions maximales appliquées aux bornes des interrupteurs.

D'après le graphique de la figure 1.2, on peut constater que la séquence d'amorçage des diodes est montrée à la figure 1.3.

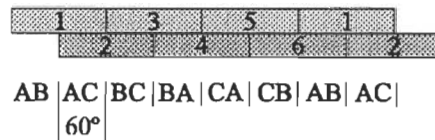


Figure 1.3: Séquence d'amorçage et tension instantanée aux bornes de la charge.

Chaque interrupteur conduit durant une période de 120° . Une commutation se produit à chaque 60° d'intervalle. Les tensions de référence (ou tension de commutation) pour chaque interrupteur sont les suivantes:

v_{ac}	THY1
v_{bc}	THY2
v_{ba}	THY3
v_{ca}	THY4
v_{cb}	THY5
v_{ab}	THY6

Il est possible de faire varier la tension moyenne appliquée à la charge en retardant l'amorçage des thyristors. L'angle α , appelé angle de retard à l'amorçage, est calculé à partir de la tension de référence de chaque thyristor. La figure 1.4 montre la tension de charge lorsque les thyristors sont amorcés avec des angles α de 15° , 90° et 165° respectivement.

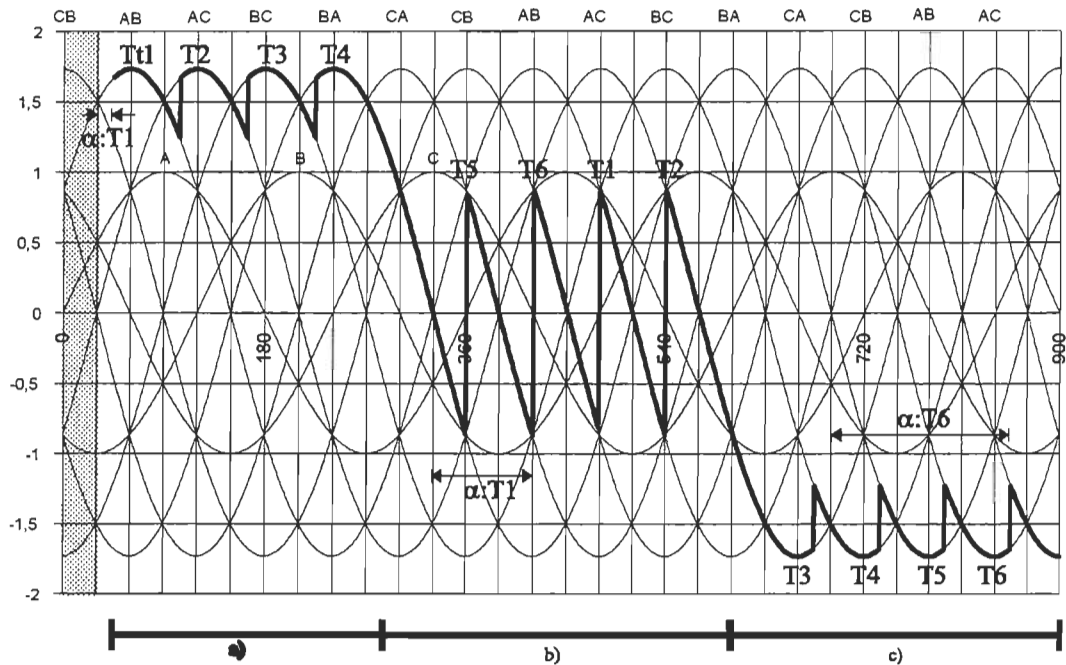


Figure 1.4: Tension aux bornes du convertisseur pour a) $\alpha = 15^\circ$, b) $\alpha = 90^\circ$ et c) $\alpha = 165^\circ$.

Pour une période du réseau CA, la tension continue est séparée en six intervalles égaux. C'est pour cette raison que ce convertisseur est dit "d'ordre six" ou "à six pulsations", l'ordre du circuit étant défini par:

$$\text{ordre} = \frac{\text{nombre d'intervalles de la tension CC}}{\text{nombre de périodes du réseau CA}} \quad (1.1)$$

Pour calculer la valeur moyenne de la tension continue V_d , on peut tenir compte que d'un intervalle. Prenons le cas où le thyristor 1 est amorcé après un délai correspondant à l'angle α .

La tension continue instantanée est donnée par

$$v_d = e_a - e_b$$

$$v_d = e_{ab} \quad \text{où } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + 60^\circ$$

Posant que $e_{ac} = \sqrt{2}E_{LL}\sin\omega t$ (tension de référence pour THY1) ; E_{LL} est la tension efficace ligne à ligne du côté secondaire du transformateur.

$$\text{On a donc que } e_{ab} = \sqrt{2}E_{LL}\sin(\omega t + 60^\circ)$$

La valeur moyenne de la tension continue est donnée par:

$$V_d = \frac{1}{T} \int_0^T v_d dt ; \quad T = \pi/3$$

$$(1.2)$$

$$V_d = \frac{3}{\pi} \int_\alpha^{\alpha+60^\circ} \sqrt{2}E_{LL} \sin(\omega t + 60^\circ) d\omega t \quad (1.3)$$

$$V_d = V_{do} \cos(\alpha) \quad (1.4)$$

où

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{LL} = 1.35E_{LL} \quad (1.5)$$

Par l'analyse de Fourier, on peut démontrer que les composantes harmoniques dans la tension continue instantanée sont d'ordre [1,3]

$$h = np \quad (1.6)$$

où n est un entier et p est le nombre de pulsations.

Dans le cas d'un convertisseur à 6 pulsations, les contenus harmoniques dans la tension CC sont donc d'ordre 6, 12, 18, ...

D'après les hypothèses mentionnées au début de cette section, le courant de charge est parfaitement lissé. Cette hypothèse est relativement proche de la réalité à cause de l'utilisation d'une inductance de lissage à la sortie du convertisseur. Les courants circulant du côté alternatif du convertisseur contiennent des harmoniques de rang $(np \pm 1)$. La forme idéalisée en quasi rectangulaire du courant circulant dans la phase A du convertisseur est présentée à la figure 1.5.

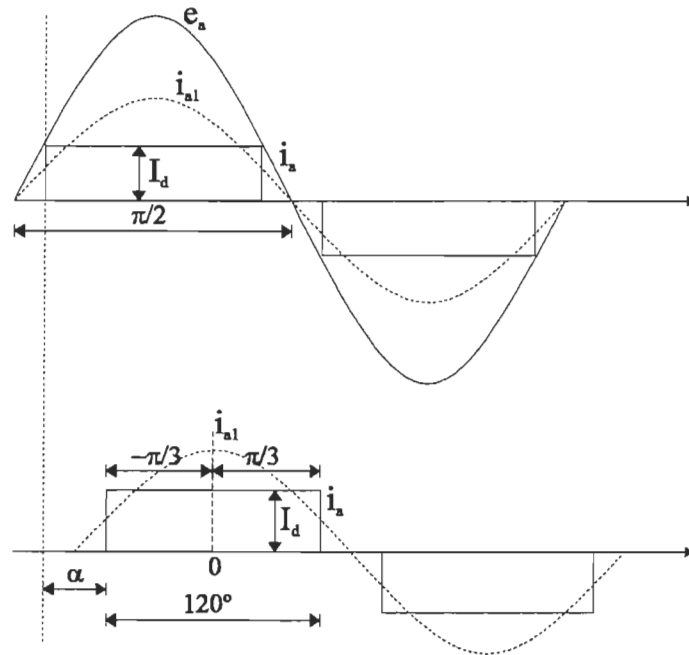


Figure 1.5: Forme du courant circulant dans la phase A du convertisseur.

L'analyse de Fourrier nous montre la présence des tensions harmoniques d'ordre suivants[1,3]:

$$h = np \pm 1 \quad (1.7)$$

Dans le cas d'un pont à six pulsations, les tensions harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13 seront éliminées à l'aide de filtre passe-bande. Un filtre passe-haut permettra d'éliminer les tensions harmoniques d'ordres supérieurs.

Peu importe son mode de fonctionnement, le pont de Graetz absorbe toujours de la puissance réactive. Cette puissance sera fournie en partie par les filtres CA et le reste par le réseau CA et les équipements de compensation de puissance réactive. Si on néglige les pertes dans le convertisseur, on a que

$$P_{ac} = P_{dc} \quad (1.8)$$

$$3E_A I_{A1} \cos \phi_1 = V_{do} I_d \cos \alpha \quad (1.9)$$

où

E_A est la tension efficace ligne-neutre de la phase A du secondaire du transformateur,

I_{A1} est la valeur efficace de la fondamentale du courant de phase A du transformateur,

ϕ_1 est l'angle de déphasage entre E_A et I_{A1} ,

V_{do} est définie par l'équation (1.5),

I_d est la valeur du courant continu,

α est la valeur de l'angle de retard à l'amorçage.

La valeur de la fondamentale est donnée par

$$i_{A1} = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} I_d \cos\theta \, d\theta$$

$$i_{A1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (1.10)$$

On trouve alors la valeur efficace

$$I_{A1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (1.11)$$

En substituant l'équation (1.11) dans l'équation (1.9), on trouve:

$$3E_A \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos\phi = V_{do} I_d \cos\alpha \quad (1.12)$$

D'après l'équation (1.5), on peut écrire

$$V_{do} I_d \cos\phi \cong V_{do} I_d \cos\alpha \quad (1.13)$$

où

$$\cos\phi \cong \cos\alpha \quad (1.14)$$

Donc

$$Q \cong P \tan\alpha \quad (1.15)$$

Malgré l'inexactitude de l'équation (1.15) due au fait que nous n'avons pas tenu compte de l'angle d'empiétement, ce résultat nous permet de constater que la puissance réactive est fonction de l'angle α et que cette puissance sera toujours positive. Ceci implique que le convertisseur absorbe toujours de la puissance réactive.

1.2.2 Cas réel (angle d'empiétement non nul)

L'inductance de fuite des transformateurs n'étant pas négligeable, le courant dans un interrupteur ne peut pas changer brusquement. Il est donc impossible que la commutation entre deux thyristors soit instantanée. Ceci implique que, lors de la commutation, plus de deux thyristors seront en conduction. Lors de la commutation entre le thyristor 1 et le thyristor 3 (voir figure 1.1), le courant i_1 du premier interrupteur décroît graduellement et le courant i_3 augmente au fur et à mesure que le courant i_1 diminue. L'angle correspondant à la période où trois interrupteurs conduisent en même temps est appelé l'angle d'empiétement μ .

En fonctionnement normal, l'angle d'empiétement est inférieur à 60° . Dans ce cas, on a toujours deux ou trois thyristors qui conduisent en même temps, respectivement dans les intervalles entre les commutations et pendant les commutations.

Lorsque les thyristors 1 et 2 sont en conduction, la tension aux bornes du thyristor 3 juste avant son amorçage est donnée par:

$$e_{ab} = \sqrt{2}E_{LL} \sin \omega t \quad (1.16)$$

Cette tension est aussi égale à

$$e_{ab} = L_c \left(\frac{di_3}{dt} - \frac{di_1}{dt} \right) \quad (1.17)$$

Sachant que

$$i_1 + i_3 = I_d \quad (1.18)$$

et en remplaçant i_1 dans l'équation (1.17), on obtient

$$e_{ab} = L_c \left(\frac{di_3}{dt} - \left(\frac{dI_d}{dt} - \frac{di_3}{dt} \right) \right) \quad (1.19)$$

$$e_{ab} = 2L_c \frac{di_3}{dt} \quad (1.20)$$

On peut écrire

$$\sqrt{2}E_{LL} \sin \omega t = 2L_c \frac{di_3}{dt} \quad (1.21)$$

En solutionnant pour obtenir l'équation du courant et sachant que $i_3(\omega t = \alpha) = 0$, on obtient

$$i_3 = \frac{\sqrt{2}}{2L_c} E_{LL} \int_{\alpha}^{\omega t} \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (1.22)$$

$$i_3 = \frac{\sqrt{2}}{2\omega L_c} E_{LL} (\cos \alpha - \cos \omega t), \text{ pour } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu \quad (1.23)$$

À l'instant $\omega t \leq \alpha + \mu$, le courant dans le thyristor 3 est égal au courant de la charge, I_d . Ceci permet d'écrire:

$$\boxed{I_d = \frac{\sqrt{2}}{2\omega L_c} E_{LL} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu))} \quad (1.24)$$

Lorsque les trois thyristors (THY1, THY2 et THY3) sont en conduction (voir figure 1.6), la tension ligne à ligne des phases court-circuitées est zéro et les deux tensions ligne à neutre des phases A et B sont égales entre elles.

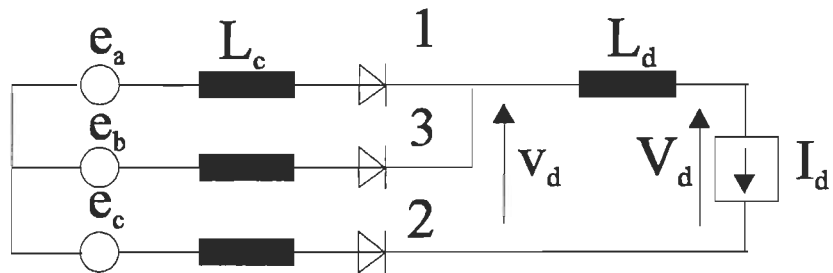


Figure 1.6: Circuit équivalent d'un convertisseur en pont de Graetz avec les valves 1, 2 et 3 en conduction.

La valeur de cette tension est donnée par la moyenne des tensions des phases A et B en circuit ouvert. La tension instantanée aux bornes de la charge est donc égale à:

$$v_d = \frac{e_a + e_b}{2} - e_c \quad \text{pour } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu. \quad (1.25)$$

où

$$\frac{e_a + e_b}{2} = \frac{-e_c}{2} \quad (1.25a)$$

On peut alors écrire

$$v_d = -\frac{3e_c}{2} \quad \text{pour } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu \quad (1.26)$$

On peut donc déterminer la valeur de la tension moyenne aux bornes de la charge par la même approche que dans le cas où $\mu = 0^\circ$.

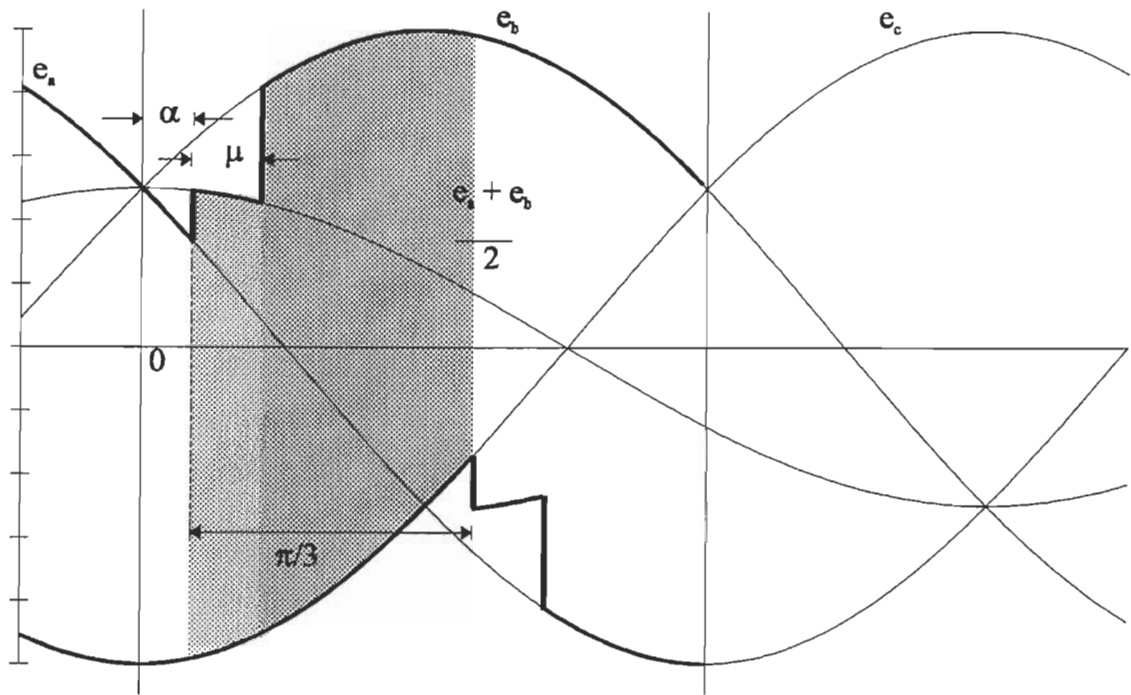


Figure 1.7: Forme d'onde permettant de calculer la valeur moyenne de la tension.

À partir de la figure 1.7, on peut déterminer la valeur moyenne de la tension.

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T v_a dt$$

$$V_a = \frac{3}{p} \left[\int_a^{a+m} -\frac{3}{2} e_c d\omega t + \int_{a+m}^{a+60^\circ} e_{bc} d\omega t \right] \quad (1.27)$$

Des équations (1.25) et (1.26) on peut écrire

$$\begin{aligned} -\frac{3}{2} e_c &= -e_c + \frac{e_b + e_a}{2} \\ -\frac{3}{2} e_c &= -e_c + e_b - \frac{e_b}{2} + \frac{e_a}{2} \\ -\frac{3}{2} e_c &= e_{bc} - \left[\frac{e_b - e_a}{2} \right] \end{aligned} \quad (1.28)$$

on obtient

$$V_a = \frac{3}{p} \left[\int_a^{a+60^\circ} e_{bc} d\omega t - \int_a^{a+m} \frac{e_{ba}}{2} d\omega t \right] \quad (1.29)$$

En posant:

$$e_{ba} = \sqrt{2}E_{LL} \sin \omega t \text{ et} \quad (1.30)$$

$$e_{bc} = \sqrt{2}E_{LL} \sin(\omega t + 60^\circ), \quad (1.31)$$

on trouve

$$V_d = \frac{V_{do}}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)]; \quad V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{LL} \quad (1.32)$$

En substituant l'équation (1.24) dans (1.32), on obtient l'équation de la tension en fonction du courant de charge

$$V_d = V_{do} \cos \alpha - R_c I_d \quad (1.33)$$

où

$$R_c = \frac{3}{\pi} \omega L_c, \text{ impédance de l'inductance de fuite du transformateur}$$

La figure 1.8 montre le circuit équivalent du convertisseur.

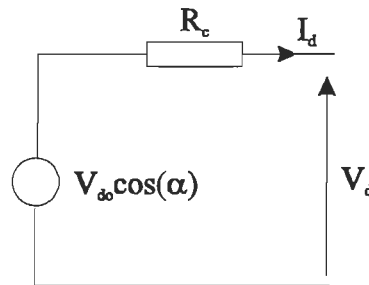


Figure 1.8: Circuit équivalent du convertisseur en pont de Graetz.

Lorsque le convertisseur fonctionne en mode onduleur, le courant et la tension obtenus par les équations (1.24) et (1.32) ont des valeurs négatives. Lorsque l'on utilise ces équations spécifiquement pour l'onduleur, on les considère généralement comme positives. Les équations (1.24) et (1.32) sont alors transformées en équations d'onduleurs en changeant le signe de V_d et en substituant les égalités suivantes:

$$\begin{aligned} \cos \alpha &= -\cos \beta \\ \cos(\alpha + \mu) &= -\cos \gamma \end{aligned}$$

où β est l'angle d'avance à l'amorçage et γ est l'angle d'extinction. Ces égalités sont déterminées à partir des définitions suivantes [2]:

$$\begin{aligned}\beta &= \pi - \alpha ; \text{ angle d'avance à l'amorçage} \\ \gamma &= \pi - \alpha - \mu ; \text{ angle d'extinction}\end{aligned}$$

On trouve

$$I_d = \frac{\sqrt{2}}{2\omega L_c} E_{LL} (\cos \gamma - \cos \beta) \quad (1.34)$$

$$V_d = \frac{V_{do}}{2} [\cos \beta + \cos \gamma] ; V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_{LL} \quad (1.35)$$

En isolant $\cos \beta$ de l'équation (1.34) et en substituant cette expression dans (1.35), on trouve

$$\begin{aligned}V_d &= \frac{V_{do}}{2} \left[2 \cos \gamma - \frac{I_d 2\omega L_c}{E_{LL} \sqrt{2}} \right] \\ V_d &= \left[V_{do} \cos \gamma - \frac{3\omega L_c I_d}{\pi} \right] \\ V_d &= V_{do} \cos \gamma - R_c I_d\end{aligned} \quad (1.36)$$

Nous verrons plus tard qu'il est préférable de contrôler la tension de l'onduleur en fonction de l'angle d'extinction pour des raisons de sécurité de fonctionnement [1-4]. Le circuit équivalent de l'onduleur est montré à la figure 1.9.

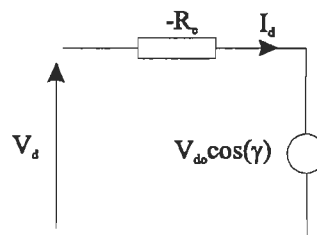


Figure 1.9: Circuit équivalent du convertisseur en pont de Graetz pour un fonctionnement en onduleur.

Maintenant, déterminons les équations des puissances active et réactive dans les convertisseurs. En négligeant les pertes dans le convertisseur, on peut utiliser l'équation (1.8). On a

$$3E_A I_{A1} \cos \phi = V_d I_d \quad (1.37)$$

Substituant V_d par l'équation (1.24), on trouve:

$$\begin{aligned} 3E_A I_{A1} \cos \phi &= \frac{V_{do}}{2} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] I_d \\ 3 \frac{E_{LL}}{\sqrt{3}} I_{A1} \cos \phi &= \frac{3\sqrt{2} E_{LL}}{\pi} \frac{[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]}{2} I_d \\ I_{A1} \cos \phi &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]}{2} I_d \end{aligned} \quad (1.38)$$

L'angle d'empiétement ayant un effet moins important sur le courant que sur la tension, on peut utiliser la valeur efficace de courant de la fondamentale donnée à l'équation (1.11). L'emploi de cette valeur approximative cause une erreur maximale de 4.3% pour un angle d'empiétement $\mu = 60^\circ$ [3]. Et substituant (1.11) dans (1.38) on a

$$\cos \phi = \frac{[\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]}{2} \quad (1.39)$$

Et

$$Q = P \tan \phi \quad (1.40)$$

1.3 Les commandes classiques des convertisseurs en transport d'énergie en CCHT

La figure 1.10 présente le circuit équivalent d'une liaison en CCHT valide pour les courants et les tensions moyennes en régime quasi-permanent [1].

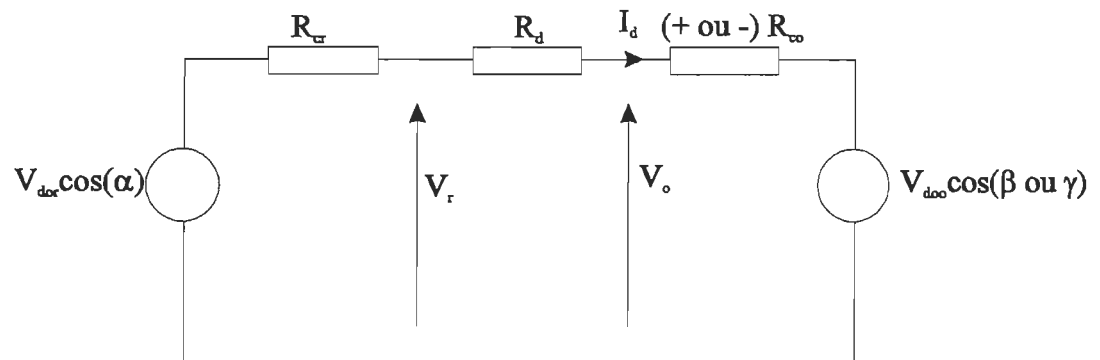


Figure 1.10: Circuit équivalent d'une liaison de transport d'énergie en CCHT en régime quasi-permanent.

Les hypothèses qui permettent l'utilisation de ce circuit sont [1]:

1. Les ponts en série dans chacun des pôles sont identiques et ont le même angle de délai, soit α pour le redresseur et β ou γ pour l'onduleur.
2. Le nombre de ponts en série dans chaque station (redresseur et onduleur) est le même.

Le courant circulant dans la ligne CC est donné par

$$I_d = \frac{V_{dor} \cos \alpha - V_{doo} \cos(\beta \text{ ou } \gamma)}{R_{cr} + R_d \pm R_{co}} \quad (1.39)$$

Si l'angle β est utilisé dans la station onduleur alors R_{co} est positif et si l'angle γ est utilisé alors R_{co} est négatif. On remarque que le courant continu peut être contrôlé à l'aide des quatre paramètres suivants:

1. l'angle α au redresseur

2. l'angle β ou γ à l'onduleur
3. le rapport de la tension nominale du côté redresseur (cette tension est variée à l'aide d'un commutateur de prise)
4. le rapport de la tension nominale du côté onduleur

Les exigences concernant les commandes sont principalement [1-3]:

1. Limiter le courant maximal afin d'éviter des dommages aux valves ou à tout autre composant où circule le courant.
2. Limitation de la fluctuation du courant due à la fluctuation de la tension alternative.
3. Garder le facteur de puissance le plus élevé possible.
4. Prévenir les défaillances de commutation à l'onduleur.
5. Autres (régler la fréquence, la puissance, etc.).

Dans un système de transport d'énergie en CCHT, il est favorable de contrôler le courant au redresseur et de contrôler l'angle d'extinction à une valeur constante à l'onduleur (ceci équivaut pratiquement à contrôler la tension de la ligne CC) [3]. Les principales raisons sont les suivantes [1]:

1. La puissance transmise dans la ligne est augmentée en diminuant l'angle α . Le facteur de puissance, donné par l'équation (1.39), augmente pour une plus grande charge ce qui limite la consommation de puissance réactive du redresseur.
2. L'onduleur peut pratiquement fonctionner avec un γ minimum, ce qui permet de diminuer la consommation de puissance réactive de l'onduleur.
3. Le fonctionnement en angle d'extinction constant (AEC) à l'onduleur et le contrôle du courant au redresseur permettent une meilleure régulation de la tension continue que le fonctionnement avec un α minimum au redresseur et un contrôle de courant à l'onduleur (valide si $R_{cr} = R_{ci}$).
4. Le courant durant un défaut dans la ligne CC est automatiquement limité par le redresseur et sa commande.

1.3.1 Caractéristique de commande

La figure 1.11 présente la caractéristique V_d - I_d idéale de la commande du redresseur et de l'onduleur.

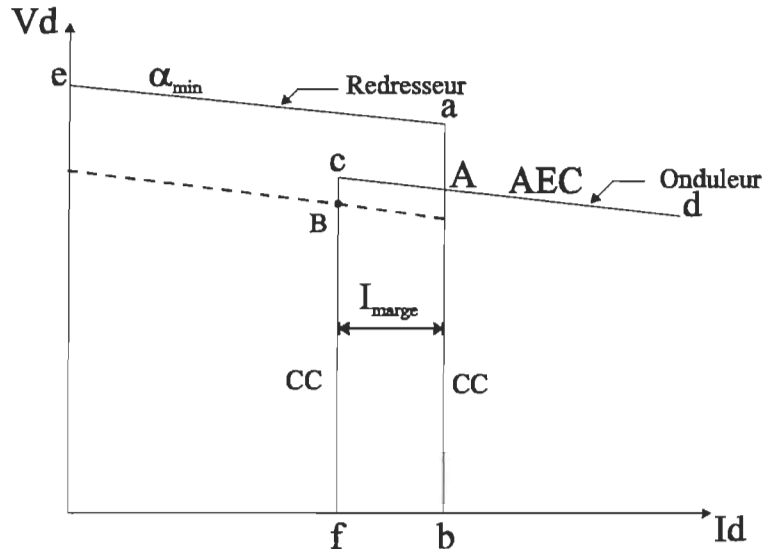


Figure 1.11:Caractéristique V_d - I_d de commande ¹.

Le segment de droite **ab** représente la commande en courant constant de l'onduleur et le segment de droite **cd** représente le fonctionnement en AEC de l'onduleur.

La caractéristique du redresseur en courant peut être déplacée horizontalement. Pour y arriver, il s'agit d'augmenter ou de diminuer l'angle α pour diminuer ou augmenter le courant I_d .

La caractéristique de l'onduleur peut être augmentée ou diminuée en faisant varier les prises des transformateurs de la station onduleur. Ceci permet de faire varier la valeur de la tension alternative. Dès que les branchements ont été effectués, le régulateur AEC rétablit l'angle γ à la valeur désirée.

¹La référence est la tension V_{dr} du redresseur

Comme γ est maintenu constant par le régulateur de l'onduleur et le courant I_d est maintenu constant par le redresseur, la tension V_d générée aux bornes de l'onduleur varie en fonction de la tension alternative. De l'équation (1.39) on a:

$$V_d = V_{doo} \cos \gamma + (R_d - R_{co}) I_d \quad (1.40)$$

Lorsque la tension alternative du côté redresseur chute, le régulateur diminue l'angle α afin de maintenir le courant constant. Si cette tension chute de façon importante, l'angle d'amorçage minimum est atteint et comme le redresseur ne peut plus réguler le courant alors l'onduleur prend la relève. La valeur minimale typique de α est de 5° afin de s'assurer que tous les thyristors qui composent la valve aient une tension suffisante pour être amorcés. La valeur de courant I_d est maintenue par l'onduleur à une valeur inférieure à celle obtenue lorsque le redresseur contrôle le courant. Cette différence de courant, notée par I_{marge} (approximativement 10% de I_d), doit être maintenant aussi grande que possible afin d'éviter que la commande en courant du redresseur et celle de l'onduleur ne fonctionne en même temps suite à une erreur de mesure ou d'ondulation de courant. Le point de fonctionnement est donc déplacé du point A au point B.

Afin de permettre un transfert de puissance bidirectionnel, les deux types de commande sont implantées dans les deux postes de convertisseurs.

1.4 Conclusion

Ce chapitre expliquait brièvement l'analyse théorique des convertisseurs ainsi que des commandes utilisées dans un système classique de transport d'énergie en CCHT. Nous avons déterminé les équations importantes permettant l'étude théorique des convertisseurs. Le prochain chapitre introduira les méthodes de simulation utilisées pour permettre l'analyse numérique de liaison de transport d'énergie en CCHT.

CHAPITRE 2

SIMULATION NUMÉRIQUE POUR L'ANALYSE DE SYSTÈME DE TRANSPORT D'ÉNERGIE EN CCHT

2.1 Simulation numérique

Il va de soi que l'étude des liaisons en CCHT ne peut se faire autrement que par l'utilisation d'outils de simulation. Il serait impensable, pour des raisons économiques évidentes, d'étudier de nouveaux systèmes de commande ou de nouveaux types de convertisseurs en CCHT à l'aide de circuits réels. La simulation en électronique de puissance peut être considérée comme une spécialité à part entière. C'est d'ailleurs grâce à elle que l'électronique de puissance a connu un essor aussi rapide. La simulation permet de créer de nouveaux types de circuits ainsi que de tester l'efficacité de nouvelles commandes de façon très économique et aussi très rapide. Il existe plusieurs types de simulateurs, la liste suivante présente les principaux [1]:

- ◆ simulateur physique, constituant un modèle réduit du système réel;
- ◆ simulateur analogique;
- ◆ simulateur hybride;
- ◆ simulateur de parité;
- ◆ simulateur numérique.

Dans le cadre de cette étude, les simulateurs numériques, plus particulièrement les simulateurs fonctionnant sur des ordinateurs personnels, ont été employés. En effet, il y a quelques années, la simulation numérique de systèmes complexes en électronique de puissance n'était possible que sur des ordinateurs centraux ou des stations de travail très puissantes. Les ordinateurs personnels d'aujourd'hui ont considérablement évolué depuis leur introduction au début des années 1980. La puissance actuelle de ces machines a favorisé la création d'outils de simulation. Il est désormais possible de résoudre des problèmes relativement complexes sur les ordinateurs personnels.

Cette étude présente en détail les simulateurs ATP [5], ATOSEC5 [6,7] et SIMULINK [8,11] afin de pouvoir évaluer leurs capacités en ce qui concerne l'étude de systèmes de transport d'énergie en CCHT. Les avantages ainsi que les inconvénients des outils présentés seront mis en évidence. Dans le cas d'ATOSEC5 et de SIMULINK, certaines modifications devront être faites afin de mieux adapter ces derniers à la simulation de système de transport en CCHT. Ces outils serviront à l'étude d'un convertisseur à commutation forcée fonctionnant comme onduleur dans une liaison unidirectionnelle alimentant une charge R-L présentée au chapitre 3.

Parmi les critères les plus importants permettant d'évaluer les capacités d'un simulateur pour l'étude d'une liaison en CCHT, on note les suivants:

- ◆ Le temps de calcul doit demeurer raisonnable;
- ◆ Le logiciel doit être capable de simuler des systèmes relativement complexes;
- ◆ L'implantation de commandes doit être possible;
- ◆ La possibilité d'analyser des résultats (ex: analyse harmonique, traçage des courbes, calcul de valeur moyenne,...);
- ◆ L'interactivité: il est intéressant de pouvoir changer les paramètres au cours d'une simulation. Ceci permet d'observer l'influence de chaque composante du système ou de la commande;
- ◆ La convivialité: l'outil doit être convivial afin de minimiser le temps de préparation des données.

2.2 ATOSEC5

Le logiciel ATOSEC5 (Analyse Topologique des Systèmes Électrotechniques en Commutation) a été développé à l'UQTR par le Groupe de Recherche en Électronique Industrielle au cours de l'année 1975. Depuis sa conception initiale, ce logiciel est constamment adapté aux divers besoins des utilisateurs. Le logiciel a été conçu pour analyser le fonctionnement des convertisseurs contenant des semi-conducteurs tels les diodes, les thyristors, les GTO, ...

2.2.1 Structure générale

Le logiciel ATOSEC5, version PC, est composé de trois modules ou programmes exécutables qui sont: ATOSECG, ATO5SIM et ATO5PPM. La préparation des données et la mise en équations du circuit à simuler se font de façon naturelle par une description topologique du circuit via l'interface graphique ATOSECG. L'utilisateur peut facilement créer le fichier de données pour un circuit à l'aide du dessin de la topologie du circuit, c'est-à-dire que l'usager assemble les éléments du circuit qui sont représentés par leur symbole graphique usuel. Ces données seront par la suite transformées en un fichier interprétable par le module de simulation ATO5SIM. Ce dernier construit les systèmes d'équations qu'il résout à l'aide de la méthode d'intégration "Euler Backward Algorithm (EBA)". Finalement le module ATO5PPM sera utilisé pour faire le post-traitement des résultats de la simulation. Il est aussi possible d'exporter les résultats dans un fichier ASCII, ce dernier pouvant être analysé par des logiciels tel MATLAB.

ATOSEC5 permet également d'étudier des circuits contenant des boucles de régulation. Toutefois, dans ce cas, le programme ATOSECG ne permet pas de définir le contrôleur de façon graphique comme le reste du circuit. On doit alors éditer le fichier de données pour y ajouter les variables d'état supplémentaires et la loi de commande du contrôleur. Finalement, en dernier recours, il est possible de modifier le code source FORTRAN du programme ATO5SIM pour l'adapter à des cas non prévus par le logiciel. Cette façon de faire demande toutefois une bonne connaissance de la structure du programme et du langage de programmation FORTRAN.

2.2.2 **Modèle des interrupteurs dans ATOSEC5**

Dans ATOSEC5, les semi-conducteurs sont simulés par une inductance binaire, de faible valeur à l'état passant et de valeur infinie à l'état bloqué. De plus, un circuit d'amortissement (R_t - C_t) est branché aux bornes de chaque semi-conducteur (voir la figure 2.1). Chaque interrupteur utilise donc deux variables d'état soit le courant dans l'interrupteur et la tension dans la capacité du circuit d'amortissement. Finalement, le macro-modèle de l'interrupteur comprend la logique de déclenchement caractérisant le semi-conducteur, le temps de recouvrement inverse, la tension de seuil et le courant de maintien.

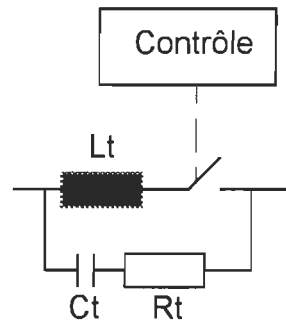


Figure 2.1 : Modèle général de l'interrupteur utilisé dans ATOSEC5

La valeur de l'inductance à l'état passant, L_i , est donnée par la formule empirique suivante [6]:

$$L_i = \frac{Et_{on}}{2.3I_i} \quad (1.1)$$

où

E = tension nominale de l'interrupteur

t_{on} = temps de montée de l'interrupteur

I_i = courant nominal de l'interrupteur

2.2.3 Avantages et limitations

Les principaux avantages de ce programme sont les suivants:

- ◆ La préparation des données est plus simple que SIMUSEC et ATP en autant que le système à simuler puisse être complètement défini avec le programme ATOSECG. Dans ce cas, le programme est très convivial puisqu'il suffit d'assembler différents éléments selon une topologie conforme au circuit que l'on désire réaliser.
- ◆ Les simulations avec ATOSEC5 sont plus rapides que SIMUSEC car le programme est compilé plutôt que d'être interprété. De plus, l'algorithme d'intégration numérique utilisé est plus simple et plus rapide que celui utilisé dans SIMUSEC.

Les points suivants présentent les principales limitations du programme:

- ◆ Pour inclure un circuit de régulation, l'utilisateur doit modifier le fichier de données décrivant le circuit. Cela complique la préparation des données, augmente les risques d'erreurs et rend le programme moins convivial.
- ◆ La conception de nouveaux types d'interrupteurs ou de circuits de régulation multiple n'est possible qu'au prix d'une modification du programme source.
- ◆ Le nombre de variables d'état et d'éléments est limité pour la version PC du logiciel.

2.3 ATP-EMTP

ATP ("Alternative Transient Program") est une version pour ordinateur personnel du logiciel EMTP ("Electro Magnetic Transient Program"). Cette version a été développée par le Dr. W. Scott Mayer [5]. ATP est un logiciel de simulation globale tout comme ATOSEC5. ATP utilise une approche nodale pour construire le système d'équations contrairement à ATOSEC5 et SIMUSEC qui utilisent les équations d'état.

Comme ATOSEC5, ATP peut être divisé en trois modules; le pré-processeur, le processeur et le post-processeur.

Le module pré-processeur permet la création du fichier de données. La préparation de ce fichier se fait à l'aide de n'importe quel éditeur de texte pouvant créer des fichiers ASCII. Contrairement à ATOSEC5 et SIMUSEC, ATP ne possède pas d'interface graphique. L'utilisateur doit préalablement dessiner son circuit sur une feuille en y indiquant un nom pour chaque noeud et chaque élément. La description topologique est alors inscrite manuellement dans le fichier de données en respectant les champs alloués pour chaque composante. Ceci diminue grandement la convivialité du logiciel et augmente ainsi le risque d'erreurs.

Le fichier de données doit comprendre la description topologique, les sources et la commande des interrupteurs du système. La création de la commande se fait à l'aide du module TACS ("Transient Analysis of Control Systems") [28](Une version plus récente de ce module existe sous le nom de MODELS [29]). Le module TACS fonctionne de la même

façon qu'un calculateur analogique permettant en plus l'utilisation de calculs algébriques et logiques.

Lors de la solution du système, les signaux calculés par le module TACS sont transmis au module ATP et vice-versa.

Le processeur ATP3 permet de générer et de résoudre le système d'équations. Pour résoudre le système d'équations, la méthode d'intégration trapézoïdale est utilisée [5].

Le post-traitement des résultats obtenus par ATP peut se faire de plusieurs façons. La façon la plus directe est d'utiliser les logiciels TPLOT ou PC-PLOT développé par Mustafa Kizilcay [12]. Il est aussi possible d'exporter les résultats dans un fichier ASCII à partir de TPLOT et de les traiter par des programmes, tel MATLAB, qui dispose d'outils mathématiques très puissants.

2.3.1 Modèle des interrupteurs dans ATP

Les interrupteurs utilisés dans ATP sont de type "résistance binaire". Il est possible de définir la tension minimale pour l'amorçage (V_{ig}), le courant de maintien (I_{hold}) ainsi que le temps de recouvrement (t_{deio}) [5]. Le signal de commande des interrupteurs est généré par le module TACS. La figure 2.2 présente le modèle d'interrupteur tel qu'utilisé par ATP.

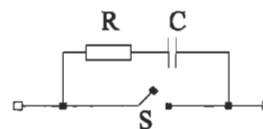


Figure 2.2: Modèle d'interrupteur dans ATP

L'utilisation d'un modèle à résistance binaire permet de simplifier la formulation des équations. Par contre, lorsque branché à une inductance, des problèmes numériques peuvent survenir lorsque l'interrupteur est ouvert [1]. Afin d'éviter ce problème, il est essentiel de modéliser le circuit d'aide à la commutation ("snubber") en parallèle avec l'interrupteur.

Si on utilise l'interrupteur complètement commandable, les paramètres V_{ig} , I_{hold} ainsi que t_{deio} ne sont plus utilisables. L'interrupteur suit les lois suivantes:

- ◆ Si le signal de commande est positif, l'interrupteur est conducteur et demeure ainsi tant que le signal est positif.
- ◆ Si le signal de commande est négatif, l'interrupteur est bloqué et il reste bloqué tant que le signal de commande est négatif.
- ◆ Si le signal de commande est nul, l'interrupteur fonctionne en mode normal, ce mode étant diode ou thyristor.

Pour les circuits dont la charge est inductive, ce type d'interrupteur peut donner des résultats satisfaisants.

2.3.2 Avantages et limitations

Les principaux avantages d'ATP sont les suivants:

- ◆ ATP est un logiciel très puissant, capable de simuler des systèmes complexes. La taille des circuits pouvant être étudiés est limitée par la capacité en mémoire vive et en espace disque de l'ordinateur. Ceci est un net avantage sur ATOSEC5 qui, pour sa version PC, est limité à quarante variables d'état.
- ◆ Le module TACS permet de créer plusieurs types de commande.

Malgré sa puissance et sa rapidité de calcul, ATP a les inconvénients suivants:

- ◆ Le format très strict du fichier de données rend le logiciel peu convivial. La préparation des données sur ATP est de loin la plus fastidieuse des trois outils de simulation utilisés pour cette étude.
- ◆ Une autre limitation de ce logiciel est le manque de modèles réalistes pour la simulation d'interrupteurs complètement commandables (transistor, GTO, ...). Dans le chapitre concernant la commutation forcée, nous serons en mesure d'évaluer l'impact de l'utilisation de ce modèle idéal comparativement au modèle plus réaliste développé sur les deux autres logiciels.

2.4 SIMULINK(SIMUSEC)

SIMUSEC (SIMUlation des Systèmes Électroniques de Commutation) [8] n'est pas un logiciel à lui seul mais plutôt une librairie de composants permettant l'étude de systèmes d'électronique de puissance dans l'environnement SIMULINK [11]. SIMULINK est un logiciel permettant la simulation des systèmes dynamiques. Ce dernier est une extension graphique de l'environnement MATLAB.

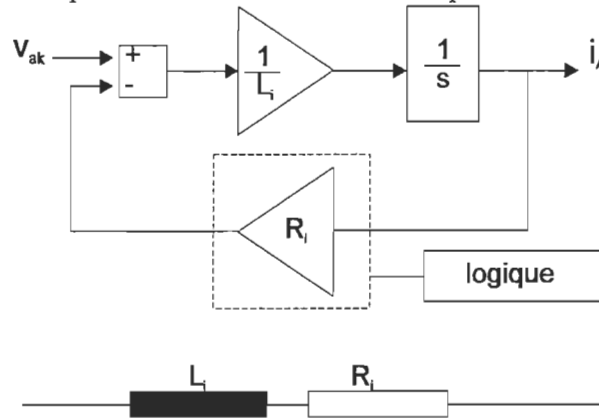
2.4.1 Structure générale

L'approche utilisée par SIMULINK(SIMUSEC) est très différente de celles employées avec d'autres logiciels tels ATOSEC5 et ATP. Lors de la création des données, on ne représente pas le système à étudier de façon topologique. Pour pouvoir représenter le système sous SIMULINK(SIMUSEC), on doit utiliser la technique des BONDGRAPHS [8]. La représentation sous forme de BONDGRAPH d'un circuit électrique correspond à la représentation des lois de Kirchoff en tension et en courant de ce circuit [8]. Cette méthodologie peut paraître comme un désavantage par rapport à l'approche topologique. En effet, la création de systèmes complexes peut sembler très fastidieuse si on utilise la méthode des BONDGRAPHS mais SIMULINK permet la création de blocs que l'on peut sauvegarder dans des librairies pour utilisation ultérieure. Cette facilité permet d'éliminer partiellement les désavantages d'une approche non-topologique. Une fois que les circuits de base ont été développés (interrupteur, charge, pont, etc.) et insérés dans des librairies, leur utilisation devient relativement simple et les systèmes peuvent être généralement construits par inspection.

2.4.2 Modèle des interrupteurs dans SIMUSEC

Dans SIMUSEC, les interrupteurs de puissance sont modélisés à partir d'un circuit intégrateur limité et d'éléments logiques. En vertu des variations des tensions et des courants quasi exponentiels dans les interrupteurs, on peut modéliser ces derniers comme des inductances binaires. La valeur de cette inductance peut être déterminée par l'équation (2.1).

L'intégrateur est limité par une résistance binaire tel qu'illustré à la figure 2.3.



Si $i_A > 0$, $R_i = \text{quelques m}\Omega$

Si $i_A < 0$, $R_i = \text{quelques M}\Omega$

Figure 2.3 : Modèle résistif-inductif des interrupteurs

Lorsque l'interrupteur est conducteur, R_i est très faible et lorsque l'interrupteur est bloqué, la résistance R_i est très élevée. En ajoutant une logique adéquate permettant de déterminer les instants d'amorçage et les instants de blocage, on peut développer n'importe quel type d'interrupteur.

Pour la simulation d'un thyristor, nous savons que le fonctionnement de ce dernier est déterminé par les équations logiques suivantes [8]:

SI ($i_{th} > i_h$) OU ($i_{th} < i_h$ ET $V_{GK} > V_{GK\min}$ ET $V_{AK} > 0$) alors le thyristor est conducteur.

SINON SI ($i_{th} < i_h$ ET $V_{GK} < V_{GK\min}$) OU ($i_{th} < i_h$ ET $V_{GK} > V_{GK\min}$ ET $V_{AK} < 0$) alors le thyristor est bloqué

Cette logique est implantée dans SIMULINK tel qu'illustrée à la figure 2.4.

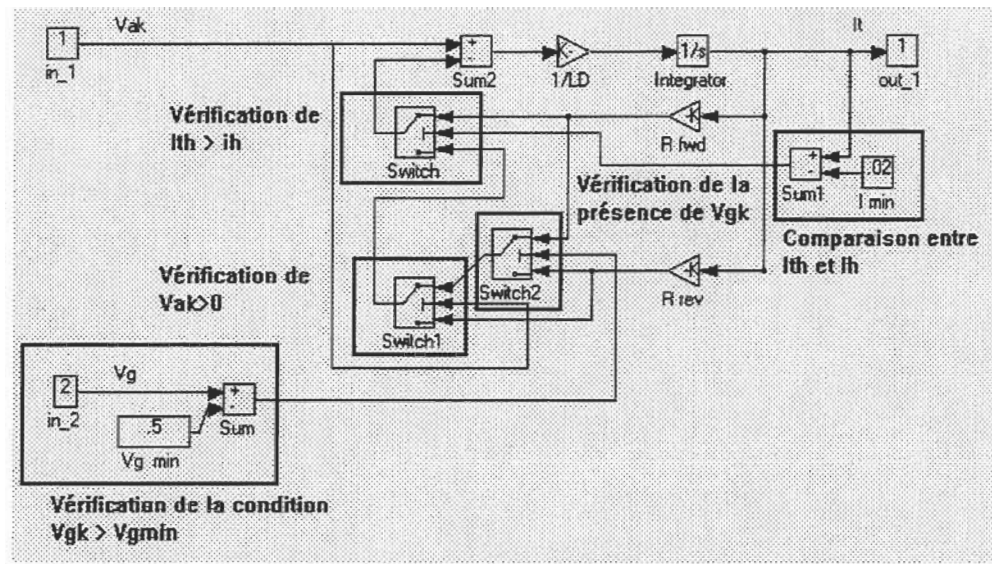


Figure 2.4 : Modèle du thyristor utilisé par SIMUSEC

Pour pouvoir bien comprendre le circuit de la figure 2.4 on doit connaître le fonctionnement du bloc interrupteur “switch” de SIMULINK. Voici les caractéristiques de ce dernier:

- ◆ Si l’entrée 2 (entrée au milieu du bloc “Switch”) est supérieure ou égale à zéro alors la sortie sera égale à l’entrée 1 (entrée du haut).
- ◆ Si l’entrée 2 est inférieure à zéro alors la sortie sera égale à l’entée 3 (entrée du bas).

Le fonctionnement de l’interrupteur est contrôlé par les trois blocs interrupteurs “Switch”, “Switch1” et “Switch2”. Le premier bloc, “Switch”, permet de vérifier si le courant traversant l’interrupteur (I_{th}) est supérieur au courant de maintien (I_h). Si cette condition est satisfaite, c’est-à-dire si l’entrée 2 du bloc “Switch” est supérieure ou égale à zéro alors la valeur de la résistance de l’interrupteur est “Rfwd” (résistance de faible valeur) et le semi-conducteur conduit. Dans l’exemple de la figure 2.4, le courant de maintien est fixé par les blocs “Sum1” et “Imin” et sa valeur est de 0.2 ampère. Si cette condition n’est pas satisfaite alors la sortie du bloc “Switch” est donnée par l’entrée 3. Cette entrée dépend de la résultante du bloc “Switch1”.

Le bloc “Switch1” permet de vérifier si la tension aux bornes du thyristor est supérieure à zéro. Si cette condition n’est pas satisfaite alors la sortie du “Switch1” sera fonction de la résistance “Rrev” ce qui signifie que le thyristor est bloqué.

Le bloc "Switch2" permet de vérifier que le signal de gâchette est présent. Si cette condition est satisfaite, le thyristor peut être amorcé et la sortie de ce bloc est fonction de "Rfwd". Dans le cas contraire, la sortie est fonction de "Rrev". Le Tableau 2.1 résume les états possibles de l'interrupteur.

Tableau 2.1: États du thyristor en fonction de l'état des blocs interrupteurs ("Switch")

Valeur de la sortie des interrupteurs en fonction des entrées			état de l'interrupteur
"Switch"	"Switch1"	"Switch2"	
1	3	1	Le courant $I_{th} > I_h$, le thyristor conduit. La résistance de l'interrupteur est "Rfwd".
1	3	3	
1	1	1	
1	1	3	
3	3	1	La tension $V_{ak} < 0$ et $I_{th} < I_h$
3	3	3	Le thyristor est bloqué ("Rrev").
3	1	1	$V_{ak} > 0$, $I_{th} < i_h$ et le signal de gâchette est présent donc le thyristor est conducteur ("Rfwd").
3	1	3	$V_{ak} > 0$, $I_{th} < i_h$ et le signal de gâchette est inexistant donc le thyristor est bloqué ("Rrev").

Il est à noter que le bloc "Switch" a prédominance sur les autres blocs. Comme il s'agit d'un thyristor, ce dernier ne peut se bloquer que si I_{th} est inférieur à I_h . Le bloc "Switch1" a prédominance sur "Switch2" car si V_{ak} est inférieure à zéro, le thyristor ne peut être amorcé.

2.4.3 Avantages et limitations

SIMULINK fonctionne sous l'environnement Windows. Cet environnement graphique permet à SIMULINK d'offrir une interface usager flexible et très conviviale.

Les principaux avantages de ce programme sont les suivants:

- ◆ Pour voir la forme d'onde d'un signal, on n'a qu'à placer un bloc "oscilloscope" sur l'entrée ou la sortie d'un bloc représentant ce dernier.
- ◆ Il est possible de changer les paramètres du système au cours d'une simulation. Ceci permet d'observer l'influence de chaque composante sur le système.
- ◆ La flexibilité de cet outil rend la création de nouveaux interrupteurs ou de nouvelles commandes relativement facile.
- ◆ La possibilité de masquer des circuits complexes, tel un pont de Graetz, sous forme de bloc entrée(s)/sortie(s) permet de créer des bibliothèques réutilisables diminuant ainsi le temps de préparation des données.

Parmi les limitations les plus importantes, on note les suivantes:

- ◆ Il existe souvent des instabilités numériques lors de simulations complexes.
- ◆ Malgré l'utilisation d'un algorithme de calcul à pas variables (Gear ou Adam/Gear), les temps de simulation pour des circuits relativement complexes sont très importants par rapport aux logiciels dédiés tels ATOSEC5 et ATP.

Cette dernière limitation est en partie due à la lourdeur de l'environnement graphique ainsi que de la complexité des modèles d'interrupteurs utilisés. De plus, les fichiers créés par SIMULINK sont des fichiers ASCII de très grandes dimensions. Ces fichiers sont traités par MATLAB qui est un langage interprété, contrairement aux langages C et FORTRAN qui sont de langages compilés. Lors de l'exécution, MATLAB doit lire le fichier de données et exécuter les commandes ligne par ligne, ceci a pour effet de diminuer la performance d'exécution en fonction de la longueur et de la complexité du fichier de données. Afin d'augmenter les performances de SIMULINK, il a été suggéré [8] de créer des blocs (fonctions de transfert) représentant chaque interrupteur et même chaque convertisseur en fichiers compilés (*.MEX). Ceci pourrait augmenter de beaucoup la

vitesse d'exécution. Beaucoup de travail pourrait être entrepris dans cette direction mais ceci demande une connaissance approfondie du langage C et de MATLAB.

2.5 Modélisation numérique

La figure 2.5 présente le système étudié. Il s'agit d'une liaison monopolaire dont chacune des extrémités est composée d'un pont de Grectz à six pulsations.

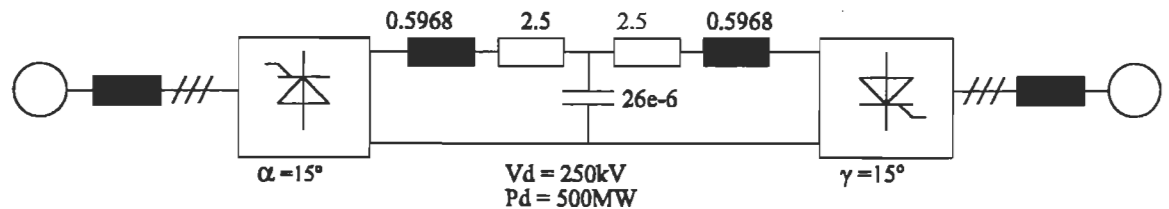


Figure 2.5 : Liaison CCHT monopolaire

Les paramètres du système sont les suivants:

◆ Réseau CA côté redresseur [10]:

Tension ligne à ligne efficace: 345kV

Inductance de fuite du transformateur: 42.84mH

Rapport de transformation: 0.6128

Prises du transformateur ("Tap"): 1.02

◆ Réseau CA côté onduleur:

Tension ligne à ligne efficace: 230kV

Inductance de fuite du transformateur: 42.84mH

Rapport de transformation: 0.9192

Prises du transformateur ("Tap"): 0.98

◆ Ligne CC: la ligne est modélisée à l'aide d'un modèle en T. Les inductances de lissage des convertisseurs sont incluses dans le modèle.

$R = 2.5\Omega$

$L = 0.596\text{H}$

$C = 26\mu\text{F}$

La caractéristique Vd-Id est présentée à la figure 2.6. En fonctionnement normal, le redresseur opère en mode de régulation de courant (CC). La valeur de Id est fixée à 2000 ampères. L'onduleur fonctionne à angle d'extinction constant (AEC) égale à 15°. Pour les systèmes réels, la valeur de l'angle d'extinction est typiquement égale à 18° mais les données sont basées sur celles de la référence [10] d'où le choix de γ égale à 15°. Les cas étudiés ne nécessitant pas que l'onduleur possède un régulateur de courant, ce dernier a été omis afin d'optimiser les temps de calcul. Dans la réalité, l'onduleur possède une commande de courant constant dont la consigne est fixée à une valeur inférieure de 10% à celle de l'onduleur tel que décrit dans le chapitre 1.

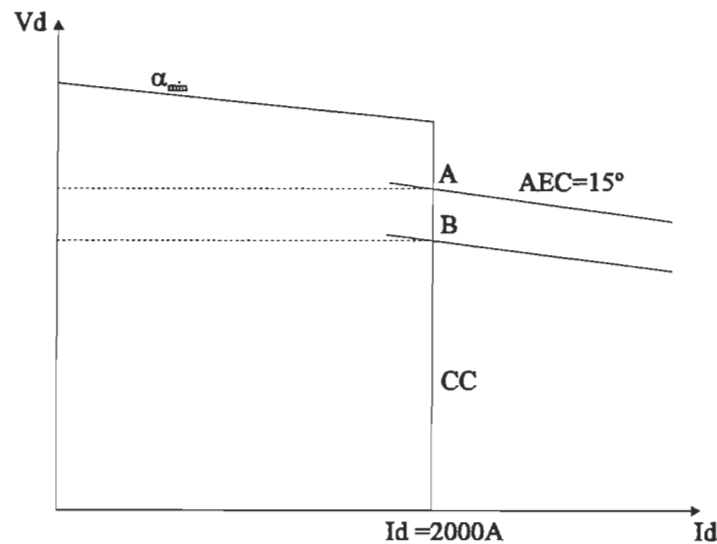


Figure 2.6: Caractéristique de la commande implantée dans les simulateurs

L'intersection des deux courbes correspond au point de fonctionnement normal. Sachant que le courant est maintenu à une valeur de 2000 ampères, le contrôleur AEC calcule la valeur de α_{ond} pour que γ égale à 15°. De la référence [2] on a:

$$-\frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\omega}(-\cos\gamma_n + \cos\omega t_1) = -2L_{\text{fuite}}I_d$$

où

$$\cos\alpha = \frac{2\omega L_{\text{fuite}}I_d}{\sqrt{2}V_{LL}} - \cos\gamma_n$$

$$\cos \alpha = \frac{2 \times 100\pi \times 42.84 \times 10^{-3} \times 2000}{\sqrt{2} \times 230 \times 10^3 \times 0.9192 \times 0.98} - \cos 15^\circ$$

$$\alpha = 141.46^\circ$$

L'angle d'empiétement est, en théorie, égal à

$$\mu = \pi - \alpha - \gamma$$

$$\mu = 23.54^\circ$$

La tension aux bornes de l'onduleur est alors égale à

$$V_{doo} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} (230 \times 10^3 \times 0.9192 \times 0.98) \cos 141.46^\circ - 25.7704 \times 10^3$$

$$V_{doo} = 244.564 \text{ kV}$$

Pour ajuster le courant à 2000 ampères, le redresseur doit avoir une tension à ses bornes égale à $V_{doo} + 10 \text{ kV} = 254.564 \text{ kV}$.

À partir de l'équation (1.33) on trouve

$$\alpha = 15.76^\circ$$

En réarrangeant les termes de l'équation (1.32) on peut déterminer la valeur de l'angle d'empiétement

$$\mu = 22.11^\circ$$

Les sections qui suivent présentent la modélisation de cette liaison à l'aide des trois outils de simulation.

2.5.1 Modélisation à l'aide du logiciel ATP

La figure 2.7 présente le circuit utilisé pour représenter le système de la figure 2.5 dans ATP.

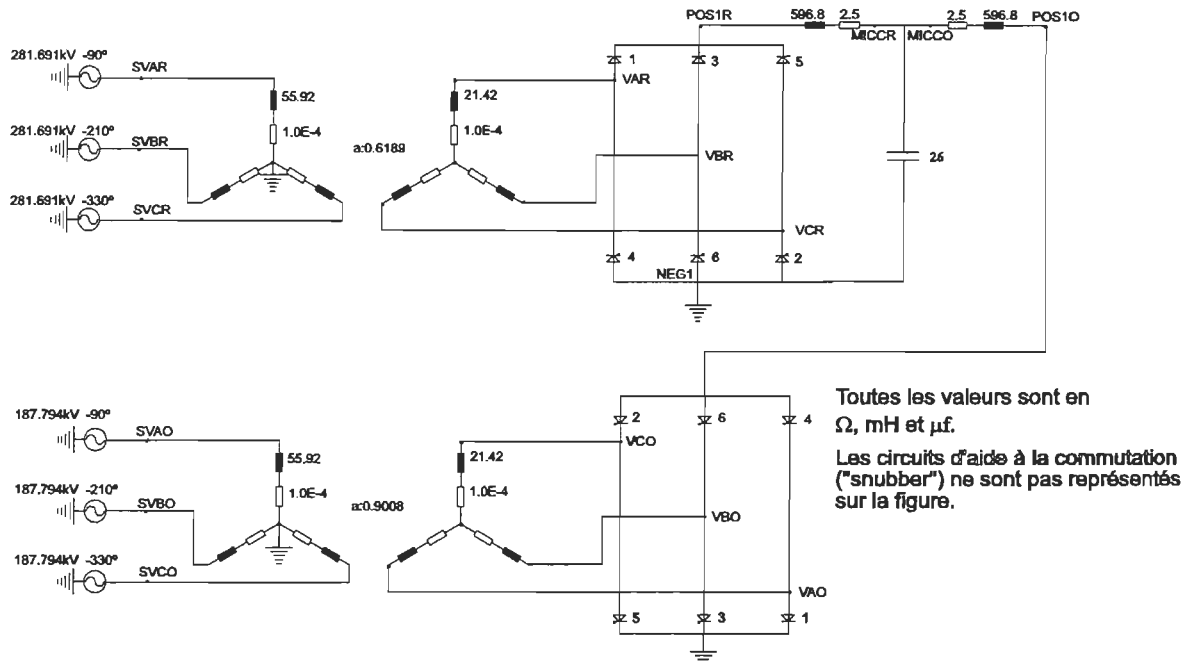


Figure 2.7: Circuit utilisé pour la simulation dans le logiciel ATP.

2.5.1.1 Génération des impulsions de gâchette

Dans le simulateur ATP, l'utilisateur doit créer complètement la génération des impulsions de gâchette. Ces commandes de gâchette permettant d'amorcer les thyristors des convertisseurs ont été implantées à l'aide du module TACS. La génération des impulsions pour chaque valve est indépendante des autres et les impulsions sont parfaitement synchronisées avec les tensions de commutation de chaque valve. Ces tensions sont déterminées en mesurant les tensions de phase du circuit CA.

Pour le thyristor 1, la logique de commande pour générer les impulsions est illustrée à la figure 2.8.

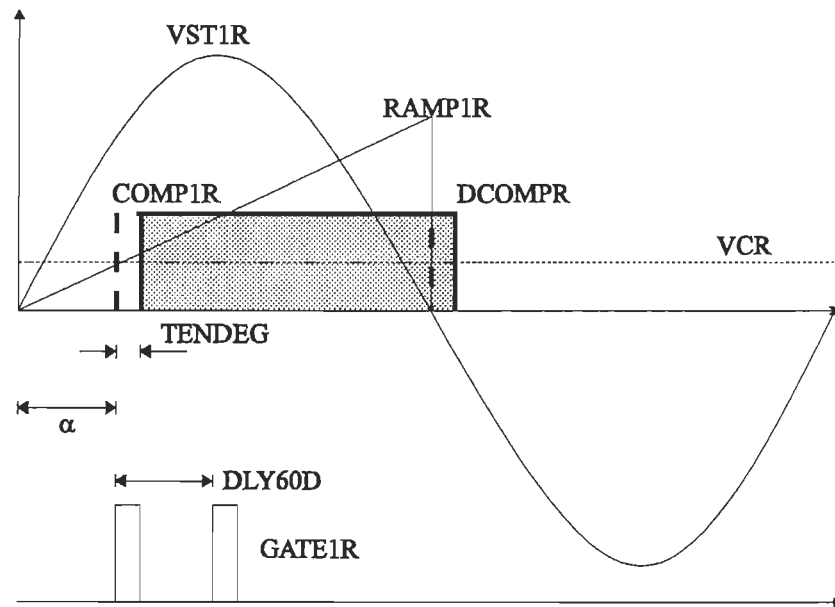
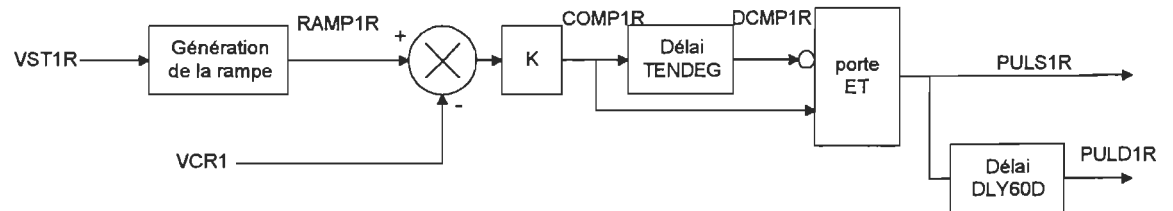


Figure 2.8: Logique permettant la génération d'impulsions de gâchette pour le thyristor 1

L'implantation de cette logique dans le module TACS est la suivante:

```

91SVAR
91SVCR
98VST1R = SVAR-SVCR
...
98TENDEG = 500.0E-6
C ----- LE DEPART DE LA RAMPE EST SYNCHRONISE AVEC VST1R. LA RAMPE ATTEINT
C          1 APRES 180 DEGRES. LE GAIN DE L INTEGRATEUR EST DONC
C          1/( 180 / (360 * 50) ) = 100.0
98RAMP1R58+UNITY          100.0          1.0  VST1R
98COMP1R = RAMP1R.GE.VCR
C ----- LES IMPULSIONS DE GACHETTE ON UNE DUREE DE 10 DEGRES (500microsec)
98DCMP1R53+COMP1R          5.0E-4TENDEG
  
```

```

98PULS1R = .NOT. DCMP1R.AND. COMP1R
...
98PULD1R53+PULS1R                                     3.4E-3DLY60D
98GATE1R = PULS1R .OR. PULD1R

```

La tension VST1R est égale à SVAR-SVCR. Ces dernières sont respectivement la tension de la phase A et la tension de la phase C de la source CA. La rampe RAMP1R est synchronisée avec la tension VST1R. Cette dernière est générée à l'aide d'un intégrateur. Pour obtenir une amplitude de 1.0 après 180° pour une fréquence de 50 Hz, le gain de l'intégrateur est fixé par l'équation suivante:

$$\text{gain de l'intégrateur} = \left(\frac{180}{360 \times 50} \right)^{-1} = 100.0$$

La rampe est comparée au signal VCR qui représente la tension de contrôle. Cette dernière est proportionnelle à l'angle d'amorçage que nous voulons appliquer au thyristor. Le signal de sortie du comparateur, COMP1R, est égal à 1.0 lorsque le signal VCR est plus grand que le signal RAMP1R. Pour générer une impulsion d'une certaine largeur, le signal COMP1R est reproduit avec un délai correspondant à la durée de l'impulsion désirée (TENDEG). Ce signal est représenté par DCMP1R. On obtient alors l'impulsion de gâchette en faisant la combinaison logique des signaux COMP1R et DCMP1R permettant de garder seulement la partie appartenant au signal COMP1R. L'impulsion résultante est représentée par PULS1R. Pour permettre le démarrage du convertisseur, une impulsion identique est générée avec un délai de 60°. L'impulsion transmise à la gâchette, GATE1R, est représentée à la figure 2.8 et correspond à la combinaison des impulsions PULS1R et PULD1R. Cette méthode est appliquée pour chaque thyristor du montage.

2.5.1.2 Implantation de la commande de régulation de courant

La figure 2.9 présente le régulateur PI servant à maintenir le courant constant. Comme pour le générateur d'impulsions de gâchette, le régulateur est implanté à l'aide du module TACS.

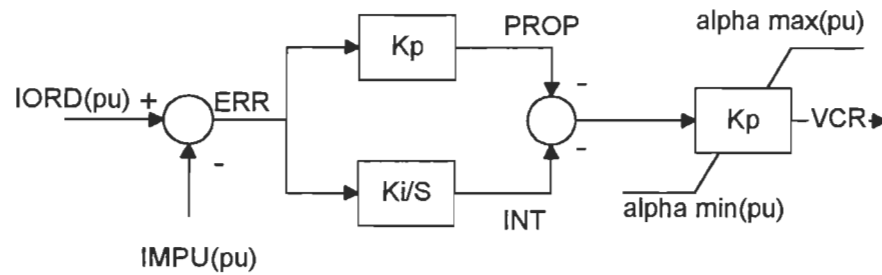


Figure 2.9: Circuit de commande tel que modélisé dans ATP

La représentation de la commande dans ce module est la suivante:

```

C -----
C - COMMANDE DE COURANT PAR REGULATEUR PI -
C -----
91MICCR
99IMPU = MICCR/2000 {courant mesure en pu}
99IORD = 1.0 {consigne en pu, 1.0pu = 2000A}
C sortie du comparateur, ERR=IORD-IMPU
ERR +IORD -IMPU
C -----
C - Bloc proportionnel GAIN KP col. 51 -
C -----
PROP +ERR 1.0
C -----
C - Bloc integral GAIN KI col.1 -
C -----
1INT +ERR
30.
0.00 1.0
C -----
C - Bloc limiteur(PU) BAS HAUT -
C -----
VCR -PROP -INT 0.027 0.920

```

Le courant est mesuré à l'aide de la carte 91 et sa valeur est obtenue à partir d'un interrupteur de mesure situé entre les noeuds MICCR et MICCO (voir figure 2.10). Le signal ERR obtenu par la comparaison du courant mesuré, IMPU, et la consigne, IORD, est transmis au bloc intégrateur et au bloc proportionnel. Les sorties inversées de ces blocs, soit INT et PROP, sont additionnées et la résultante, VCR, est limitée entre 0.027 pu (5°) et 0.92 pu (165°). Le signal VCR correspond à la tension de contrôle qui sera transmise au générateur d'impulsions construit plus haut. Ces valeurs sont typiques d'un système réel.

Pour vérifier le fonctionnement du régulateur, le circuit de la figure 2.10 a été simulé.

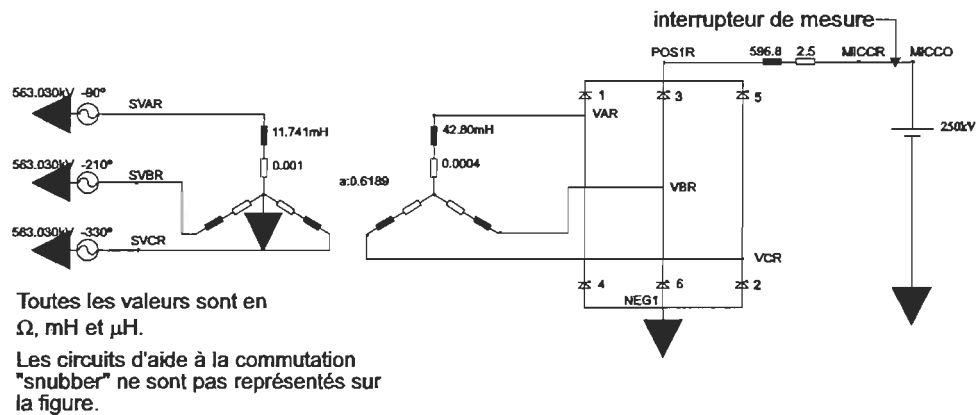


Figure 2.10: Circuit utilisé pour la simulation du régulateur PI dans le logiciel ATP.

À partir de ce circuit, deux essais ont été faits. Le premier essai consiste à faire varier la consigne en courant du contrôleur de 10% tel qu'illustré à la figure 2.11. Ce test permet d'ajuster les gains k_p et k_i de la commande PI afin d'obtenir un temps de montée d'une valeur approximative de 30ms et d'un rétablissement complet du courant à la valeur de la consigne après un temps approximatif de 50ms.

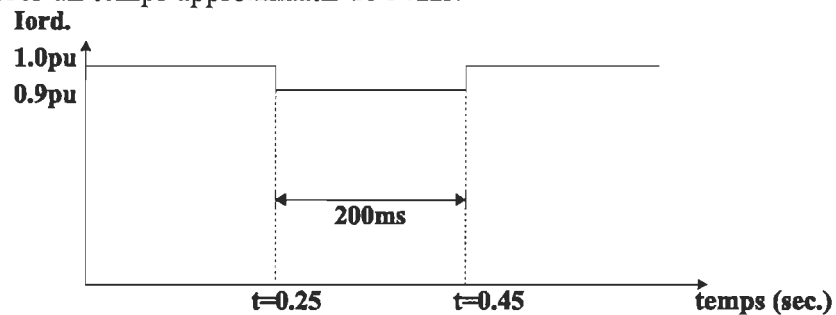


Figure 2.11: Variation de la consigne de courant de 10%

Le deuxième essai effectué consiste en l'application d'un court-circuit franc sur la ligne CC au point MICCO. Le court-circuit apparaît après un temps $t = 0.2$ s. Le courant de défaut ne doit pas dépasser 2.0pu et le rétablissement du courant à la valeur de consigne doit se faire à l'intérieur d'un cycle. Dans cette simulation, l'onduleur est représenté par une source de tension continue de 250kV. Les résultats de simulation obtenus par ATP pour ces deux tests sont présentés dans les pages qui suivent.

Résultats ATP pour l'essai 1 du régulateur de courant. (fichier de données SIXATP.DAT)

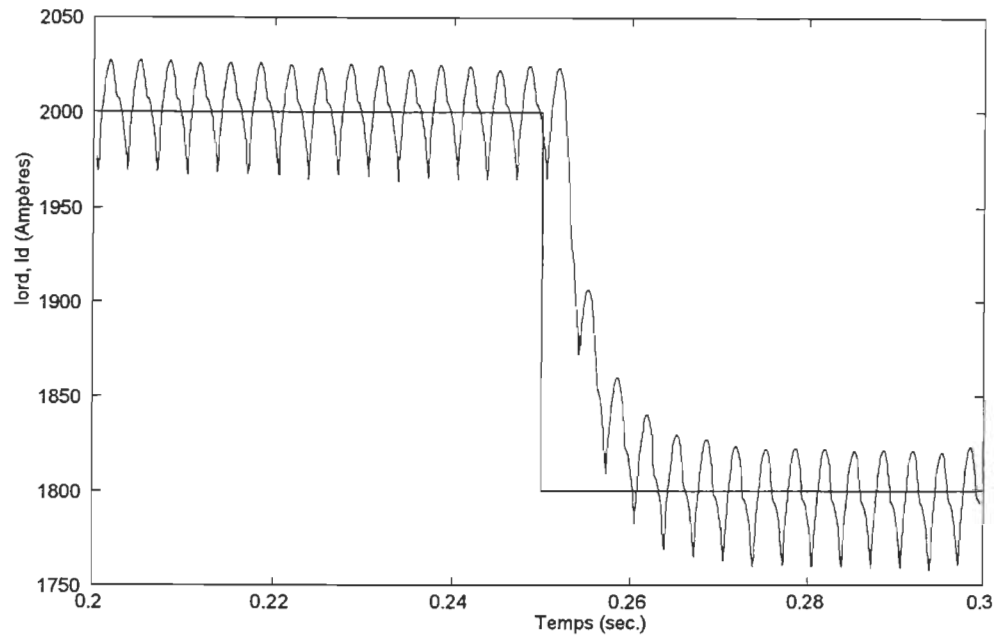


Figure 2.12: Évolution du courant Id pour une chute de 10% de la consigne Iord

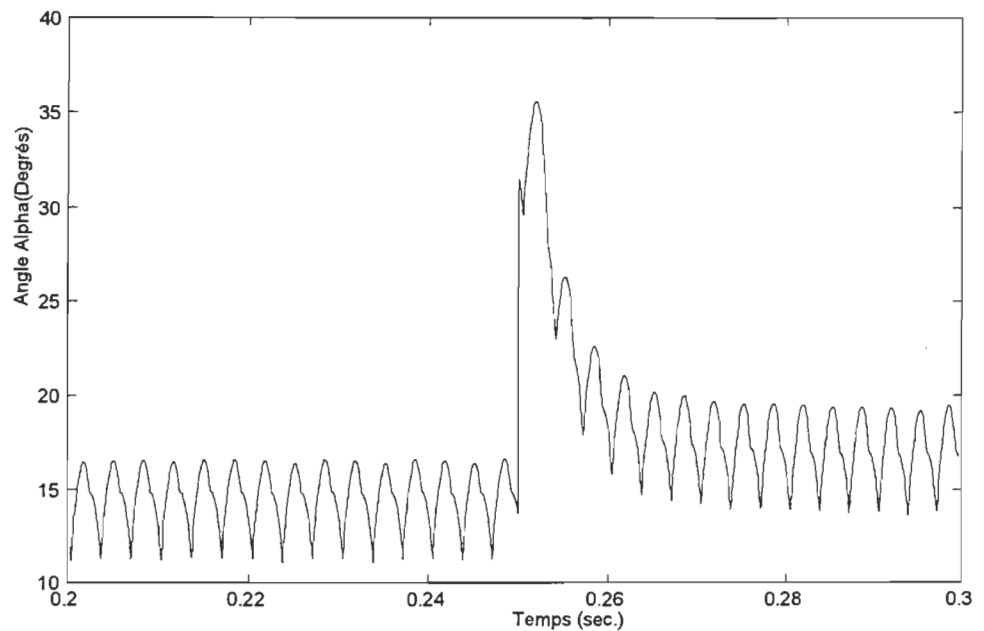


Figure 2.13: Variation de l'angle d'amorçage suite à la chute de 10% de Iord

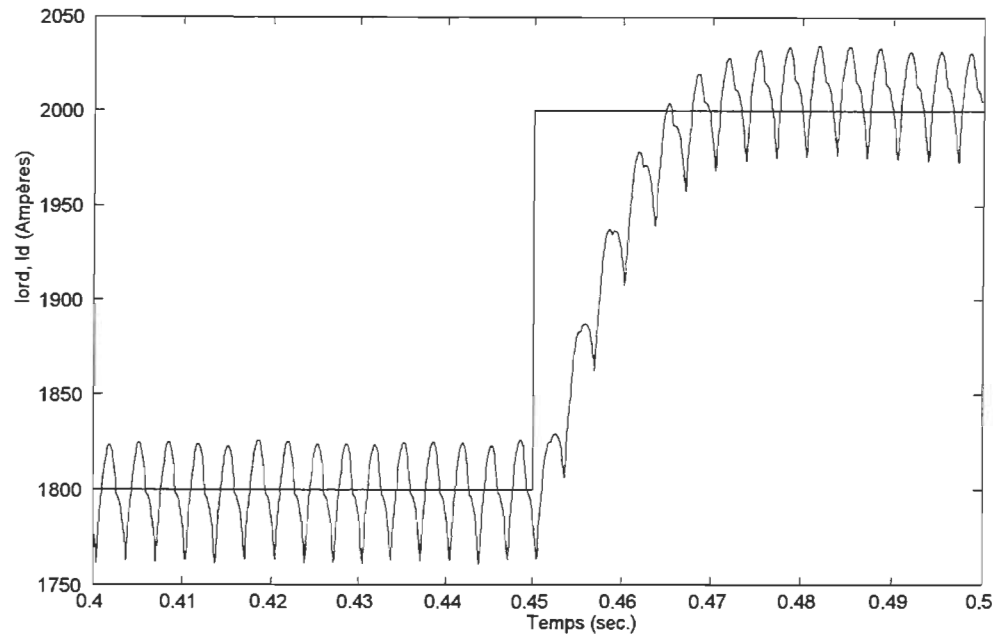


Figure 2.14: Évolution du courant Id pour Iord passant de 0.9pu à 1.0pu

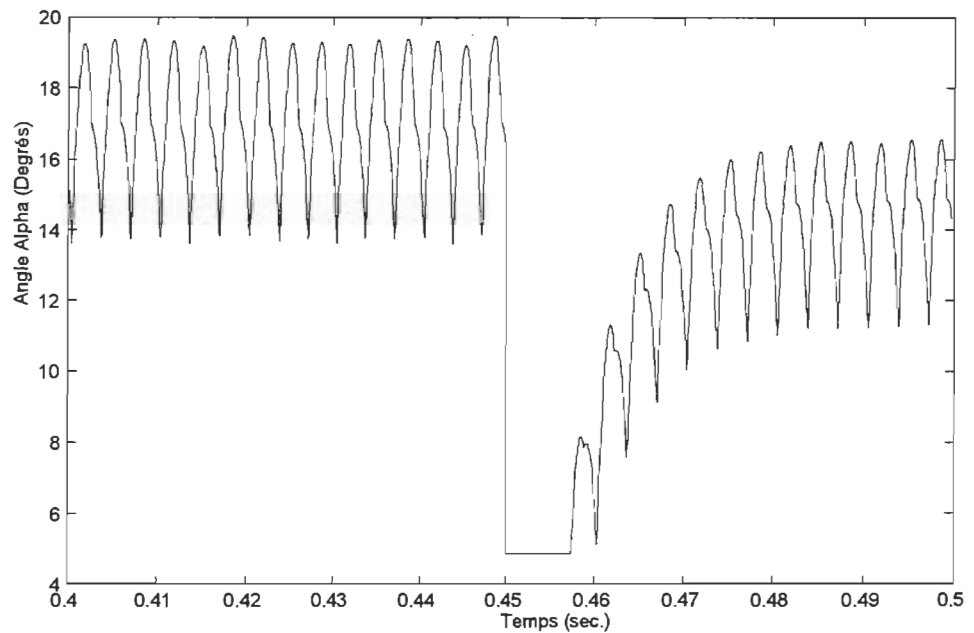


Figure 2.15: Variation de l'angle d'amorçage suite à la consigne Iord passant de 0.9pu à 1.0pu.

Résultats ATP pour l'essai 2 du régulateur de courant. (fichier de données SIXATPX.DAT)

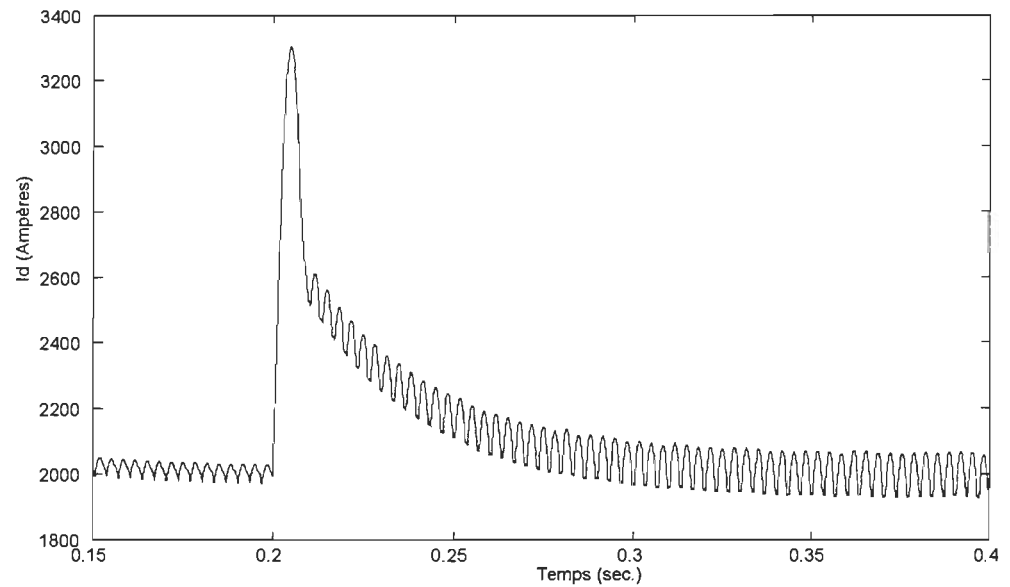


Figure 2.16: Courant de la ligne en fonction du temps après l'apparition d'un court-circuit au temps $t = 0.2$ s.

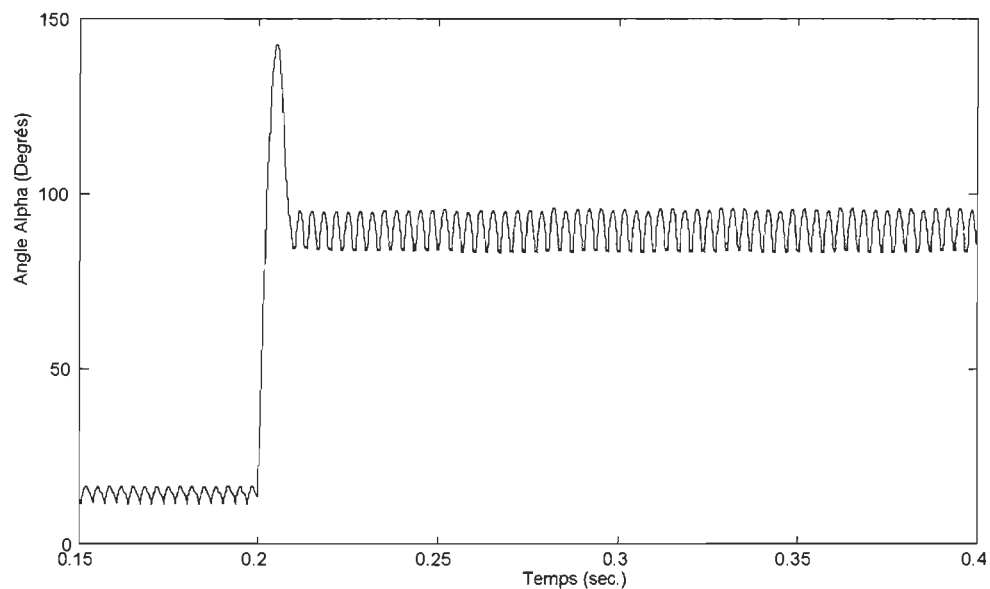


Figure 2.17: Angle d'amorçage déterminé par le régulateur en fonction du temps lors de l'apparition d'un court-circuit au temps $t = 0.2$ s.

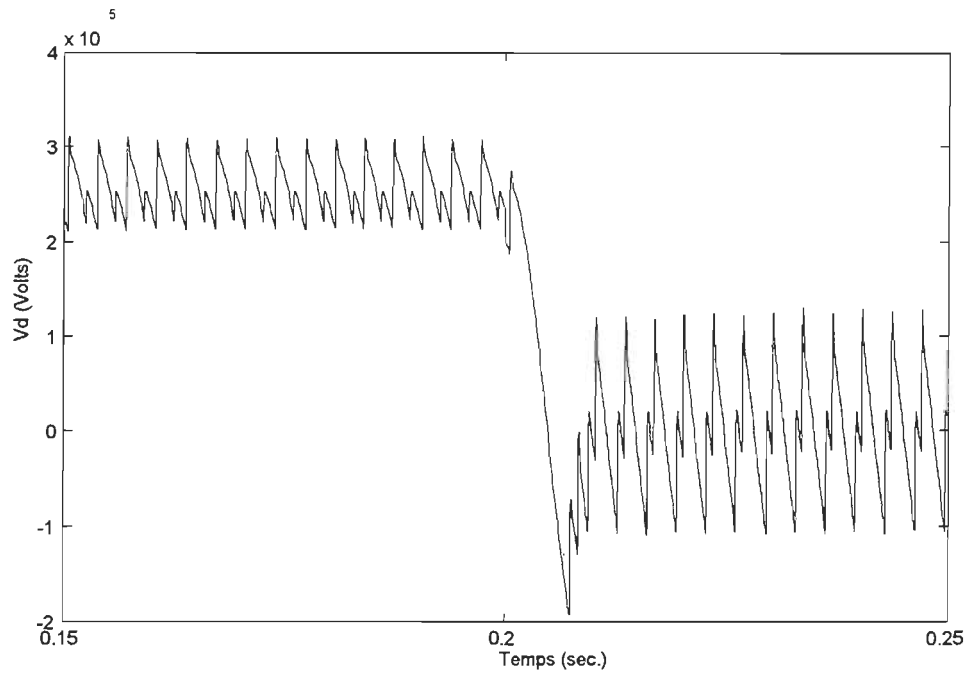


Figure 2.18: Tension de la ligne en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s.)

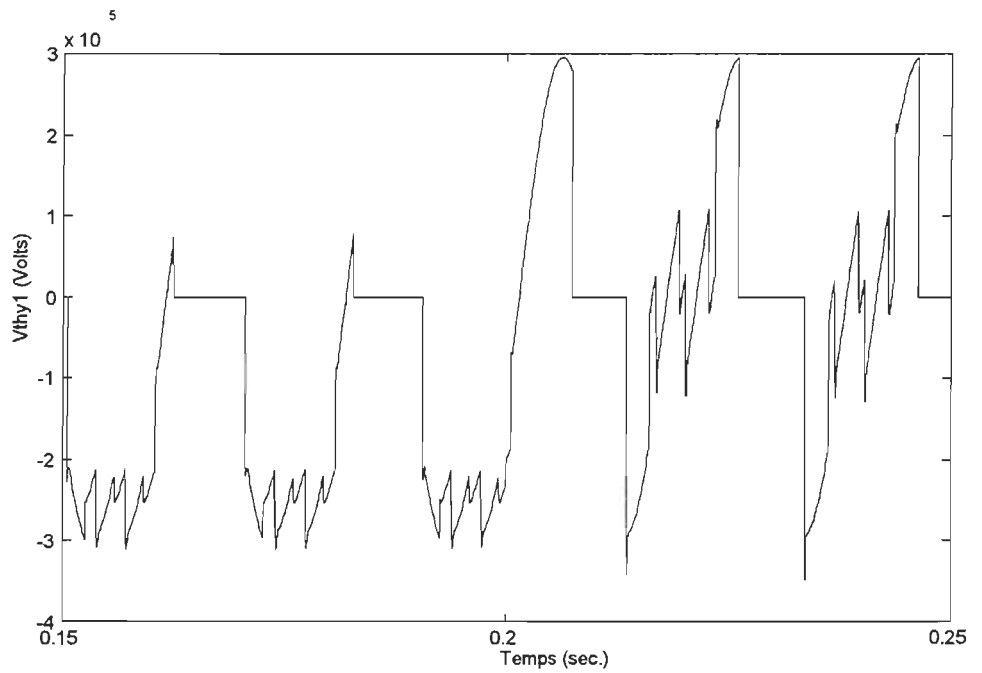


Figure 2.19: Tension aux bornes du thyristor 1 en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s).

Premier essai:

Les résultats du premier essai montre le fonctionnement du régulateur PI. La figure 2.12 présente la consigne en courant, I_{ord} , ainsi que le courant de la ligne CC. Au moment où la consigne diminue de 10%, la commande agit en augmentant l'angle α . La tension CC à la sortie du redresseur se trouve alors diminuée de même que le courant dans la ligne. Inversement, lorsque la consigne revient à 1.0 pu, le régulateur diminue l'angle α et le courant augmente. La figure 2.15 montre que le régulateur atteint sa valeur limite inférieure fixée à 5°. Lorsque le courant est égal à la valeur de la consigne, l'angle α revient à sa valeur normale de 15°.

Deuxième essai:

En observant la figure 2.16, le courant augmente rapidement dans la ligne CC au temps où le court-circuit apparaît. La différence de potentiel aux bornes de l'impédance équivalente de la ligne passe de 10kV à 255kV. Le régulateur agit très rapidement et envoie un signal de gâchette correspondant à un angle α approximativement égal à 140°. Par la suite, ce dernier se stabilise près de 85°. La figure 2.18 montre la tension de la ligne à cet instant qui devient, de façon transitoire, négative afin de diminuer le courant rapidement puis, par la suite, se stabilise à une valeur moyenne approximative de 5kV. Le courant tend alors à revenir à sa valeur de consigne. Cette dernière est atteinte après approximativement un cycle. Ces résultats seront comparés dans la dernière section du chapitre avec les résultats des simulateurs ATOSEC5 et SIMUSEC.

2.5.1.3 Implantation de la commande d'angle d'extinction constant (AEC)

La commande AEC utilisée est de type prédicteur tel que décrit dans la référence [2]. L'angle α peut être déterminé par l'expression suivante

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{-2X_c I_d}{\sqrt{3}E_m} - \cos \gamma_n \right) \quad (2.2)$$

où

E_m = La tension CA maximale aux bornes de l'onduleur

I_d = Le courant continu

X_c = L'impédance de fuite des transformateurs

α = L'angle de retard à l'amorçage de l'onduleur

γ_n = La valeur de l'angle d'extinction que l'on désire garder constant

La commande d'angle d'extinction constant de type prédictif utilise ce calcul pour déterminer l'angle d'amorçage des thyristors. Malgré l'utilisation de cette commande, la possibilité d'avoir des ratés de commutation n'est pas éliminée totalement. La commande ne peut agir qu'à chaque sixième de la période. Si le courant augmente trop rapidement entre deux commutations, un raté de commutation survient. Pour éviter ce problème, on utilise habituellement un calculateur de taux de variation de courant di_d/dt . Lorsque la variation du courant est grande, l'angle d'amorçage est surestimé afin d'éviter les ratés de commutation. Ce type de protection n'a pas été inclus dans le modèle simulé.

L'implantation de la commande dans ATP est relativement directe. Le courant de la ligne est mesuré de la même façon que pour le régulateur PI. Cette valeur de courant est utilisée pour calculer l'équation (2.2) permettant ainsi une prédiction de l'angle d'amorçage de l'onduleur pour $\gamma = 15^\circ$.

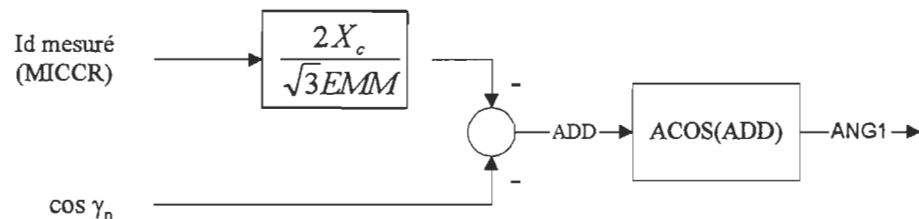


Figure 2.20: Schéma représentant l'équation (2.2) de la commande AEC implémentée dans ATP.

La représentation de la commande AEC dans le module TACS est la suivante:

```

C -----
11EM      16.9164E3                                0.5
98EMM     = 169.1678E3-EM
99BLOC1   = (15.5406/EMM)*MICCR
99BLOC2   = 965.9258E-3
98ADD     = BLOC1-BLOC2
98ANG1    = ACOS(ADD)*360/(2*PI)
98ANG2    = 141.46
98SIG1    = TIMEX
98SIG2    = 0.35
98COMO    60+ANG2   +ANG2   +ANG1                                SIG1  SIG2
C -----
98ALPHAO  = COMO

```

La commande AEC est appliquée au temps 0.35 seconde. De 0 à 0.35 seconde, le prédicteur est hors de service et l'angle d'amorçage est fixé à 141.46 degrés. Afin de vérifier le fonctionnement des deux commandes, la tension de l'onduleur chute de 10% au temps t égal à 0.5 seconde. Le point d'opération de la caractéristique Vd-Id est alors déplacé de A à B, tel que montré sur la figure 2.6.

Pour garder un angle d'extinction de 15°, la commande AEC diminue l'angle d'amorçage à 139° ce qui fixe la tension aux bornes de l'onduleur à 217.537 kV pour un courant de 2000 ampères. Le redresseur doit alors avoir une tension de 227.537kV à ses bornes pour maintenir le courant à 2000 ampères. Pour obtenir cette tension, la commande PI amorce les thyristors avec un angle α de 30°.

Les pages qui suivent présentent les résultats obtenus avec le simulateur ATP.

Résultats ATP pour la simulation de la liaison monopolaire. (Fichier LI6ATP.DAT)

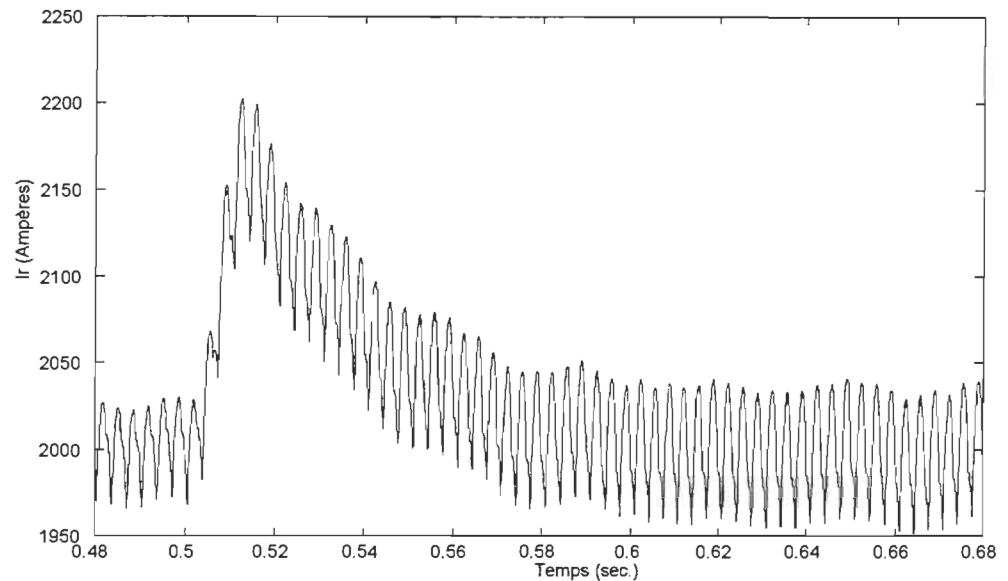


Figure 2.21: Courant de ligne à la sortie du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

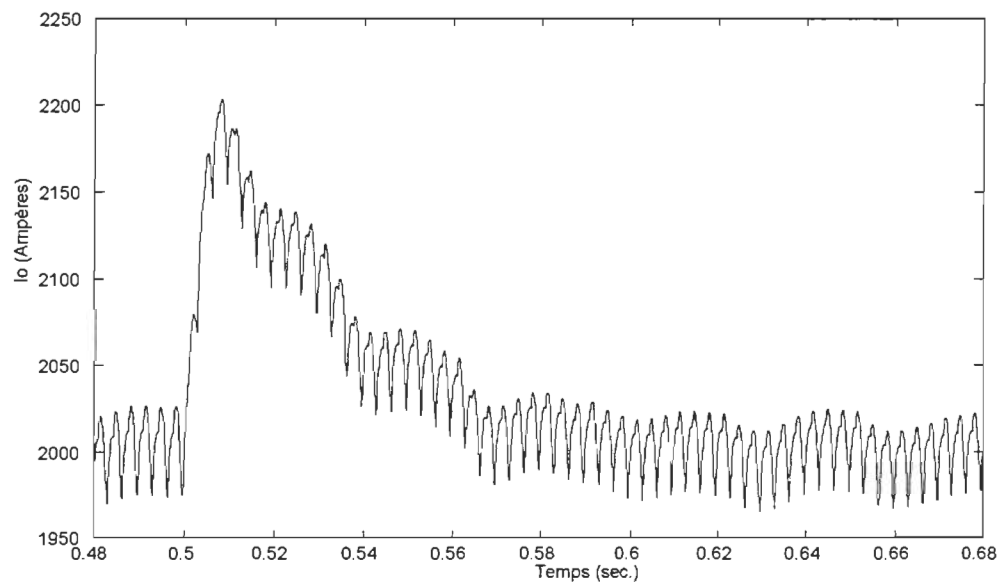


Figure 2.22: Courant de la ligne à la sortie de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

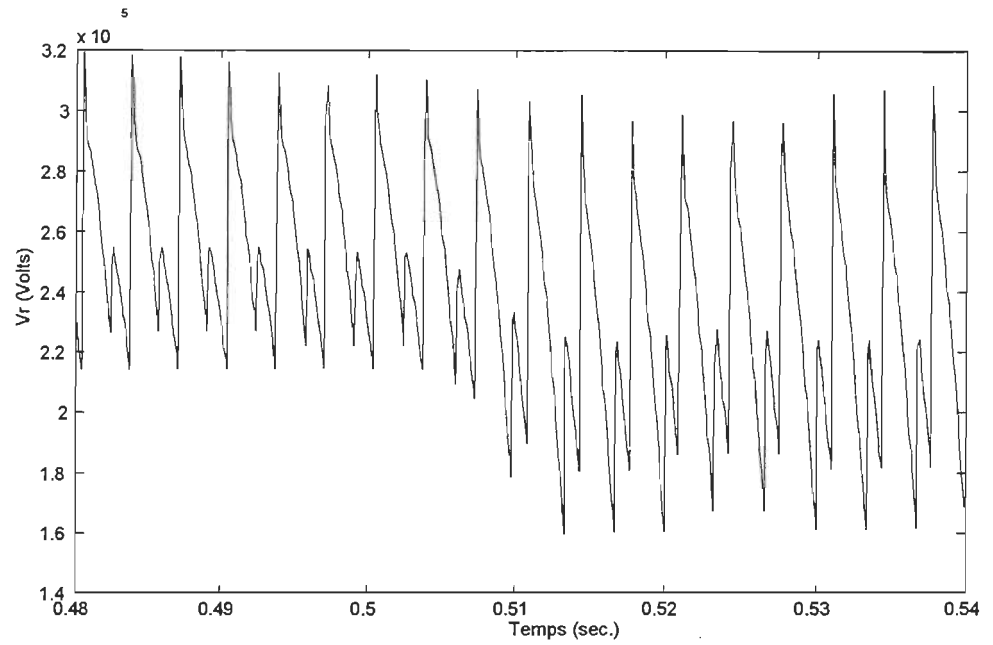


Figure 2.23: Tension aux bornes du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

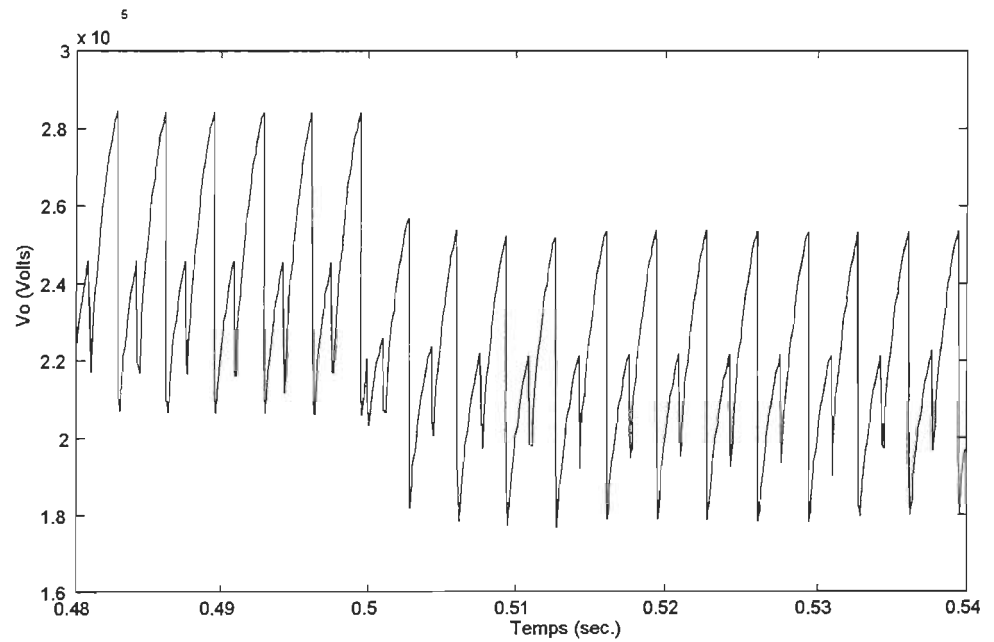


Figure 2.24: Tension aux bornes de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

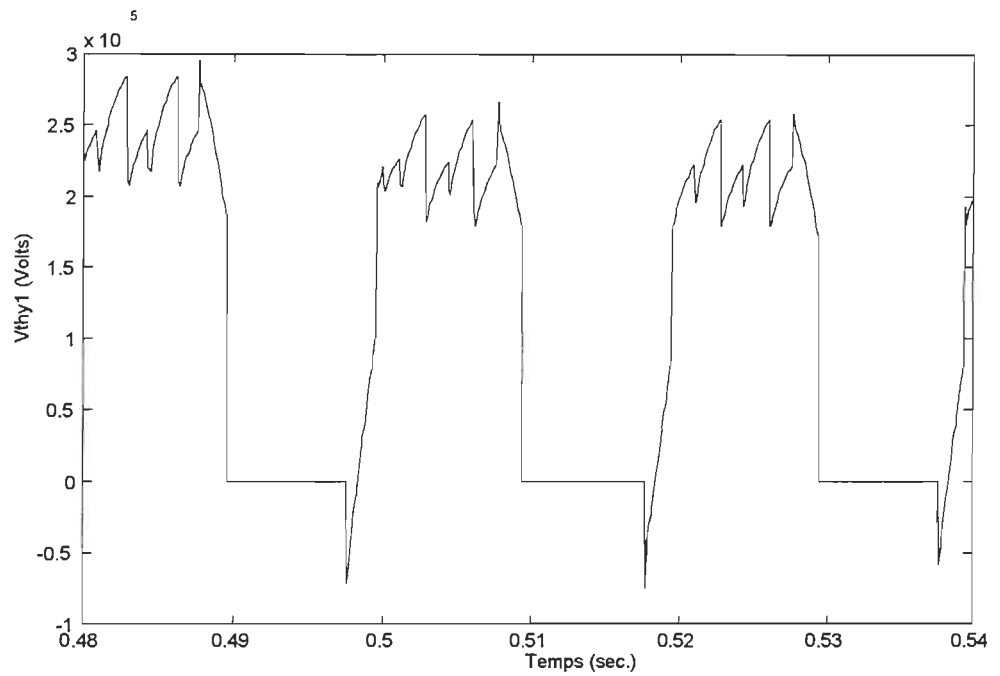


Figure 2.25: Tension aux bornes du thyristor 1 de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

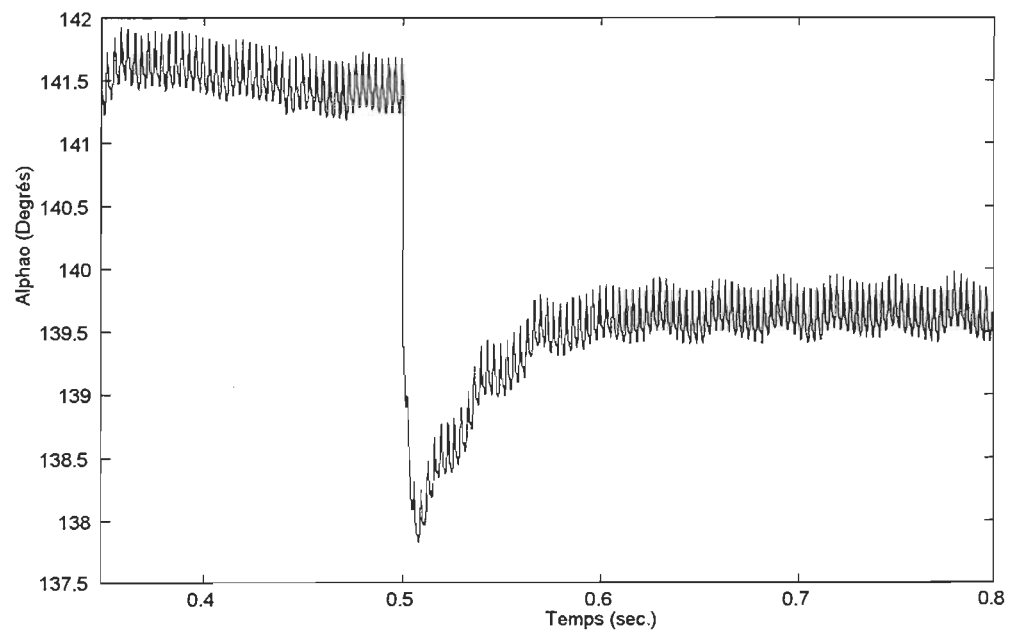


Figure 2.26: Angle d'amorçage calculé par la commande AEC au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

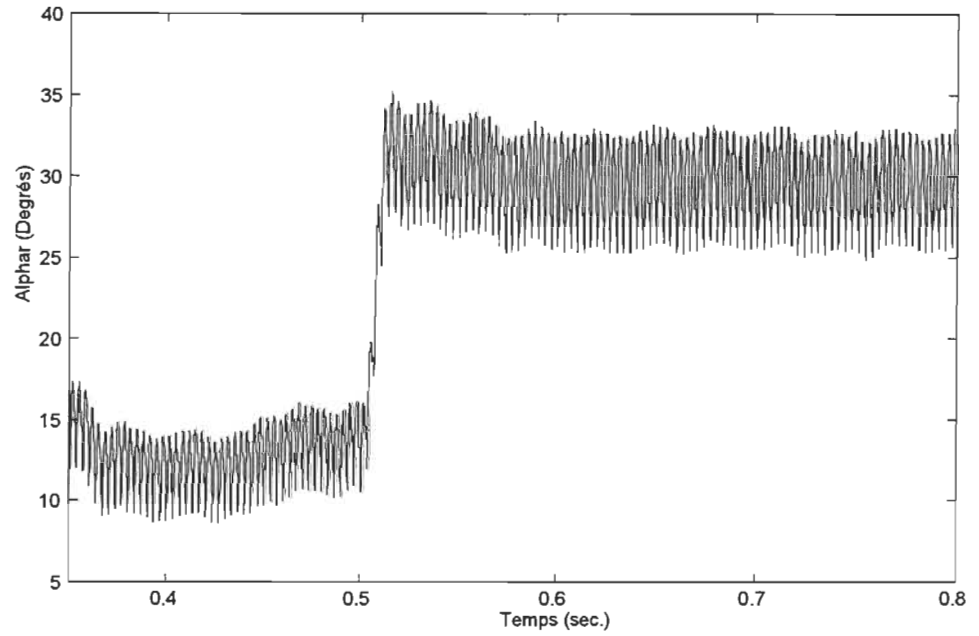


Figure 2.27: Angle d'amorçage calculé par la commande PI au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

2.5.2 Modélisation à l'aide du logiciel ATOSEC5

Le logiciel ATOSEC5 utilise, comme ATP, une approche topologique. La création des données représentant la topologie du circuit est beaucoup plus simple qu'avec ATP car le module ATOSECG est utilisé. Le circuit de la figure 2.28 a été créé à l'aide de ce module et les données ont été générées automatiquement.

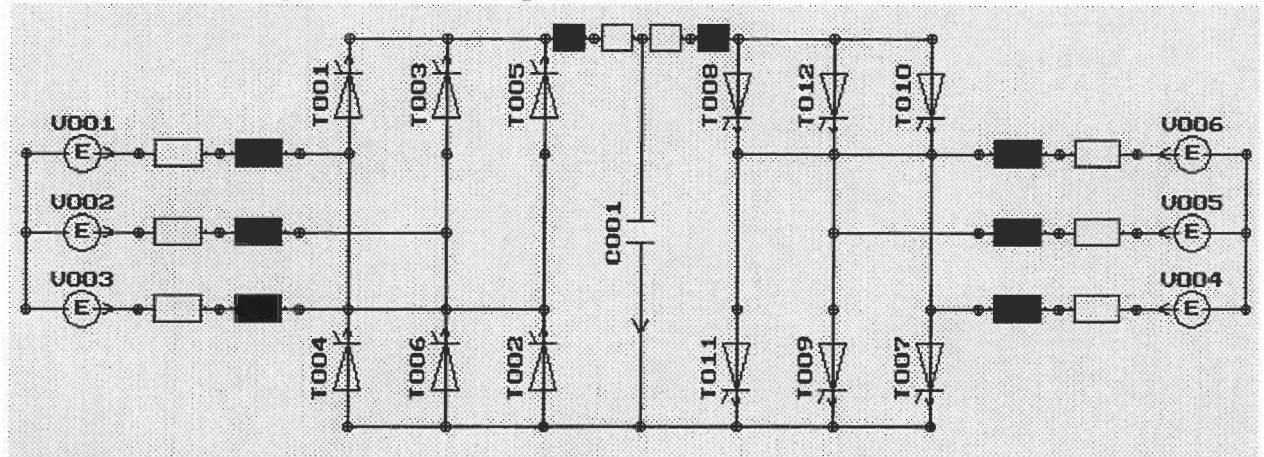


Figure 2.28: Circuit utilisé pour la simulation à l'aide d'ATOSEC5

2.5.2.1 Génération des impulsions de gâchette

Contrairement à ATP, ATOSEC5 dispose déjà d'un générateur d'impulsions utilisant une rampe. Le code correspondant à la commande de gâchette de chaque thyristor est de la forme suivante [6]:

5,360,50,-30,0,0 ; pour le thyristor 1 au redresseur

La figure 2.29 montre la correspondance des champs de la carte avec le générateur d'impulsions.

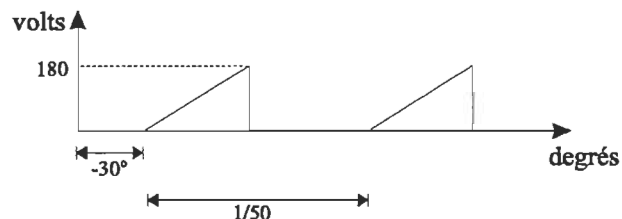


Figure 2.29: Circuit utilisé pour la simulation à l'aide d'ATOSEC5.

La tension de contrôle que l'on compare avec la rampe est déterminée par le paramètre de simulation PRMT(9). Ceci pose un problème dans le cas où l'on simule un système à plusieurs convertisseurs. Comme la commande est différente pour chaque convertisseur, la tension de contrôle de chacun ne peut être la même. Un nouvel interrupteur a dû être créé pour résoudre ce problème. Cet interrupteur sera expliqué plus en détail lorsqu'il sera question de l'implantation de la commande AEC.

2.5.2.2 Implantation de la commande de régulation de courant

Pour fin de comparaison, les mêmes systèmes que ceux étudiés pour le régulateur de courant avec ATP sont simulés. Les données ont été préparées avec le module ATOSECG sauf pour l'implantation de la commande en courant. Cette dernière doit être insérée directement dans le fichier de données à l'aide d'un éditeur ASCII. L'implantation du régulateur dans le simulateur ATOSEC5 se fait en modifiant directement le système d'équations. La figure 2.30 présente le régulateur PI utilisé.

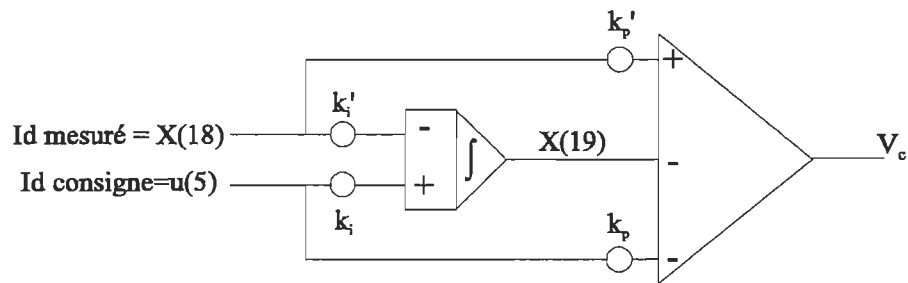


Figure 2.30: Régulateur PI utilisé dans ATOSEC5.

Les équations du régulateur sont données par:

$$\frac{dX(19)}{dt} = k_i u(5) - k_i' X(18); \quad k_i = 30, k_i' = \frac{30}{2000}$$

$$v_c = 1.0u(5) - k_p' X(18) + k_p X(19); \quad k_p' = \frac{1}{2000}, k_p = 1$$

où $X(18)$ est le courant dans l'inductance L004, $X(19)$ est une nouvelle variable d'état représentant la sortie de l'intégrateur et $u(5)$ est une nouvelle source proportionnelle à

la valeur de la consigne de courant. Cette consigne est fixée à 2000 ampères, soit 1 pu. Le courant mesuré est alors divisé par 2000 ampères. Le système d'équations est de la forme suivante:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][u]$$

On doit maintenant ajouter les nouvelles équations d'état dans le système d'équations. Cette opération est dictée par le fichier de données en ajoutant les lignes suivantes:

```

1  $ -----
2  $ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
3  $ -----
4  STATE,1,1,2
5  1,1,,L004,-0.015
6  0,1,1,,30
7  0
8  -10000,10000
9  3
10 1,18,0.09
11 2,19,-180
12 11,5,-180

```

Les lignes 1 à 6 permettent d'ajouter la nouvelle équation d'état. La première ligne informe le simulateur qu'il devra ajouter une variable d'état, une source et que la description de ces dernières se fera sur deux lignes. La ligne suivante indique, par le premier paramètre, que l'élément doit être ajouté dans la matrice A. Cette matrice doit être augmentée d'une ligne et la valeur -0.015 doit être ajoutée dans la colonne représentant l'élément L004 (colonne 19). La ligne suivante permet d'augmenter la matrice B d'une ligne et d'une colonne et d'ajouter la valeur 30. Les deux lignes suivantes permettent d'imposer la valeur initiale de la nouvelle variable d'état et de lui fixer une limite inférieure et supérieure. Les quatre dernières lignes représentent la deuxième équation. La sixième ligne indique que la description de l'équation se fera en trois lignes. Le premier paramètre des dernières lignes indique s'il s'agit d'une variable d'état (1-10) ou d'une source (11 à 15) [7].

On doit aussi modifier les paramètres de simulation afin de spécifier qu'il existe une loi de commande spéciale et aussi pour limiter la valeur de la tension de commande afin que l'angle d'amorçage soit compris entre 5° et 165°.

Résultats ATOSEC5 pour l'essai 1 du régulateur de courant (fichier de données SIXATO.DAT).

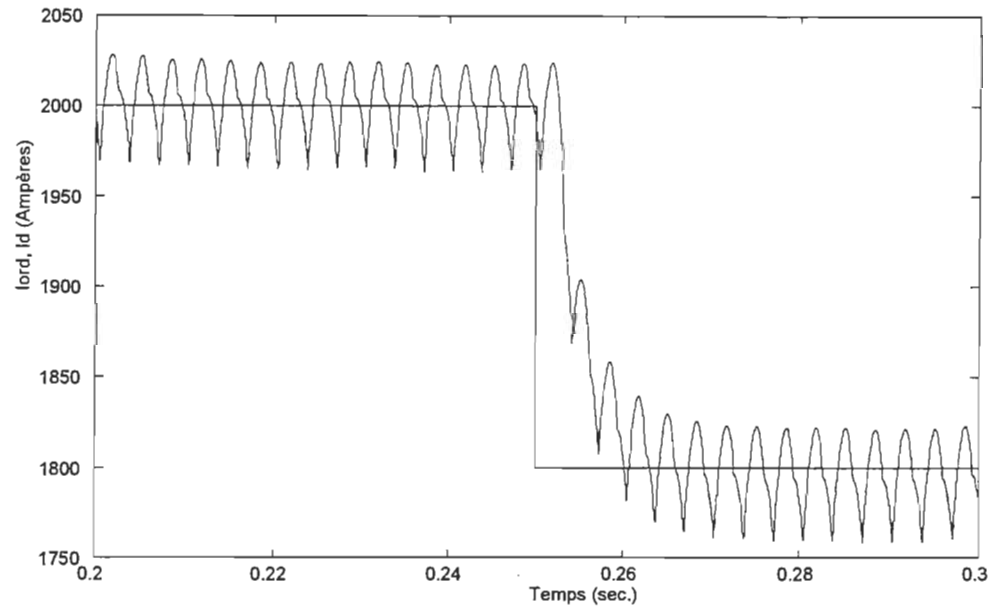


Figure 2.31: Évolution du courant Id pour une chute de 10% de la consigne Iord.

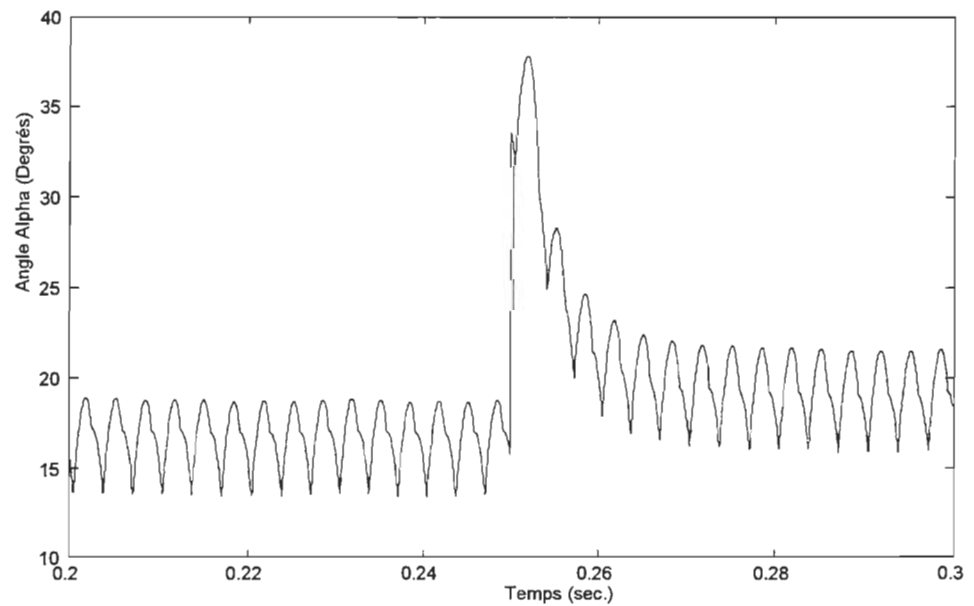


Figure 2.32: Variation de l'angle d'amorçage suite à la chute de 10% de Iord

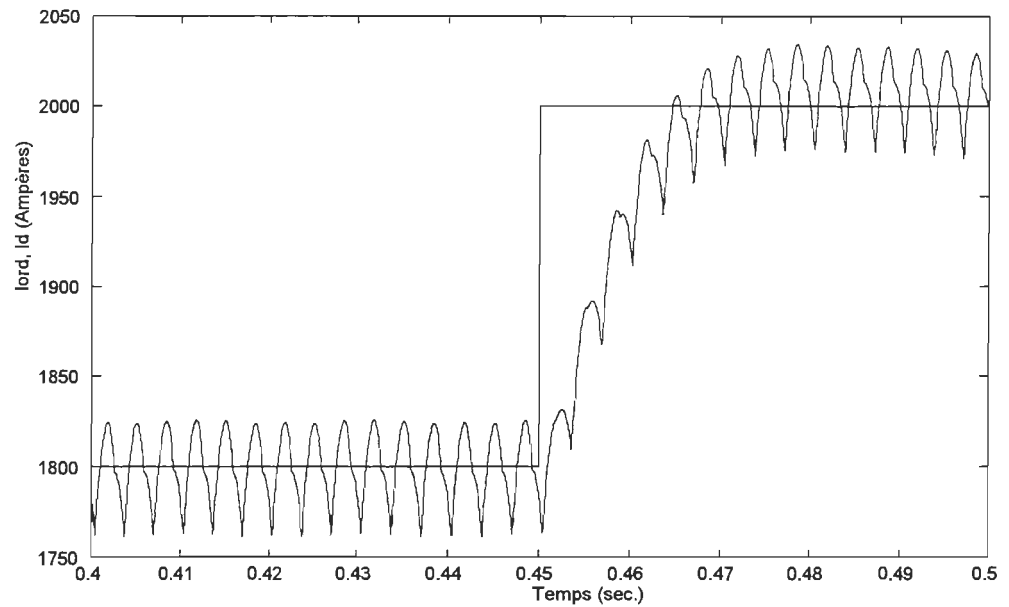


Figure 2.33: Évolution du courant I_d pour I_{ord} passant de 0.9pu à 1.0pu.

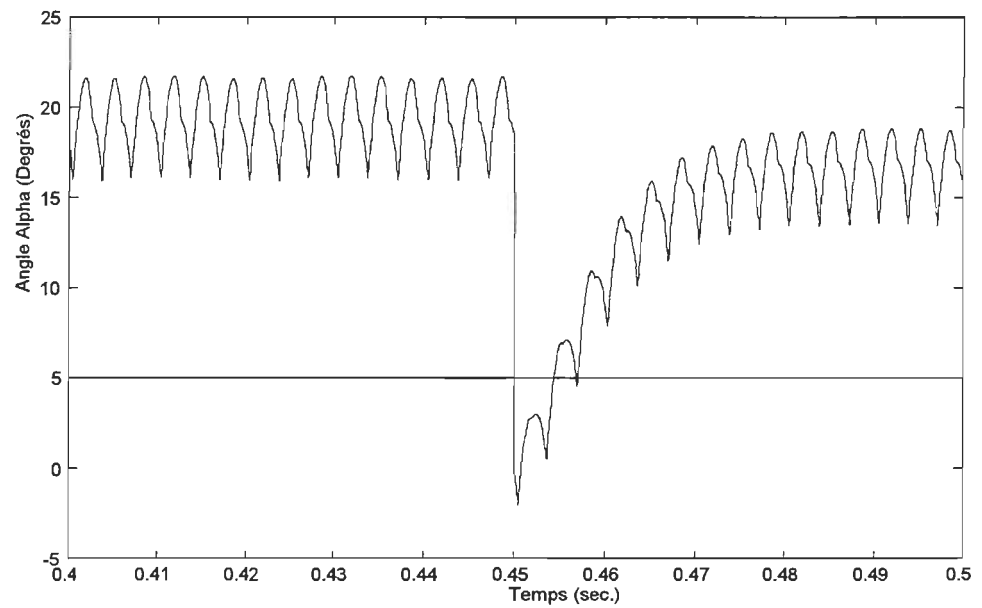


Figure 2.34: Variation de l'angle d'amorçage suite à la consigne I_{ord} passant de 0.9pu à 1.0pu.

Résultats ATOSEC5 pour l'essai 2 du régulateur de courant. (fichier de données SIXATOX.DAT)

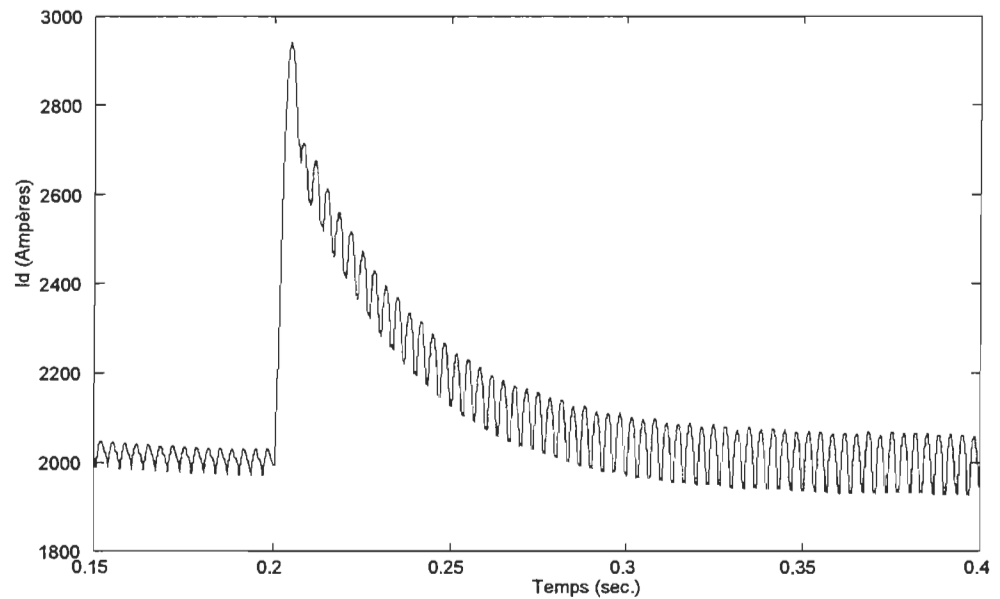


Figure 2.35: Courant de la ligne en fonction du temps après l'apparition du court-circuit à $t = 0.2$ s.

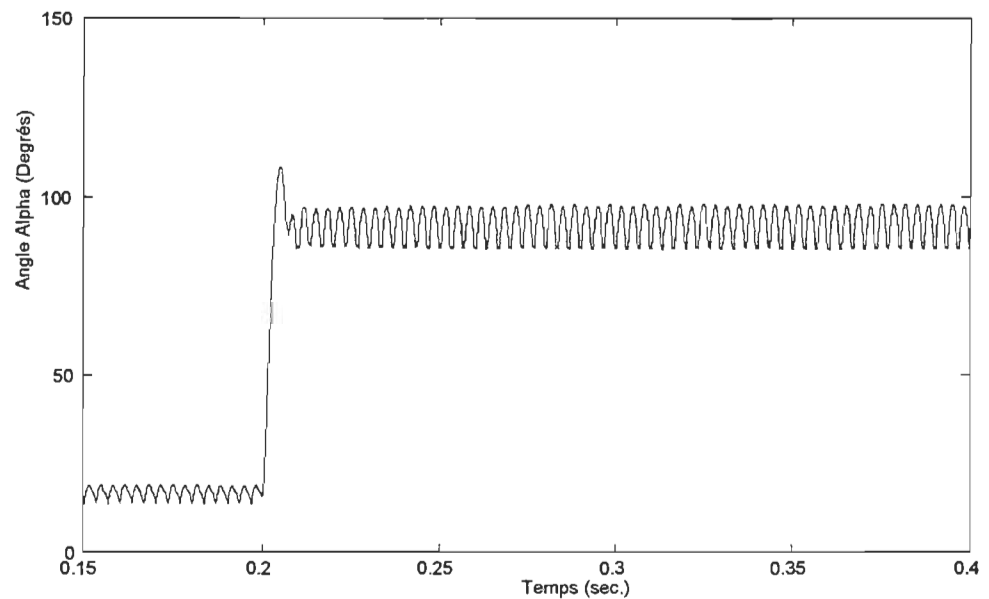


Figure 2.36: Angle d'amorçage déterminé par le régulateur en fonction du temps lors de l'apparition d'un court-circuit au temps $t = 0.2$ s.

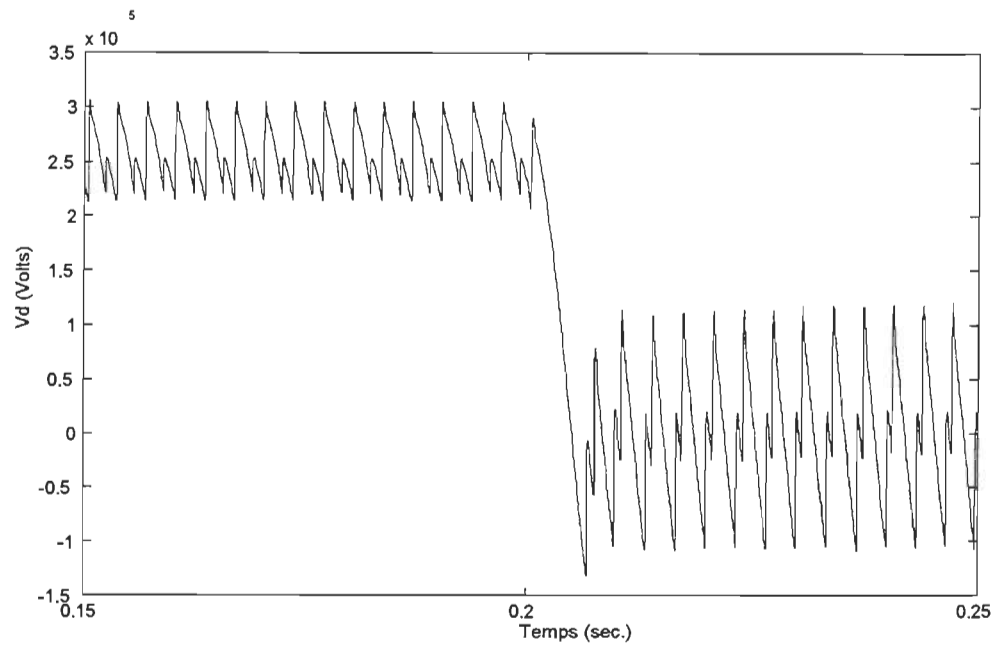


Figure 2.37: Tension de la ligne en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s)

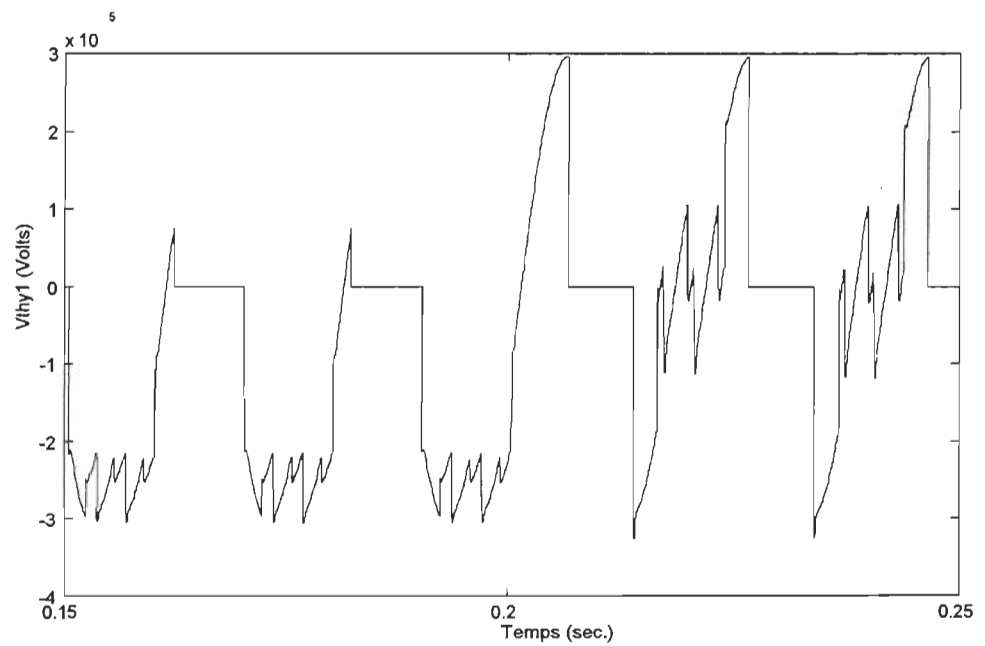


Figure 2.38: Tension aux bornes du thyristor 1 en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s).

2.5.2.3 Implantation de la commande d'angle d'extinction constant (AEC)

Comme nous l'avons mentionné auparavant, il a fallu construire un nouveau type d'interrupteur afin de permettre l'utilisation de deux commandes distinctes. Pour y parvenir, il était nécessaire de modifier les codes sources d'ATOSEC5. Le nouvel interrupteur a les mêmes caractéristiques de fonctionnement que l'interrupteur de type 5 [7]; par contre, la valeur de la tension de commande n'est plus définie par le paramètre PRMT(13) mais plutôt par l'équation (2.2) permettant de déterminer l'angle d'amorçage en fonction du courant I_d et de la tension crête CA du convertisseur pour garder un angle γ constant à 15° . Les paramètres de définition de ce nouvel interrupteur sont les suivants:

TYPE,MAG,FREQ,GAMMA,0

où

TYPE = 500: Identifie le type d'interrupteur
 MAG = 360: Détermine l'amplitude de la tension de synchronisation
 FREQ: Détermine la fréquence de la tension de synchronisation
 GAMMA: Détermine la valeur de l'angle γ désirée

Comme pour le simulateur ATP, la commande AEC est mise en opération après 0.35 seconde. Pour simuler une chute de tension CA de 10% après 0.5 seconde, il a été nécessaire de modifier ATOSEC5 de nouveau pour créer une nouvelle source sinusoïdale. Les paramètres de définition de cette source sont les suivants:

TYPE,MAG,FREQ,T1,%MAG

où

TYPE = 10: Identifie le type de source
 MAG: Détermine l'amplitude de la source
 FREQ: Détermine la fréquence de la source
 T1: Détermine le temps où la valeur de la source sera changée
 %MAG: Détermine la nouvelle valeur de la source en pourcentage de la valeur
 de MAG

Les modifications effectuées dans les codes sources d'ATOSEC5 sont incluses dans l'annexe B.

Les résultats de simulation obtenus par ATOSEC5 sont les suivants:

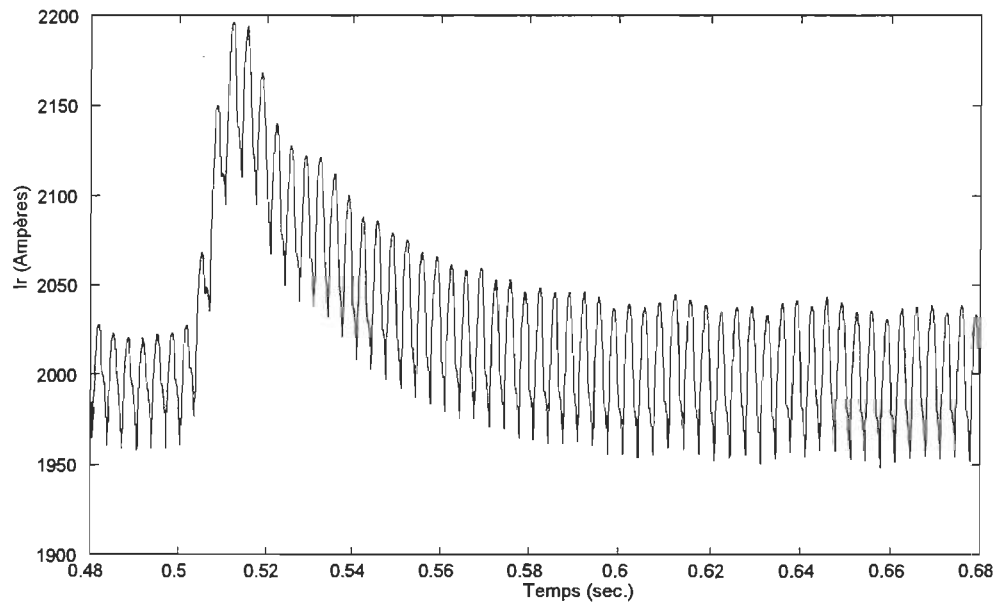


Figure 2.39: Courant de ligne à la sortie du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

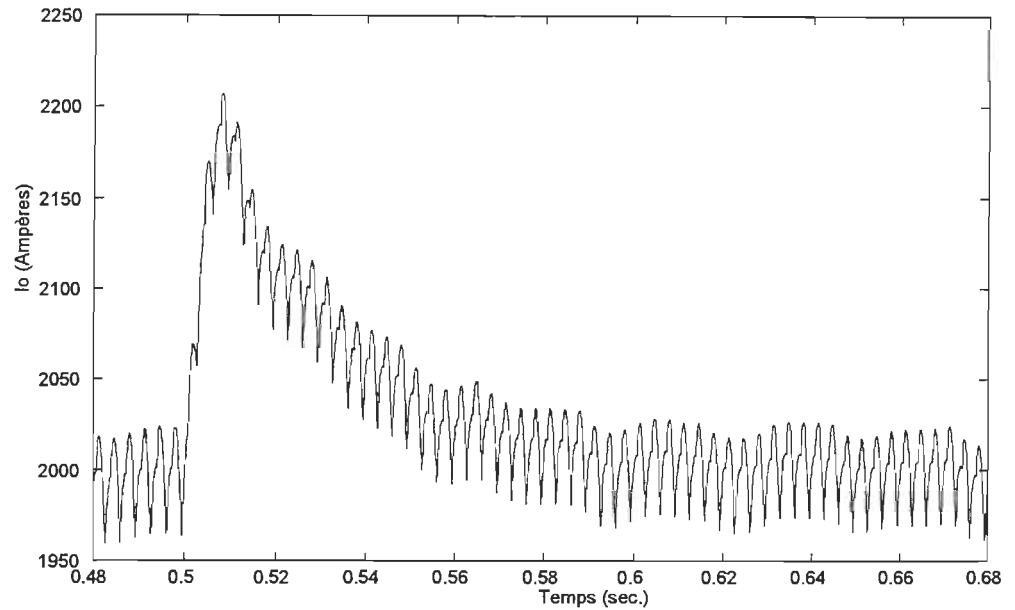


Figure 2.40: Courant de ligne à la sortie de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

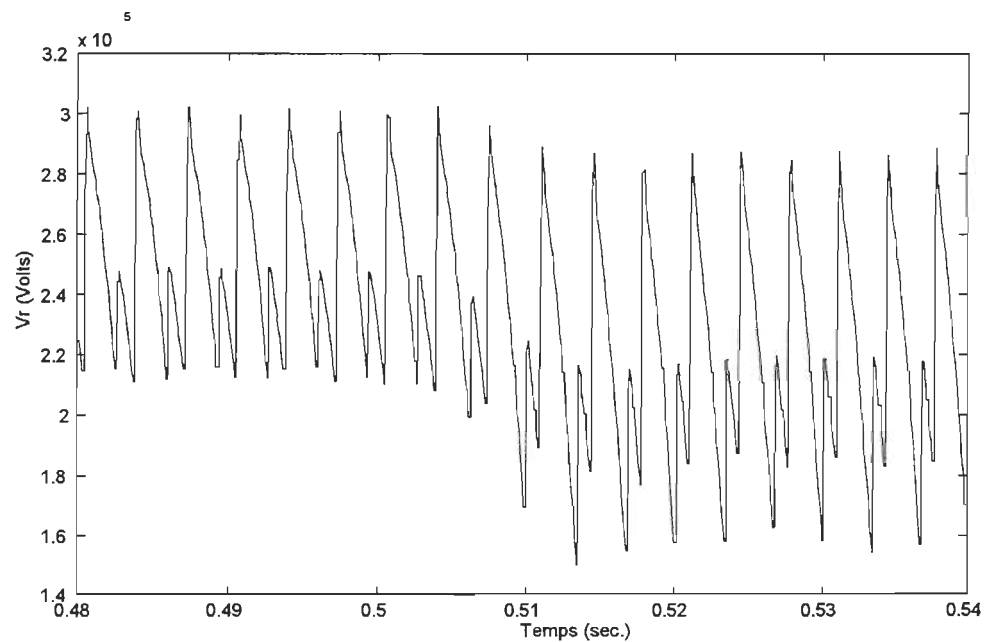


Figure 2.41: Tension aux bornes du redresseur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

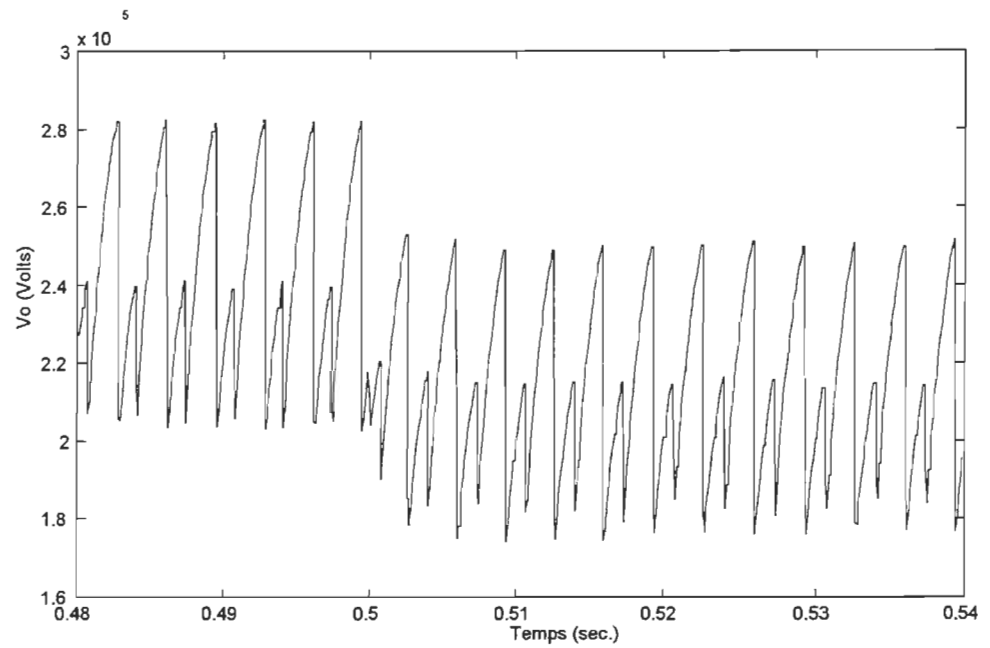


Figure 2.42: Tension aux bornes de l'onduleur au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

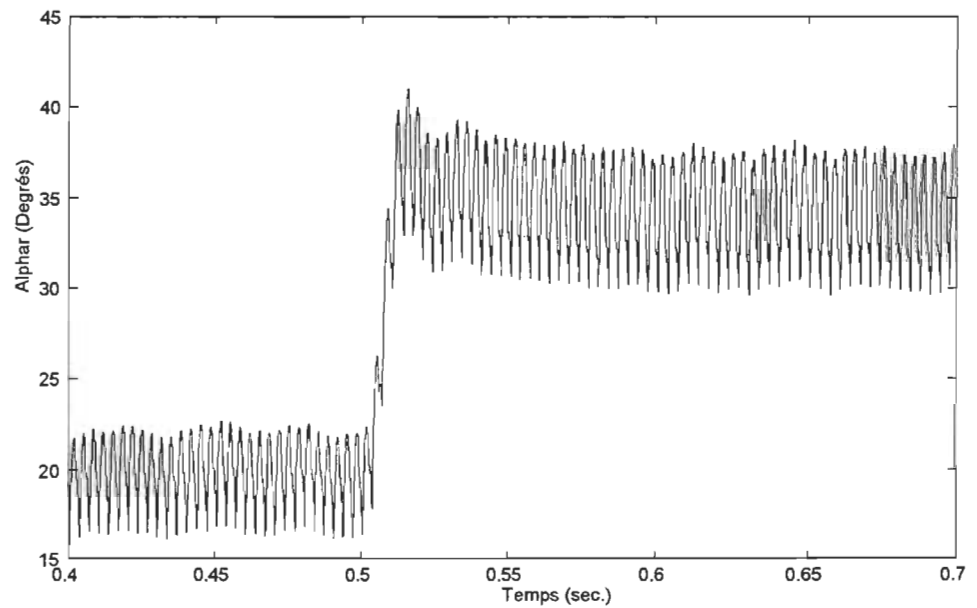


Figure 2.43: Angle d'amorçage calculé par la commande PI au moment où la tension CA de l'onduleur chute de 10% (0.5s).

2.5.3 Modélisation à l'aide du logiciel SIMUSEC

Contrairement à ATOSEC5 et ATP, SIMUSEC n'utilise pas une approche topologique. Pour construire un circuit, on doit représenter les équations de courant de noeuds et les équations de mailles sous forme graphique. Pour simplifier la construction de systèmes complexes, on divise ce dernier en éléments distincts que l'on peut regrouper sous forme de blocs réutilisables. La modélisation du redresseur asservi en régime de courant constant est présenté à la figure 2.44.

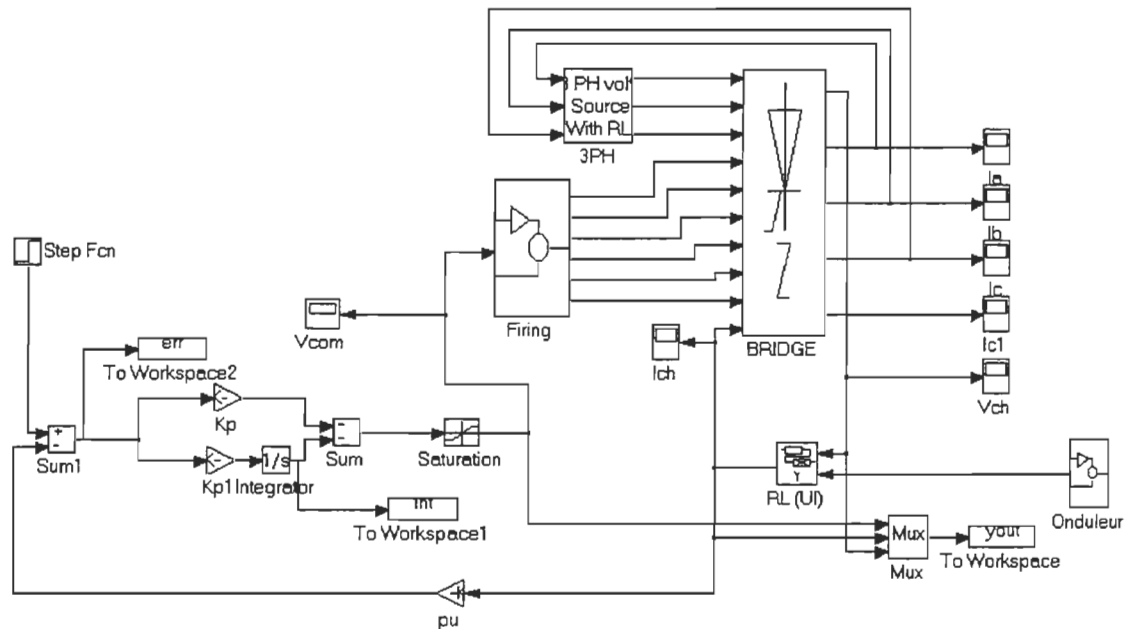


Figure 2.44: Schéma de préparation des données pour SIMULINK d'un pont de Graetz commandé en courant avec un contrôleur PI.

On peut distinguer cinq blocs importants outre les blocs concernant le régulateur PI et les éléments permettant la mesure des différents signaux. Ces blocs sont *3PH*, *Firing*, *BRIDGE*, *RL(UI)* et *Onduleur*. Ces derniers représentent respectivement la tension CA avec l'inductance de fuite du transformateur, les signaux de commande de gâchette, le pont de Graetz, la ligne CC et l'onduleur représenté par une source de tension continue équivalente. Dans chacun de ces blocs, on retrouve un circuit plus ou moins complexe permettant de calculer la sortie du bloc par rapport à son entrée (fonction de transfert).

2.5.3.1 Génération des impulsions de gâchette

La librairie SIMUSEC possède déjà un bloc fonctionnel permettant la génération d'impulsions de gâchette. Ce bloc est un modèle exact d'un calculateur d'angle linéaire de type TCA785 [8]. Chaque thyristor a son propre calculateur d'angle linéaire. L'entrée de tous les calculateurs d'angle est mise en commun. La valeur de la tension de commande sera alors transmise de la sortie du régulateur PI à l'entrée de chaque calculateur d'angle. Tous les calculateurs d'angle ont été regroupés dans le bloc *Firing* de la figure 2.44.

2.5.3.2 Implantation de la commande de régulation de courant

Les valeurs utilisées sont les mêmes que pour l'analyse avec le simulateur ATP. L'un des avantages de SIMULINK est la facilité d'implantation de la commande PI. Cette dernière est créée directement, de façon graphique, tel qu'illustré à la figure 2.44. Le gain K_p correspond au gain proportionnel et le gain K_{p1} est le gain de l'intégrateur, lui-même représenté par le bloc *integrator*. Un bloc *Saturation* a été ajouté afin de limiter la tension de commande entre 0.027 (5°) et 0.95 (165°) volt. Cette tension de commande est alors transmise à chaque calculateur TCA785 contenu dans le bloc *Firing*.

Résultats SIMUSEC pour l'essai 1 du régulateur de courant. (Fichier de données SIXSIM.M):

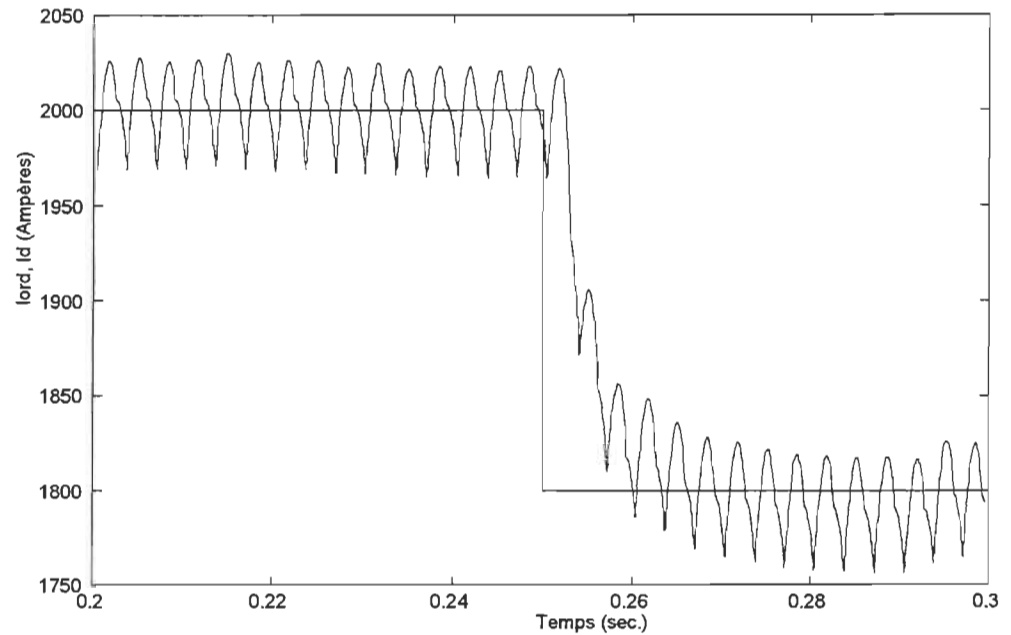


Figure 2.45: Évolution du courant I_d pour une chute de 10% de la consigne I_{ord} .

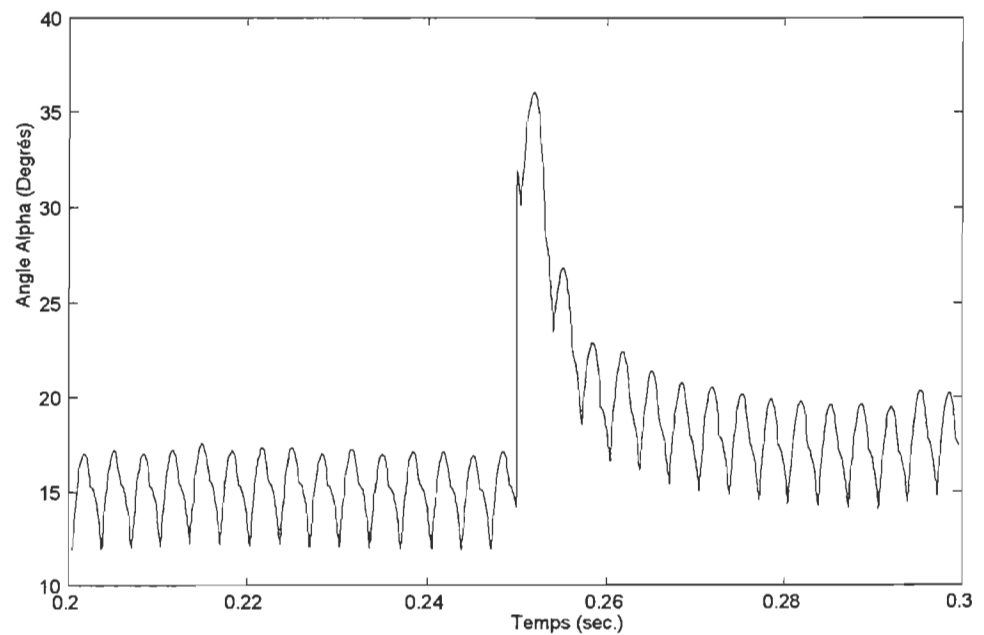


Figure 2.46: Variation de l'angle d'amorçage suite à la chute de 10% de I_{ord} .

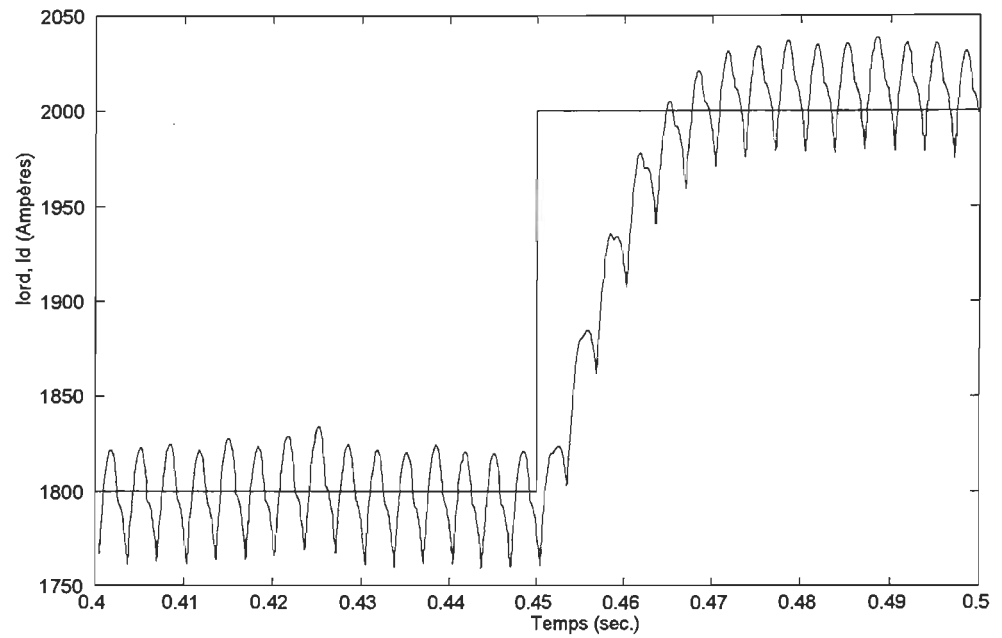


Figure 2.47: Évolution du courant I_d pour l'ord passant de 0.9 à 1.0pu.

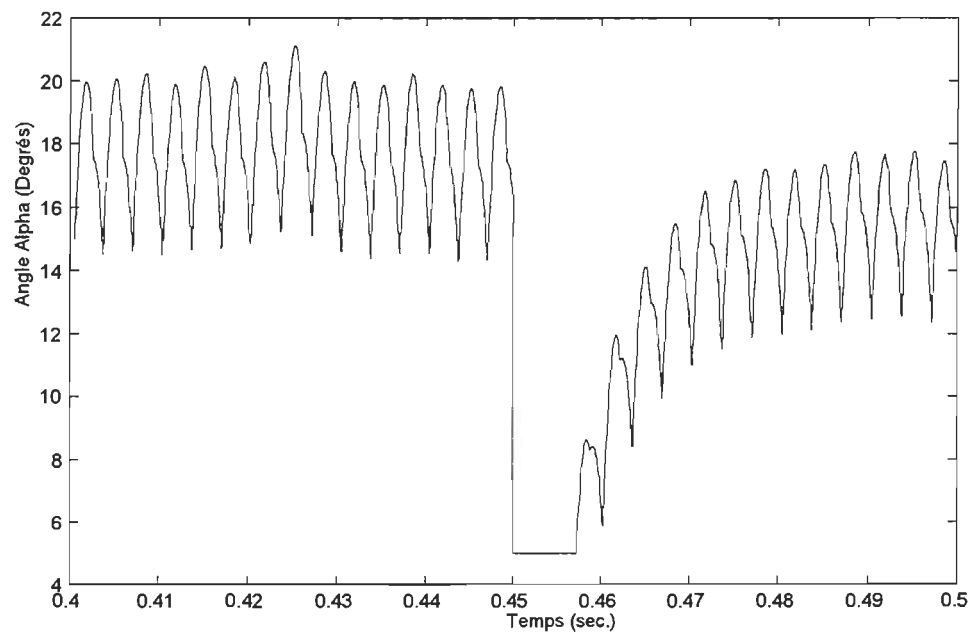


Figure 2.48: Variation de l'angle d'amorçage suite à la consigne l'ord passant de 0.9 à 1.0pu.

Résultats SIMUSEC pour l'essai 2 du régulateur de courant. (Fichier de données SIXSIMX.M):

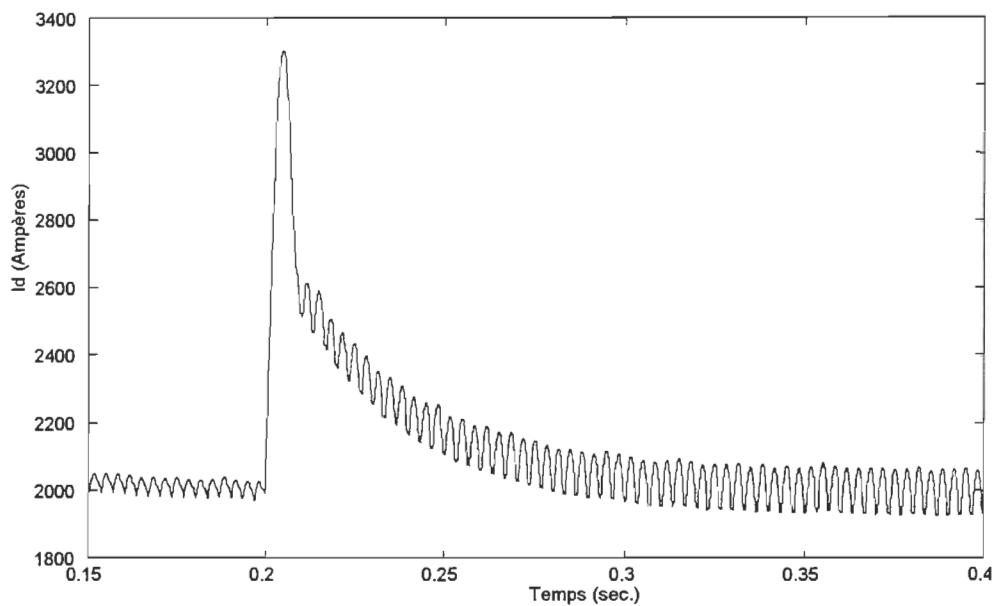


Figure 2.49: Courant de ligne en fonction du temps après l'apparition d'un court-circuit (0.2s).

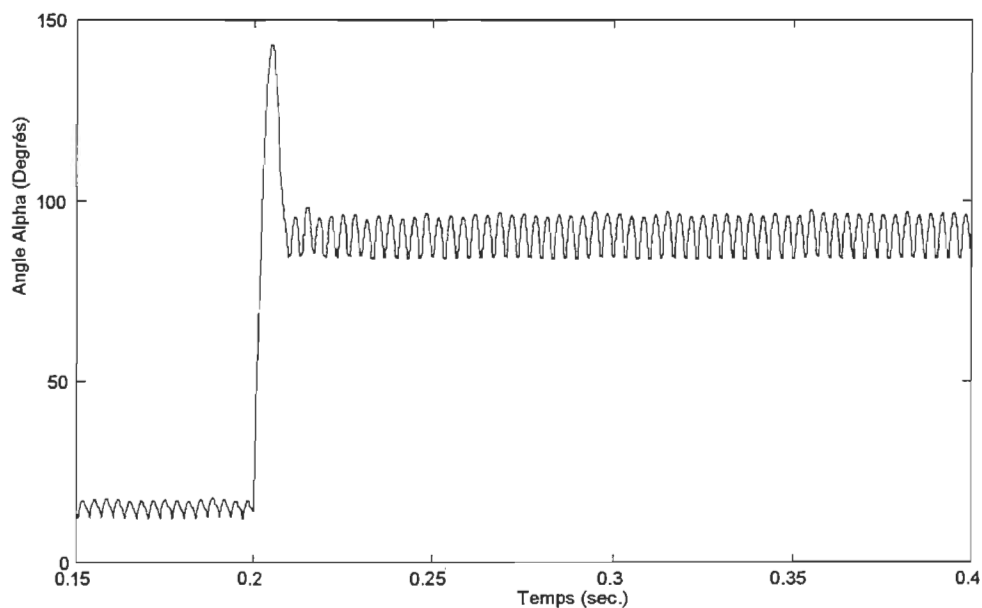


Figure 2.50: Angle d'amorçage déterminé par le régulateur en fonction du temps lors de l'apparition d'un court-circuit (0.2s).

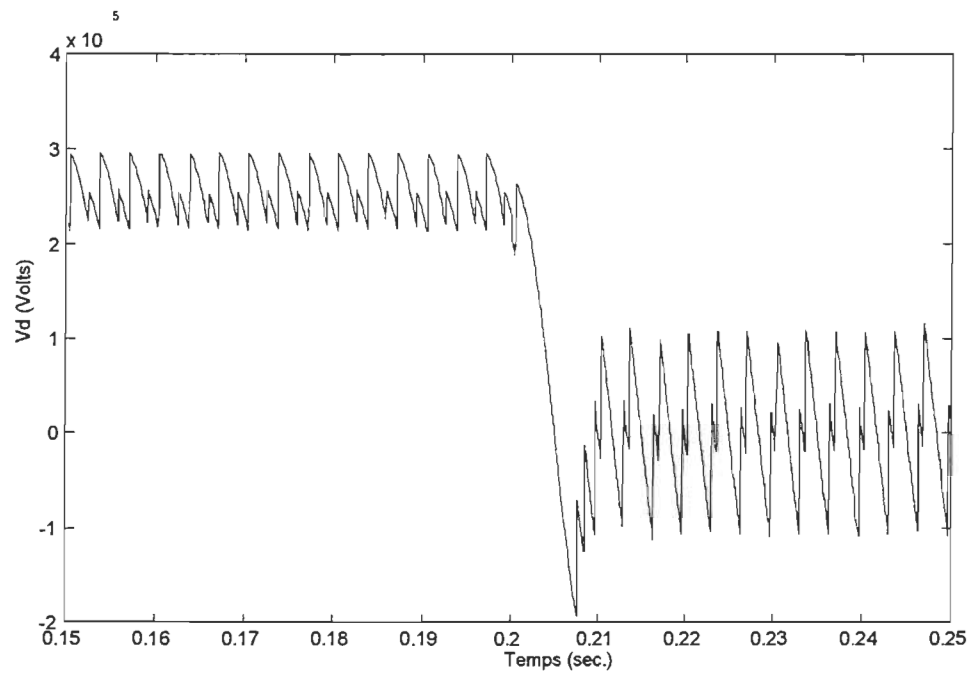


Figure 2.51: Tension de la ligne en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s).

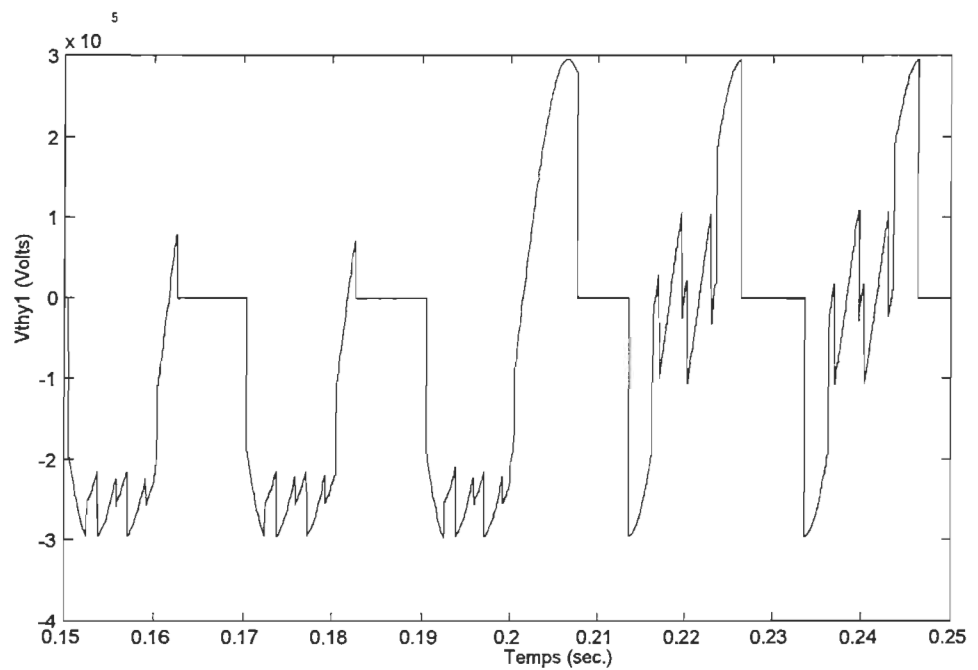


Figure 2.52: Tension aux bornes du thyristor 1 en fonction du temps au début du court-circuit (0.2s)

Malgré sa grande convivialité, SIMUSEC a un grand défaut, il demande un temps de calcul énorme pour un circuit relativement complexe. De plus, des essais ont été faits, sans succès, pour simuler la liaison complète. Après un certain temps, le simulateur est incapable de trouver une solution qui satisfait la tolérance fixée et la simulation est avortée.

2.5.4 Analyse des résultats et comparaison des simulateurs

Résultats de l'essai 1:

Les réponses en courant des trois simulateurs sont pratiquement identiques. La différence se trouve dans le calcul des angles d'amorçage des régulateurs. Dans le cas du simulateur ATOSEC5, les valeurs de l'angle d'amorçage calculées sont supérieures en tous points avec ATP d'approximativement 2°. Pour ce qui est des valeurs calculées par SIMUSEC, elles ont certaines fluctuations mais leurs valeurs sont similaires à celles calculées par ATP. Il est difficile d'évaluer la cause de ces fluctuations. Plusieurs essais ont été faits en variant la tolérance et les pas de calcul mais les résultats ont demeurés les mêmes. La stabilisation du courant se fait complètement à l'intérieur de 50 ms ce qui est conforme avec les spécifications d'un système réel.

Résultats de l'essai 2:

Les résultats obtenus par les trois simulateurs pour la simulation du redresseur fonctionnant en mode régulation de courant sont identiques à quelques pourcentages près. La concordance des résultats est grande, plus particulièrement entre ATP et SIMUSEC. Le courant de ligne ainsi que la tension de commande, v_c , sont pratiquement identiques. Les interrupteurs utilisés dans le simulateur SIMUSEC ne possèdent pas de circuit d'aide à la commutation (snubber). C'est ce qui explique l'absence de légère surtension que l'on retrouve sur les courbes produites par ATP. Ces surtensions se retrouvent également dans les résultats obtenus par ATOSEC5 qui utilise, lui aussi, des circuits d'aide à la commutation.

La seule différence appréciable entre les résultats survient lors de l'apparition du défaut. Le courant transitoire calculé par ATOSEC5 n'atteint pas le même sommet que ceux obtenus par les autres simulateurs. La valeur maximum de ce courant est approximativement inférieure à 10% par rapport aux courants obtenus par ATP et

SIMUSEC. Cette différence est présente que lors de l'apparition du défaut. La valeur "erronée" du courant entraîne une action de commande différente avec ATOSEC5. La valeur de la tension de commande étant plus faible lors de l'apparition du court-circuit fait en sorte que la tension continue aux bornes du redresseur ne descend pas au même niveau que pour les deux autres simulateurs.

Les tableaux 2.2 et 2.3 présente une comparaison des trois simulateurs pour les essais 1 et 2 et le tableau 2.4 présente une comparaison entre ATP et ATOSEC5 pour la simulation de la liaison monopolaire.

Tableau 2.2: Comparaison des simulateurs pour l'analyse du redresseur fonctionnant en courant constant pour une variation de 10% de la consigne.

Les simulations ont été effectuées sur le système suivant: 486-50MHz avec 8 mégaoctets de mémoire vive.			
	ATP	ATOSEC5	SIMUSEC
fichier de données	SIXATP.DAT	SIXATO.DAT	SIXSIM.M
taille du fichier	9 881 octets	4 287 octets	192 385 octets
algorithme d'intégration	trapézoïdal	Euler backward (EBA)	Gear
tolérance	n/a	n/a	5e-4
pas de calcul minimum	2e-5 (fixe)	2e-5 (fixe)	2e-5 (variable)
pas de calcul maximum	n/a	n/a	2e-4
durée de la simulation	0.55 sec.	0.55 sec.	0.55 sec.
temps de simulation	1min. 11sec.	12min. 00sec.	1h. 07min. 10sec.

Tableau 2.3: Comparaison des simulateurs pour l'analyse du redresseur fonctionnant en courant constant pour un court-circuit franc sur la ligne CC.

Les simulations ont été effectuées sur le système suivant: 486-50MHz avec 8 mégaoctets de mémoire vive.			
	ATP	ATOSEC5	SIMUSEC
fichier de données	SIXATPX.DAT	SIXATOX.DAT	SIXSIMX.M
taille du fichier	9 698 octets	4 659 octets	192 484 octets
algorithme d'intégration	trapézoïdal	Euler backward (EBA)	Gear
tolérance	n/a	n/a	5e-4
pas de calcul minimum	2e-5 (fixe)	2e-5 (fixe)	2e-5 (variable)
pas de calcul maximum	n/a	n/a	2e-4
durée de la simulation	0.55 sec.	0.55 sec.	0.55 sec.
temps de simulation	3min. 48sec.	12min. 27sec.	1h. 37min. 42sec.

Tableau 2.4: Comparaison des simulateurs pour l'analyse de la liaison monopolaire.

Les simulations ont été effectuées sur le système suivant: 486-50MHz avec 8 mégaoctets de mémoire vive.			
	ATP	ATOSEC5	SIMUSEC
fichier de données	SIX2X2C1.DAT	SIX2X2C1.DAT	n/a
taille du fichier	14 947	4 659 octets	n/a
algorithme d'intégration	trapézoïdal	Euler backward (EBA)	n/a
tolérance	n/a	n/a	n/a
pas de calcul minimum	2e-5 (fixe)	2e-5 (fixe)	n/a
pas de calcul maximum	n/a	n/a	n/a
durée de la simulation	0.8 sec.	0.8 sec.	n/a
temps de simulation	3min. 20sec.	79 min. 54 sec.	n/a

Les tableaux 2.3 à 2.4 montrent que le simulateur ATP est beaucoup plus rapide que ATOSEC5 et SIMUSEC. Une des raisons qui peut justifier cet écart est que les modèles d'interrupteurs utilisés par ATP sont idéaux contrairement à ATOSEC5 et SIMUSEC. Dans ATOSEC5, chaque interrupteur augmente le nombre de variables d'état de deux. Ceci permet d'expliquer pourquoi le temps de simulation de la liaison complète augmente de façon plus appréciable dans le cas d'ATOSEC5 par rapport à ATP. Pour ATOSEC5 l'ajout d'un deuxième pont de Graetz signifie que le nombre de variables d'état augmente de douze. Le logiciel ATOSEC5 se situe entre les deux extrêmes définis par ATP et SIMUSEC. Il est un compromis acceptable entre la convivialité et la rapidité de calcul. La contre performance de SIMUSEC est en partie due à la complexité des fichiers de données. Ces fichiers sont beaucoup plus imposants que les fichiers de données des deux autres simulateurs (voir Tableau 2.2 et Tableau 2.3). Le logiciel MATLAB, qui compose SIMULINK, doit interpréter ce fichier ligne par ligne. Plus ce fichier est gros, plus le temps de simulation est élevé. De plus, SIMUSEC fonctionne sous l'environnement Windows contrairement aux deux autres simulateurs qui fonctionnent sous DOS ce qui rend la comparaison plus difficile. Il est difficile d'évaluer l'impact qu'a l'environnement Windows sur le simulateur.

Les logiciels ATOSEC5 et SIMUSEC permettent de visualiser des formes d'ondes au cours d'une simulation. Cette option peut influencer le temps de calcul tel que montré par le Tableau 2.5.

Tableau 2.5: Comparaison des temps de simulation lorsque l'option de visualisation de forme d'onde lors d'une simulation est activée ou désactivée.

Les simulations ont été effectuées sur le système suivant: 486-50MHz avec 8 mégaoctets de mémoire vive.			
	ATOSEC5	ATOSEC5	SIMUSEC
fichiers de données	SIXATO.DAT	SIXATOX.DAT	SIXSIM.DAT
visualisation des forme d'onde activée	12min. 28sec.	12min. 39sec.	1h. 37min. 42sec.
visualisation des forme d'onde désactivée	12min. 00sec.	12 min. 27sec.	1h. 07min. 10sec.

Dans le cas d'ATOSEC5, la variation du temps de calcul n'est pas très importante (inférieure à 3% pour le fichier SIXATO.DAT et SIXATOX.DAT). Les conclusions ne sont pas les mêmes pour le simulateur SIMUSEC, l'élimination des oscilloscopes permet de diminuer considérablement le temps de calcul. Pour la simulation du fichier SIXSIM.DAT, le temps de calcul augmente de 45% si on active deux oscilloscopes lors de la simulation.

2.6 Conclusion

Ce travail a permis d'évaluer trois outils de simulation, soit ATP, ATOSEC5 et SIMUSEC en fonction des critères suivants:

- ◆ le temps de calcul,
- ◆ la complexité des problèmes pouvant être étudiés,
- ◆ la convivialité,
- ◆ la manipulation de résultats,
- ◆ l'interactivité.

D'après les résultats, le logiciel ATP se démarque par sa vitesse de calcul. Ce dernier permet aussi une grande flexibilité dans l'implantation de commande grâce au module TACS. C'est aussi ATP qui permet de simuler les circuits les plus complexes, le nombre d'éléments étant limité par la mémoire disponible (sauf pour le module TACS où le nombre d'éléments est limité). Le grand désavantage d'ATP est son manque de convivialité et la rigidité de la structure des données.

ATOSEC5, quoique moins rapide qu'ATP, s'avère un bon compromis entre la vitesse de calcul et la convivialité. La préparation des données est relativement simple et se fait en majorité à l'aide d'un éditeur graphique. Pour pouvoir implanter de nouvelles commandes, on doit modifier le programme source d'ATOSEC5, ce qui nécessite une bonne connaissance du FORTRAN et de la structure d'ATOSEC5. De plus, la version pour ordinateur personnel d'ATOSEC5 est limitée à quarante variables d'état.

SIMUSEC est le logiciel le plus convivial des trois. La construction des données et l'implantation de nouvelles commandes se font graphiquement. Malgré une approche non

topologique, la création de circuits est simplifiée par l'existence d'une bibliothèque de systèmes d'électronique de puissance. SIMUSEC étant relativement nouveau, ce dernier n'est pas encore optimisé. Les temps de calcul sont longs comparativement aux deux autres logiciels. De plus, certaines instabilités numériques empêchent la simulation de systèmes complexes. SIMUSEC est le seul programme qui permet de faire varier des paramètres au cours d'une simulation. Ceci permet d'observer directement l'effet de chaque composant du système ou de la commande.

En conclusion, ATP semble le mieux adapté pour la simulation de système de transport d'énergie en CCHT. Ce dernier permet l'implantation de commandes complexes et de circuits de grande taille. Les logiciels ATOSEC5 et SIMUSEC se prêtent mieux aux simulations par partie d'une liaison CCHT, comme par exemple l'évaluation de la commande d'un convertisseur. Dans le prochain chapitre, ces simulateurs permettront d'évaluer l'utilisation d'un convertisseur à commutation forcée dans une liaison en CCHT.

CHAPITRE 3

LES CONVERTISSEURS AUTO-COMMUTÉS EN TRANSPORT D'ÉNERGIE EN CCHT

3.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans les chapitres 1 et 2, le transport d'énergie en CCHT conventionnel est basé sur la commutation de ligne. La commutation de ligne ou commutation naturelle repose sur l'inversion de la tension aux bornes des valves des convertisseurs. Le désavantage du convertisseur à commutation de ligne est sa dépendance au réseau à CA auquel il est relié. S'il n'existe qu'une faible ou aucune source d'énergie dans le réseau à CA local (réseau à CA faible), des équipements de compensation très dispendieux tels les compensateurs synchrones ou les compensateurs statiques de puissance réactive doivent être utilisés. De plus, les perturbations sur le réseau à CA peuvent entraîner des ratés de commutation. Une des solutions envisageables est l'utilisation d'interrupteurs auto-commutés dans les convertisseurs. Les principaux avantages de l'utilisation de ces convertisseurs [13] sont :

- ◆ La possibilité d'alimenter un réseau à CA de faible puissance ou inexistant;
- ◆ L'amélioration de la régulation de la tension par le contrôle de l'écoulement des puissances active et réactive;
- ◆ La capacité de rétablissement rapide des perturbations du système.

Ces avantages sont connus depuis longtemps mais la technologie n'avait pas été capable, jusqu'à présent, de produire des interrupteurs aptes à supporter les puissances mises en jeu dans le transport en CCHT. Depuis quelques années, le développement des thyristors à blocage par la gâchette (GTO) a beaucoup évolué. La capacité en puissance de ces interrupteurs est maintenant suffisante pour des applications dans le créneau inférieur des applications en CCHT, on parle ici de puissance d'environ 50MW [13].

Ce chapitre a pour objectif l'étude de différentes topologies de convertisseurs auto-commutés susceptibles d'être utilisées dans le transport en CCHT. Dans les prochaines sections, il sera question des avantages de l'utilisation de l'auto-commutation par rapport à la commutation naturelle, des différentes topologies des convertisseurs auto-commutés, des applications possibles des convertisseurs auto-commutés en CCHT ainsi que des types de commande.

3.2 Avantages de l'auto-commutation par rapport à la commutation naturelle.

Dans les convertisseurs à commutation de ligne, il est seulement possible de retarder l'angle d'amorçage α à cause de leurs dépendances à la tension CA. Ceci implique que la valeur de α peut varier théoriquement de 0 à 180°. En se référant aux équations (1.14) et (1.15), on constate que les convertisseurs consomment toujours de la puissance réactive.

Pour pouvoir fonctionner avec un angle d'amorçage compris entre 0 et -180°, il est essentiel d'utiliser la commutation forcée. Dans ce cas, l'angle d'amorçage n'est plus dépendant de la tension CA et le convertisseur peut fournir de la puissance réactive au système CA auquel il est relié.

La théorie des convertisseurs permet d'écrire la relation entre la tension continue, V_d , et l'angle de d'amorçage, α :

$$V_d = V_{do} \cos \alpha - R_c I_d$$

La figure 3.1 présente les régions d'opération des convertisseurs à commutation de ligne et à auto-commutation.

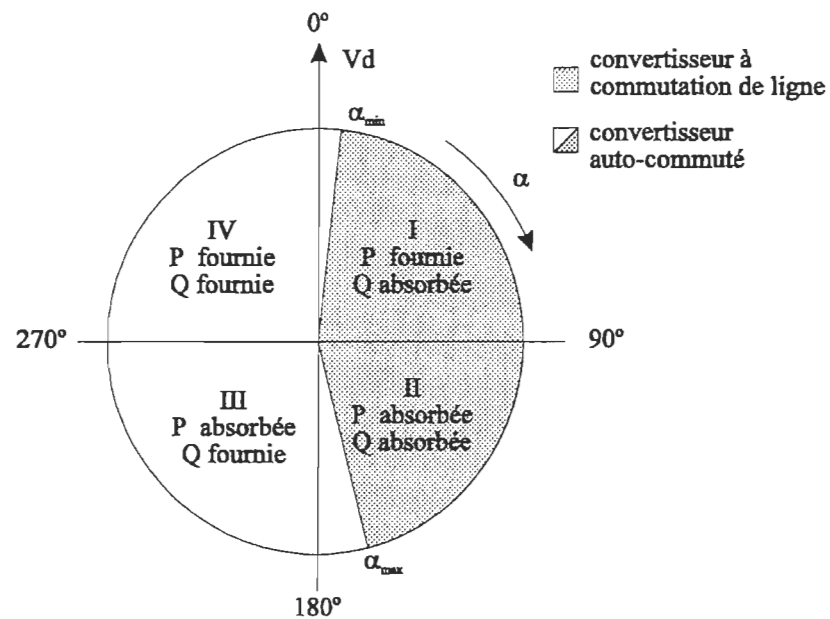


Figure 3.1: Régions d'opération pour les convertisseurs à commutation de ligne et à auto-commutation.

Comme les convertisseurs à commutation de ligne dépendent de la tension CA, il existe des limites d'opération pour l'angle d'amorçage. L'angle α_{min} permet aux valves d'avoir une polarisation directe suffisante pour permettre l'amorçage et α_{max} est fixé afin d'éviter des ratés de commutation tel que mentionné au chapitre 2.

Contrairement aux convertisseurs à commutation de ligne, les convertisseurs auto-commutés n'ont théoriquement aucune limite d'opération, ils peuvent donc fonctionner dans les quatre quadrants.

Un autre avantage de l'auto-commutation est la possibilité d'utiliser la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). À l'aide de la MLI, il est possible de faire varier l'amplitude de sortie de la tension CA et d'éliminer les harmoniques d'ordre faible. Ce dernier point est très avantageux car le coût des filtres CA constitue 5 à 15% des coûts totaux d'une station de conversion [13]. Pour l'instant, l'utilisation de la MLI en transport d'énergie en CCHT est limitée par les pertes en commutation des interrupteurs de type GTO. L'évolution des recherches dans le domaine des semi-conducteurs permet de croire que cette limitation n'est que temporaire [14].

Certains problèmes technologiques restent encore à être résolus avant de pouvoir réaliser une station en CCHT à auto-commutation. Parmi les principaux problèmes, on note [15]:

- ◆ La mise en parallèle et en série des interrupteurs GTO;
- ◆ La réduction des pertes en commutation des interrupteurs;
- ◆ L'augmentation de la tension maximum et du courant maximum pouvant être supportés par les interrupteurs.

3.3 Configurations des convertisseurs auto-commutés.

Les configurations des convertisseurs à auto-commutation les plus souvent proposées pour l'utilisation dans des applications en CCHT sont les onduleurs source de courant et les onduleurs source de tension. Cette section permet de mieux comprendre le fonctionnement de chacune de ces configurations. Les avantages ainsi que les inconvénients de chaque topologie pour une utilisation en transport d'énergie en CCHT sont mis en évidence.

3.3.1 Convertisseur source de courant

Le convertisseur source de courant est le type normalement utilisé en CCHT. Le courant continu est maintenu constant à l'aide d'une inductance de lissage de très grande valeur. Le principe du convertisseur de courant à GTO est illustré à la figure 3.2.

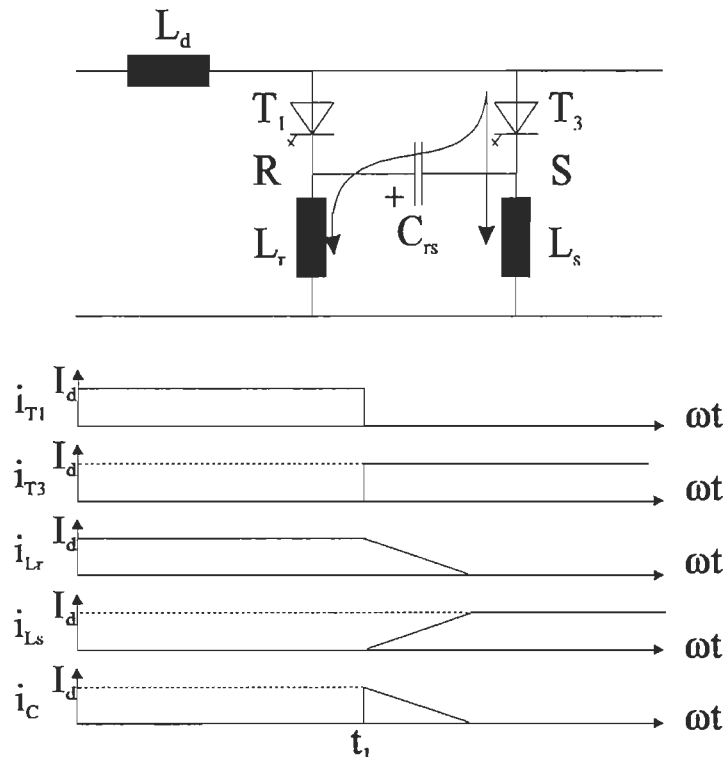


Figure 3.2: Circuit équivalent pour un convertisseur source de courant [13]

L'inductance L_d permet de maintenir le courant constant. Supposons que l'interrupteur T_1 est fermé et qu'un courant i_L est établi dans la phase R de la charge à

l'instant t égale à zéro. De plus, le condensateur C_{rs} est chargé tel qu'indiqué à la figure 3.2. À l'instant t égal à t_1 , un signal de blocage est envoyé à l'interrupteur T_1 et un signal d'amorçage à l'interrupteur T_3 . La valve T_1 est automatiquement bloquée et le courant de charge i_L est détourné dans la valve T_3 . Le courant circulant dans la valve T_3 est alors composé des deux courants suivants :

- ◆ le courant i_{Lr} dans la capacité C_{rs} et dans la phase R de la charge; plus la capacité se charge et plus ce courant tend vers zéro.
- ◆ le courant i_{Ls} qui s'établit dans la phase S de la charge; ce courant augmentera jusqu'à ce qu'il atteigne i_d .

La figure 3.3 présente la topologie d'un convertisseur à six pulsations fonctionnant en source de courant. La position des capacités de diversion C_{rs} , C_{rt} et C_{st} est illustrée pour une configuration en triangle alors qu'une configuration en étoile est aussi possible. Prenons l'exemple de commutation de la valve T_1 à T_3 . Initialement, le courant circule dans les valves T_1 et T_2 . Après que les signaux de blocage pour T_1 et d'amorçage pour T_3 soient envoyés, la capacité C_{rs} prendra temporairement le courant circulant dans l'inductance du transformateur de la phase R jusqu'à ce que T_3 et la phase T soient capables d'établir le courant. Les dimensions des trois capacités du côté CA du convertisseur sont fonction de $L_c \times i_d$, où L_c est la valeur de l'inductance de fuite du transformateur du convertisseur.

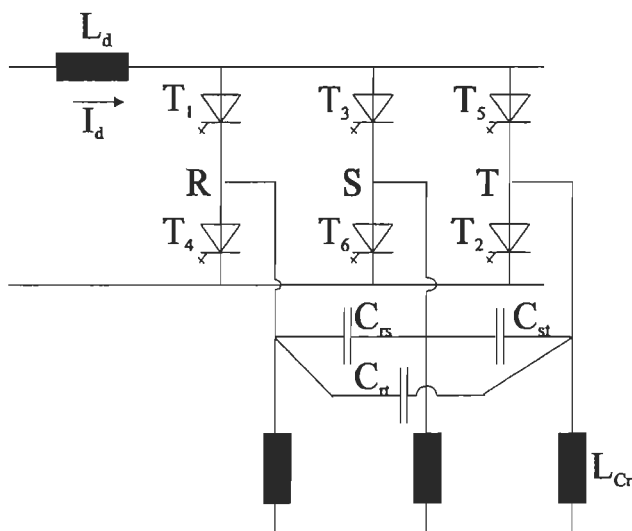


Figure 3.3: Convertisseur source de courant à auto-commutation [13]

Lors de la conception du circuit, il faut considérer la fréquence naturelle de résonance du circuit $L_c \times C$ qui peut perturber l'opération du convertisseur.

3.3.2 Convertisseur source de tension

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur est illustré à la figure 3.4.

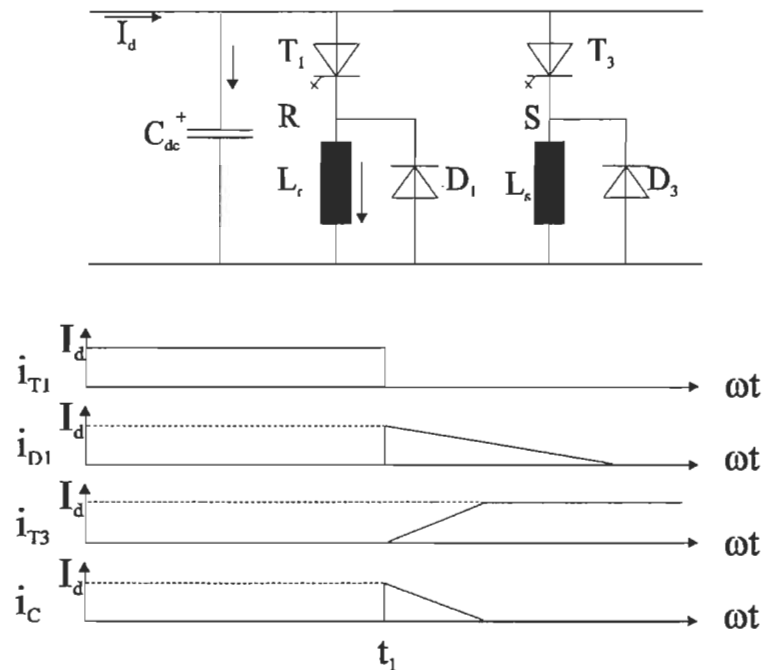


Figure 3.4: Circuit équivalent pour un convertisseur source de tension [13].

La tension continue est maintenue constante à l'aide de la capacité C_{dc} . En plus de la capacité C_{dc} , des diodes de retour sont requises à travers les phases R et S de la charge afin de détourner le courant lors de la commutation des valves. La valve T_1 est traversée par un courant I_r égal à I_d dans la phase R de la charge. À l'instant t égal à t_1 , un signal est envoyé pour bloquer T_1 et un autre pour amorcer T_3 . La valve T_1 est bloquée immédiatement et le courant circule dans la diode de retour D_1 . Ce courant va diminuer jusqu'à zéro. Au même moment, un courant commence à circuler dans l'interrupteur T_3 et dans la phase S de la charge. La différence entre les courants I_d et I_s est fournie à la capacité C_{dc} jusqu'à ce que I_d soit égal à I_s . La figure 3.5 présente la topologie d'un convertisseur à six pulsations fonctionnant en mode source de tension.

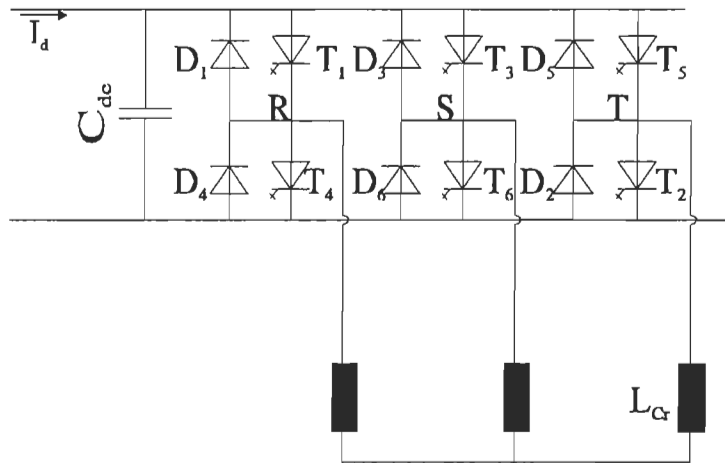


Figure 3.5: Convertisseur source de tension à auto-commutation [13]

3.3.3 Comparaison des deux types de convertisseur

Voici les principales caractéristiques du convertisseur source de courant:

- ◆ La courant continu est unidirectionnel;
- ◆ La polarité de la tension continue change en fonction de la direction de l'écoulement de la puissance active;
- ◆ Une inductance de lissage maintient le courant constant;
- ◆ Un filtre capacitif est utilisé du côté de la ligne de l'inductance de lissage;
- ◆ Des capacités de diversion sont requises du côté CA;
- ◆ Les GTO doivent être des interrupteurs symétriques qui se bloquent lorsqu'ils sont soumis à une tension inverse. Sinon on utilise des diodes en série.
- ◆ Le courant de défaut auquel contribue le convertisseur lorsqu'il y a un court-circuit du côté CC peut être limité par la commande et de plus il est minimisé par l'inductance de lissage.

Les caractéristiques du convertisseur source de tension sont les suivantes:

- ◆ La direction du courant continu est fonction de l'écoulement de la puissance active;
- ◆ La polarité de la tension continue est toujours la même;

- ◆ Une capacité de grande valeur est utilisée du côté CC afin de maintenir la tension continue constante;
- ◆ Une inductance de lissage est utilisée du côté de la ligne de la capacité;
- ◆ Des diodes de diversion sont utilisées en anti-parallèle avec les valves;
- ◆ À cause de la présence des diodes anti-parallèles, les GTO peuvent être symétriques ou asymétriques;
- ◆ Le courant de défaut fourni par le convertisseur si un court-circuit survient du côté CC ne peut être limité par la commande à cause des diodes. Le courant de faute peut être interrompu par un disjoncteur CA, ce qui n'est pas très convenable en CCHT. De plus, la valeur crête de ce courant sera très grande due à la décharge du filtre capacitif.

Des travaux de recherche ont déjà été faits afin de comparer les avantages et les inconvénients de chacune des topologies dans des applications en transport d'énergie en CCHT [14-16]. Les résultats montrent que la topologie "source de tension" semble plus avantageuse en terme de coût de construction ainsi qu'en terme de rendement. C'est pour ces raisons que dans les prochaines sections, la topologie "source de tension" sera plus particulièrement étudiée.

3.4 Application de l'auto-commutation en transport d'énergie en CCHT

Les systèmes de transport d'énergie en CCHT peuvent être classifiés selon les catégories suivantes [16]:

1. Systèmes de transport d'énergie entre deux stations reliées par une ligne aérienne;
2. Systèmes de transport d'énergie entre deux stations reliées par un câble.;
3. Systèmes de transport d'énergie dos-à-dos;
4. Systèmes multi-terminaux à niveau de tension unique;
5. Systèmes multi-terminaux à niveau de tension multiple.

Parmi les différentes catégories mentionnées, plusieurs types de configuration ont été proposés dans la littérature. Certaines configurations permettent un transfert de puissance bidirectionnel et d'autres permettent un transfert unidirectionnel. Les tableaux

3.1 à 3.4 résument les applications typiques de l'utilisation de l'auto-commutation en CCHT en fonction des catégories mentionnées précédemment.

Tableau 3.1: Catégories 1 et 2: Transport d'énergie entre deux stations.

<ul style="list-style-type: none"> ◆ Station A: convertisseur source de courant. ◆ Station B: convertisseur source de courant. ◆ Écoulement de la puissance bidirectionnel par l'inversion de la polarité de la tension CC. ◆ Alimente un circuit CA "faible" <p>[15-16]</p>	
<ul style="list-style-type: none"> ◆ Station A: convertisseur source de tension. ◆ Station B: convertisseur source de tension. ◆ Écoulement de la puissance bidirectionnel par l'inversion de l'écoulement du courant CC. ◆ Alimente un circuit CA "faible" <p>[15-16]</p>	
<ul style="list-style-type: none"> ◆ Station A: redresseur à commutation de ligne. ◆ Station B: convertisseur source de courant. ◆ Écoulement de la puissance unidirectionnel de A à B. ◆ Alimente une charge CA locale. <p>[14-16]</p>	
<ul style="list-style-type: none"> ◆ Station A: redresseur à commutation de ligne. ◆ Station B: convertisseur source de tension. ◆ Écoulement de la puissance unidirectionnel de A à B. ◆ Alimente une charge CA locale. <p>[14-16] et [19]</p>	

Tableau 3.2: Catégorie 3: Station dos-à-dos.

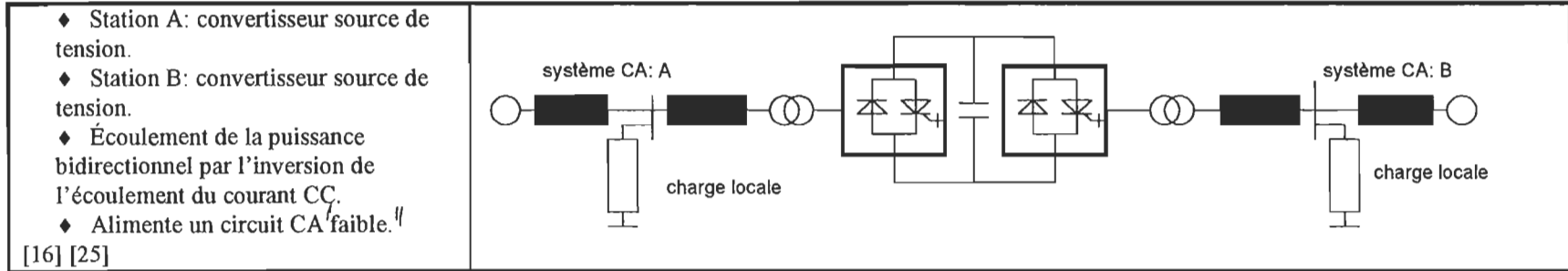
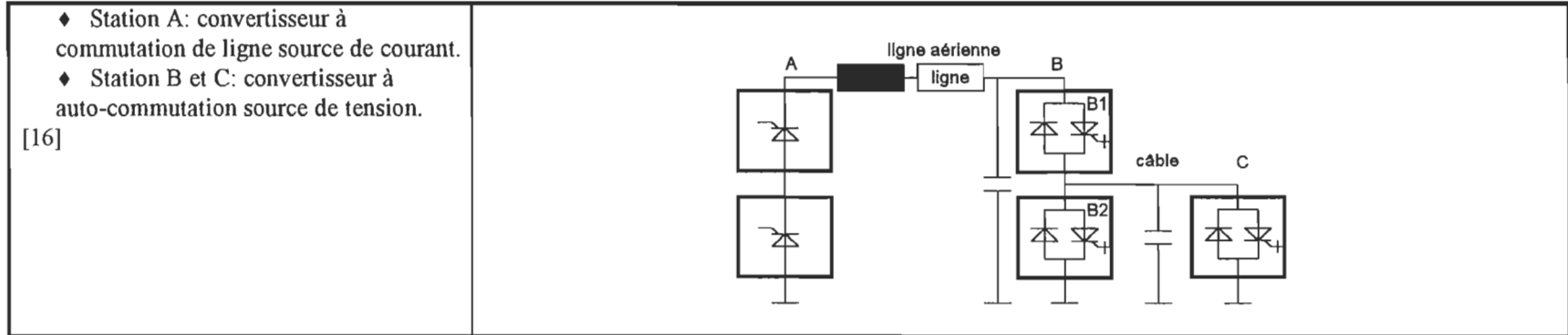


Tableau 3.3: Catégorie 4: Systèmes multi-terminaux à niveau de tension unique.

<ul style="list-style-type: none"> ◆ Station A: redresseur à commutation de ligne. ◆ Station B et C: convertisseur source de tension. ◆ Écoulement de puissance unidirectionnel entre A , B et C. <p>[17]</p>	
<ul style="list-style-type: none"> ◆ Station A et B: convertisseur à commutation de ligne source de tension. ◆ Station C: convertisseur à auto-commutation source de courant. <p>[18]</p>	
<ul style="list-style-type: none"> ◆ Station A et B: convertisseur à commutation de ligne source de courant. ◆ Station C: convertisseur à auto-commutation source de tension. <p>[20]</p>	

Tableau 3.4: Catégorie 5: Systèmes multi-terminaux à niveau de tension multiple



Ce travail se concentre plus particulièrement sur les systèmes de transport d'énergie unidirectionnels alimentant une charge sans source d'énergie électrique (tableau 3.1, 4^{ième} cas). Plusieurs raisons ont amené ce choix. Premièrement, plusieurs charges faibles, situées dans des régions éloignées, ont été identifiées au Canada. Ces charges sont principalement des mines, des communautés éloignées des grands centres ou des îles, dépourvues de générateur, devant être alimentées par le territoire principal [13]. Ces charges requièrent généralement un niveau de puissance situé entre 50 et 100 MW, ce qui est techniquement possible d'atteindre avec les valves à GTO développés à ce jour.

3.5 Commande des onduleurs autonomes

La figure 3.6 présente un onduleur autonome triphasé idéal. Pour l'étude, un montage à six pulsations est considéré dans le but d'illustrer le principe de fonctionnement.

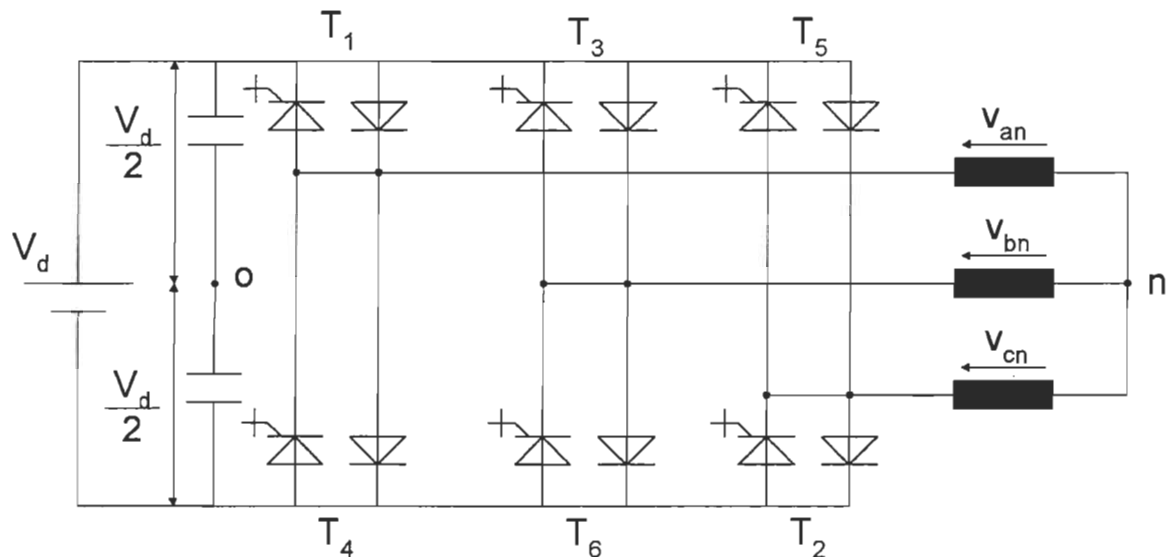


Figure 3.6: Onduleur autonome triphasé idéal.

La commande la plus simple permettant de faire fonctionner l'onduleur autonome est la commande à 180°. Cette commande consiste à amorcer, en alternance, les interrupteurs d'un bras pour une période de 180°. La commande de chaque bras est déphasée de 120° par rapport aux deux autres. La figure 3.8 présente la séquence d'amorçage ainsi que la tension de sortie v_{an} .

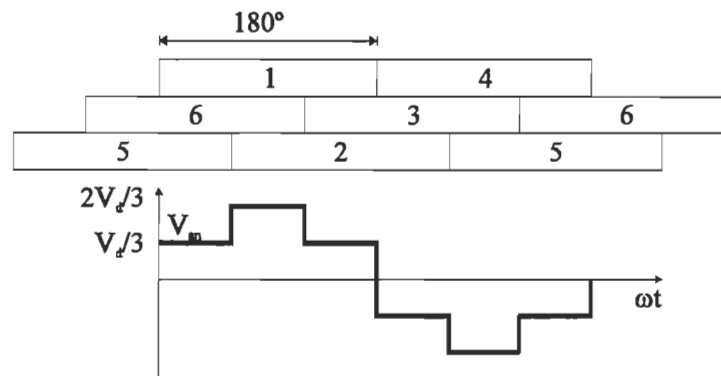


Figure 3.7: Séquence de commutation et forme d'onde de la tension v_{an} pour la commande à 180° .

L'équation de la tension v_{an} peut être écrite sous forme de série de Fourier, on trouve alors:

$$v_{an} = \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1,5,7,\dots} \frac{1}{n}$$

Les amplitudes des tensions harmoniques sont d'autant plus faibles que leur rang est élevé. Dans le cas du convertisseur à six pulsations, le rang le plus faible est 5 et l'amplitude de l'harmonique 5 est 20% celle de la fondamentale. Dans le cas d'un convertisseur à douze pulsations, le rang le plus faible est 11 et l'amplitude de cette dernière est 9.09% de la fondamentale. L'inconvénient de la commande à 180° est que la seule façon de varier la fondamentale de la tension de sortie est de changer l'amplitude de la tension d'entrée du convertisseur. Si le convertisseur est branché à un système multi-terminaux, cette méthode paraît improbable.

L'auto-commutation permet l'utilisation de la technique de modulation de largeur d'impulsion. La MLI permet d'avoir un certain contrôle sur l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie du convertisseur. De plus, cette technique permet l'élimination de certaines harmoniques de rangs faibles. L'application de la MLI en CCHT est limitée par la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance présentement disponibles. D'après les références [14] et [19], cette fréquence de commutation est limitée à trois fois la fréquence de la composante fondamentale. Cette limitation est due au fait que les interrupteurs de grande puissance ont un temps de commutation relativement élevé

(environ $40\mu\text{s}$ pour les GTO) ce qui entraîne des pertes par commutation très grandes. Toutefois, cette limitation semble être temporaire et la performance de certains interrupteurs, tel le thyristor SI, permet de croire qu'il sera possible, dans quelques années, d'utiliser des fréquences de commutation beaucoup plus grandes permettant ainsi la diminution de filtres CA [18]. Dans le cadre de cette étude, il est apparu plus réaliste de concevoir un modèle fonctionnant avec une fréquence de commutation trois fois celle de la composante fondamentale. Dans ce cas, l'utilisation de la MLI ne sert pas à l'élimination des composantes harmoniques de rangs faibles (5, 7, 11 et 13) mais seulement à avoir un contrôle sur la valeur de la tension de sortie du régulateur. Les prochains paragraphes décrivent les principes d'opération de l'onduleur autonome utilisant la technique de MLI et les équations mathématiques de base y sont développées.

Tel que présenté à la figure 3.6, chaque bras du convertisseur est composé de deux interrupteurs complémentaires. Lorsque, par exemple, la valve T_1 est en conduction alors T_4 est bloquée. Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par les intersections de l'onde modulante V_{modn} et de l'onde porteuse V_{port} . Le rapport entre l'amplitude des signaux V_{port} et V_{modn} est appelé *indice de modulation* de même que le rapport entre la fréquence de la porteuse f_{port} et la fréquence de la modulante f_{mod} est appelé *rapport de fréquence*. Ces derniers sont représentés respectivement par les symboles m_a et m_f . La fréquence et l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de sortie sont proportionnelles à celles de la modulante. L'analyse du circuit de la figure 3.6 permet de déterminer les formes d'ondes que l'on retrouve dans le convertisseur. Le tableau 3.5 contient les valeurs des tensions v_{ao} , v_{bo} , v_{co} , v_{am} , v_{bm} , v_{cm} , et v_{ab} en fonction de l'état des interrupteurs.

Tableau 3.5: Valeurs des tensions v_{ao} , v_{bo} , v_{co} , v_{an} , v_{bn} , v_{cn} , et v_{ab} en fonction de l'état des interrupteurs

état des interrupteurs	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{ab}
T_1, T_3, T_5							
CCC	$V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/2$	0	0	0	0
CBC	$V_d/2$	$-V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	V_d
CCB	$V_d/2$	$V_d/2$	$-V_d/2$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	0
CBB	$V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	V_d
BCC	$-V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/2$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$-V_d$
BBC	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$V_d/2$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	0
BCB	$-V_d/2$	$V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d$
BBB	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	0	0	0	0

B: bloqué, C: conducteur

La figure 3.8 montre les formes d'ondes des tensions v_{ao} , v_{an} , v_{bn} et v_{ab} obtenues avec l'utilisation de la MLI pour m_f égal à trois.

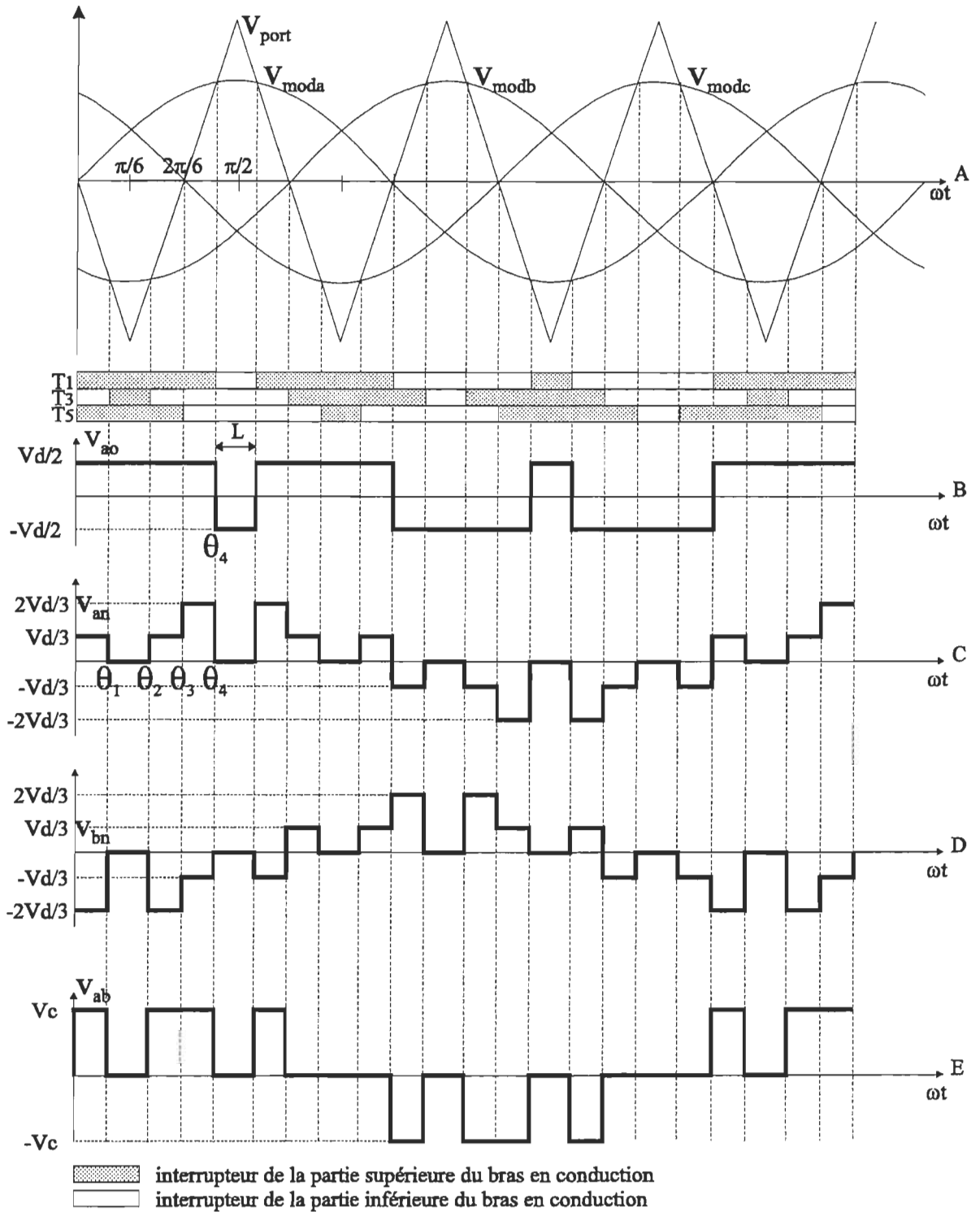


Figure 3.8: Formes d'ondes des tensions v_{ao} , v_{an} , v_{bn} et v_{ab} avec l'utilisation de la MLI.

À l'annexe C, il est montré que les harmoniques contenues dans la tension v_{an} sont les mêmes que celles obtenues dans la tension v_{ao} moins les harmoniques du système homopolaire, c'est-à-dire moins les harmoniques de rangs 3, 9, 15, etc. Ceci permet de trouver une expression plus simple de la tension v_{an} :

$$v_{an} = \frac{2v_d}{\pi} \sum_{n=1,5,7,\dots} \frac{1}{n} [1 - 2 \cos n\theta_4] \sin n\omega t. \quad (3.1)$$

On peut écrire l'expression en fonction de la largeur d'impulsion de la MLI tel que montré à la figure 3.3B, sachant que

$$\theta_4 = \frac{\pi}{2} - \frac{L}{2}, \quad (3.2)$$

on trouve

$$v_{an} = \frac{2v_d}{\pi} \sum_{n=1,5,7,\dots} \frac{1}{n} \left[1 - 2 \cos n \left(\frac{\pi}{2} - \frac{L}{2} \right) \right] \sin n\omega t, \quad (3.3)$$

où V_d est la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

La relation entre la largeur d'impulsion L et l'index de modulation m_a est donnée par:

$$m_a = 1 - 2 \sin \left(\frac{L}{2} \right) \quad (3.4)$$

L'équation de la composante fondamentale de la tension est donnée par les équations (3.3) et (3.4). On trouve:

$$v_{a1} = \frac{2v_d}{\pi} \cdot \left(1 - \sin \left(\frac{L}{2} \right) \right) \sin \omega t \quad (3.9)$$

$$v_{a1} = \frac{2v_d}{\pi} \cdot m_a \sin \omega t \quad (3.10)$$

On peut donc, en variant l'indice de modulation entre 0 et 1, faire varier de façon linéaire, l'amplitude de la composante fondamentale de la tension de phase à la sortie du convertisseur entre 0 et $\frac{2v_d}{\pi}$.

La figure 3.9 montre la fondamentale et les quatre premières harmoniques présentes dans la tension de sortie du convertisseur en fonction de L.

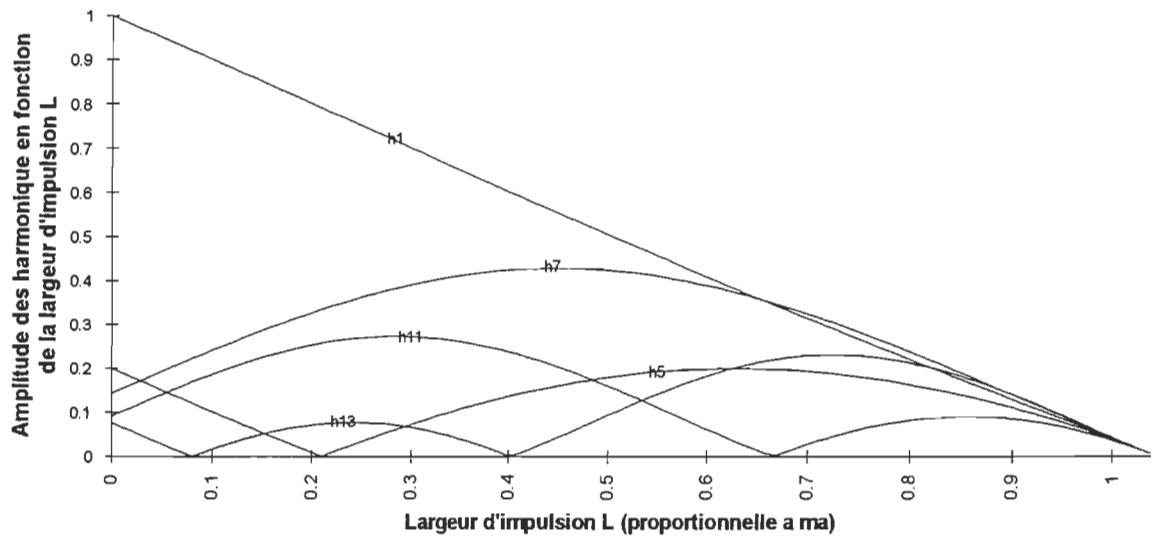


Figure 3.9: Amplitude en p.u. de la fondamentale et des quatre premières harmoniques en fonction de L.

On peut constater que pour m_f égal à 3, si m_a est supérieur ou égal à 1.0, on obtient la même forme d'onde que pour une commande à 180°. Avec la MLI, l'amplitude de la fondamentale de la tension peut être variée, par contre les harmoniques de rang faible peuvent être augmentées de façon non négligeable. La figure 3.10 présente la proportion des harmoniques 5, 7, 11 et 13 par rapport à la fondamentale en fonction de l'amplitude de la fondamentale.

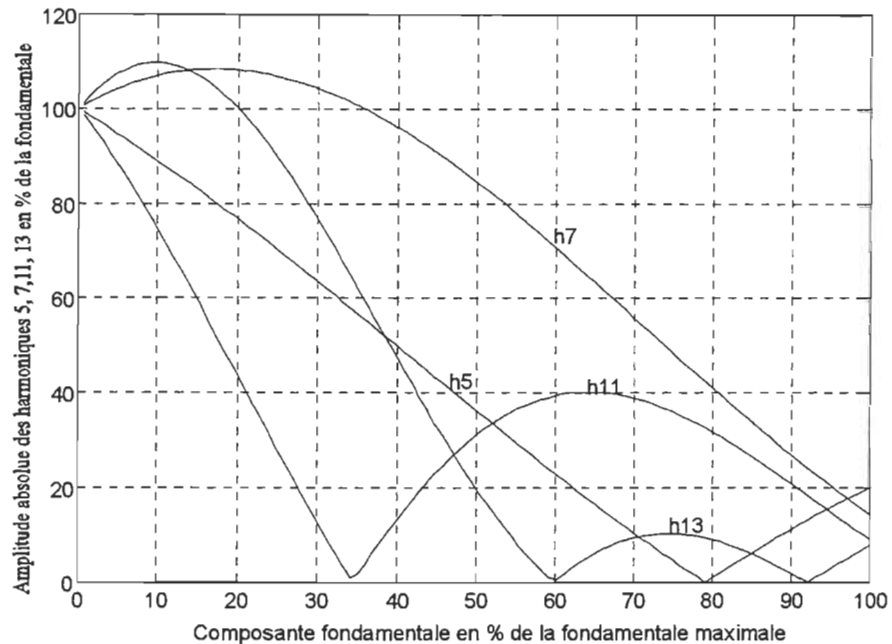


Figure 3.10: Proportion des harmoniques 5, 7, 11 et 13 par rapport à l'amplitude de la fondamentale.

L'augmentation des amplitudes des harmoniques a pour effet d'augmenter les pertes dans les filtres. On peut espérer que dans quelques années, les interrupteurs de puissances auront évolué de tel sorte qu'une fréquence de commutation plus grande sera permise. Dans ce cas, la MLI pourra servir, en plus d'ajuster la tension, à éliminer les harmoniques de rang faible (5, 7, 11 et 13).

Il est intéressant d'étudier la possibilité d'éliminer les harmoniques de rang faible tout en gardant une fréquence de commutation faible et le contrôle sur l'amplitude de la fondamentale de la tension de sortie. Cette technique est souvent appelée modulation calculée ou élimination sélective des harmoniques.

Au lieu de calculer les angles de commutation par l'intersection de la modulante et de la porteuse, il est possible de calculer ces derniers afin d'éliminer de façon sélective, certaines harmoniques. Dans le cas de l'onduleur à six pulsations, il serait intéressant de pouvoir éliminer les harmoniques de rangs 5 et 7.

Reprenons la tension de sortie de l'onduleur par rapport au point O de la figure 3.6. Lorsqu'aucune modulation n'est utilisée (commande à 180°), cette forme d'onde est présentée à la figure 3.11A.

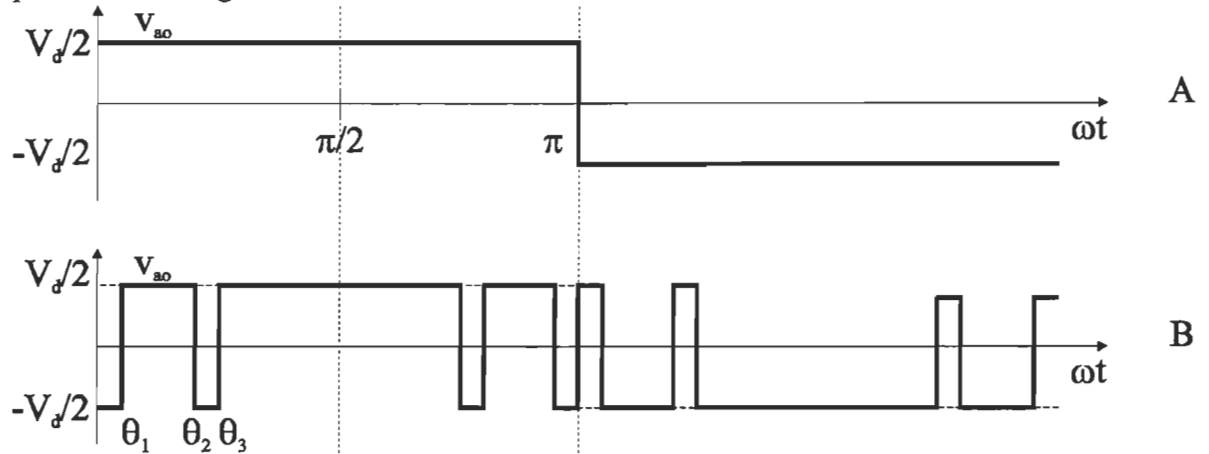


Figure 3.11: Tension de sortie de l'onduleur en fonction du point O; A) commande à 180°, B) commande à élimination sélective d'harmoniques.

Il est possible d'introduire des "trous", dans la tension, calculés de sorte à éliminer un certain nombre d'harmoniques. On définit par M , le nombre d'harmoniques que l'on désire supprimer. Pour éliminer ces M harmoniques et garder un contrôle sur la tension de sortie, on doit résoudre un système de $M+1$ équations. Ce système permet de déterminer les angles de commutation tel qu'illustrés dans la figure 3.12. Pour ce cas, deux harmoniques sont éliminées. Peu importe la valeur de M , la valeur de la tension et celles des divers harmoniques impaires, sont toujours données par [22-23]

$$V_{an} = \sum_{n=1,5,7,\dots} \frac{4V_d}{n\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{M+1} (-1)^k \cos n\theta_k \right) \quad (3.11)$$

$$\text{avec } 0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_c \leq \frac{\pi}{2}$$

Le système d'équations permettant de calculer les angles θ_1 , θ_2 et θ_3 pour éliminer les harmoniques 5 et 7 est déterminé à l'aide de l'équation (3.11), on trouve alors:

$$\begin{aligned}
 L(\theta) &= 1 - 2 \cos \theta_1 + \cos \theta_2 - \cos \theta_3 = x & (3.12) \\
 f_1(\theta) &= 1 - 2 \cos 5\theta_1 + \cos 5\theta_2 - \cos 5\theta_3 = 0 \\
 f_2(\theta) &= 1 - 2 \cos 7\theta_1 + \cos 7\theta_2 - \cos 7\theta_3 = 0
 \end{aligned}$$

où $L(\theta)$ est une équation proportionnelle à l'amplitude de la fondamentale. On trouve la valeur de celle-ci par

$$v_{anl} = \frac{4V_d}{\pi} L(\theta) \quad (3.13)$$

En solutionnant le système d'équations (3.12) pour $L(\theta)$ maximale, on trouve les angles suivants:

$$\theta_1 = 0^\circ$$

$$\theta_2 = 16.24^\circ$$

$$\theta_3 = 22.06^\circ$$

L'amplitude maximale de la fondamentale est donc égale à

$$v_{anl} = 0.933 \times \frac{4V_d}{\pi}$$

On peut faire varier cette valeur entre zéro et son maximum en recalculant le système d'équations pour différentes valeurs de $L(\theta)$ comprises entre 0 et 0.933. On trouve alors les angles montrés à la figure 3.12.

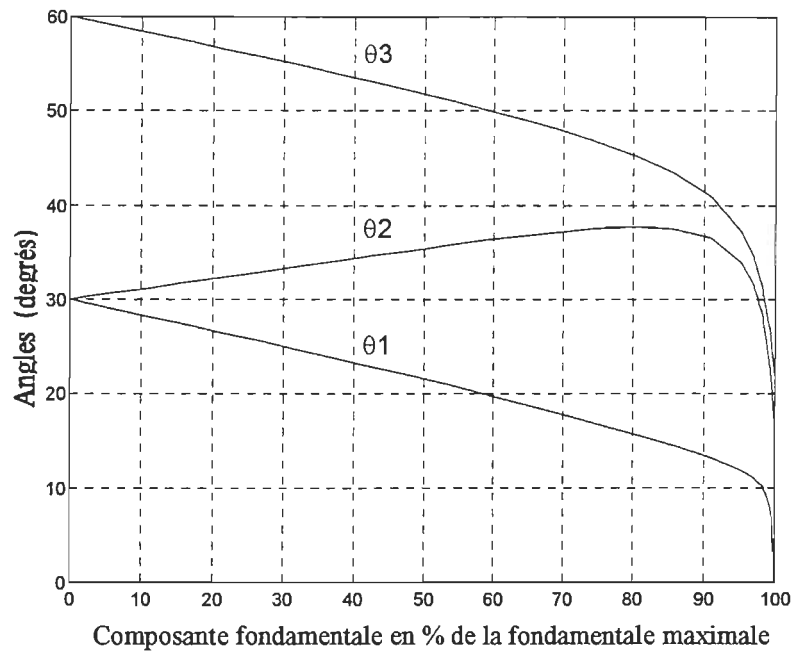


Figure 3.12: Angles θ_1 , θ_2 et θ_3 éliminant les harmoniques 5 et 7 en fonction de l'amplitude de la fondamentale

Malgré l'efficacité de cette méthode pour éliminer les harmoniques 5 et 7, les harmoniques d'ordre supérieur augmentent de façon considérable. La figure 3.13 présente le pourcentage des harmoniques 11, 13, 17 et 19 par rapport à la fondamentale en fonction du pourcentage de la fondamentale maximale.

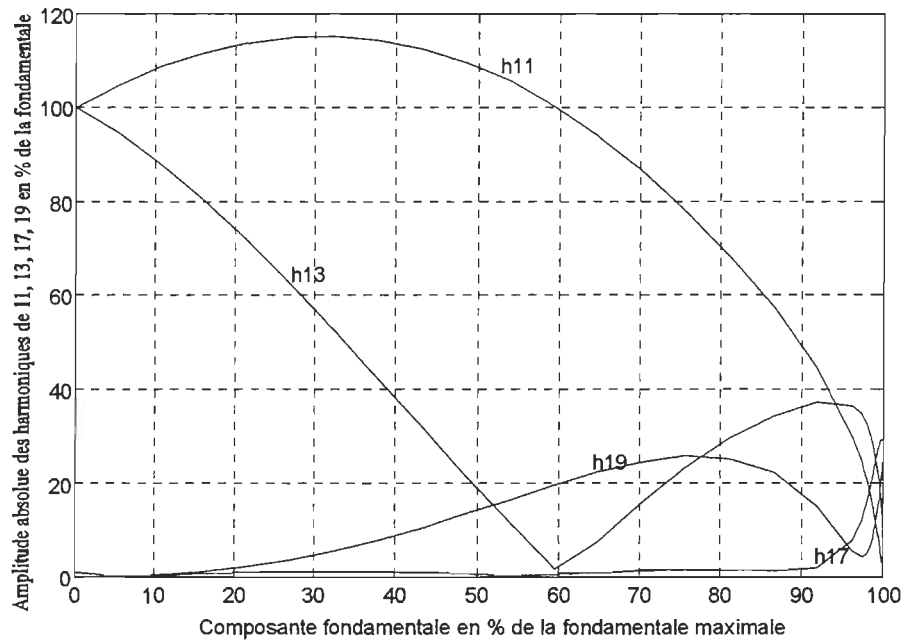


Figure 3.13: Proportion des harmoniques 11, 13, 17 et 19 par rapport à l'amplitude de la fondamentale.

En comparant les figures (3.10) et (3.13), on constate que l'harmonique 11 est toujours plus élevée avec la méthode d'élimination sélective. L'harmonique de rang 13 est aussi supérieur pour des amplitudes de la fondamentale entre 60% et 100% de sa valeur maximale. Cette méthode présente l'avantage d'éliminer certaines harmoniques de rang faible tout en gardant la fréquence de commutation relativement faible, par contre il est difficile d'affirmer laquelle de ces deux techniques est la plus avantageuse. Dans le premier cas, les harmoniques 5 et 7 sont présentes, ce qui nécessite des filtres supplémentaires, par contre le nombre de commutations est deux fois moins élevé. Dans le deuxième cas, les harmoniques 5 et 7 sont inexistantes mais les harmoniques supérieures sont augmentées.

Dans la prochaine section, les deux commandes ont été implantées dans le logiciel ATOSEC5. Les convertisseurs alimentent une charge passive R-L.

3.6 Modélisation d'un onduleur auto-commuté alimentant une charge passive.

Le modèle utilisé pour simuler le convertisseur de la figure 3.6 à l'aide du logiciel ATOSEC5 est présenté à la figure 3.14.

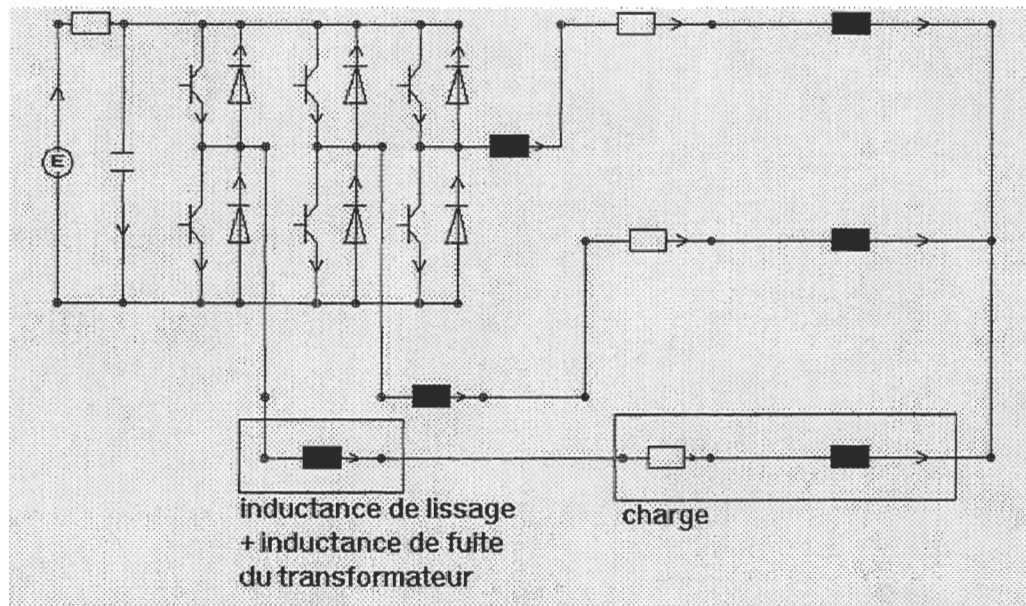


Figure 3.14: Modèle ATOSEC5 d'un onduleur autonome alimentant une charge passive.

L'onduleur alimente une charge R-L avec un facteur de puissance égal à 0.8 en retard. Une inductance est utilisée pour représenter le transformateur et l'inductance de lissage. Les deux commandes permettant de faire varier la tension de sortie du convertisseur, soit la commande à MLI et la commande à élimination sélective d'harmoniques, ont été implantées. Dans le premier cas, les interrupteurs de type 6 et 7 d'ATOSEC5 ont été utilisés [6,7]. Pour la deuxième commande, un nouveau type d'interrupteur a été développé. Les modifications nécessaires aux codes source d'ATOSEC5 permettant l'implantation de ce nouvel interrupteur sont contenues dans l'annexe B. Les paramètres de définition de ce nouvel interrupteur sont les suivants:

TYPE,COMP,FREQ,DEPH,0,0

TYPE = 313 : Identifie le type d'interrupteur.

COMP = ± 1 : Définit s'il s'agit d'un interrupteur complémentaire: + 1 = normal,
-1 = complémentaire.

FREQ : Détermine la fréquence de la fondamentale.

DEPH : Détermine le déphasage de la fondamentale.

De plus, les angle θ_1 à θ_3 sont définis par les paramètres de solution suivants:

PRMT(34) : θ_1

PRMT(35) : θ_2

PRMT(36) : θ_3

Ces angles sont représentés à la figure 3.11B.

Les deux prochaines sections présentent les résultats obtenus pour la tension de sortie du convertisseur et le courant de charge. Dans la section 3.6.3, des filtres CA ont été implantés afin de rendre le courant quasi-sinusoïdal.

3.6.1 Commande à MLI.

Tel que mentionné dans la section 3.5, le rapport de fréquence m_f est fixé à trois fois la fréquence de la fondamentale. Les figures 3.15 à 3.18 présentent la tension à la sortie du convertisseur et le courant dans la phase A pour des indices de modulation, m_a , de 1.0 et 0.6. Les spectres des harmoniques de ces formes d'ondes sont aussi présentés.

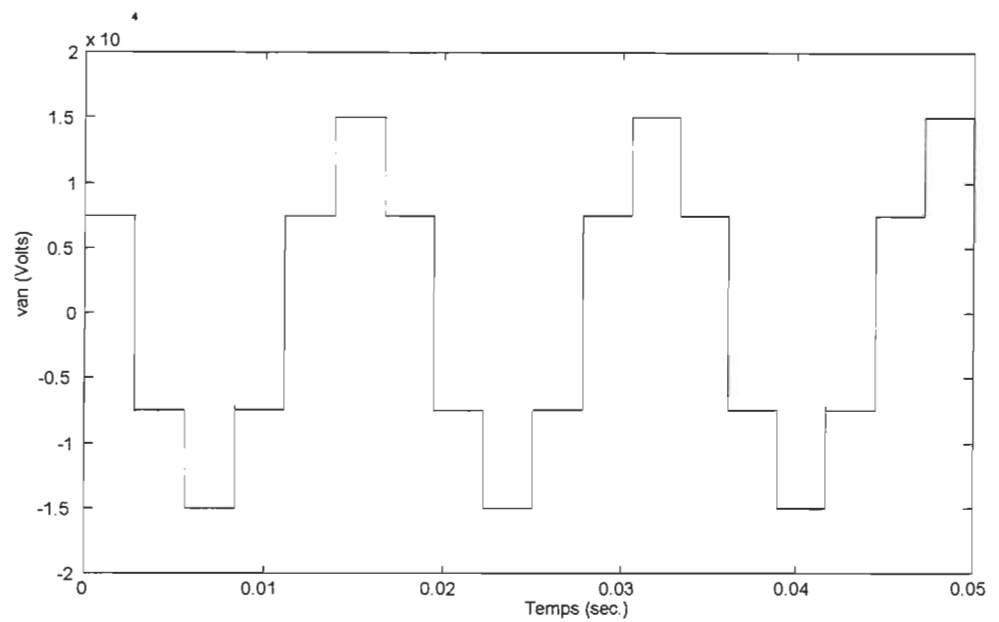


Figure 3.15: Tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 1.0$.

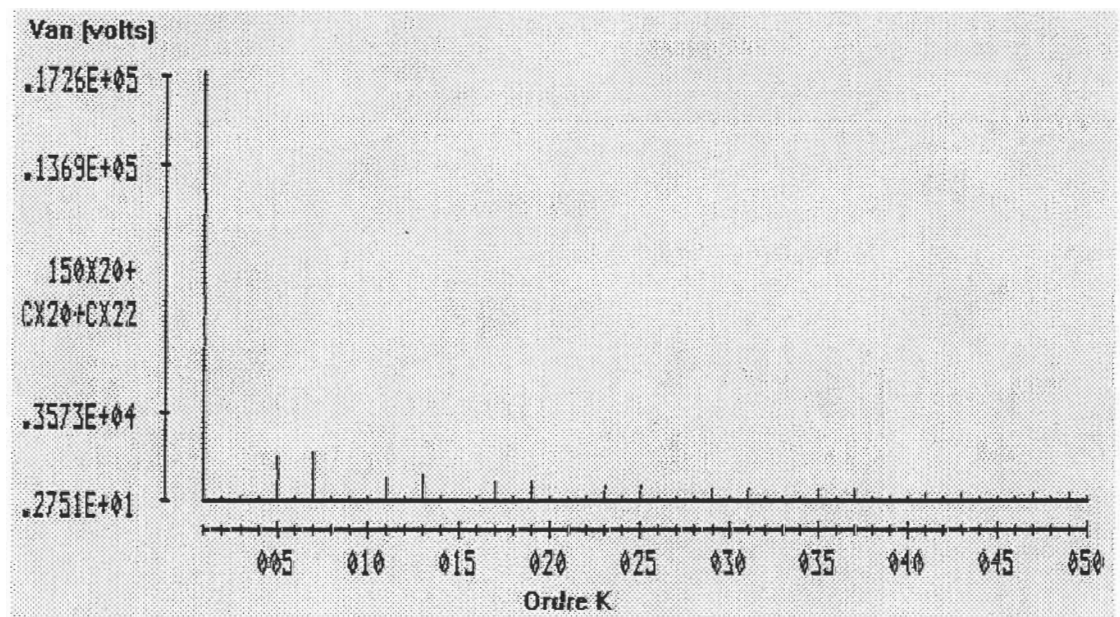


Figure 3.16: Spectre des harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 1.0$.

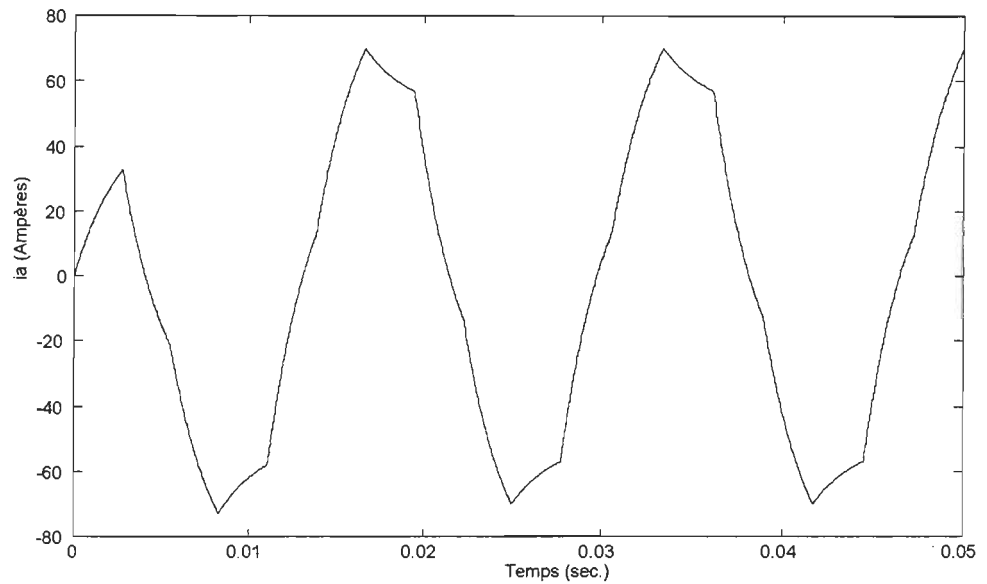


Figure 3.17: Courant de charge pour $m_a = 1.0$.

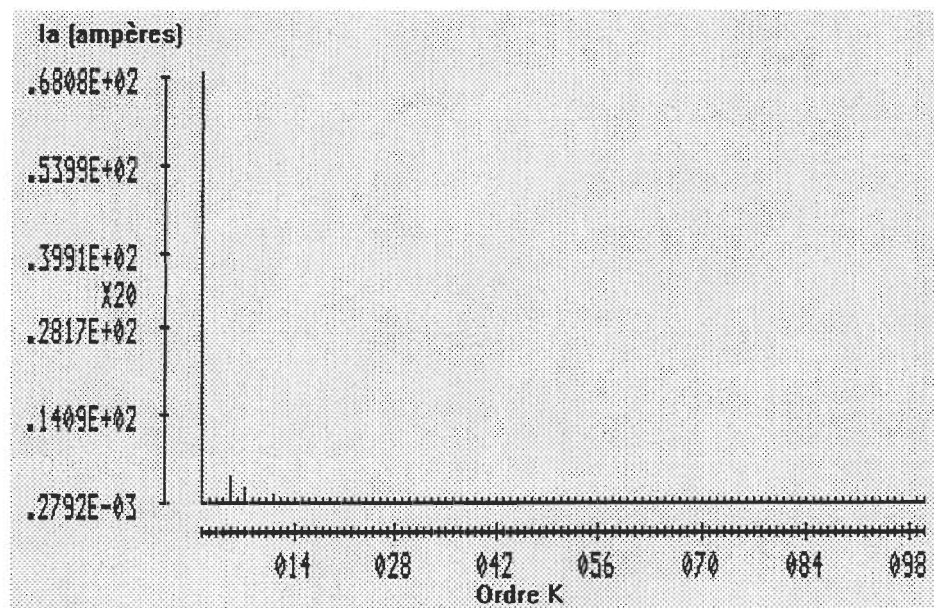


Figure 3.18: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 1.0$.

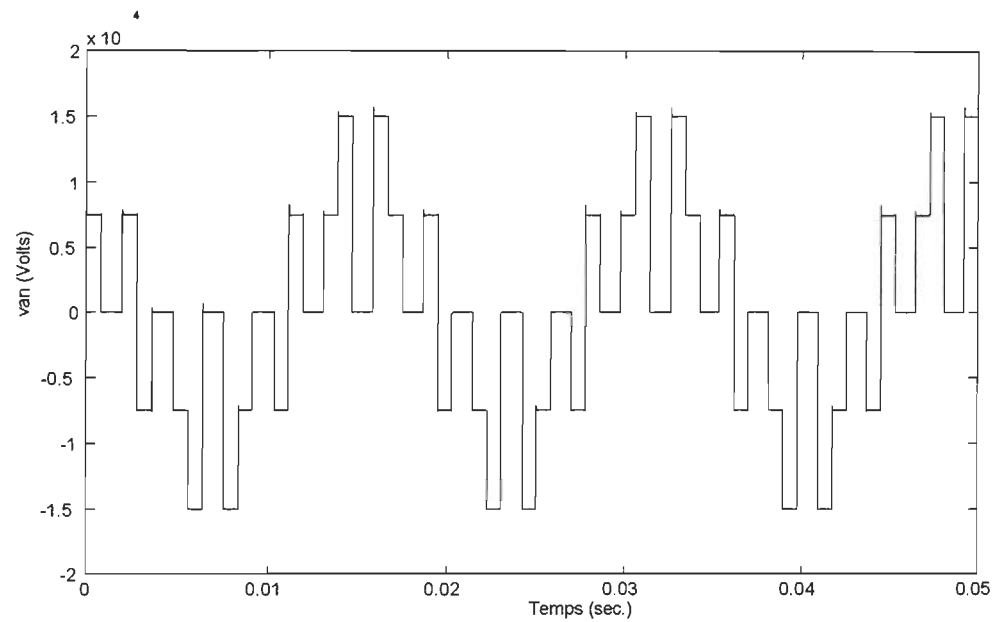


Figure 3.19: Tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 0.6$.

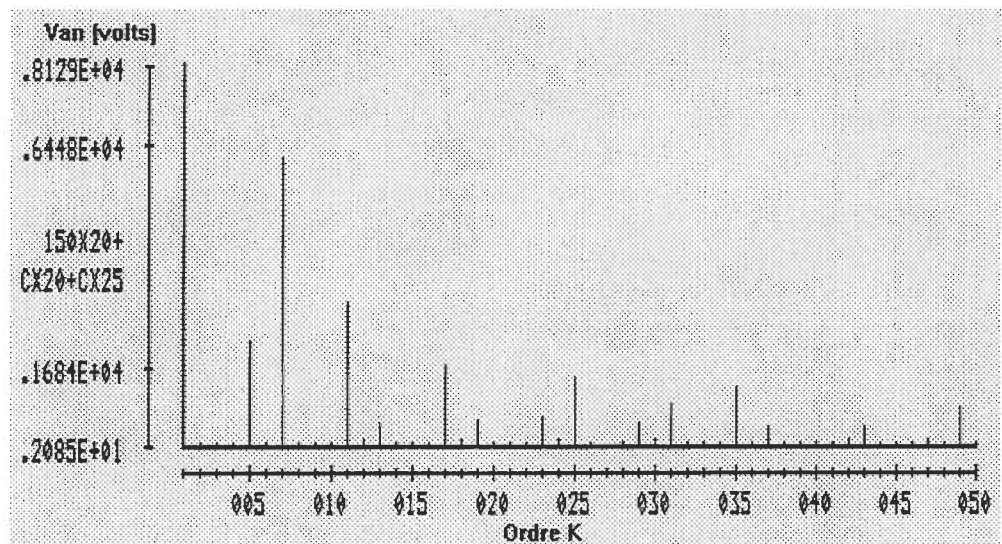


Figure 3.20: Spectre des harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur pour $m_a = 1.0$.

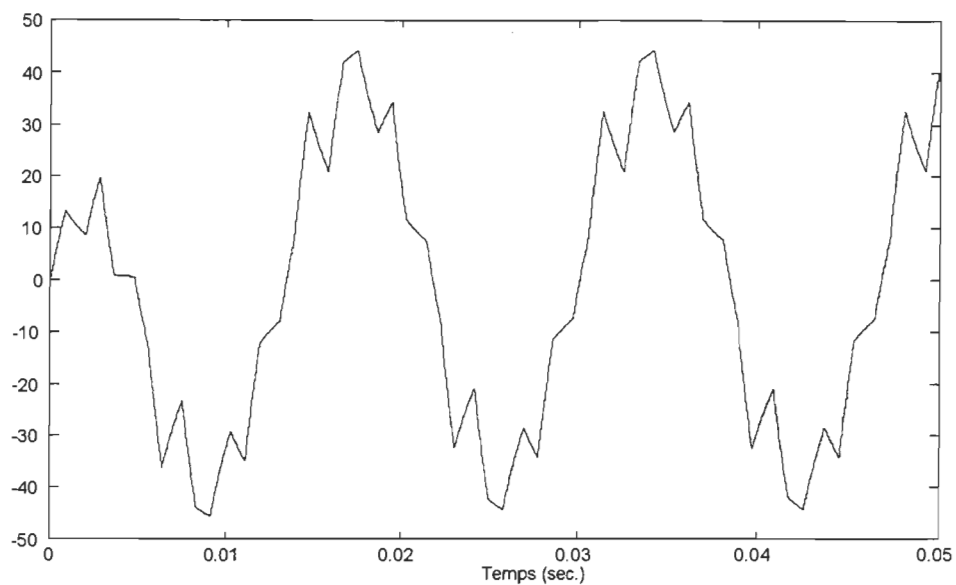


Figure 3.21: Courant de charge pour $m_a = 0.6$.

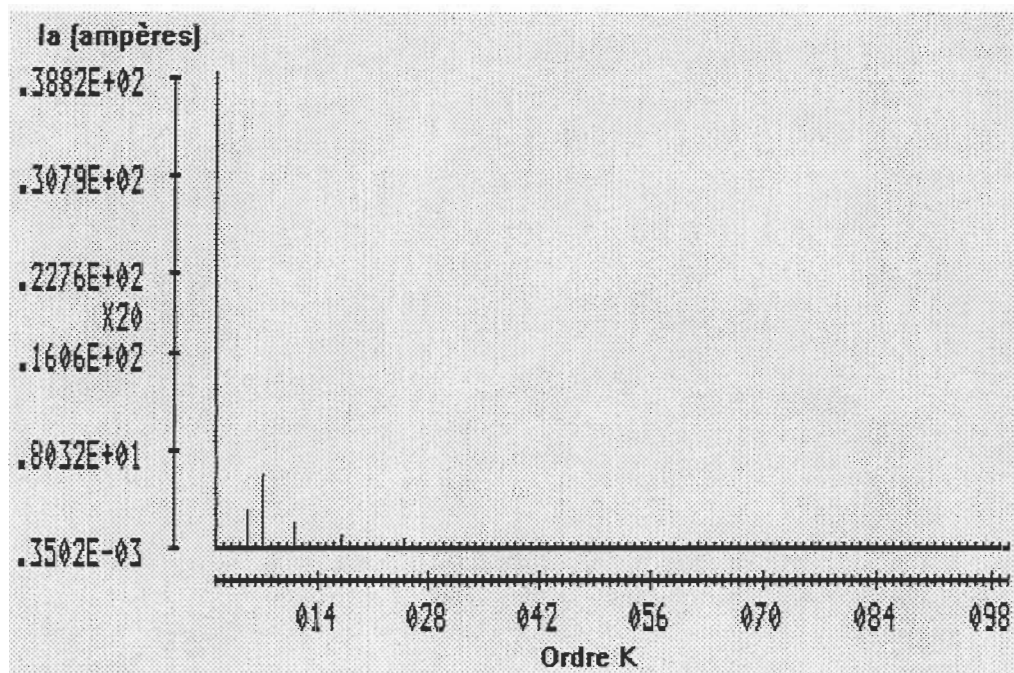


Figure 3.22: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 1.0$.

3.6.2 Commande à élimination sélective des harmoniques 5 et 7.

Le premier essai a été fait avec les angles suivants:

$$\theta_1 = 0^\circ$$

$$\theta_2 = 16.24^\circ$$

$$\theta_3 = 18.06^\circ$$

Ces angles ont été calculés à l'aide du système d'équations (3.12) pour une valeur de $L(\theta)$ maximale. Dans la deuxième simulation, les angles ont été calculés afin d'obtenir 60% de la valeur maximale de la fondamentale. Les valeurs sont:

$$\theta_1 = 18.93^\circ$$

$$\theta_2 = 36.78^\circ$$

$$\theta_3 = 49.08^\circ$$

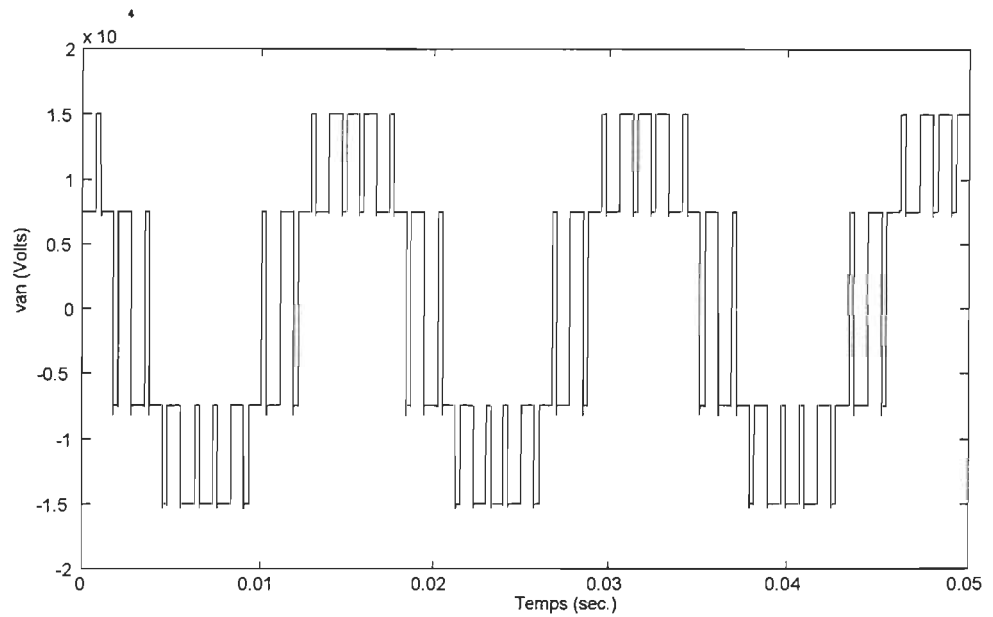


Figure 3.23: Tension maximale de sortie de l'onduleur.

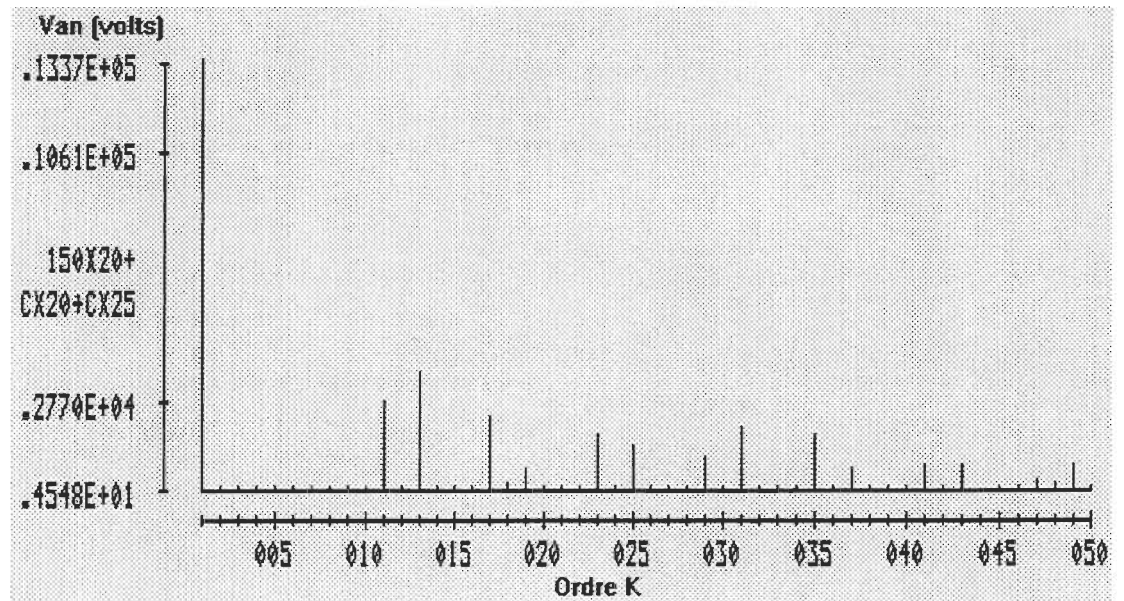


Figure 3.24: Spectre des harmoniques de la tension maximale de sortie de l'onduleur.

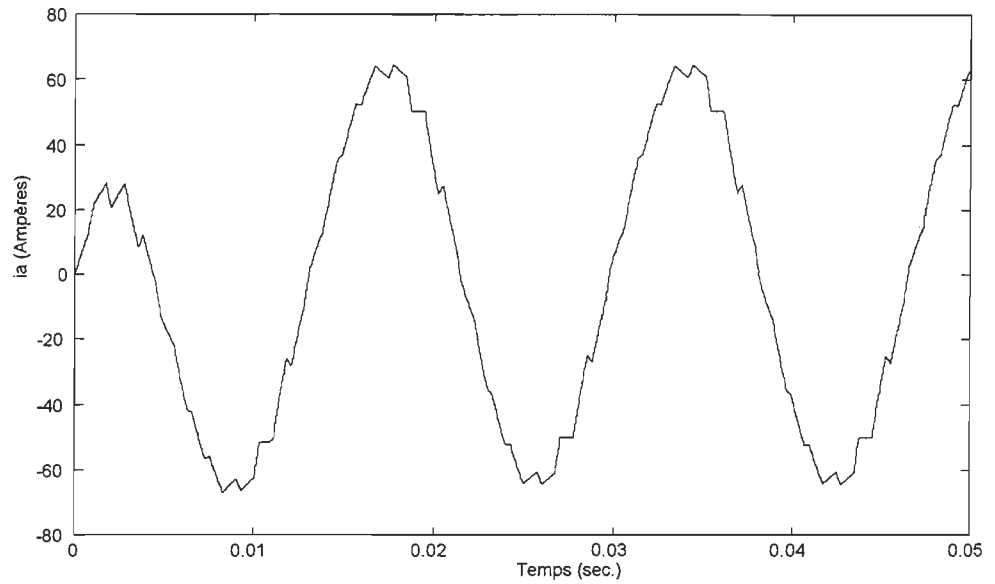


Figure 3.25: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.

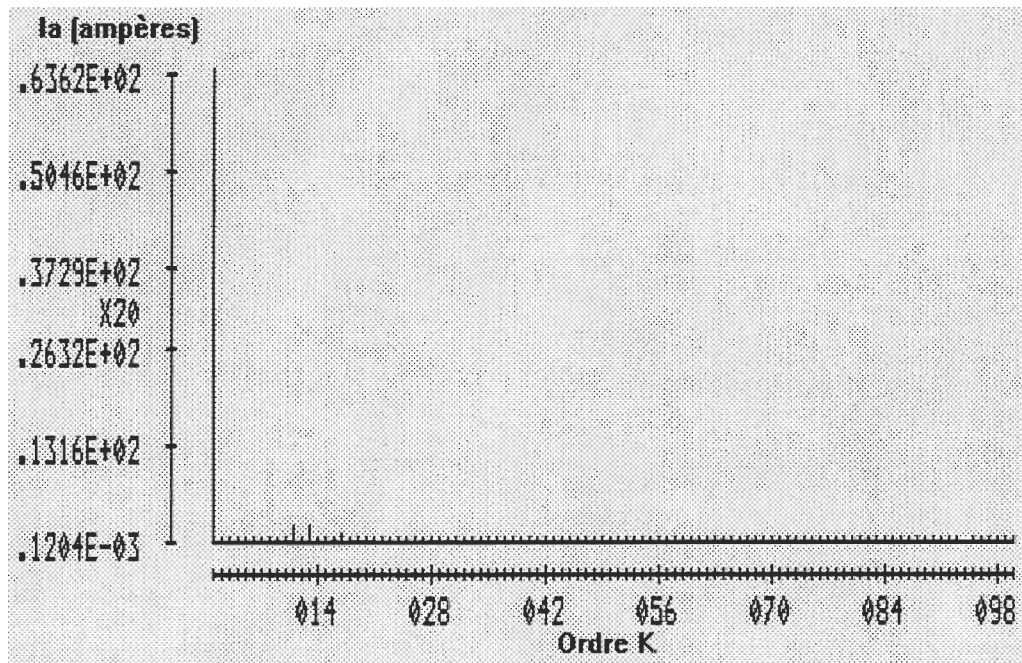


Figure 3.26: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.

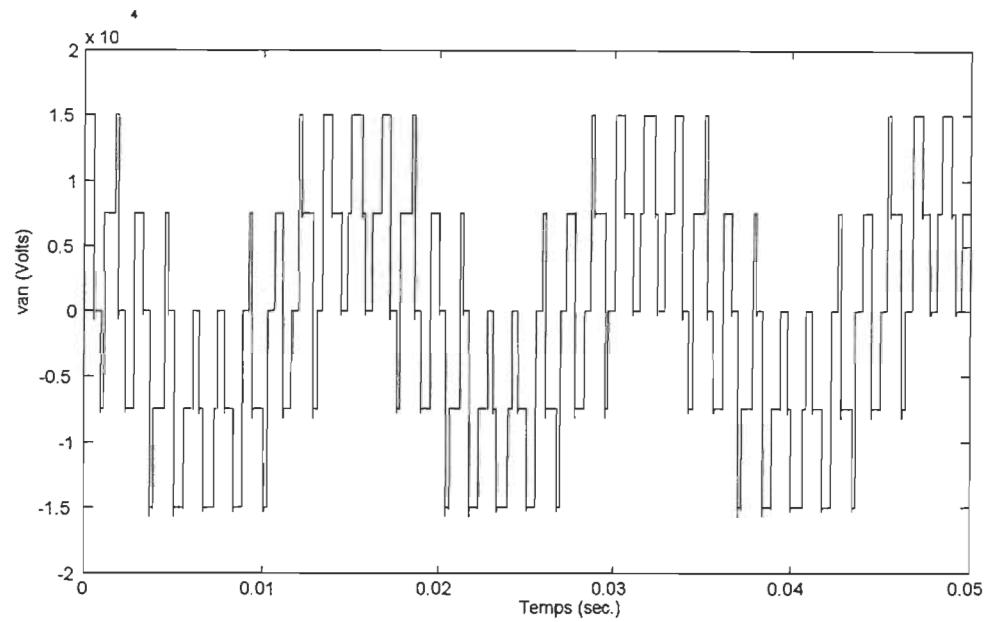


Figure 3.27: Tension de sortie de l'onduleur à 60% de sa valeur maximale.

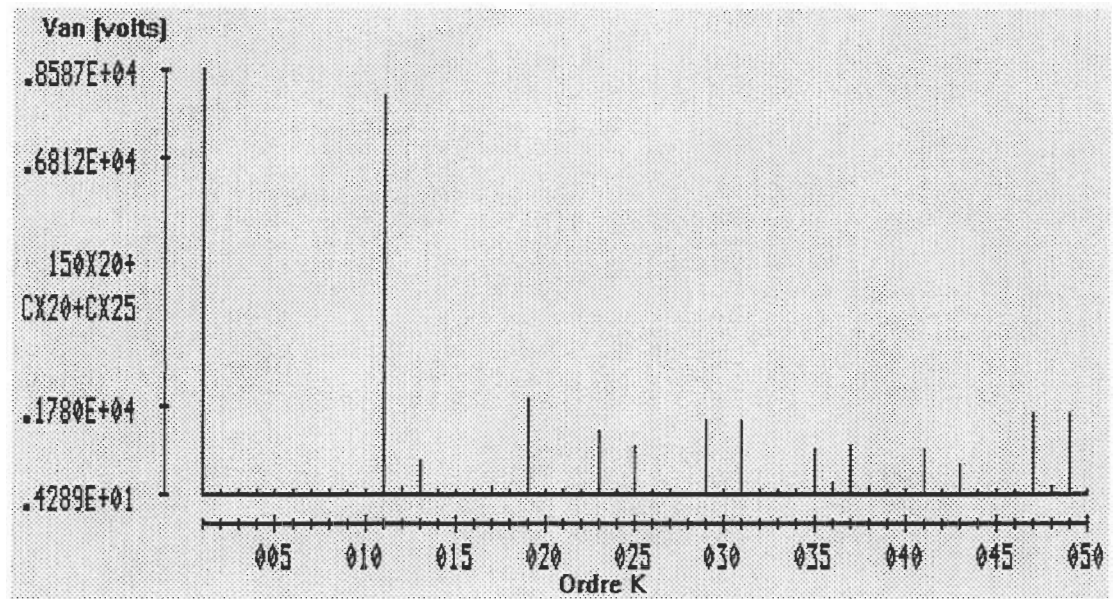


Figure 3.28: Spectre des harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur à 60% de sa valeur maximale.

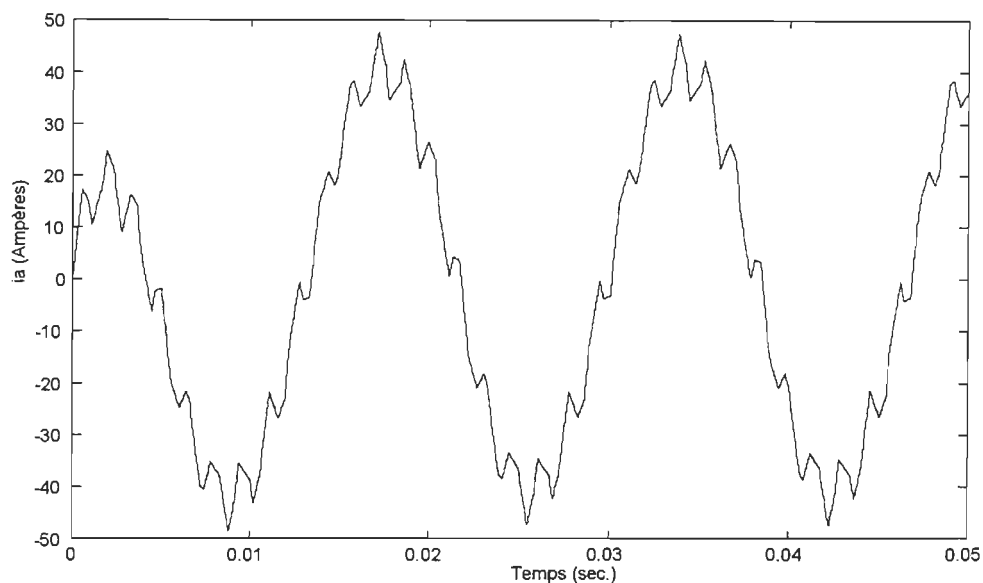


Figure 3.29: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.

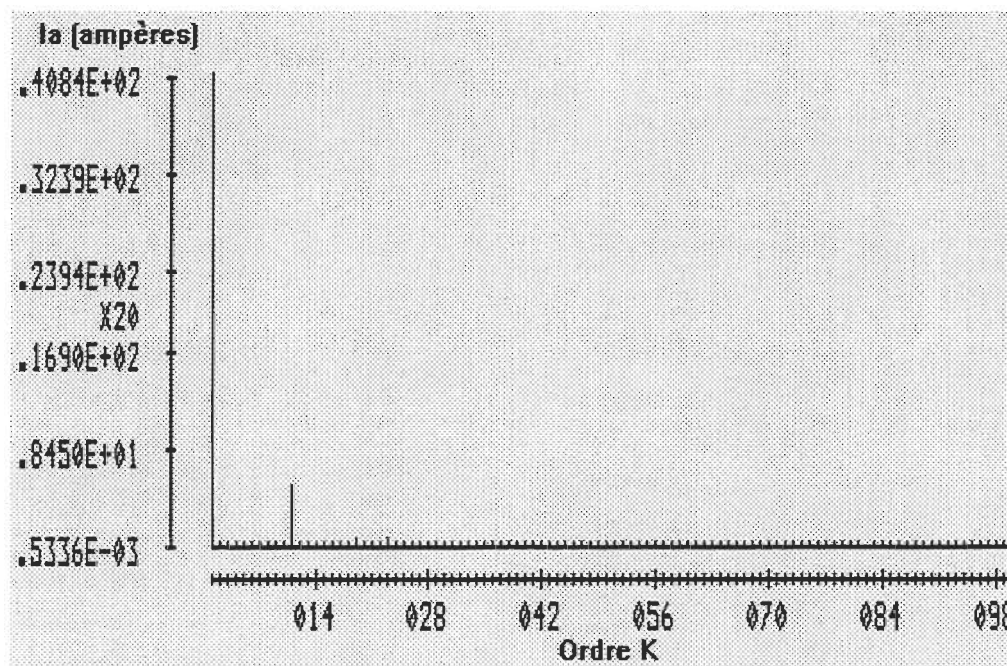


Figure 3.30: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.

Le tableau 3.6 présente une comparaison des harmoniques calculées par le simulateur ATOSEC5 et les harmoniques théoriques contenues dans les tensions de sortie du convertisseur pour les deux types de commande.

Tableau 3.6: Comparaison des quatre premières harmoniques en pourcentage (%) de la fondamentale obtenues par ATOSEC5 avec les résultats théoriques.

Méthode de MLI			
$m_a = 1.0$ (tension maximale)		$m_a = 0.6$ (60% de la tension maximale)	
ATOSEC5	théorique	ATOSEC5	théorique
h5=19.95%	h5=20.00%	h5=27.18%	h5=27.19%
h7=14.29%	h7=14.29%	h7=75.30%	h7=75.30%
h11=9.06%	h11=9.09%	h11=37.77%	h11=37.78%
h13=7.70%	h13=7.69%	h13=5.20%	h13=5.23%
Méthode d'élimination sélective			
$\theta_1 = 0^\circ, \theta_2 = 16.24^\circ, \theta_3 = 22.06^\circ$ (tension maximale)		$\theta_1 = 18.93^\circ, \theta_2 = 36.78^\circ, \theta_3 = 49.08^\circ$ (60% de la tension maximale)	
h11=20.25%	h11=18.917%	h11=93.80%	h11=93.72%
h13=26.89%	h13=25.30%	h13=7.32%	h13=7.51%
h17=17.11%	h17=16.00%	h17=1.18%	h17=0.86%
h19=4.36%	h19=4.10%	h19=22.03%	h19=22.39%

Les résultats obtenus par ATOSEC5 concordent bien avec les résultats théoriques. Tel que prévue par la figure 3.10, plus le pourcentage de la fondamentale diminue, plus l'harmonique 7 augmente pour la commande à MLI. Cette augmentation est aussi observée de façon plus prononcée pour l'harmonique de rang 11 dans le cas de la commande à élimination sélective (voir figure 3.13). Les figures 3.24 et 3.28 montrent bien l'efficacité de cette méthode à éliminer les harmoniques 5 et 7.

Le tableau 3.7 présente les taux de distorsion harmonique (TDH) pour les courants de charge.

Tableau 3.7: Taux de distorsion harmonique des courants des charges calculés par ATOSEC5 pour les cent premières harmoniques.

Méthode de MLI	
$m_a = 1.0$ (tension maximale)	$m_a = 0.6$ (60% de la tension maximale)
TDH = 6.49%	TDH = 17.78%
Méthode d'élimination sélective	
$\theta_1 = 0^\circ, \theta_2 = 16.24^\circ, \theta_3 = 22.06^\circ$ (tension maximale)	$\theta_1 = 18.93^\circ, \theta_2 = 36.78^\circ, \theta_3 = 49.08^\circ$ (60% de la tension maximale)
TDH = 4.43%	TDH = 12.42%

Ces valeurs doivent habituellement être inférieures à 2% pour être convenables. Il est nécessaire d'implanter des filtres pour réduire le TDH. Dans le cas de la MLI, on doit ajouter des filtres de 5^{ième} et 7^{ième} harmoniques et des filtres passe-haut pour les harmoniques supérieures. Dans le cas de la deuxième commande, on ajoute seulement des filtres passe-haut étant donné l'inexistence des harmoniques 5 et 7.

3.6.3 Implantation des filtres CA

Malgré la présence d'inductances de lissage placées à la sortie du convertisseur, le TDH est élevé. Il est essentiel d'utiliser des filtres CA. Tel que mentionné à la section précédente, le système utilisant la commande à MLI contient les harmoniques d'ordres 5 et 7. Ces harmoniques sont éliminées du courant de charge à l'aide de filtres de dérivation accordée. Les harmoniques supérieures sont éliminées par des filtres de dérivation passe-haut. Pour le système à commande à élimination sélective, les harmoniques 5 et 7 étant inexistantes, seuls des filtres passe-haut sont nécessaires.

Les filtres passe-bandes sont des circuits R-L-C en série ajustés à une fréquence correspondant à une harmonique particulière. L'impédance de ces filtres est donnée par:

$$Z_f = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (3.14)$$

À leur fréquence de résonance, leur impédance est très faible et a la valeur d'une faible résistance R. La bande passante est souvent vue comme étant délimitée par les fréquences qui donnent $|Z_f| = \sqrt{2}R$. À ces fréquences, la réactance nette est égale à la résistance et l'angle d'impédance est égal à $\pm 45^\circ$.

Les relations suivantes sont indispensables pour la conception des filtres:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \text{fréquence de résonance}, \quad (3.15)$$

$$\delta = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n} = \text{déviation par unité de la fréquence par rapport à la fréquence de résonance.} \quad (3.16)$$

$$X_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \text{impédance caractéristique du circuit résonnant} \quad (3.17)$$

$$Q = \frac{X_o}{R} = \text{Le facteur de qualité (étroitesse du filtrage)} \quad (3.18)$$

Les filtres passe-haut utilisés sont aussi des circuits R-L-C. Pour chaque filtre, la capacité est placée en série avec l'inductance et la résistance en parallèle. L'impédance de ces filtres est donnée par:

$$Z_f = \frac{1}{j\omega C} + j\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L}\right)^{-1} \quad (3.19)$$

Les équations du filtre passe-haut sont les suivantes:

$$h_{\omega_1} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.20)$$

$$X_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.21)$$

$$Q = \frac{R}{X_o} \quad (3.22)$$

Il est conseillé d'utiliser un Q entre 0.5 et 2 et h_{ω_1} doit être égal ou inférieur à $\sqrt{2}h_{\min}$ et h_{\min} est la plus petite valeur de h qui sera filtrée.

Le calcul des filtres a été fait principalement afin d'obtenir un courant de charge le plus sinusoïdal possible. Les valeurs ont été choisies afin de respecter les équations (3.15) à (3.18) et (3.20) à (3.22). Certaines valeurs ont été fixées en se basant sur des filtres déjà existants [24]. Le facteur de qualité Q a été fixé entre 80 et 100 pour les filtres accordés et entre 0.5 et 2 pour les filtres passe-haut. La démarche utilisée pour le calcul des filtres est la suivante:

1. valeurs de Q et de R fixées en se basant sur des valeurs de filtres déjà implantés dans des réseaux réels,
2. calcul de X_o à l'aide de l'équation (3.18) ou (3.22),
3. calcul de L ou C à l'aide de l'équation (3.17),
4. calcul de C ou L à l'aide de l'équation (3.15) ou (3.20),
5. vérification à savoir si le filtre est capacitif à 60 Hz,
6. simulation et vérification du courant circulant dans la charge

Lorsque tous les filtres sont calculés, il faut vérifier si l'impédance totale du réseau de filtre est capacitif. L'optimisation des filtres demande beaucoup d'essais successifs. Dans ce travail, l'objectif est de montrer que le système à commande à élimination sélective donne des résultats similaires à l'autre méthode seulement avec l'utilisation de filtres passe-haut, par conséquent les filtres utilisés ne sont pas optimums.

La figure 3.31 présente le modèle du convertisseur ainsi que les filtres utilisés pour la commande à MLI dans le simulateur ATOSEC5. La figure 3.36 présente le circuit utilisé pour la simulation du convertisseur à commande d'élimination sélective. On remarque que ce dernier ne dispose que de filtres passe-haut. Les cas de la section précédente sont repris afin d'évaluer l'efficacité des filtres.

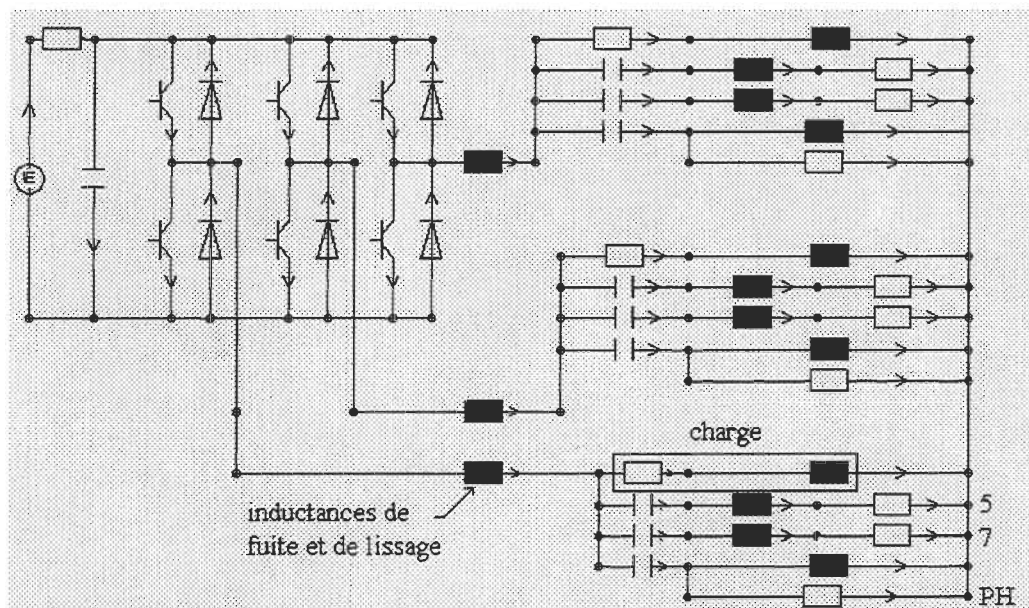


Figure 3.31: Modèle du convertisseur utilisant la commande à MLI avec les filtres de 5^{ième} et 7^{ième} harmoniques et les filtres passe-haut pour le simulateur ATOSEC5.

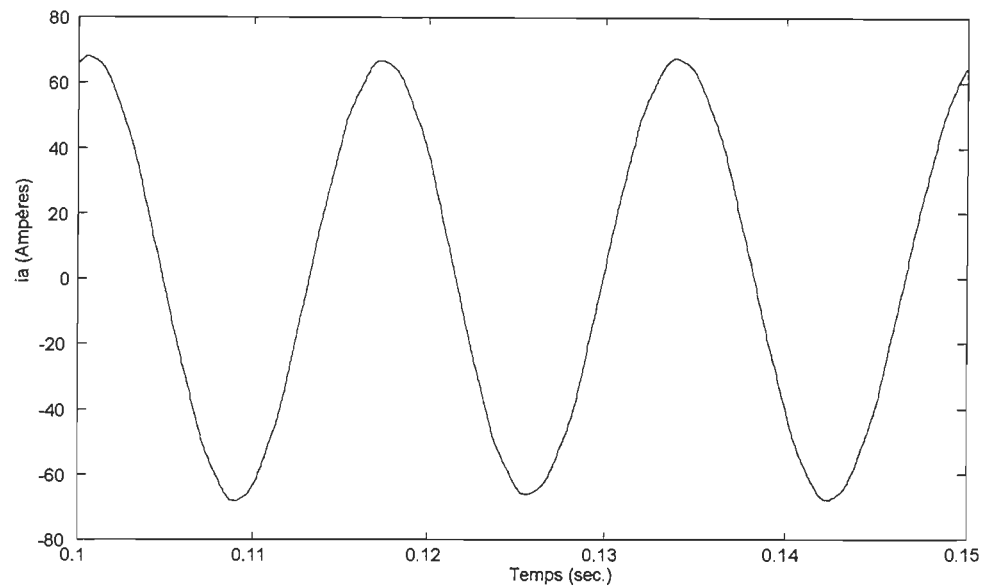


Figure 3.32: Courant de charge pour $m_a = 1.0$ après filtrage.

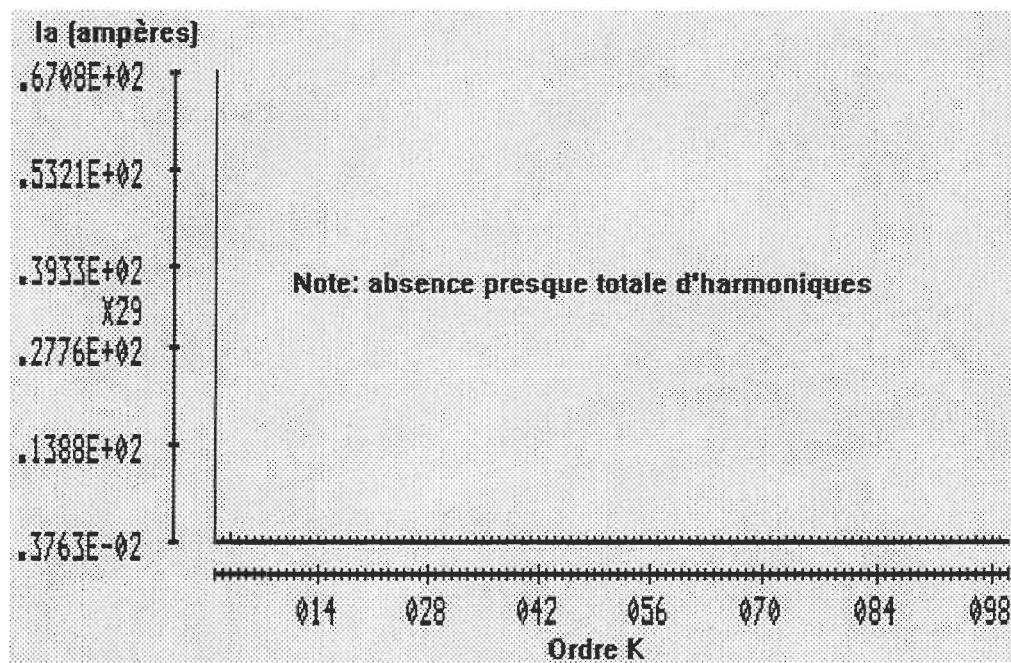


Figure 3.33: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 1.0$ après filtrage.

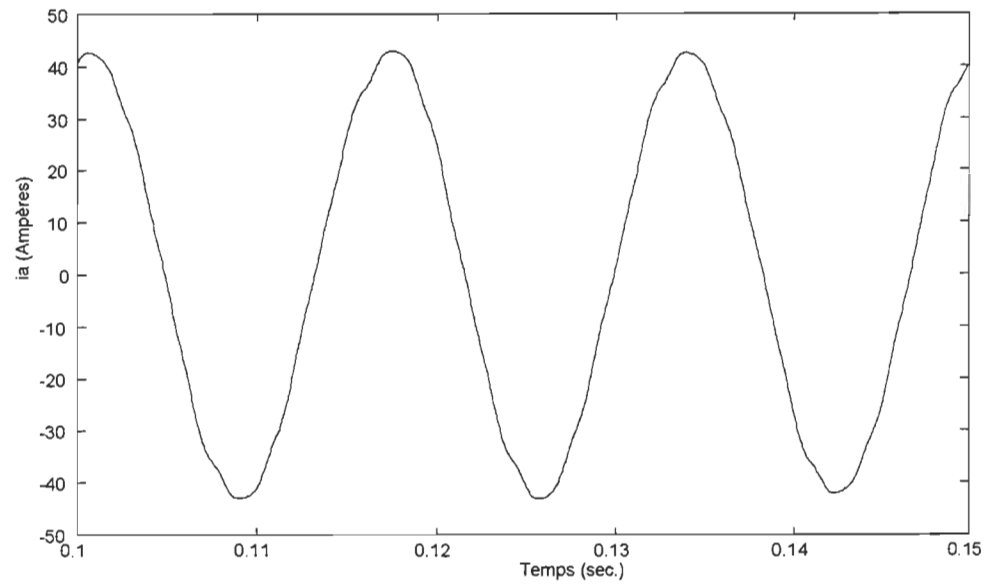


Figure 3.34: Courant de charge pour $m_a = 0.6$ après filtrage.

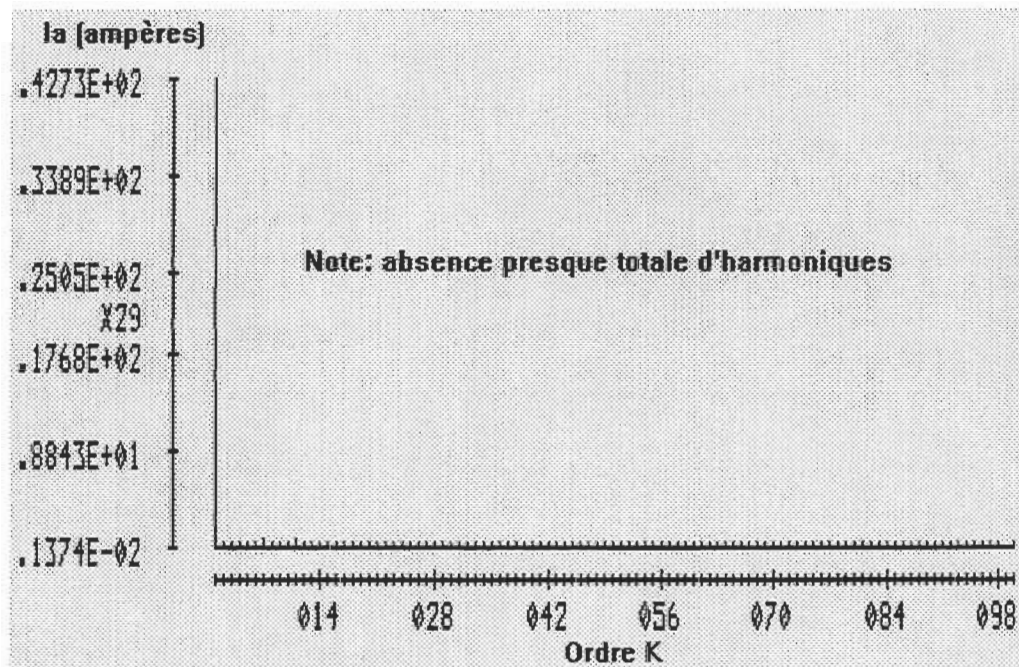


Figure 3.35: Spectre des harmoniques du courant de charge pour $m_a = 0.6$ après filtrage.

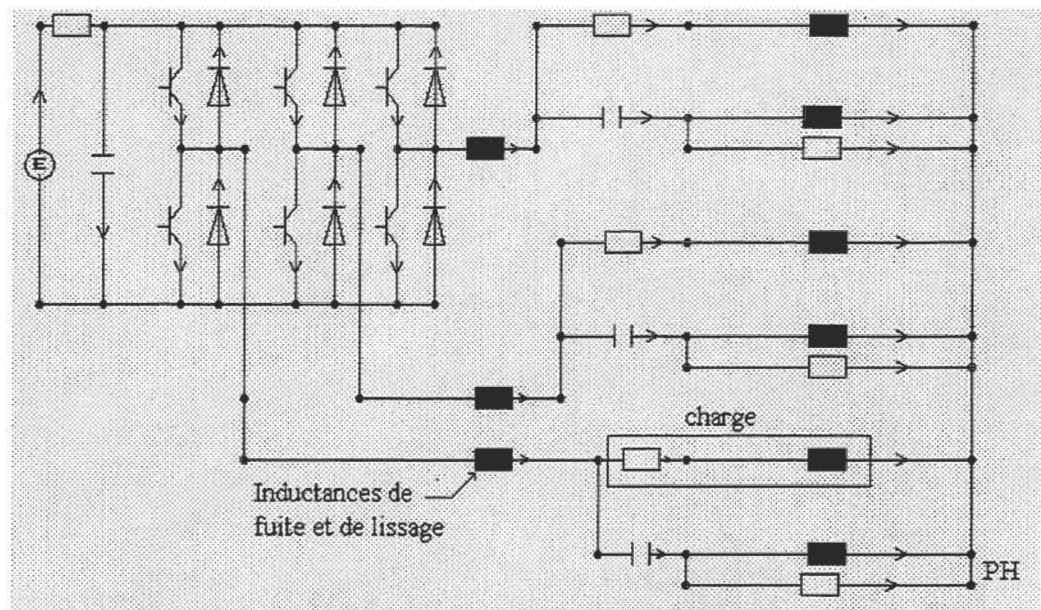


Figure 3.36: Modèle du convertisseur utilisant la commande à élimination sélective d'harmoniques de rangs 5 et 7 et les filtres passe-haut pour le simulateur ATOSEC5.

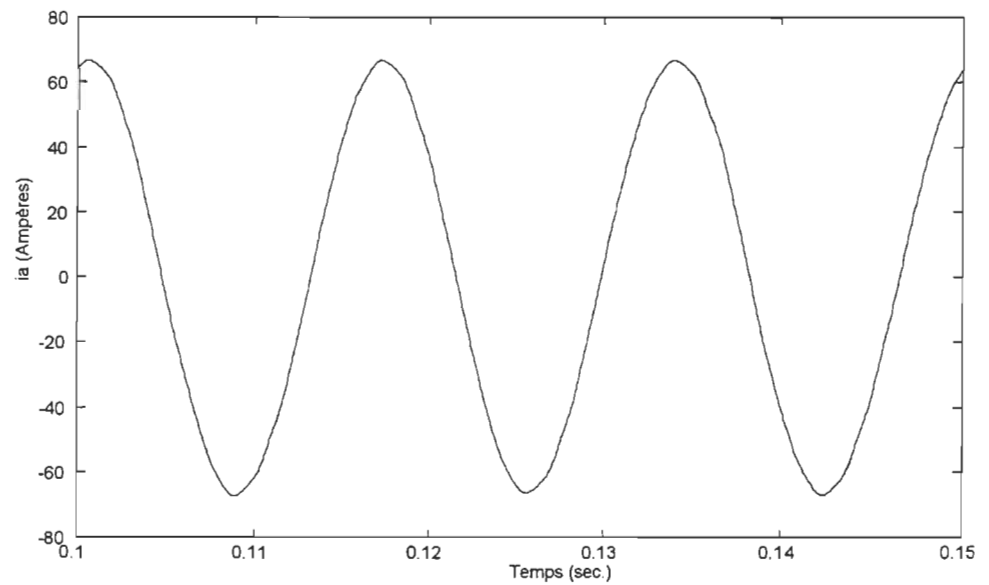


Figure 3.37: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.

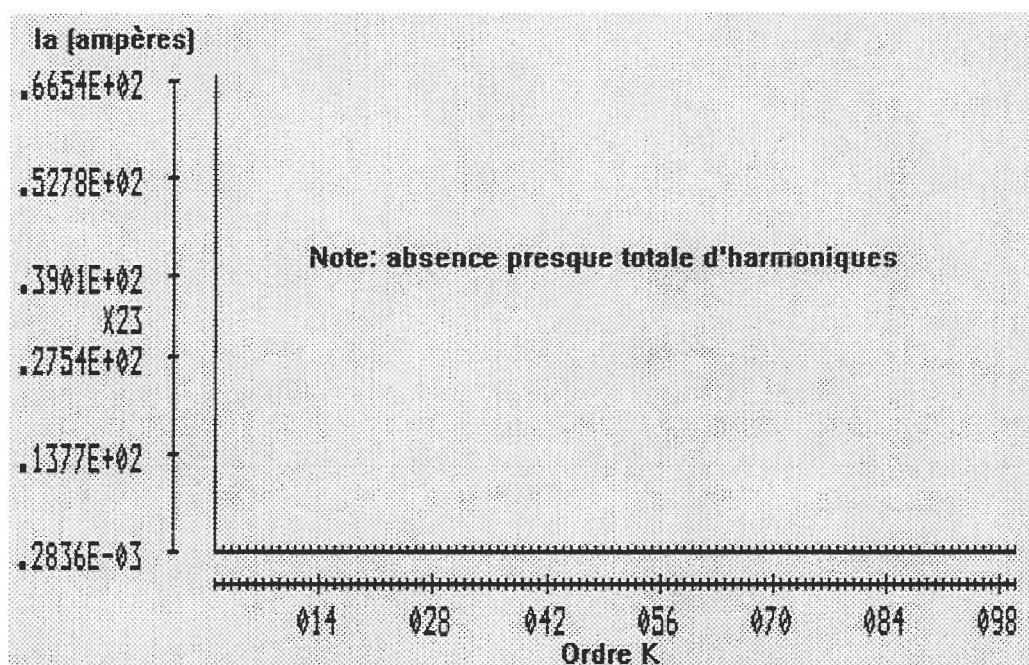


Figure 3.38: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est maximale.

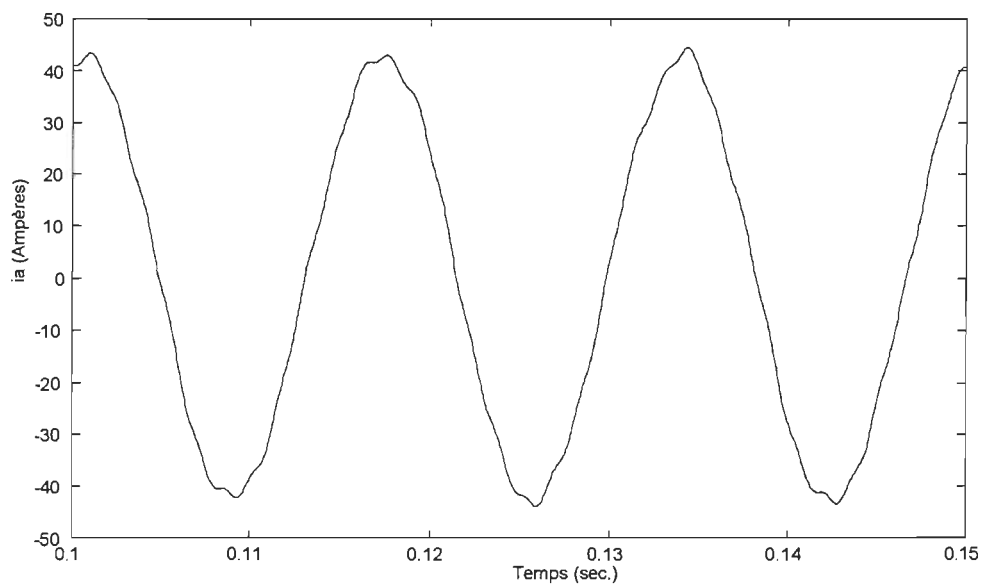


Figure 3.39: Courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.

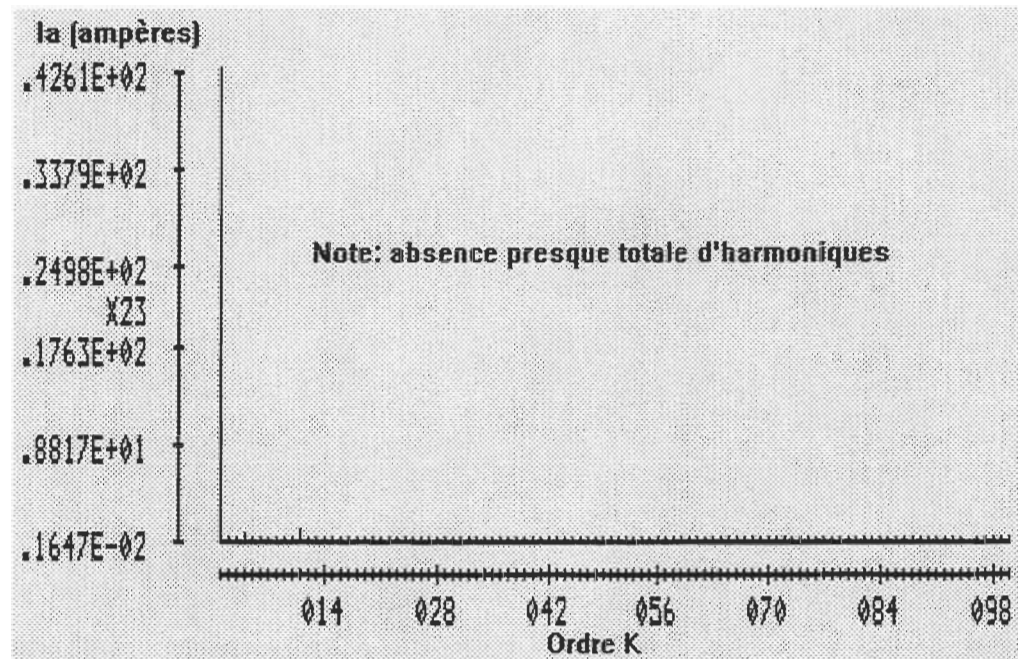


Figure 3.40: Spectre des harmoniques du courant de charge dans le cas où la tension de sortie de l'onduleur est à 60% de sa valeur maximale.

Le tableau 3.8 présente le TDH des courants de charge pour les quatre cas étudiés.

Tableau 3.8: TDH des courants de charge avant et après le filtrage.

Méthode de MLI	
$m_a = 1.0$ (tension maximale)	$m_a = 0.6$ (60% de la tension maximale)
TDH = 6.49%, avant filtrage	TDH = 17.78%, avant filtrage
TDH = 1.35%, après filtrage	TDH = 2.07% , après filtrage
Méthode d'élimination sélective	
$\theta_1 = 0^\circ, \theta_2 = 16.24^\circ, \theta_3 = 22.06^\circ$ (tension maximale)	$\theta_1 = 18.93^\circ, \theta_2 = 36.78^\circ, \theta_3 = 49.08^\circ$ (60% de la tension maximale)
TDH = 4.43%, avant filtrage	TDH = 12.42%, avant filtrage
TDH = 1.05%, après filtrage	TDH = 2.90% , après filtrage

Tous les courants ont un TDH inférieur à 3%. Un ajustement optimum des filtres pourrait améliorer le TDH à une valeur inférieure à 2%. De plus, l'utilisation de convertisseurs à douze pulsations augmenterait la qualité du courant de charge. Dans le cas du convertisseur utilisant la méthode d'élimination sélective, la première harmonique à filtrer sera d'ordre 19.

3.6.4 Modélisation d'une liaison monopolaire unidirectionnelle à auto-commutation.

Cette section présente la modélisation d'une liaison monopolaire unidirectionnelle en boucle ouverte telle que vue à la quatrième ligne du tableau 3.1. De la section 3.6.1 à 3.6.3, les onduleurs présentés étaient alimentés à l'aide d'une source de tension constante, alors que dans la réalité, cette tension est fournie par un autre convertisseur. Une des particularités de la liaison étudiée est que cette dernière est composée d'un onduleur de type *source de tension* et d'un redresseur de type *source de courant*. De plus, le redresseur est constitué d'interrupteurs à commutation naturelle à l'aide de la ligne (convertisseur classique) contrairement à l'onduleur dont les composants sont auto-commutés. Ce type de liaison est parfois appelé *liaison hybride* ("hybrid link")[19]. Cette liaison ne peut que

transmettre de la puissance de façon unidirectionnelle. Les convertisseurs gardent toujours leur rôle respectif. Le redresseur est alimenté par un système CA dont le rapport de court-circuit est supérieur à deux (“SCR” > 2) et, dans notre cas, l’onduleur alimente une charge passive.

Pour pouvoir modéliser la liaison, il est nécessaire d’utiliser le logiciel ATP. Cette simulation n’est pas possible avec la version PC d’ATOSEC5, le nombre de variables d’état étant limité à 40. Nous avons vu au chapitre 2 et dans les sections 3.6.1 à 3.6.3 qu’ATOSEC5 est particulièrement intéressant pour l’étude isolée des convertisseurs pour pouvoir optimiser les filtres ou la commande.

Le circuit utilisé pour la simulation à l’aide d’ATP est présenté à la figure 3.41. Les paramètres utilisés ont été obtenus à partir de la référence [26]. Dans cette dernière, il est question d’une liaison monopolaire à commutation forcée utilisant des convertisseurs à commutation de ligne. La commutation forcée est obtenue à l’aide de circuit de commutation. Dans le cas du convertisseur source de courant, des capacités sont placées en série avec les interrupteurs tel que montré à la figure 3.42 [13]. Lorsque la valve T1 est amorcée, le courant i_L est établi dans la capacité de commutation C et dans une phase de la charge équivalente. Cette charge équivalente peut être considérée comme étant l’impédance résultante de la charge, des filtres CA et du transformateur.

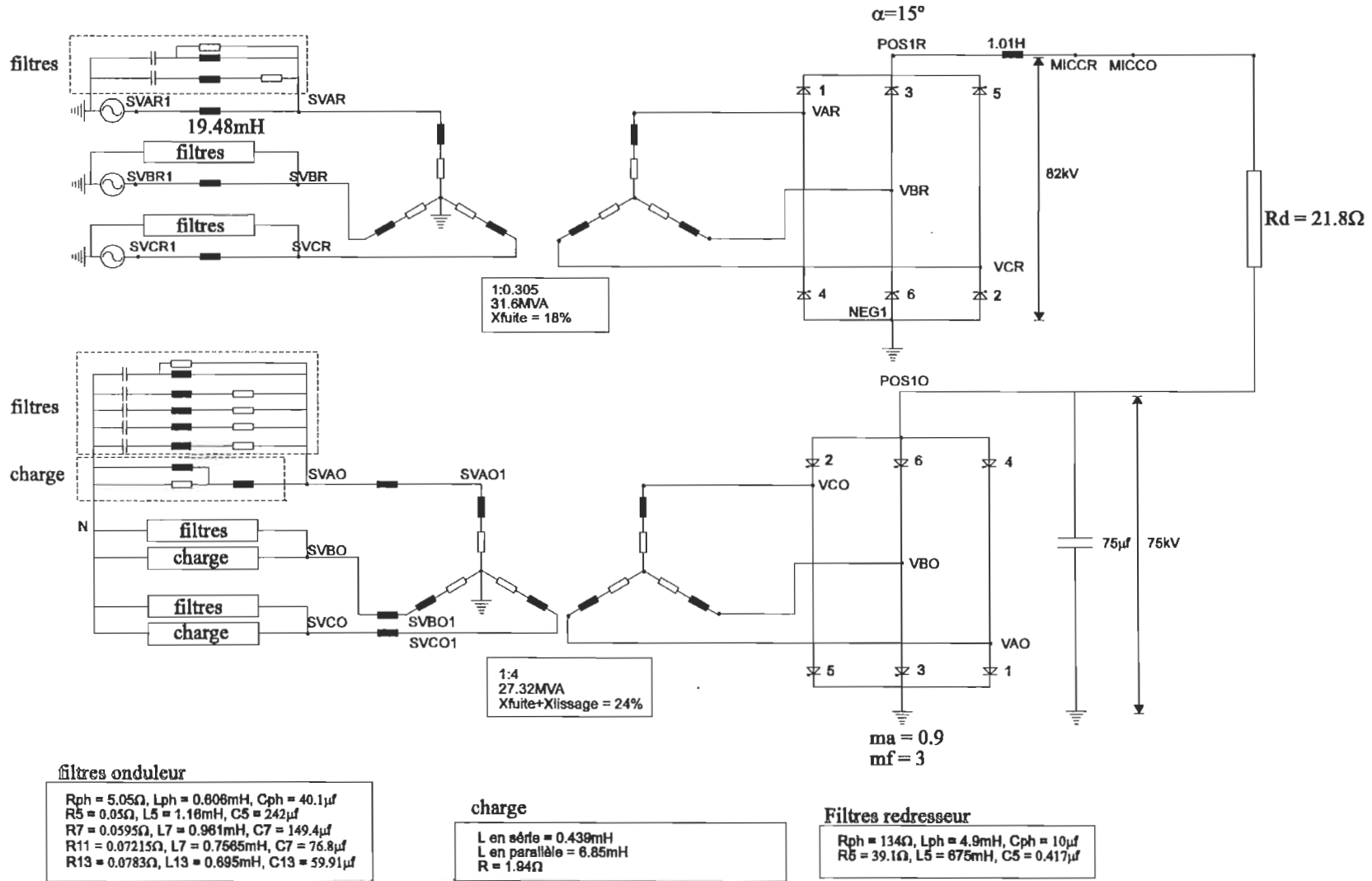


Figure 3.41: Circuit utilisé pour la simulation de la liaison monopolaire à commutation forcée à l'aide de ATP.

Si aucun changement dans la topologie survient, la tension de la capacité deviendra plus grande que la tension de la ligne CC, ce qui aura pour effet de réduire le courant i_L à zéro et, par conséquent, bloquer l'interrupteur. Le contrôle de la tension de charge se fait en utilisant deux convertisseurs placés en série. La tension de la charge est alors fonction de l'angle de déphasage entre l'amorçage des deux ponts.

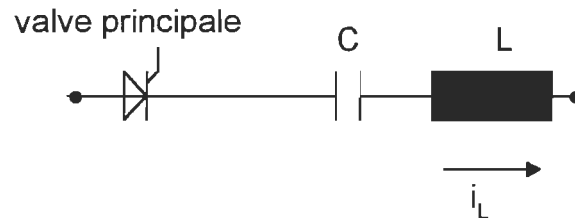


Figure 3.42: Principe de commutation forcée à l'aide d'une capacité série.

Le but de cette section n'est pas de présenter en détail ce type de convertisseur mais plutôt de montrer l'avantage de l'auto-commutation. La station onduleur utilisée dans la référence [26] a été remplacée par un onduleur autonome fonctionnant avec la technique de la MLI tel que vue dans la section 3.6.1. L'utilisation de ce convertisseur permet d'économiser un pont ainsi que les circuits de commutation par rapport à la méthode proposée dans la référence [26].

L'implantation des circuits de commande des gâchettes pour le redresseur se fait de la même façon que dans le chapitre 2. Pour la commande à MLI, une nouvelle logique a été implantée dans le module TACS. Les explications ainsi que le code permettant la modélisation de la MLI sont présentés à l'annexe D.

Les résultats de la simulation par ATP sont présentés dans les pages qui suivent:

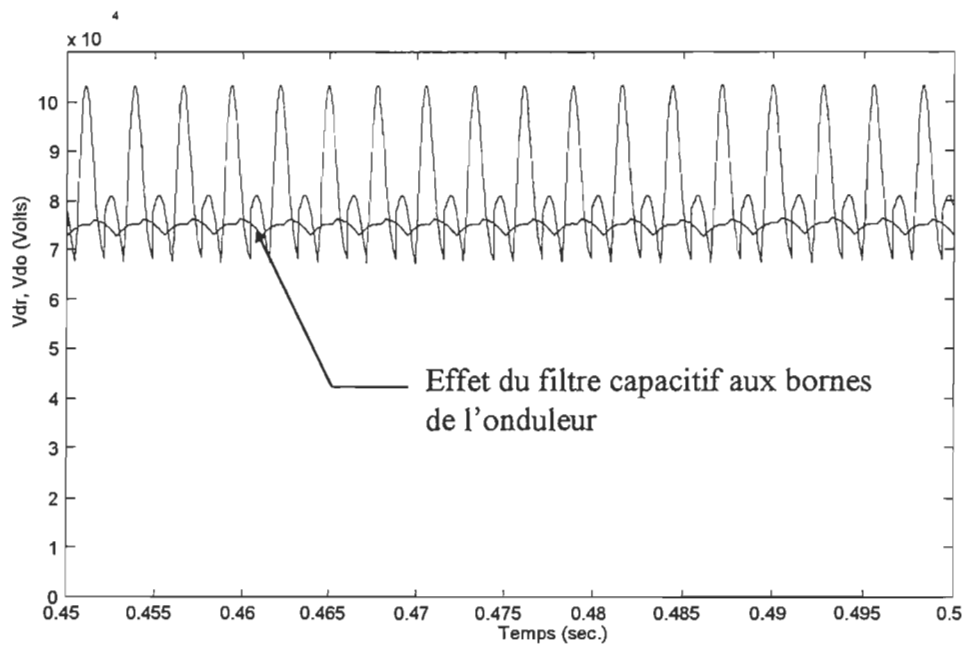


Figure 3.43: Tensions continues aux bornes du redresseur et aux bornes de l'onduleur.

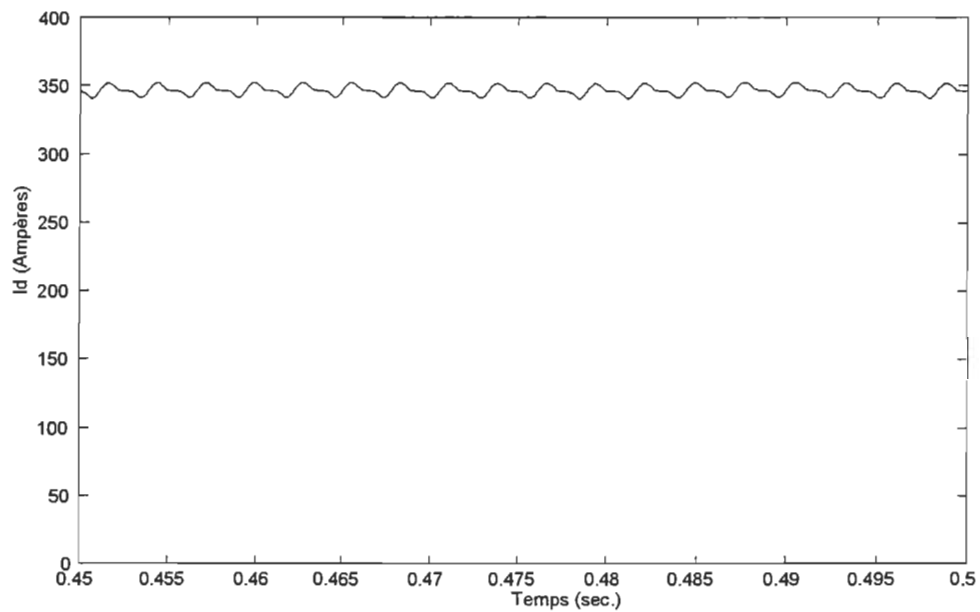


Figure 3.44: Courant de la ligne CC.

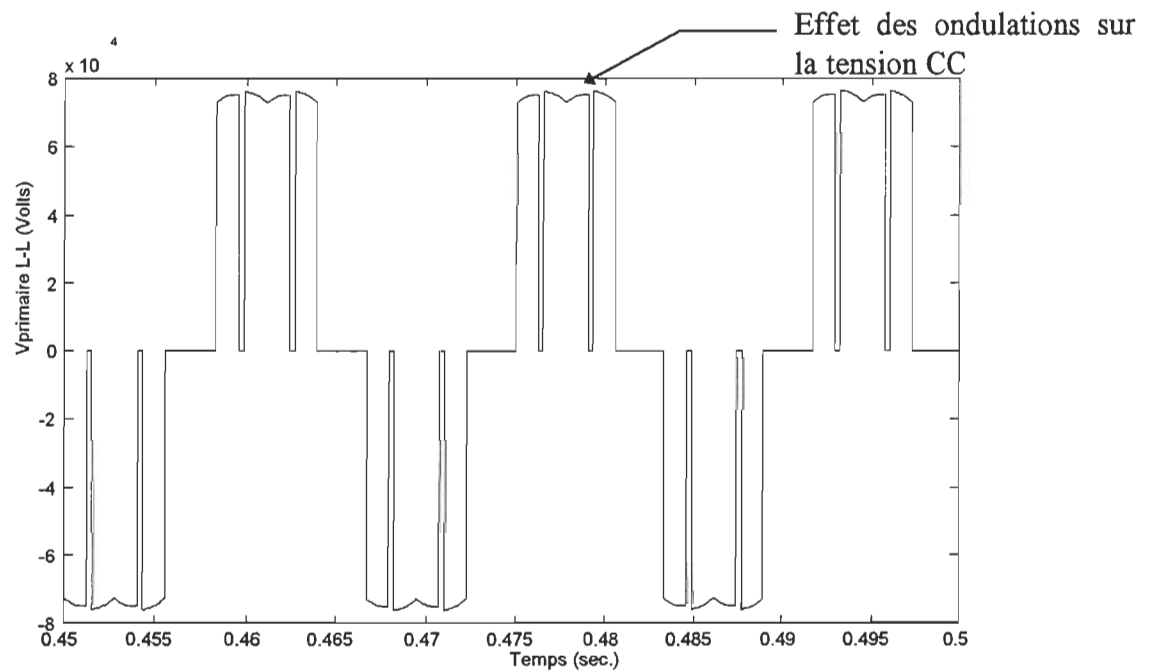


Figure 3.45: Tension ligne à ligne au primaire du transformateur de l'onduleur.

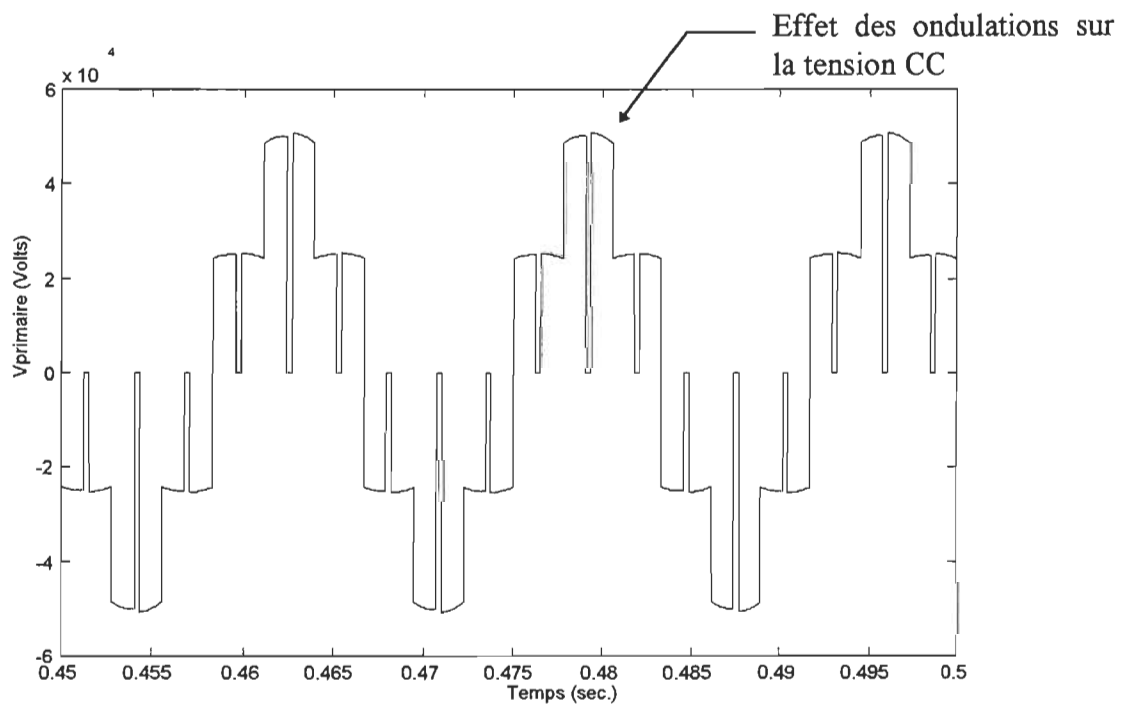


Figure 3.46: Tension de la phase A au primaire du transformateur de l'onduleur.

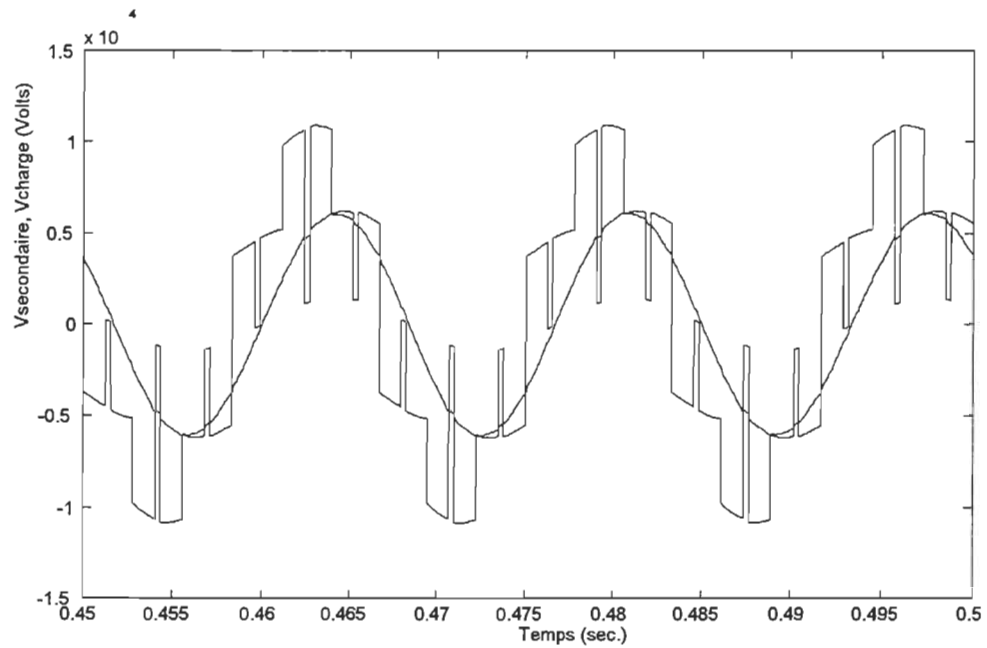


Figure 3.47: Tension de la phase A au secondaire du transformateur de l'onduleur et tension de la phase A de la charge.

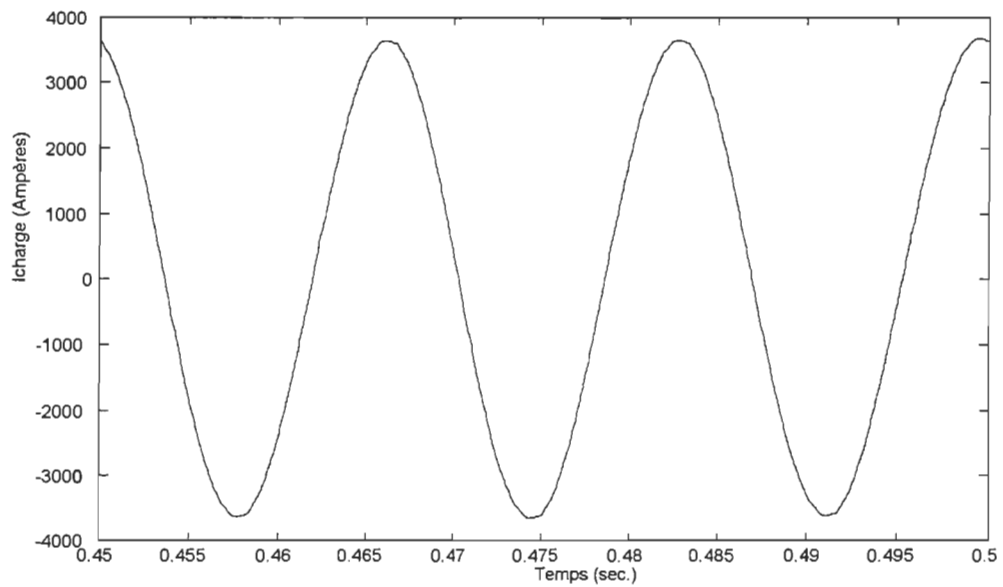


Figure 3.48: Courant de charge de la phase A.

La figure 3.43 montre l'effet du filtre capacitif sur la tension continue. Malgré la présence de ce filtre, il reste des ondulations sur la tension d'entrée de l'onduleur. Les effets de ces ondulations sont observés sur la tension d'entrée de l'onduleur (voir figure 3.45 ou 3.46). Ces ondulations sont relativement faibles et leurs effets sur la tension et le courant de charge sont atténués par les inductances de lissage et les filtres CA. Les formes d'ondes obtenues pour les tensions de sortie de l'onduleur correspondent à celles obtenues de façon théorique à la figure 3.8.

Les filtres permettent de réaliser une tension ainsi qu'un courant de charge quasi-sinusoïdaux (voir figure 3.47 et 3.48). La modélisation en boucle ouverte de la liaison montre bien l'efficacité de ce type de convertisseur pour alimenter une charge passive par l'entremise d'une liaison en CCHT. Par contre, pour évaluer la performance de ce type de liaison, il est essentiel d'étudier des systèmes de commandes permettant un fonctionnement acceptable de la liaison lors de défauts. L'étude en détail de ces différentes commandes dépasse le cadre de ce travail.

Des résultats similaires peuvent être obtenus en remplaçant la méthode de MLI par la méthode d'élimination sélective d'harmonique pour amorcer les interrupteurs. Dans ce cas, les filtres 5 et 7 peuvent être éliminés tel que montré dans la section 3.6.3.

La tension de charge est relativement constante si la tension continue est fixe. En réalité cette tension peut varier si le courant dans la ligne varie, ce qui entraîne une variation dans la chute de tension plus ou moins importante dans la ligne. Ceci peut survenir dans le cas d'un système multi-terminaux tel qu'illustré dans la première ligne du tableau 3.3. Si le convertisseur C est débranché du système, le courant circulant dans la ligne se trouve diminué. La chute de tension dans la ligne diminue et la tension aux bornes de l'onduleurs B augmente. Pour pouvoir maintenir la tension aux bornes de la charge constante, on peut utiliser une boucle de régulation agissant sur m_a . La figure 3.49 présente une possibilité de schéma de commande PI permettant de maintenir la tension de charge constante.

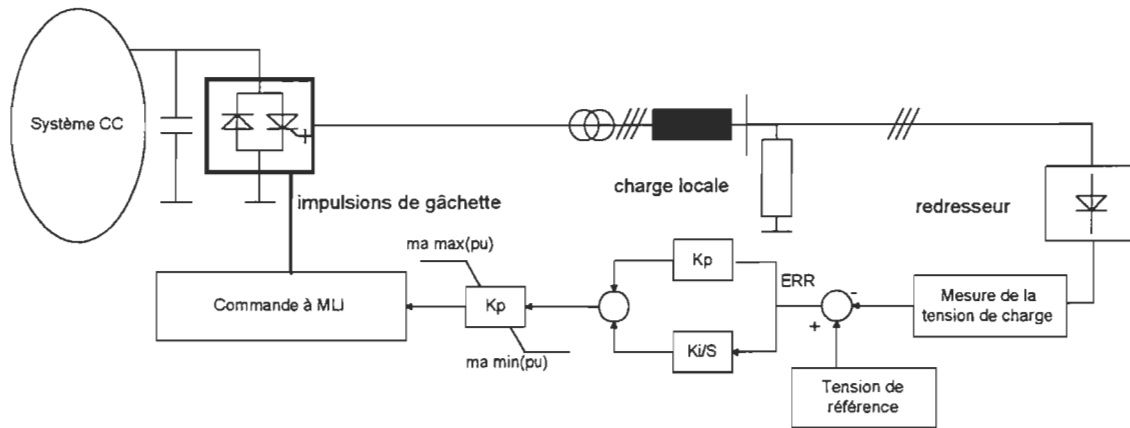


Figure 3.49: Commande de la tension de charge par régulateur PI.

La tension peut être mesurée à l'aide d'un redresseur en pont. Cette valeur est alors comparée à la tension de référence. L'erreur est transmise au régulateur PI qui détermine l'indice de modulation, m_o , qui est transmis à la commande à MLI. L'implantation d'une commande de régulation de tension pour le convertisseur fonctionnant avec la méthode d'élimination sélective d'harmoniques est plus compliquée et nécessite un calculateur numérique. La sortie de la commande PI représente dans ce cas un pourcentage de la tension de sortie du convertisseur. Le calculateur résoud le système d'équations (3.12) en remplaçant x par la valeur de sortie du PI. Cette commande peut être simplifiée en emmagasinant dans un tableau les angles correspondant à différents pourcentages de la tension de sortie. On utilise alors les angles correspondant au pourcentage le plus près de la valeur de sortie du régulateur PI.

Ces commandes n'ont pas été implantées dans le modèle de la liaison étudiée. Il serait intéressant, dans des travaux subséquents, de faire l'étude de ces deux commandes afin de comparer la dynamique des deux types de convertisseur lors de défauts.

3.7 Conclusion

Le chapitre 3 a présenté l'auto-commutation et son utilisation en transport d'énergie en CCHT. Les convertisseurs auto-commutés n'ont pratiquement aucune limite d'opération dans les quatre quadrants, c'est-à-dire qu'ils peuvent fournir ou consommer de la puissance réactive contrairement au convertisseur classique qui en consomme toujours. De plus, les convertisseurs auto-commutés peuvent alimenter des réseaux CA faibles ou des charges passives dû au fait que la commutation des interrupteurs est indépendante du système CA auquel il est branché.

Il existe deux types de convertisseurs auto-commutés soit les convertisseurs fonctionnant en mode *source de tension* et les convertisseurs fonctionnant en mode *source de courant*. D'après les travaux comparatifs faits entre ces deux topologies, il en ressort que la configuration *source de tension* est plus économique et de meilleur rendement que son dual [14-16].

Deux commandes d'onduleur autonome permettant le contrôle de la tension de sortie ont été étudiées. La première méthode est la MLI. Afin de limiter les pertes par commutation, la fréquence de la porteuse a été fixée à trois fois celle de la fondamentale. Cette limitation empêche l'élimination des harmoniques de rang faible. On doit alors utiliser des filtres de rang 5 et 7 (11 et 13 pour un convertisseur douze pulsations). La MLI ne sert, dans ce cas, qu'à avoir un contrôle sur la tension. La deuxième commande étudiée est celle de l'élimination sélective des harmoniques. Cette commande permet d'éliminer les harmoniques 5 et 7 (11 et 13 dans le cas d'un convertisseur douze pulsations) en augmentant de quelques commutations par cycle le nombre de commutations. Les pertes dans les interrupteurs sont augmentées mais les filtres d'ordre 5 et 7 sont éliminés. Les simulations effectuées à l'aide d'ATOSSEC5 montrent qu'il est possible d'obtenir des résultats similaires avec les deux types de convertisseurs.

Une liaison monopolaire unidirectionnelle de type "hybride" a été modélisée. Le redresseur est un convertisseur classique à thyristors et l'onduleur est composé d'interrupteurs auto-commutés. Les paramètres utilisés pour cette liaison sont tirés de la référence [26]. Dans cette dernière, la station onduleur est composée de deux convertisseurs

à commutation forcée utilisant des thyristors et des circuits de commutation capacitifs. Les résultats obtenus par ATP avec un convertisseur à MLI à la place de l'onduleur à thyristors sont du même ordre que les paramètres d'opération de la référence [26]. L'utilisation de l'onduleur autonome permet d'économiser un pont et les circuits de commutation capacitifs.

Quelques possibilités sur la méthode de régulation de la tension de charge à l'aide d'une commande PI ont été présentées à la fin du chapitre. Il serait intéressant, dans des travaux futurs, d'implanter ces commandes afin de faire une étude dynamique de la liaison.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux de recherche de ce mémoire se fixaient comme objectifs majeurs de simuler un système de transport d'énergie classique en CCHT à l'aide des trois simulateurs: ATP, ATOSEC5 et SIMUSEC, ceci tout en effectuant les modifications nécessaires aux logiciels lorsque le besoin se présentait. En deuxième temps, quelques études de simulation d'un système de transport d'énergie en CCHT à commutation forcée alimentant une charge passive ont été faites dans le but d'améliorer les caractéristiques d'un système classique.

Le chapitre 1 est une brève synthèse des convertisseurs à commutation de ligne ainsi que de leurs commandes pour des applications dans des systèmes de transport en CCHT. Cette synthèse a permis de mettre en évidence certains problèmes typiques de ces convertisseurs. Des ratés de commutation peuvent survenir lorsque le réseau CA est faible ($SCR < 2$). De plus, il est impossible d'alimenter une charge passive, c'est-à-dire, une charge sans source d'énergie indépendante. L'impossibilité de bloquer les interrupteurs autrement que par l'inversion de la tension à leurs bornes oblige le convertisseur à fonctionner avec un angle d'amorçage compris entre 0 et 180°. Ceci implique qu'il y a toujours de la puissance réactive consommée par le convertisseur.

La simulation est essentielle dans l'étude de convertisseurs et de systèmes de transport d'énergie en CCHT. Le chapitre 2 a permis d'étudier les simulateurs numériques ATP, ATOSEC5 et SIMUSEC, fonctionnant sur ordinateurs personnels, afin d'évaluer leurs capacités pour l'étude de système en CCHT. L'évaluation s'est faite en fonction des critères suivants:

- ◆ le temps de calcul,
- ◆ la complexité des problèmes pouvant être étudiés,
- ◆ la convivialité,

- ◆ la manipulation des résultats et
- ◆ l'interactivité.

D'après les résultats obtenus, le logiciel ATP se démarque par sa vitesse de calcul. De plus, ce simulateur est le mieux adapté pour l'étude de systèmes ayant plusieurs éléments, la limite des éléments étant fixée par la mémoire vive et l'espace disque disponibles sur l'ordinateur. ATP dispose d'un module (TACS) permettant l'implantation de commandes complexes d'une façon relativement simple. Par contre, le manque de convivialité de cet outil rend la préparation des données très fastidieuse.

Le logiciel ATOSEC5 s'est avéré un compromis entre la vitesse de calcul et la convivialité. Il a été nécessaire de modifier le code source de ce dernier afin de faciliter l'étude de défauts ainsi que pour permettre l'implantation de commandes indépendantes pour le redresseur et l'onduleur de la liaison étudiée. Le nombre de variables d'état étant fixé à 40 pour la version PC d'ATOSEC5, ce dernier ne peut faire l'étude de systèmes complexes tels des liaisons multi-terminales ou encore une liaison à deux postes composés de convertisseurs à douze pulsations. C'est pour cette raison qu'ATOSEC5 est plus utile pour l'étude "isolée" du fonctionnement d'un convertisseur afin d'optimiser sa commande ou encore pour ajuster les paramètres des filtres. Il est aussi important de mentionner que pour chaque interrupteur supplémentaire utilisé dans la simulation d'un système, le nombre de variables d'état de ce système augmente de deux (interrupteur + circuit d'aide à la commutation).

SIMUSEC est le seul des outils évalués qui fonctionne sous l'environnement "Windows". Ce dernier est le plus convivial des trois simulateurs. Sa grande limitation réside dans le fait que les temps de simulation sont extrêmement grands en comparaison avec les deux autres. De plus, il a été impossible de modéliser la liaison complète de transmission en CCHT à cause de certaines instabilités numériques. SIMUSEC permet de modifier les paramètres du système au cours d'une simulation. Ceci est particulièrement

intéressant dans le cas où on désire évaluer l'impact de la variation de certains paramètres sur le système global. Il est aussi possible de modifier les paramètres lors d'une simulation à l'aide du module "SPY" du logiciel ATP.

En vue d'augmenter la vitesse d'exécution de ce simulateur, il serait intéressant de poursuivre des recherches afin de trouver des modèles d'interrupteurs moins complexes et aussi d'envisager la possibilité de compiler certains blocs fonctionnels (interrupteur, convertisseur, ...) sous forme de fichier *.MEX [8,11]. Malgré plusieurs avantages, l'apport de SIMUSEC à l'étude de systèmes de transport d'énergie en CCHT se limite présentement à l'étude "isolée" des convertisseurs.

Dans le chapitre 3 il a été question de l'utilisation de l'auto-commutation en transport d'énergie en CCHT. Parmi les configurations possibles des convertisseurs auto-commutés, l'onduleur autonome semble, pour l'instant, être le plus avantageux en terme de coût de construction et en rendement que son dual, le convertisseur source de courant [14-16]. Les résultats de simulation montrent la possibilité d'alimenter une charge isolée à partir d'une ligne de transport en CCHT. De plus, l'utilisation de la technique de MLI permet d'avoir un certain contrôle sur l'amplitude de sortie de la tension du convertisseur. La diminution du temps de commutation des interrupteurs auto-commutés permet de croire qu'il sera possible d'utiliser des fréquences de commutation plus élevées permettant ainsi de diminuer la grosseur des filtres CA. Nous avons aussi indiqué la possibilité d'éliminer, de façon sélective, quelques harmoniques tout en utilisant un nombre de commutations par cycle relativement faible. Il serait intéressant de continuer des recherches sur l'utilisation de la méthode d'élimination sélective d'harmoniques, ceci pourrait permettre d'éliminer les harmoniques 11 et 13 dans un convertisseur à douze pulsations [22,23]. Dans ce cas, la grosseur des filtres CA pourraient être diminuées tout en gardant une fréquence de commutation relativement faible. À la fin du chapitre 3, une liaison monopolaire unidirectionnelle fonctionnant en boucle ouverte a été simulée afin

d'illustrer le fonctionnement global du système. La tension continue aux bornes de l'onduleur est maintenant fournie par un redresseur. Cette tension contient des ondulations qui sont filtrées par une grande capacité placée aux bornes de l'onduleur. Malgré l'utilisation de ce filtre, la tension n'est pas parfaitement filtrée. La présence de ces ondulations à l'entrée de l'onduleur perturbe légèrement la tension de sortie du convertisseur. Par contre, grâce à l'inductance de lissage et aux filtres CA, ces perturbations n'affectent pas la tension ainsi que le courant de charge. Il serait intéressant de poursuivre l'étude de ce type de liaison en introduisant la commande de régulation de la tension de charge.

RÉFÉRENCES

- [1] Padiyar, "HVDC Power Transmission Systems, Technology and System Interactions", John Wiley & Sons, New York, 1990, chapitres 4 et 10.
- [2] E. W. Kimbark, "Direct Current Transmission", John Wiley & Sons, New York, 1971, chapitres 3 et 5.
- [3] L.X. Bui, "Appel de puissances réactives et équipements de compensation", notes de cours.
- [4] J. Arrilaga, "High Voltage Direct Current Transmission", Peter Peregrinus Ltd., London, 1983, Chapitre 4.
- [5] "Alternative Transients Program Rule Book", Leuven EMTP Center (LEC), Belgique, 1987.
- [6] V. Rajagopalan, "Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems", Marcel Dekker Inc., New York, 1987.
- [7] V. Rajagopalan et P. Croisetière, "Atosec5 User's Guide", UQTR, 1992.
- [8] A. Pittet, A. Ba-Razzouk et V. Rajagopalan "Technique de conception assistée par ordinateur des systèmes électroniques de puissance à l'aide du logiciel SIMULINK (Logiciel SIMUSEC)", UQTR, 1993.
- [9] V.K. Sood, "Commande des réseaux à HTCC", note de cours, 1992.
- [10] M. Szechtman et al., "First Benchmark for HVDC Control Studies", Electra, April 1991, No 135, pp 55-73.
- [11] "SIMULINK User's Guide", The MathWorks inc., March 1992.
- [12] M. Kizilcay, "PCPLOT User's Manual", UNI Hannover, Allemagne, 1988.
- [13] V.K. Sood, "Artificially Commutated HVDC Inverters", Report CEA No. ST-147B, Canadian Electrical Association, February 1989.
- [14] H. Yamada, M. Sampei et al, "GTO Thyristor Applications for HVDC Transmission Systems", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 5, No. 3, July 1990, pp. 1327-1333.

- [15] N. Kimura, “*Dynamic Behavior of HVDC System Using Forced Commutation Converter*”, Japan.
- [16] A. Ekström, “*Forced-Commutated Converters for HVDC-Application*”, CAPRI, May 1984.
- [17] A.M. Gole, “*GTO Based DC Feeders for Remote Loads*”, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1993, pp 574-577.
- [18] Y. Tokiwa et al., “*Application of Self-Commutated Converter Using SI-Thyristor on a HVDC Transmission System*”, Japan.
- [19] S. Zhao et M. R. Iravani, “*Application of GTO Voltage Source Inverter in a Hybrid HVDC Link*”, Accepted for publication in IEEE Transaction on Power Delivery.
- [20] S. Zhao et M. R. Iravani, “*Tapping HVDC Power With PWM Voltage Source Inverters*”, Congrès Canadien en Génie Électrique et Informatique, septembre 1991, pp.43.4.1-43.4.4.
- [21] Guy Segulier et Francis Labrique, “*Les convertisseurs de l'électronique de puissance, 4: La conversion continu-alternatif*”, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 1989.
- [22] H. S. Patel et R. G. Hoft, “*Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I - Harmonic Elimination*”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-9, No.3, May/June 1973.
- [23] H. S. Patel et R. G. Hoft, “*Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II - Voltage Control Techniques*”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-10, No.5, September/October 1974.
- [24] A. Lacoste, “*Filtrage des harmoniques et compensation de puissance réactive dans les liaisons à haute tension continue*”, Electra, No. 63, p.65 à 102.
- [25] Boon Teck Ooi et al, “*Voltage Angle Lock Loop Control of the Boost Type PWM Converter for HVDC Application*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.5, no.2, avril 1990, pp.229-235.

- [26] H. M. Turanli, R. W. Menzies et D. A. Woodford, "*Feasibility of DC Transmission with Forced Commutation to Remote Loads*", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No.6, June 1984, pp.1256-1261.
- [27] Noriyuki Kimira, Masashi Kishimoto et Kuniyuki Matsui, "*New Digital Control of Forced Commutation HVDC Converter Supplying into Load System Without AC Source*", IEEE Transactions on Power Systems, Vol.6, No.4, November 1991, pp.1425-11431.
- [28] L. Dubé, H. Dommel, "*Simulation of Control Systems in an Electromagnetic Transients Program with TACS.*", IEEE PICA Conf. Record, Vol. 10, 1977, pp.266-271.
- [29] L. Dubé, I. Bonfanti, "*MODELS: A Bew Simulation Tool in the EMTP.*", European Transactions on Electrical Power Engineering, Vol 12., No.1, Jan/Feb 1992, pp.45-50.

Annexe A: Listages des fichiers de données.

Fichiers pour le simulateur ATOSEC5:

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$
$ SIMULATION PERMETTANT D'OBSERVER L'EFFICACITE DE LA COMMANDE PI POUR
$ UNE VARIATION DE 10% DE LA CONSIGNE DE COURANT
$ 1994-01-05
$ SIXATO.DAT
$ DAVID BRILLON
$
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,006,032
E,V002,006,033
E,V003,006,034
E,V004,037,018
R,R001,032,026,0.001
R,R002,033,023,0.001
R,R003,034,030,0.001
R,R004,023,002,10e6
R,R006,026,000,10e6
R,R007,030,004,10e6
R,R008,035,036,2.5
R,R009,037,036,0.001
R,R010,000,042,5000
R,R011,018,043,5000
R,R012,002,044,5000
R,R013,018,045,5000
R,R014,004,046,5000
R,R015,018,047,5000
R,R016,036,048,5000
L,L001,026,000,42.84e-3
L,L002,023,002,42.84e-3
L,L003,030,004,42.84e-3
L,L004,015,035,0.596
C,C001,042,015,0.2E-07
C,C002,043,004,0.2E-07
C,C003,044,015,0.2E-07
C,C004,045,000,0.2E-07
C,C005,046,015,0.2E-07
C,C006,047,002,0.2E-07
C,C007,048,018,0.2E-07
S,T001,000,015,2E-05
S,T002,018,004,2E-05
S,T003,002,015,2E-05
S,T004,018,000,2E-05
S,T005,004,015,2E-05
S,T006,018,002,2E-05
T,Q001,036,018,1E-06
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
```

```

0
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
STATE,1,1,2
1,1,,L004,-0.015
0,1,1,,30
0
-10,10
3
1,18,0.09
2,19,-180
11,5,-180
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
7
$ -----
$ DATA FOR SOURCES.
$ -----
2,-176073,50,0,0,0
2,-176073,50,-120,0,0
2,-176073,50,-240,0,0
1,250000,0,0,0,0
11,1,0.25,0.45,0.9,0
$ -----
$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
5,360,50,-30,0,0
5,360,50,-90,0,0
5,360,50,-150,0,0
5,360,50,-210,0,0
5,360,50,-270,0,0
5,360,50,-330,0,0
999,-1,-1,-1,0,9.5E-3
$ -----
$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0,0,0,0,0,0,0
$ -----
$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01,0
$ -----
$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
$ -----
2,2,2,2,2
2,0
$ -----
$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
$ -----
120,120,120,120,120
120,0
$ -----
$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
$ -----
2E-05,2E-05,2E-05,2E-05,2E-05
2E-05,0
$ -----
$***CONTROL PARAMETERS. CONSULT ATOSEC5 MANUAL
$ -----
0,0.55,2E-05,0,0,0,2,78,5
2,0,0,1,0,0,0,5,165
0,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0
$-cx8-cx11

```

```
$X18  
$x19  
end
```

```

$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$
$ SIMULATION PERMETTANT D'OBSERVER L'EFFICACITE DE LA COMMANDE PI POUR
$ UN COURT-CIRCUIT A MI-LIGNE
$ 1994-01-05
$ SIXATOX.DAT
$ DAVID BRILLON
$
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,006,032
E,V002,006,033
E,V003,006,034
E,V004,037,018
R,R001,032,026,0.001
R,R002,033,023,0.001
R,R003,034,030,0.001
R,R004,023,002,10e6
R,R006,026,000,10e6
R,R007,030,004,10e6
R,R008,035,036,2.5
R,R009,037,036,0.001
R,R010,000,042,5000
R,R011,018,043,5000
R,R012,002,044,5000
R,R013,018,045,5000
R,R014,004,046,5000
R,R015,018,047,5000
R,R016,036,048,5000
L,L001,026,000,42.84e-3
L,L002,023,002,42.84e-3
L,L003,030,004,42.84e-3
L,L004,015,035,0.596
C,C001,042,015,0.2E-07
C,C002,043,004,0.2E-07
C,C003,044,015,0.2E-07
C,C004,045,000,0.2E-07
C,C005,046,015,0.2E-07
C,C006,047,002,0.2E-07
C,C007,048,018,0.2E-07
S,T001,000,015,2E-05
S,T002,018,004,2E-05
S,T003,002,015,2E-05
S,T004,018,000,2E-05
S,T005,004,015,2E-05
S,T006,018,002,2E-05
T,Q001,036,018,1E-06
T,Q002,036,018,1E-06
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
STATE,1,1,2
1,1,,L004,-0.015
0,1,1,,30

```

```

0
-10,10
3
1,19,0.09
2,20,-180
11,5,-180
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
8
$ -----
$ DATA FOR SOURCES.
$ -----
2,-176073,50,0,0,0
2,-176073,50,-120,0,0
2,-176073,50,-240,0,0
1,250000,0,0,0,0
1,1,0,0,0,0
$ -----
$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
5,360,50,-30,0,0
5,360,50,-90,0,0
5,360,50,-150,0,0
5,360,50,-210,0,0
5,360,50,-270,0,0
5,360,50,-330,0,0
999,-1,-1,-1,0.2,0.5
$ INTERRUPTEUR PERMETTANT D'ATTEINDRE LE REGIME PERMANENT PLUS RAPIDEMENT
$ EN COURCCIRCUITANT LA SOURCE SIMULANT L'ONDULEUR DURANT LE DEMARRAGE.
$ LES RESULTATS TRANSITOIRE DURANT L'ETABLISSEMENT DU REGIME PERMANENT SONT
$ UN ARTIFICE DE SIMULATION EST LES VALEURS OBTENU LORS DE CETTE PERIODE
$ NON AUCUNE SIGNIFICATION
999,-1,-1,-1,0,9.5E-3
$ -----
$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0,0,0,0,0,0,0,0
$ -----
$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01,0,0
$ -----
$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
$ -----
2,2,2,2,2
2,0,0
$ -----
$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
$ -----
120,120,120,120,120
120,0,0
$ -----
$ TURN-OFF TIME RQUIREMENT.
$ -----
2E-05,2E-05,2E-05,2E-05,2E-05
2E-05,0,0
$ -----
$***CONTROL PARAMETERS. CONSULT ATOSECS MANUAL
$ -----
0,0.5,2E-05,0,0,0,2,78,0
2,0,0,1,0,0,0,5,165
0,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0
$-cx8-cx11
$X19

```

```
$x20  
end
```

```

$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$
$ LIAISON CCHT MONOPOLAIRE SANS COMMANDE
$ AVEC CONVERTISSEURS SIX PULSES
$ LI6ATO.DAT
$ 1993-12-15
$ DAVID BRILLON
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,016,038
E,V002,016,040
E,V003,016,042
E,V004,035,048
E,V005,035,047
E,V006,035,044
R,R001,038,039,0.001
R,R002,040,041,0.001
R,R003,042,043,0.001
R,R004,044,045,0.001
R,R005,046,047,0.001
R,R006,048,049,0.001
R,R007,050,051,2.5
R,R008,051,052,2.5
R,R009,039,000,1000000
R,R010,041,003,1000000
R,R011,043,007,1000000
R,R012,025,045,1000000
R,R013,027,046,1000000
R,R014,029,049,1000000
R,R015,000,054,5000
R,R016,009,055,5000
R,R017,003,056,5000
R,R018,009,057,5000
R,R019,007,058,5000
R,R020,009,059,5000
R,R021,029,060,5000
R,R022,019,061,5000
R,R023,027,062,5000
R,R024,019,063,5000
R,R025,025,064,5000
R,R026,019,065,5000
L,L001,000,039,0.04284
L,L002,041,003,0.04284
L,L003,007,043,0.04284
L,L004,045,025,0.04284
L,L005,027,046,0.04284
L,L006,049,029,0.04284
L,L007,012,050,0.596
L,L008,052,019,0.596
C,C001,051,009,26E-6
C,C002,054,012,0.02E-6
C,C003,055,007,0.02E-6
C,C004,056,012,0.02E-6
C,C005,057,000,0.02E-6
C,C006,058,012,0.02E-6
C,C007,059,003,0.02E-6
C,C008,060,009,0.02E-6
C,C009,061,025,0.02E-6
C,C010,062,009,0.02E-6
C,C011,063,029,0.02E-6
C,C012,064,009,0.02E-6
C,C013,065,027,0.02E-6
S,T001,000,012,2E-06
S,T002,009,007,2E-06
S,T003,003,012,2E-06
S,T004,009,000,2E-06

```

```

S,T005,007,012,2E-06
S,T006,009,003,2E-06
S,T007,029,009,2E-06
S,T008,019,025,2E-06
S,T009,027,009,2E-06
S,T010,019,029,2E-06
S,T011,025,009,2E-06
S,T012,019,027,2E-06
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
$
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
additional,1,1,2
1,1,,L007,-15e-3
0,1,1,,30
0
-96.59,96.59
3
1,32,0.09
2,34,-180
11,7,-180
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
12
$ -----
$ DATA FOR SOURCES.
$ -----
2,-176073,50,0,0,0
2,-176073,50,-120,0,0
2,-176073,50,-240,0,0
10,-169168,50,-0,0.5,0.9
10,-169168,50,-120,0.5,0.9
10,-169168,50,-240,0.5,0.9
1,1,0,0,0,0
$ -----
$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
5,360,50,-30,0,0
5,360,50,-90,0,0
5,360,50,-150,0,0
5,360,50,-210,0,0
5,360,50,-270,0,0
5,360,50,-330,0,0
500,360,50,-30,140,0
500,360,50,-90,140,0
500,360,50,-150,140,0
500,360,50,-210,140,0
500,360,50,-270,140,0
500,360,50,-330,140,0
$ -----
$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0
$ -----
$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.

```



```

$ -----
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01,0.01
$ -----
$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
$ -----
2,2,2,2,2
2,2,2,2,2
2,2
$ -----
$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
$ -----
120,120,120,120,120
120,120,120,120,120
120,120
$ -----
$ TURN-OFF TIME RQUIREMENT.
$ -----
2E-05,2E-05,2E-05,2E-05,2E-05
2E-05,2E-05,2E-05,2E-05,2E-05
2E-05,2E-05
$ -----
$***CONTROL PARAMETERS
$ -----
0,0.8,30E-6,0,0,0,4,78,5
2,0,0,1,0,0,0,5,165
0,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0
-CX14-CX17
-CX20-CX23
X33
X32
x34

$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$
$ CONVERTISSEUR SOURCE DE TENSION
$ FIL57ph.DAT
$ FILTRE.CIR
$ 1994-01-17
$ MEMOIRE
$ simulation de la section 3.6.1 et 3.6.2
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,003,048
R,R001,048,000,0.001
R,R002,027,049,150
R,R003,029,050,150
R,R004,031,051,150
$ filtres de 5ieme harmonique
R,R005,052,021,2.5
R,R006,053,021,2.5
R,R007,054,021,2.5
R,R008,019,027,100000
R,R009,017,029,100000
R,R010,006,031,100000
R,R011,049,021,100000
R,R012,050,021,100000
R,R013,051,021,100000
$ filtres de 7 ieme harmonique
R,R014,055,021,2.5
R,R015,056,021,2.5
R,R016,057,021,2.5
$ filtres passe haut

```

```

R,R017,065,021,45
R,R018,067,021,45
R,R019,069,021,45
R,R020,000,079,730
R,R021,019,080,730
R,R022,000,081,730
R,R023,006,082,730
R,R024,000,083,730
R,R025,017,084,730
L,L001,049,021,0.298
L,L002,050,021,0.298
L,L003,051,021,0.298
$ filtres de 5 ieme harmonique
L,L004,058,052,0.1326
L,L005,059,053,0.1326
L,L006,060,054,0.1326
$ inductances de fuites
L,L007,006,031,92.12E-3
L,L008,017,029,92.12E-3
L,L009,019,027,92.12E-3
$ filtres de 7 ieme harmoniques
L,L010,061,055,0.07579
L,L011,062,056,0.07579
L,L012,063,057,0.07579
$ filtres passe haut
L,L013,065,021,8E-3
L,L014,067,021,8E-3
L,L015,069,021,8E-3
$ filtre de 5 ieme harmonique
C,C001,027,058,2.122E-06
C,C002,029,059,2.122E-06
C,C003,031,060,2.122E-06
C,C004,000,003,0.001
$ filtres de 7 ieme harmonique
C,C005,027,061,1.895E-06
C,C006,029,062,1.895E-06
C,C007,031,063,1.895E-06
$ filtres passe-haut
C,C008,027,065,3.889E-06
C,C009,029,067,3.889E-06
C,C010,031,069,3.889E-06
C,C011,079,006,1.734E-07
C,C012,080,003,1.734E-07
C,C013,081,017,1.734E-07
C,C014,082,003,1.734E-07
C,C015,083,019,1.734E-07
C,C016,084,003,1.734E-07
D,D001,006,000,2E-05
D,D002,003,019,2E-05
D,D003,017,000,2E-05
D,D004,003,006,2E-05
D,D005,019,000,2E-05
D,D006,003,017,2E-05
T,Q001,000,006,1E-06
T,Q002,019,003,1E-06
T,Q003,000,017,1E-06
T,Q004,006,003,1E-06
T,Q005,000,019,1E-06
T,Q006,017,003,1E-06
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0

```

```

$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
0
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
12
$ -----
$ DATA FOR SOURCES.
$ -----
1,-22507,0,0,0,0
$ -----
$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
1,0,0.0,0,0
1,0,0.0,0,0
1,0,0.0,0,0
1,0,0.0,0,0
1,0,0.0,0,0
1,0,0.0,0,0
1,0,0.0,0,0
$ commande a MLI
6,90,60,0,0,0
7,90,60,-240,0,0
6,90,60,-120,0,0
7,90,60,0,0,0
6,90,60,-240,0,0
7,90,60,-120,0,0
$ commande a elimination selective
$ remplacer la 6 dernieres lignes par les lignes suivantes
$ 313,-1,60,0,0,0
$ 313,+1,60,120,0,0
$ 313,-1,60,240,0,0
$ 313,+1,60,0,0,0
$ 313,-1,60,120,0,0
$ 313,+1,60,240,0,0
$ placer les trois angles aux PRMT(34), PRMT(35) et PRMT(36)
$ eliminer les filtres 5 et 7
$ -----
$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0
$ -----
$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01,0.1,0.1,0.1,0.1,0.1
0.1,0.1
$ -----
$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
$ -----
1,1,1,1,1
1,2,2,2,2
2,2
$ -----
$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
$ -----
0,0,0,0,0
0,180,180,180,180
180,180
$ -----
$ TURN-OFF TIME RQUIREMENT.
$ -----

```

```
0,0,0,0,0
0,0,0,0,0
0,0
$ -----
$***CONTROL PARAMETERS. CONSULT ATOSEC5 MANUAL
$ -----
0,0.15,3E-05,0,0,0,1,78,10
2,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,100,3,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0
150X29+CX29
X29
END
```

Fichiers pour le simulateur ATP:

```

BEGIN NEW DATA CASE
C *****
C *      Nom du fichier SIXATP.DAT *
C *      David Brillon 4 JANVIER 1993 *
C *      Parametre bases sur l'article *
C *      "First Benchmark model for HVDC control studies" *
C *      par M.Szechtman, T. Mess, C.V. Thio et al. *
C *      frequence 50 Hz *
C *      Simulation permettant d'observer l'efficacite de la *
C *      commande PI pour un variation de la consigne en courant de *
C *      10% *
C *****
C *      Debut de la logique de commande (Module tacs) *
C *****
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
      8      90      100      20      60      600      2000      100
20.00E-6  5.5E-1
      1000      2      1
TACS hybrid
90SVAR      {mesure de la tension phase A du redresseur SVAR}
90SVCR      {mesure de la tension phase C du redresseur SVCR}
11DLY60D  3.33333E-3 {delai de 60 degres}
C -----
C - COMMANDE DE COURANT PAR REGULATEUR PI -
C -----
C - défaut pour simuler un court-circuit a mi-ligne -
C -----
11DEF1      1.0      0.0      0.0095
99DEFAULT  =DEF1-0.5
C -----
91MICCR      {mesure du courant}
99IMPV      = MICCR/2000 {courant mesure en pu}
C -----
C - Generation de la consigne de courant -
C - IORD = 1.0 pu pour 0.25 > t > 0.45 -
C - IORD = 0.9 pu pour 0.25 < t < 0.45 -
C -----
99step1      = 1.0
11step2      0.1      0.25      0.45
99IORD      = step1 - step2
C -----
C sortie du comparateur, ERR=IORD-IMPV
ERR      +IORD      -IMPV
C -----
C - Bloc proportionnel GAIN KP col. 51 -
C -----
PROP      +ERR      1.0
C -----
C - Bloc integral GAIN KI col.1 -
C -----
11INT      +ERR
30.
0.00      1.0
C -----
C - Bloc limiteur(PU) BAS HAUT -
C -----
VCR1      -PROP      -INT      0.027 0.92
98VCR      =VCR1
C *****
C * GENERATION DES RAMPES *
C *****
98VST1R      = SVAR - SVCR {tens. de synch. pour la generation d'imp. red.}
98VST2R 53+VST1R      3.4E-3DLY60D
98VST3R 53+VST2R      3.4E-3DLY60D
98VST4R 53+VST3R      3.4E-3DLY60D

```

```

98VST5R 53+VST4R                                3.4E-3DLY60D
98VST6R 53+VST5R                                3.4E-3DLY60D
C *****
C * La rampe est synchronise a VST*R. Cette rampe est egale a 1 apres 180 *
C * degrees. Le gain de l'integrateur est donc donne par *
C *  $1/(180/(360*50)) = 100.0$  *
C *****
98RAMP1R58+UNITY                                100.0      1.0    VST1R
98COMP1R = RAMP1R.GE. VCR
98RAMP2R58+UNITY                                100.0      1.0    VST2R
98COMP2R = RAMP2R.GE. VCR
98RAMP3R58+UNITY                                100.0      1.0    VST3R
98COMP3R = RAMP3R.GE. VCR
98RAMP4R58+UNITY                                100.0      1.0    VST4R
98COMP4R = RAMP4R.GE. VCR
98RAMP5R58+UNITY                                100.0      1.0    VST5R
98COMP5R = RAMP5R.GE. VCR
98RAMP6R58+UNITY                                100.0      1.0    VST6R
98COMP6R = RAMP6R.GE. VCR
98GATE1R = COMP1R
98GATE2R = COMP2R
98GATE3R = COMP3R
98GATE4R = COMP4R
98GATE5R = COMP5R
98GATE6R = COMP6R
C *****
C * SAUVGARDE DES RESULTATS *
C *****
33INT VCR IORD
BLANK CARD ENDING TACS
C *****
C * Fin de la commande des thyristors *
C *****
C * DEBUT DESCRIPTION TOPOLOGIQUE DU CIRCUIT *
C *****
C
C *****
C * TROIS TRANSPHO MONO-PHASE POUR LE REDRESSEUR *
C *****
TRANSFORMER BUSMA
          9999
01SVAR                                1.E-4 55.92 1.0
02VAR VNR                                1.E-4 21.42 0.6251
C
TRANSFORMER BUSMB
          9999
01SVBR                                1.E-4 55.92 1.0
02VBR VNR                                1.E-4 21.42 0.6251
C
TRANSFORMER BUSMC
          9999
01SVCR                                1.E-4 55.92 1.0
02VCR VNR                                1.E-4 21.42 0.6251
C *****
C * FIN DE LA DESCRIPTION DES TRANSFO *
C *****
C
C *****
C * DESCRIPTION LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES *
C *****
00POS1R MICCR                                2.50 596.00
C *****
C * FIN LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES *
C *****
C
C *****

```

1

```

C * POUR PERMETTRE LA LECTURE DES TENSIONS *
C *****
00VNR          1.0E+9
00POS1R        1.0E+9
C *****
C * SNUBBERS REDRESSEUR *
C *****
00POS1R VAR    5000.0    0.020
00POS1R VBR   POS1R VAR
00POS1R VCR   POS1R VAR
00VAR         POS1R VAR
00VBR         POS1R VAR
00VCR         POS1R VAR
C *****
C *   FIN DES ELEMENTS PASSIFS *
C *****
BLANK CARD ENDING BRANCHES
C *****
C *   DESCRIPTION DES INTERRUPTEURS *
C *****
MICCR MICCO                                MEASURING
C *****
C * REDRESSEUR *
C *****
11VAR   POS1R                                GATE1R   13
11VBR   POS1R                                GATE3R   1
11VCR   POS1R                                GATE5R   1
11      VAR                                GATE4R   1
11      VBR                                GATE6R   1
11      VCR                                GATE2R   1
11MICCO                                DEFAULT
BLANK CARD ENDING SWITCHES
C *****
C *   DESCRIPTION DES SOURCES *
C *****
14SVAR   281.691E+3 50.0    -90.0    -1.
14SVBR   281.691E+3 50.0    -210.0   -1.
14SVCR   281.691E+3 50.0    -330.0   -1.
11MICCO  250.000E+3
BLANK CARD ENDING SOURCES
BLANK ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT
BEGIN NEW DATA CASE
C *****
C *   Nom du fichier SIXATPX.DAT *
C *   David Brillon 4 JANVIER 1993 *
C *   Parametre bases sur l'article *
C *   "First Benchmark model for HVDC control studies" *
C *   par M.Szechtmann, T. Mess, C.V. Thio et al. *
C *   frequence 50 Hz *
C *   Simulation permettant d'observer l'efficacite de la *
C *   commande PI pour un court-circuit survenant a mi ligne *
C *****
C *   Debut de la logique de commande (Module tacs) *
C *****
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
      8      90      100      20      60      600      2000      100
20.00E-6  5.0E-1
      1000      2      1
TACS hybrid
90SVAR   {mesure de la tension phase A du redresseur SVAR}
90SVCR   {mesure de la tension phase C du redresseur SVCR}
11DLY60D 3.33333E-3 {delai de 60 degres}
C -----
C - COMMANDE DE COURANT PAR REGULATEUR PI -
C -----
C - default pour simuler un court-circuit a mi-ligne -
C -----

```

```

11DEF1  1.0                0.0          0.0095
11DEF2  1.0                0.2
98DEFAUT =DEF1+DEF2-0.5
C -----
91MICCR                {mesure du courant}
99IMPV  = MICCR/2000 {courant mesure en pu}
C -----
C - Generation de la consigne de courant -
C - IORD = 1.0 pu -
C -----
98IORD  = 1.0
C -----
C sortie du comparateur, ERR=IORD-IMPV
ERR    +IORD  -IMPV
C -----
C - Bloc proportionnel                GAIN KP col. 51 -
C -----
PROP   +ERR                1.0
C -----
C - Bloc integral                GAIN KI col.1 -
C -----
1INT   +ERR
30.
0.00   1.0
C -----
C - Bloc limiteur(PU)                BAS  HAUT -
C -----
VCR1   -PROP  -INT                0.027 0.92
98VCR  =VCR1
C *****
C * GENERATION DES RAMPES *
C *****
98VST1R = SVAR - SVCR {tens. de synch. pour la generation d'imp. red.}
98VST2R 53+VST1R                3.4E-3DLY60D
98VST3R 53+VST2R                3.4E-3DLY60D
98VST4R 53+VST3R                3.4E-3DLY60D
98VST5R 53+VST4R                3.4E-3DLY60D
98VST6R 53+VST5R                3.4E-3DLY60D
C *****
C * La rampe est synchronise a VST*R. Cette rampe est egale a 1 apres 180 *
C * degrees. Le gain de l'integrateur est donc donne par *
C * 1/(180/(360*50)) = 100.0 *
C *****
98RAMP1R58+UNITY                100.0    1.0  VST1R
98COMP1R = RAMP1R.GE. VCR
98RAMP2R58+UNITY                100.0    1.0  VST2R
98COMP2R = RAMP2R.GE. VCR
98RAMP3R58+UNITY                100.0    1.0  VST3R
98COMP3R = RAMP3R.GE. VCR
98RAMP4R58+UNITY                100.0    1.0  VST4R
98COMP4R = RAMP4R.GE. VCR
98RAMP5R58+UNITY                100.0    1.0  VST5R
98COMP5R = RAMP5R.GE. VCR
98RAMP6R58+UNITY                100.0    1.0  VST6R
98COMP6R = RAMP6R.GE. VCR
98GATE1R = COMP1R
98GATE2R = COMP2R
98GATE3R = COMP3R
98GATE4R = COMP4R
98GATE5R = COMP5R
98GATE6R = COMP6R
C *****
C * SAUVEGARDE DES RESULTATS *
C *****
33INT  VCR
BLANK CARD ENDING TACS
C *****

```



```

C *   Fin de la commande des thyristors                               *
C *****
C =====
C *****
C *   DEBUT DESCRIPTION TOPOLOGIQUE DU CIRCUIT                       *
C *****
C
C *****
C *   TROIS TRANSPHO MONO-PHASE POUR LE REDRESSEUR                   *
C *****
TRANSFORMER                               BUSMA
      9999
01SVAR                               1.E-4 55.92 1.0
02VAR   VNR                           1.E-4 21.42 0.6251
C
TRANSFORMER                               BUSMB
      9999
01SVBR                               1.E-4 55.92 1.0
02VBR   VNR                           1.E-4 21.42 0.6251
C
TRANSFORMER                               BUSMC
      9999
01SVCR                               1.E-4 55.92 1.0
02VCR   VNR                           1.E-4 21.42 0.6251
C *****
C *   FIN DE LA DESCRIPTION DES TRANSFO                             *
C *****
C
C *****
C *   DESCRIPTION LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES                 *
C *****
00POS1R MICCR                          2.50 596.00                      1
C *****
C *   FIN LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES                         *
C *****
C
C *****
C *   POUR PERMETTRE LA LECTURE DES TENSIONS                         *
C *****
00VNR                               1.0E+9
00POS1R                              1.0E+9                      2
C *****
C *   SNUBBERS REDRESSEUR                                           *
C *****
00POS1R VAR                          5000.0      0.020
00POS1R VBR   POS1R VAR
00POS1R VCR   POS1R VAR
00VAR         POS1R VAR
00VBR         POS1R VAR
00VCR         POS1R VAR
C *****
C *   FIN DES ELEMENTS PASSIFS                                       *
C *****
BLANK CARD ENDING BRANCHES
C *****
C *   DESCRIPTION DES INTERRUPTEURS                                   *
C *****
MICCR MICCO                               MEASURING
C *****
C *   REDRESSEUR                                                     *
C *****
11VAR   POS1R                               GATE1R      13
11VBR   POS1R                               GATE3R       1
11VCR   POS1R                               GATE5R       1
11      VAR                               GATE4R       1
11      VBR                               GATE6R       1
11      VCR                               GATE2R       1

```

```
11MICCO
BLANK CARD ENDING SWITCHES
C *****
C *   DESCRIPTION DES SOURCES   *
C *****
14SVAR   281.691E+3  50.0    -90.0    -1.
14SVBR   281.691E+3  50.0   -210.0   -1.
14SVCR   281.691E+3  50.0   -330.0   -1.
11MICCO  250.000E+3
BLANK CARD ENDING SOURCES
BLANK ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT
```

```

BEGIN NEW DATA CASE
C *****
C *      Nom du fichier LI6ATP.DAT *
C *      David Brillon 10 DECEMBRE 1993 *
C *      Parametre obtenus a partir de l'article *
C *      "First Benchmark model for HVDC control studies" *
C *      par M.Szechtman, T. Mess, C.V. Thio et al. *
C *      frequence 50 Hz *
C *****
C *      Debut de la logique de commande (Module tacs) *
C *****
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
      8      90      100      25      100      700      2500      120
20.00E-6  80.E-2
      1000      3      1
TACS hybrid
C *****
C * Commande du redresseur *
C *****
90SVAR      {mesure de la tension phase A du redresseur SVAR}
90SVCR      {mesure de la tension phase C du redresseur SVCR}
11DLY60D  3.33333E-3
C -----
C - COMMANDE DE COURANT PAR REGULATEUR PI -
C -----
91MICCR
91MICCO
99IMPV      = MICCR/2000 {courant mesure en pu}
11jump      0.0      0.5      0.6
99IORD      = 1.0 - jump {consigne en pu, 1.0pu = 2000A}
C sortie du comparateur, ERR=IORD-IMPV
  ERR      +IORD      -IMPV
C -----
C - Bloc proportionnel      GAIN KP col. 51 -
C -----
  PROP      +ERR      1.0
C -----
C - Bloc integral      GAIN KI col.1 -
C -----
  1INT      +ERR
30.
0.00      1.0
C -----
C - Bloc limiteur(PU)      BAS HAUT -
C -----
  VCR1      -PROP      -INT      0.027 0.920
98VCR      =VCR1
C -----
C - GENERATION DES RAMPES -
C -----
98VST1R      = SVAR - SVCR {tens. de synch. pour la generation d'imp. red.}
98VST2R 53+VST1R      3.4E-3DLY60D
98VST3R 53+VST2R      3.4E-3DLY60D
98VST4R 53+VST3R      3.4E-3DLY60D
98VST5R 53+VST4R      3.4E-3DLY60D
98VST6R 53+VST5R      3.4E-3DLY60D
C -----
C - La rampe est synchronise a VST*R. Cette rampe est egale a 1 apres 180 -
C - degrees. Le gain de l'integrateur est donc donne par -
C -  $1/(180/(360*50)) = 100.0$  -
C -----
98RAMP1R58+UNITY      100.0      1.0      VST1R
98COMP1R      = RAMP1R.GE. VCR
98RAMP2R58+UNITY      100.0      1.0      VST2R
98COMP2R      = RAMP2R.GE. VCR
98RAMP3R58+UNITY      100.0      1.0      VST3R

```

```

98COMP3R = RAMP3R.GE. VCR
98RAMP4R58+UNITY                100.0      1.0    VST4R
98COMP4R = RAMP4R.GE. VCR
98RAMP5R58+UNITY                100.0      1.0    VST5R
98COMP5R = RAMP5R.GE. VCR
98RAMP6R58+UNITY                100.0      1.0    VST6R
98COMP6R = RAMP6R.GE. VCR
98GATE1R = COMP1R
98GATE2R = COMP2R
98GATE3R = COMP3R
98GATE4R = COMP4R
98GATE5R = COMP5R
98GATE6R = COMP6R
C *****
C * Commande du onduleur *
C *****
90SVAO {mesure de la tension phase A de l'onduleur SVAO}
90SVCO {mesure de la tension phase C de l'onduleur SVCO}
90SVBO
C *****
C * La meme technique est utilisee pour l'onduleur *
C *****
99tendeg = 555.5e-6
C -----
11Em      16.9164e3                0.5
98emm     = 169.1678e3-em
99bloc1   = (15.5406/emm)*MICCO
99bloc2   = 965.9258e-3
98add     = bloc1-bloc2
98ang1    = acos(add)*360/(2*PI)
98ang2    = 141.06
98sig1    = timex
98sig2    = 0.35
98como    60+ang2   +ang2   +ang1                sig1   sig2
C -----
98ALPHAO = como
98VCO    = ALPHAO / 180.0
98VST1O = SVAO-SVCO
98VST2O = SVBO-SVCO
98VST3O = SVBO-SVAO
98VST4O = SVCO-SVAO
98VST5O = SVCO-SVBO
98VST6O = SVAO-SVBO
C
98RAMP1O58+UNITY                100.0      1.0    VST1O
98COMP1O = RAMP1O.GE. VCO
98DCMP1O53+COMP1O                5.5E-4TENDEG
98PULS1O = .NOT. DCMP1O.AND. COMP1O
C
98RAMP2O58+UNITY                100.0      1.0    VST2O
98COMP2O = RAMP2O.GE. VCO
98DCMP2O53+COMP2O                5.5E-4TENDEG
98PULS2O = .NOT. DCMP2O.AND. COMP2O
C
98RAMP3O58+UNITY                100.0      1.0    VST3O
98COMP3O = RAMP3O.GE. VCO
98DCMP3O53+COMP3O                5.5E-4TENDEG
98PULS3O = .NOT. DCMP3O.AND. COMP3O
C
98RAMP4O58+UNITY                100.0      1.0    VST4O
98COMP4O = RAMP4O.GE. VCO
98DCMP4O53+COMP4O                5.5E-4TENDEG
98PULS4O = .NOT. DCMP4O.AND. COMP4O
C
98RAMP5O58+UNITY                100.0      1.0    VST5O
98COMP5O = RAMP5O.GE. VCO
98DCMP5O53+COMP5O                5.5E-4TENDEG

```

```

98PULS50 = .NOT. DCMP50.AND. COMP50
C
98RAMP6058+UNITY                                100.0      1.0    VST60
98COMP60 = RAMP60.GE. VCO
98DCMP6053+COMP60                                5.5E-4TENDEG
98PULS60 = .NOT. DCMP60.AND. COMP60
C
98PULD1053+PULS10                                3.4E-3DLY60D
98PULD2053+PULS20                                3.4E-3DLY60D
98PULD3053+PULS30                                3.4E-3DLY60D
98PULD4053+PULS40                                3.4E-3DLY60D
98PULD5053+PULS50                                3.4E-3DLY60D
98PULD6053+PULS60                                3.4E-3DLY60D
98GATE10 = PULS10 .OR. PULD10
98GATE20 = PULS20 .OR. PULD20
98GATE30 = PULS30 .OR. PULD30
98GATE40 = PULS40 .OR. PULD40
98GATE50 = PULS50 .OR. PULD50
98GATE60 = PULS60 .OR. PULD60
C 33VSAC GATE10GATE20GATE30COMPO RAMPO
C 33PULS1 RAMPR COMPR PLS10 err int prop angle vcr alphao
33alphaovcr
BLANK CARD ENDING TACS
C *****
C *   Fin de la commande des thyristors           *
C *****
C
C *****
C *   DEBUT DESCRIPTION TOPOLOGIQUE DU CIRCUIT     *
C *****
C
C *****
C *   TROIS TRANSFO MONO-PHASE POUR LE REDRESSEUR  *
C *****
TRANSFORMER                                BUSMA
      9999
01SVAR                                1.E-4 54.8251.0
02VAR VNR                                4.E-5 21.42 0.6251
C
TRANSFORMER                                BUSMB
      9999
01SVBR                                1.E-4 54.8251.0
02VBR VNR                                4.E-5 21.42 0.6251
C
TRANSFORMER                                BUSMC
      9999
01SVCR                                1.E-4 54.8251.0
02VCR VNR                                4.E-5 21.42 0.6251
C *****
C *   TROIS TRASPFO MONO-PHASE POUR L'ONDULEUR     *
C *****
TRANSFORMER                                BUSMA
      9999
01SVAO                                1.E-4 26.40 1.0
02VAO VNO                                4.E-5 21.42 0.9008
C
TRANSFORMER                                BUSMB
      9999
01SVBO                                1.E-4 26.40 1.0
02VBO VNO                                4.E-5 21.42 0.9008
C
TRANSFORMER                                BUSMC
      9999
01SVCO                                1.E-4 26.40 1.0
02VCO VNO                                4.E-5 21.42 0.9008
C *****
C *   FIN DE LA DESCRIPTION DES TRANSFO           *

```

```

C *****
C
C *****
C * DESCRIPTION LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES *
C *****
00POS1R MICCR          2.50  596.00          1
00MICCO POS1O          2.50  596.00          1
00MICC                  26.0
C *****
C * FIN LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES *
C *****
C
C *****
C * POUR PERMETTRE LA LECTURE DES TENSIONS *
C *****
00VNR                  1.0E+9
00VNO                  1.0E+9
00POS1R                1.0E+9          2
00POS1O                1.0E+9          2
C *****
C * SNUBBERS REDRESSEUR *
C *****
00POS1R VAR            5000.0    0.020
00POS1R VBR   POS1R VAR
00POS1R VCR   POS1R VAR
00VAR          POS1R VAR
00VBR          POS1R VAR
00VCR          POS1R VAR
C *****
C * SNUBBERS ONDULEURS *
C *****
00      VAO          5000.0    0.020
00      VBO          VAO
00      VCO          VAO
00VAO   POS1O      VAO
00VBO   POS1O      VAO
00VCO   POS1O      VAO
C *****
C *   FIN DES ELEMENT PASSIFS *
C *****
BLANK CARD ENDING BRANCHES
C *****
C *   DESCRIPTION DES INTERRUPTEURS *
C *****
MICCR MICC                      MEASURING
MICC MICCO                      MEASURING
C *****
C * REDRESSEUR *
C *****
11VAR   POS1R                      GATE1R          1
11VBR   POS1R                      GATE3R          1
11VCR   POS1R                      GATE5R          1
11      VAR                      GATE4R          1
11      VBR                      GATE6R          1
11      VCR                      GATE2R          1
C *****
C * ONDULEUR *
C *****
11VAO                      GATE1O          12
11VBO                      GATE3O          1
11VCO                      GATE5O          1
11POS1O VAO                GATE4O          1
11POS1O VBO                GATE6O          1
11POS1O VCO                GATE2O          1
BLANK CARD ENDING SWITCHES
C *****
C *   DESCRIPTION DES SOURCES *

```

```

C *****
14SVAR  281.691E+3  50.0      -90.0                      -1.
14SVBR  281.691E+3  50.0     -210.0                     -1.
14SVCR  281.691E+3  50.0     -330.0                     -1.
14SVAO  187.794E+3  50.0     -90.0                       -1.    0.5
14SVBO  187.794E+3  50.0    -210.0                      -1.    0.5
14SVCO  187.794E+3  50.0    -330.0                      -1.    0.5
14SVAO  169.015E+3  50.0     -90.0                       0.5
14SVBO  169.015E+3  50.0    -210.0                      0.5
14SVCO  169.015E+3  50.0    -330.0                      0.5
BLANK CARD ENDING SOURCES
C 02MICC 250.000E3
C 03MICC   0.0          250.000E3
C SVAR  SVBR  SVCR  SVAO  SVBO  SVCO  MICCO
BLANK ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT

```

```

BEGIN NEW DATA CASE
C *****
C *   Nom du fichier LI-AUTO.DAT *
C *   David Brillon JANVIER 1994 *
C *   Parametre parametres bases sur l'article *
C *   "Feasibility of DC Transmission with Forced Commutation to *
C *   Remote Loads" *
C *   par H.M Turanli, R.W. Menzies et D.A. Woodford *
C *   frequence 60 Hz *
C *****
C *   Debut de la logique de commande (Module tacs) *
C *****
ABSOLUTE TACS DIMENSIONS
      8      90      100      20      60      600      2000      100
20.00E-6  50.E-2
      1000      1      1
TACS hybrid
90SVAR {mesure de la tension phase A du redresseur SVAR}
90SVCR {mesure de la tension phase C du redresseur SVCR}
11DLY60D 2.77777E-3
98VCR =83.333333E-3
C *****
C * commande du redresseur *
C *****
C *****
C * GENERATION DES RAMPES *
C *****
98VST1R = SVAR - SVCR {tens. de synch. pour la generation d'imp. red.}
98VST2R 53+VST1R 3.4E-3DLY60D
98VST3R 53+VST2R 3.4E-3DLY60D
98VST4R 53+VST3R 3.4E-3DLY60D
98VST5R 53+VST4R 3.4E-3DLY60D
98VST6R 53+VST5R 3.4E-3DLY60D
C *****
C * La rampe est synchronise a VST*R. Cette rampe est egale a 1 apres 180 *
C * degrees. Le gain de l'integrateur est donc donne par *
C *  $1/(180/(360*60)) = 120.0$  *
C *****
98RAMP1R58+UNITY 120.0 1.0 VST1R
98COMP1R = RAMP1R.GE. VCR
98RAMP2R58+UNITY 120.0 1.0 VST2R
98COMP2R = RAMP2R.GE. VCR
98RAMP3R58+UNITY 120.0 1.0 VST3R
98COMP3R = RAMP3R.GE. VCR
98RAMP4R58+UNITY 120.0 1.0 VST4R
98COMP4R = RAMP4R.GE. VCR
98RAMP5R58+UNITY 120.0 1.0 VST5R
98COMP5R = RAMP5R.GE. VCR
98RAMP6R58+UNITY 120.0 1.0 VST6R
98COMP6R = RAMP6R.GE. VCR
98GATE1R = COMP1R
98GATE2R = COMP2R
98GATE3R = COMP3R
98GATE4R = COMP4R
98GATE5R = COMP5R
98GATE6R = COMP6R
C *****
C * commande de l'onduleur *
C *****
98TON = 1E-3
98GATE = 1
98GO 60-GATE -GATE +GATE TIMEX TON
C *****
C * generation des modulantes *
C *****
98S1 = .9*SIN(TIMEX*2*3.14159*60)
98S2 = .9*SIN(TIMEX*2*3.14159*60-2.0943951)

```



```

98S3      = .9*SIN(TIMEX*2*3.14159*60-4.1887902)
C *****
C * generation de la porteuse *
C *****
98DELT    = ((TIMEX/(1/180))-TRUNC(TIMEX/(1/180)))*(1/180)
98CART25  = 0.25*(1/180)
98CART75  = 0.75*(1/180)
98PART1   = -DELT*4*180
98PART2   = -2+4*DELT*180
98PART3   = +4-4*DELT*180
98BIDON   60+PART2 +PART2 +PART3          DELT  CART75
98PORT    60+PART1 +PART1 +BIDON          DELT  CART25
98G1      = 1
98COM1    60-G1   -G1   +G1              S1   PORT
98CCOM1   =-COM1
98COM2    60-G1   -G1   +G1              S2   PORT
98CCOM2   =-COM2
98COM3    60-G1   -G1   +G1              S3   PORT
98CCOM3   =-COM3
C *****
C * SAUVGARDE DES RESULTATS *
C *****
BLANK CARD ENDING TACS
C *****
C *   Fin de la commande des thyristors *
C *****
C =====
C *****
C *   DEBUT DESCRIPTION TOPOLOGIQUE DU CIRCUIT *
C *****
C
C *****
C * TROIS TRANSFO MONO-PHASE POUR LE REDRESSEUR *
C *****
TRANSFORMER          BUSMA
          9999
01SVAR                1.E-4 426.6 1.0
02VAR  VNR            4.E-5 37.30 0.2957
C
TRANSFORMER          BUSMB
          9999
01SVBR                1.E-4 426.6 1.0
02VBR  VNR            4.E-5 37.30 0.2957
C
TRANSFORMER          BUSMC
          9999
01SVCR                1.E-4 426.6 1.0
02VCR  VNR            4.E-5 37.30 0.2957
C *****
C * TROIS TRASPFO MONO-PHASE POUR L'ONDULEUR *
C *****
TRANSFORMER          BUSMA
          9999
01VAO  VNO            1.E-5 11.90 4.00
02SVAO1                1.E-5 .744 1.0
C
TRANSFORMER          BUSMB
          9999
01VBO  VNO            1.E-5 11.90 4.00
02SVBO1                1.E-5 .744 1.0
C
TRANSFORMER          BUSMC
          9999
01VCO  VNO            1.E-5 11.90 4.00
02SVCO1                1.E-5 .744 1.0
C *****
C * FIN DE LA DESCRIPTION DES TRANSFO *

```

```

C *****
C * Description des composants du cote CA du redresseur *
C *****
00SVA  SVAR                19.48
00SVB  SVBR                19.48
00SVC  SVCR                19.48
C - FILTRE DE 5IEME HARMONIQUE
00SVAR                39.1  675.0  0.417
00SVBR                39.1  675.0  0.417
00SVCR                39.1  675.0  0.417
C - FILTRE PASSE-HAUT
00SVAR  PHA                10.00
00SVBR  PHB                10.00
00SVCR  PHC                10.00
00PHA                25.0
00PHA                244.0
00PHB                25.0
00PHB                244.0
00PHC                25.0
00PHC                244.0
C *****
C * Description des composants du cote CA du redresseur *
C *****
C - INDUCTANCES DE LISSAGE
00SVAO1 SVAO                4.6
00SVBO1 SVBO                4.6
00SVCO1 SVCO                4.6
C - CHARGE
00SVAO  CHA                0.439
00SVBO  CHB                0.439
00SVCO  CHC                0.439
00CHA                1.94
00CHA                6.85
00CHB                1.94
00CHB                6.85
00CHC                1.94
00CHC                6.85
C - FILTRES DE 5 IEME HARMONIQUES
00SVAO                0.05  1.16  242.0
00SVBO                0.05  1.16  242.0
00SVCO                0.05  1.16  242.0
C - FILTRES DE 7 IEME HARMONIQUES
00SVAO                0.0595  .961  149.4
00SVBO                0.0595  .961  149.4
00SVCO                0.0595  .961  149.4
C - FILTRES DE 11 IEME HARMONIQUES
00SVAO                .07215.7565  76.80
00SVBO                .07215.7565  76.80
00SVCO                .07215.7565  76.80
C - FILTRES DE 13 IEME HARMONIQUES
00SVAO                0.0783  .695  59.91
00SVBO                0.0783  .695  59.91
00SVCO                0.0783  .695  59.91
C - FILTRES PASSE-HAUT
00SVAO  PHOA                40.1
00SVBO  PHOB                40.1
00SVCO  PHOC                40.1
00PHOA                0.606
00PHOB                0.606
00PHOC                0.606
00PHOA                5.05
00PHOB                5.05
00PHOC                5.05
C *****
C * DESCRIPTION LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES *
C *****
00POS1R IND1                550.0

```

3

1

```

00IND1 IND2                550.0
00IND2 MICCR                10.905
00MICCO POS1O              10.905
00POS1O                    75.0
00IND2                    1.0E9
C *****
C * FIN LIGNE CC EST INDUCTANCES LISSAGES *
C *****
C
C *****
C * POUR PERMETTRE LA LECTURE DES TENSIONS *
C *****
00VAO VNO                    1.0E+9                2
00VAO VBO                    10.E9                2
C *****
C * SNUBBERS REDRESSEUR *
C *****
00POS1R VAR                730.00    0.1734
00POS1R VBR POS1R VAR
00POS1R VCR POS1R VAR
00VAR POS1R VAR
00VBR POS1R VAR
00VCR POS1R VAR
C *****
C * SNUBBERS ONDULEUR *
C *****
00POS1O VAO                730.00    0.1734
00POS1O VBO POS1O VAO
00POS1O VCO POS1O VAO
00VAO POS1O VAO
00VBO POS1O VAO
00VCO POS1O VAO
C *****
C * FIN DES ELEMENT PASSIFS *
C *****
BLANK CARD ENDING BRANCHES
C *****
C * DESCRIPTION DES INTERRUPTEURS *
C *****
MICCR MICCO                MEASURING
POS1O M                    GO
C *****
C * REDRESSEUR *
C *****
11VAR POS1R                GATE1R    1
11VBR POS1R                GATE3R    1
11VCR POS1R                GATE5R    1
11 VAR                    GATE4R    1
11 VBR                    GATE6R    1
11 VCR                    GATE2R    1
C *****
C * ONDULEUR *
C *****
11VAO                    COM1    1
11VBO                    COM2    1
11VCO                    COM3    1
11POS1O VAO              CCOM1    1
11POS1O VBO              CCOM2    1
11POS1O VCO              CCOM3    1
BLANK CARD ENDING SWITCHES
C *****
C * DESCRIPTION DES SOURCES *
C *****
14SVA 187.794E+3 60.0    -90.0    -1.
14SVB 187.794E+3 60.0    -210.0   -1.
14SVC 187.794E+3 60.0    -330.0   -1.
11M 75.0000E+3

```

```
BLANK CARD ENDING SOURCES  
 2POS10 75e3  
  SVAO  SVAO1 POS1R POS1O  
BLANK ENDING NODE VOLTAGE OUTPUT
```

Annexe B: Listages des modifications des codes sources pour ATOSEC5.

Nouvelles sources:

◆ Source de type 10

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine SORCES)

```
C *****
C * NOUVELLE SOURCE TYPE 10 *
C * DAVID BRILLON 20 DECEMBRE 1993 *
C *****
      ELSE IF (NK.EQ.10) THEN
          AK = SOUDAT(I,2)*SIN(SOUDAT(I,3)*2.*PI*T +
1          SOUDAT(I,4)*2.*PI/360)
          IF (T.LE.SOUDAT(I,5)) THEN
              SOURCE(I) = AK
          ELSE
              SOURCE(I) = AK*SOUDAT(I,6)
          ENDIF
C *****FIN TYPE 10**
```

◆ Source de type 11

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine SORCES)

```
C *****
C * NOUVELLE SOURCE TYPE 11 *
C * DAVID BRILLON 5 JANVIER 1994 *
C * FORMAT: 11,MAG,T1,T2,%MAG,0 *
C * APRES T1 L'AMPLITUDE DE LA SOURCE DEVIENT %MAG*MAG *
C * JUSQU'A CE QUE LE TEMPS T2 SOIT ATTEINTS *
C *****
      ELSE IF (NK.EQ.11) THEN
          IF (T.LT.SOUDAT(I,3).OR.T.GT.SOUDAT(I,4)) THEN
              SOURCE(I) = SOUDAT(I,2)
          ELSE
              SOURCE(I) = SOUDAT(I,2)*SOUDAT(I,5)
          ENDIF
C *****FIN TYPE 11**
```

Nouveaux interrupteurs

◆ Interrupteur de type 313:

(fichier ATO5SIM5.FOR, sous-routine OUT)

```
C *****
C * Modification par David Brillon 01/10/93 *
C * pour interrupteur 313 *
C *****
      IF (SL1.EQ.313) GOTO 270
C *****
C * Fin modification David Brillon 01/10/93 *
C *****
```

Ces lignes sont insérées après le code

```
NCTX = SOUDAT(IL,5)
```

suivant l'étiquette 260

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine FIRING)

```

C *****
C * Modification par David Brillon 01/10/93 *
C *****
IF (SL.EQ.313) GO TO 499
C *****
C * Fin de modification par David Brillon 01/10/93 *
C *****

...
C *****
C * modification par David Brillon 01/94 *
C * permet d amorcer un convertisseur pour eliminer *
C * les harmoniques 5,7 *
C *****
499 IF (SL.NE.313) GOTO 500
DELT1=AMOD(T,1./SOUDAT(L,3))+(SOUDAT(L,4)/(60*360))
DELT = AMOD(DELT1,1./SOUDAT(L,3))
ANG1=PRMT(34)/360/SOUDAT(L,3)
ANG2=PRMT(35)/360/SOUDAT(L,3)
ANG3=PRMT(36)/360/SOUDAT(L,3)
DP=0.5/SOUDAT(L,3)
TEMPS=T
PER=1./SOUDAT(L,3)
LSW=0
IF (DELT.GT.ANG1.AND.DELT.LT.ANG2.OR.DELT.GT.ANG3.AND.
1 DELT.LT.(DP-ANG3).OR.DELT.GT.(DP-ANG2).AND.DELT.LT.
2 (DP-ANG1).OR.DELT.GT.DP.AND.DELT.LT.(DP+ANG1).OR.DELT
3 .GT.(DP+ANG2).AND.DELT.LT.(DP+ANG3).OR.DELT.GT.(PER-ANG3)
4 .AND.DELT.LT.(PER-ANG2).OR.DELT.GT.(PER-ANG1).AND.DELT
5 .LT.PER) LSW=1
IF (SOUDAT(L,2).LT.0) THEN
IF (LSW.EQ.0) THEN
LSW = 1
ELSE
LSW = 0
ENDIF
ENDIF
C
GO TO 500
C *****
C * Fin modification par David Brillon 01/10/94 *
C *****

```

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine BLOCK)

```

C *****
C * modification par david brillon DECEMBRE *
C *****
IF (SOUDAT(L,1).EQ.313) GOTO 100
C *****
C * fin modification david brillon *
C *****

```

◆ Interrupteur de type 500:

(fichier ATO5SIM5.FOR, sous-routine OUT)

```

C *****
C * Modification par David Brillon 15/12/93 *
C * pour interrupteur 500 *
C *****

```

```

          IF (SL1.EQ.500) GOTO 300
C      *****
C      * Fin modification David Brillon 15/12/93      *
C      *****

```

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine FIRING)

```

C      *****
C      * Modification par David Brillon TYPE 500      *
C      *****
35 IF (SOUDAT(L,1).EQ.500) THEN
      EM = 169168
      IF (T.GE.0.5) EM = EM*0.9
      TI = T + SOUDAT(L,4)/360./SOUDAT(L,3)
      DELT = MOD(TI,1./SOUDAT(L,3))
      SYN = DELT*SOUDAT(L,2)*SOUDAT(L,3)
      rep1 = (200*PI*42.84e-3*X(33))/(sqrt(3)*EM)
      rep2 = cos(15*2*PI/360)
      COMM = acos(rep1-rep2)*360/2/PI
      IF (T.LE.0.35) COMM = 141.06
      IF (ABS(SYN-COMM).LE.PRMT(10)) WKA(I) = T
      IF ((360.*SOUDAT(L,3)*(T-WKA(I))).LT.THSP(I,3)) LSW = 1
      ENDIF
      GOTO 500
C

```

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine BLOCK)

```

C      *****
C      * modification par david brillon DECEMBRE      *
C      *****
      IF (SOUDAT(L,1).EQ.500) GOTO 100
C      *****
C      * fin modification david brillon      *
C      *****

```

◆ interrupteur de type 999

(fichier ATO5SIM5.FOR, sous-routine OUT)

```

C      *****
C      * Modification par David Brillon 22/11/93      *
C      * pour interrupteur 999      *
C      *****
      IF (SL1.EQ.999) GOTO 300
C      *****
C      * Fin modification David Brillon 22/11/93      *
C      *****

```

Ces lignes sont insérées après le code celles du type 500

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine FIRING)

```

C      *****
C      * modification par David Brillon 22/11/93      *
C      * VERIFIE SI T > TSTART      *
C      *      *
C      *****
498 IF (SOUDAT(L,1).NE.999) GOTO 500
      LSW = 0
      IF (T.LT.SOUDAT(L,6).AND.T.GT.SOUDAT(L,5)) LSW = 1
      GOTO 500
C      *****

```

(fichier ATO5SIM3.FOR, sous-routine BLOCK)

```

C      *****
C      * modification par david brillon NOVEMBRE 1993      *

```

```
C *****
IF (SOUDAT(L,1).EQ.999) GOTO 95
C *****
C * fin modification david brillon *
C *****

...
C *****
C * modification par david brillon NOVEMBRE 1993 *
C *****
95 IF (SOUDAT(L,1).NE.999) GOTO 100
IF (T.GT.SOUDAT(L,6)) LSW = 0
GOTO 100
C *****
C * fin modification david brillon *
C *****
```


Annexe C: Détermination des équations de Fourier pour les formes d'ondes de v_{ao} et v_{an} .

La tension v_{ao} correspond à la tension de sortie du convertisseur par rapport au point O de la figure 3.6. Cette forme d'onde est théorique et elle n'est d'aucune utilité dans la réalité. Par contre, cette tension permet de simplifier l'expression en série de Fourier de la tension v_{an} . En théorie, la tension v_{ao} est obtenue en branchant le point N au point O.

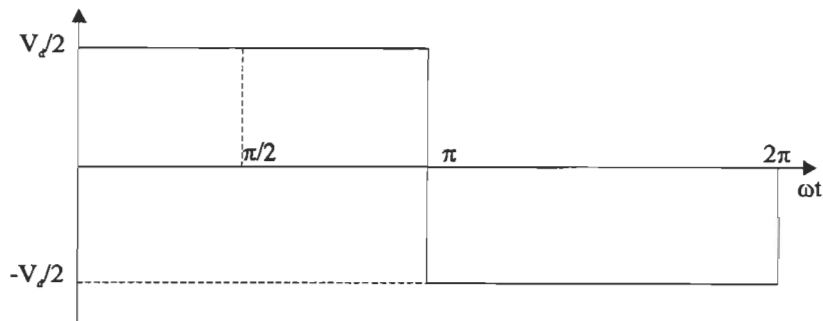
Le système triphasé réel est la superposition des systèmes équilibrés correspondant à la fondamentale et aux diverses harmoniques [21]:

- ◆ systèmes directs pour la fondamentale et les harmoniques 7, 13, 19, ...
- ◆ systèmes inverses pour les harmoniques 5, 11, 17, ...
- ◆ systèmes homopolaires pour les harmoniques 3, 9, 15, ...

Les systèmes directs et inverses sont des systèmes à somme nulle, c'est-à-dire que la somme des trois phases de ces systèmes est égale à zéro. Les termes homopolaires de même fréquence, en phase dans les trois phases, donnent une somme triple qui s'écoule par la liaison N-O. Dans le cas où cette liaison est supprimée, les harmoniques des composantes homopolaires sont supprimées dans les tensions et les courants de phase (v_{xn} et i_{xn}). Donc l'expression de la série de Fourier de la tension v_{an} est la même que la tension v_{ao} moins les harmoniques d'ordres 5, 11, 17,...

Prenons l'exemple des tensions v_{ao} et v_{an} dans le cas d'une commande à 180°.

Forme A: Tension v_{ao}



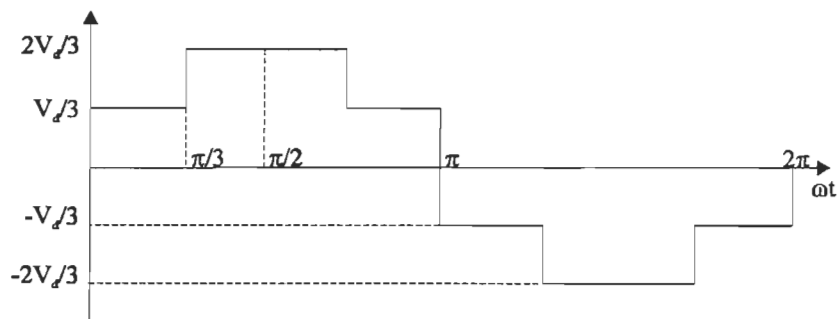
$$b_n = \frac{4 V_d}{\pi} \int_0^{\pi/2} \sin n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{4 V_d}{\pi} \frac{1}{n} \cos n\omega t \Big|_0^{\pi/2}$$

$$b_n = \frac{4 V_d}{\pi} \frac{1}{n}; \text{ pour } n = 1, 3, 5, 7, \dots$$

$$v_{an} = \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1,3,5,7,\dots} \frac{1}{n}$$

Forme B: Tension v_{an}



$$b_n = \frac{4 V_d}{\pi} \frac{1}{3} \left\{ \int_0^{\pi/3} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\pi/3}^{\pi/2} \sin n\omega t d\omega t \right\}$$

$$b_n = \frac{4 V_d}{\pi} \frac{1}{3} \left\{ \cos n\omega t \Big|_0^{\pi/3} + 2 \cos n\omega t \Big|_{\pi/3}^{\pi/2} \right\}$$

$$b_n = \frac{4 V_d}{\pi} \frac{1}{3} \left\{ 1 - \cos n \frac{\pi}{3} + 2 \cos n \frac{\pi}{3} \right\}; \text{ pour } n = 1, 5, 7, \dots$$

$$b_n = \frac{4 V_d}{\pi} \frac{1}{3} \times 1.5$$

$$v_{an} = \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1,5,7,\dots} \frac{1}{n}$$

Annexe D: Implantation de la commande à MLI dans ATP.

La commande à MLI doit fournir un signal positif pour amorcer, et un signal négatif pour bloquer, les interrupteurs ATP. La commande à MLI est composée de la porteuse et de la modulante (voir figure 3.8). L'instant de commande est déterminé par l'intersection de ces deux signaux. La règle de commande est donc la suivante:

- ◆ Si la modulante est inférieure à la porteuse, la commande de l'interrupteur est -1;
- ◆ Si la modulante est supérieure à la porteuse, la commande de l'interrupteur est +1.

Le programme doit contenir la description de la modulante, la description de la porteuse ainsi qu'un comparateur permettant de déterminer la valeur du signal de gâchette. Les valeurs suivantes sont définies:

- ◆ MAXPOR: valeur crête de la porteuse,
- ◆ M: modulante,
- ◆ PORT: porteurs,
- ◆ FM: fréquence de la modulante,
- ◆ FPORT: fréquence de la porteuse,
- ◆ TM: $1/FM$,
- ◆ TPORT: $1/FPORT$.

L'onde triangulaire constituant la porteuse est générée à l'aide des équations représentant les trois segments de droite rencontrés sur une période tel qu'illustré par la figure A.1.

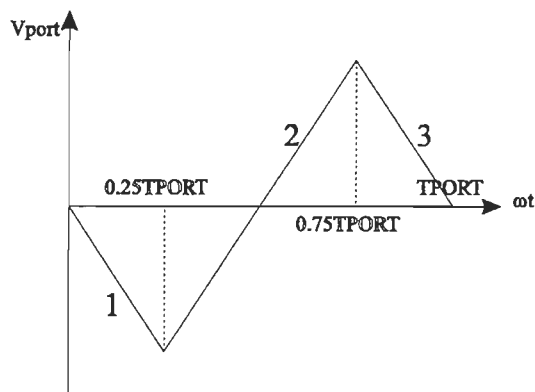


Figure A.1: Segments de droite représentant la porteuse pour une période.

On a donc pour

$$1. 0 < t < 0.25 \times T_{PORT}$$

$$PORT = -t \times MAXPORT \times 4 \times FPORT$$

$$2. 0.25 \times T_{PORT} < t < 0.75 \times T_{PORT}$$

$$PORT = -2 \times MAXPORT + 4 \times t \times FPORT \times MAXPORT$$

$$3. 0.75 \times T_{PORT} < t < T_{PORT}$$

$$-4 \times MAXPORT + 4 \times t \times FPORT \times MAXPORT$$

Le code permettant l'implantation de cette commande dans ATP est le suivant:

```

C *****
C * commande à modulation de largeur d'impulsion *
C *****
98TON      = 1E-3
98GATE     = 1
98GO      60-GATE  -GATE  +GATE          TIMEX TON
98S1      = .9*SIN(TIMEX*2*3.14159*60)
98S2      = .9*SIN(TIMEX*2*3.14159*60-2.0943951)
98S3      = .9*SIN(TIMEX*2*3.14159*60-4.1887902)
98DELT    = ((TIMEX/(1/180))-TRUNC(TIMEX/(1/180)))*(1/180)
98CART25  = 0.25*(1/180)
98CART75  = 0.75*(1/180)
98PART1   = -DELT*4*180
98PART2   = -2+4*DELT*180
98PART3   = +4-4*DELT*180
98BIDON   60+PART2  +PART2  +PART3      DELT  CART75
98PORT    60+PART1  +PART1  +BIDON      DELT  CART25
98G1      = 1
98COM1    60-G1    -G1    +G1          S1    PORT
98CCOM1   =-COM1
98COM2    60-G1    -G1    +G1          S2    PORT
98CCOM2   =-COM2
98COM3    60-G1    -G1    +G1          S3    PORT
98CCOM3   =-COM3
33PORT    COM1  S1
C *****FIN MLI

```