

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

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

**COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE
EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
MAMADOU LAMINE DOUMBIA**

**ÉTUDES COMPARATIVES DES STRUCTURES
MONOPHASÉES DE CONVERTISSEURS CC-CA POUR LES
INSTALLATIONS SOLAIRES**

DÉCEMBRE 1993

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

L'objectif de ce travail est de concevoir un convertisseur cc-ca offrant une tension de sortie ayant un taux de distorsion totale d'harmoniques minimal comparativement au convertisseur cc-ca conventionnel à deux niveaux, dont la tension sortie présente non seulement un taux de distorsion élevé, mais aussi contient tous les harmoniques de rangs faibles. Ceci rend le filtrage de la tension de sortie difficile. Le convertisseur à réaliser doit avoir une structure simple et doit être utilisable dans les installations solaires.

Pour faire un bon choix de la topologie du convertisseur, nous avons effectué plusieurs études (analytique, par simulation, expérimentale) aux termes desquelles deux structures ont été retenues: une permettant d'éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7, et une autre permettant d'obtenir cinq niveaux de tension de sortie. L'avantage de la première structure est que le filtre de sortie a des dimensions plus réduites à cause de l'absence des harmoniques de basses fréquences, mais le taux de distorsion totale d'harmoniques reste élevé. Quant à la deuxième structure, elle offre une tension de sortie à cinq niveaux avec un taux de distorsion totale d'harmoniques beaucoup plus petit. Les différents niveaux de tension sont obtenus par le branchement en série ou en parallèle de deux sources de valeurs égales. Un prototype de laboratoire de chacune de ces deux structures de convertisseurs a été réalisé pour valider les résultats obtenus par l'étude analytique et par la simulation.

La forme d'onde de la tension de sortie de ces structures de convertisseurs présente des déformations quand la charge alimentée est inductive. Pour trouver une solution à ce problème, nous avons effectué la commande des transistors telle que leur durée de conduction soit différente. Les résultats de la simulation et de l'étude expérimentale montrent la faisabilité d'une telle commande.

Nous avons aussi proposé une nouvelle structure de convertisseur cc-ca, qui permet d'obtenir une tension de sortie à six niveaux tout en utilisant une seule source de tension

continue ayant à ses bornes des condensateurs électrolytiques. Cette structure permet de réduire d'avantage le taux de distorsion d'harmoniques. Il y a lieu de chercher à développer cette étude pour les futurs travaux dans ce domaine.

La commande des interrupteurs dans toute l'étude expérimentale a été effectuée à l'aide d'un circuit entièrement numérique. Ce circuit, constitué essentiellement d'un oscillateur de fréquence, d'un compteur à 8 bits et d'une mémoire EPROM est simple à réaliser et permet une grande liberté de choix de la forme d'onde de la tension de sortie. Les différentes formes d'onde de la tension de sortie sont obtenues par un simple changement du contenu de l'EPROM. L'utilisation de l'EPROM permet d'éliminer toute opération de comparaison, qu'elle soit analogique ou numérique pour la génération des signaux de commande des transistors.

AVANT-PROPOS

La recherche de topologies de convertisseurs cc-ca constitue une tâche importante de l'Électronique de puissance.

Ce travail réalisé au Laboratoire d'Électronique de puissance de l'Université du Québec à Trois-Rivières porte sur des études comparatives (analytique, par simulation et par montage expérimental) de différentes structures de convertisseurs cc-ca; en vue de trouver et de réaliser celles permettant d'obtenir la meilleure forme d'onde de tension de sortie. Ces structures de convertisseurs cc-ca peuvent avoir un emploi très répandu, surtout dans les installations solaires de faible puissance à cause de leur simplicité et leur capacité de conversion cc-ca autonome.

Au terme de ce projet, je tiens à remercier le corps professoral du Département d'Ingénierie de l'Université du Québec à Trois-Rivières, ainsi que toutes les personnes qui de près ou de loin ont contribué au succès de ce travail.

Mes remerciements sincères vont:

- à Monsieur Venkatachari Rajagopalan, Directeur du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle, pour avoir accepté de diriger ce mémoire. Son aide et ses conseils précieux n'ont manqué en aucun moment

- à Messieurs Rémy Simard professionnel au département d'ingénierie et Jacques Poisson, technicien au Laboratoire d'Électronique de puissance, pour leur grande disponibilité

- au Programme Canadien de Bourses de la Francophonie, ainsi qu'au Gouvernement de la République du Mali pour le soutien financier sans lequel je n'aurais pu entreprendre ces études de maîtrise

- enfin à mes parents pour le soutien moral et la grande patience dont ils ont fait preuve.

TABLE DES MATIÈRES

	PAGE
RÉSUMÉ	i
AVANT-PROPOS	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES FIGURES	viii
LISTE DES TABLEAUX	xiii
LISTE DES SYMBOLES	xvi
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRES	
I. ÉTUDE ANALYTIQUE DES STRUCTURES DE CONVERTISSEURS CC-CA	3
1.1 Structure classique de convertisseur cc-ca	3
1.1.1 Hypothèses simplificatrices	3
1.1.2 Séquences de fonctionnement	4
1.1.3 Onduleur monophasé en pont	5
1.1.4 Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie à deux niveaux	5
1.2 Obtention de trois niveaux de tension de sortie	7
1.2.1 Séquences de fonctionnement	8
1.2.2 Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie à trois niveaux	9
1.3 Modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions	11
1.3.1 Détermination de la largeur des impulsions	11

1.3.2	Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie	14
1.4	Élimination des harmoniques d'ordres 3, 5 et 7 par la modulation de largeur d'impulsions	16
1.4.1	Détermination de la largeur des impulsions	16
1.4.2	Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie modulée pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	17
1.5	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	18
1.5.1	Principe de fonctionnement	18
1.5.2	Séquences de fonctionnement	19
1.5.3	Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie à cinq niveaux	26
1.6	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie	28
1.6.1	Principe d'obtention des six niveaux de sortie	28
1.6.2	Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie à six niveaux	30
1.7	Conclusion	33

II. ÉTUDE PAR SIMULATION DES STRUCTURES DE

CONVERTISSEURS CC-CA	36	
2.1	Convertisseur à deux niveaux de tension de sortie	37
2.2	Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie	42
2.3	Convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions	47
2.4	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	52
2.5	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	56
2.6	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie	62

2.7	Amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie des convertisseurs sur charge résistive-inductive	70
2.7.1	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	70
2.7.2	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	74
2.8	Conclusion	78
III.	ÉTUDE DES CIRCUITS DE COMMANDE	81
3.1	Circuit de commande du convertisseur à deux ou trois niveaux de tension de sortie	81
3.2	Circuit de commande du convertisseur à modulation sinusoïdale	82
3.2.1	Modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions	82
3.2.2	Modulation échantillonnée	88
3.2.3	Modulation calculée	91
3.2.3.1	Cas d'une tension à trois niveaux	91
3.2.3.2	Cas d'une tension à cinq niveaux	92
3.3	Circuits de commande à base d'EPROM	94
3.4	Conclusion	96
IV.	RÉALISATION PRATIQUE DES CONVERTISSEURS CC-CA	97
4.1	Circuit de commande	97
4.2	Circuit de puissance	100
4.2.1	Convertisseur à modulation de largeur pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	100
4.2.2	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	100
4.3	Validation des résultats expérimentaux	104

4.3.1	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	104
4.3.2	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	111
4.4	Conclusion	118
CONCLUSION GÉNÉRALE		119
RÉFÉRENCES		122
ANNEXE A	124
ANNEXE B	126
ANNEXE C	127
ANNEXE D	128
ANNEXE E	129
ANNEXE F	130
ANNEXE G	132
ANNEXE H	134
ANNEXE I	135
ANNEXE J	137

LISTE DES FIGURES

	PAGE
i.1 Structure d'un système photovoltaïque autonome	1
1.1 Schéma d'un convertisseur cc-ca en pont monophasé	3
1.2 Convertisseur cc-ca en pont à transistors	6
1.3 Forme d'onde de la tension de sortie à trois niveaux	8
1.4 Forme d'onde de la tension sortie à modulation sinusoïdale	13
1.5 Forme d'onde de la tension modulée pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	17
1.6 Schéma du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie	19
1.7 Signaux de commande des transistors et forme d'onde de la tension aux bornes de la charge d'un convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	21
1.8 Première séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	22
1.9 Deuxième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	22
1.10 Troisième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	23
1.11 Cinquième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	23
1.12 Sixième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	24
1.13 Septième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	25

1.14	Huitième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	25
1.15	Dixième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	26
1.16	Nouvelle topologie de convertisseur cc-ca à six niveaux	29
1.17	Signaux de commande des transistors et forme d'onde de la tension de sortie à six niveaux	31
2.1	Éléments semi-conducteurs et leur représentation dans ATOSEC5	36
2.2	Circuit de simulation du convertisseur cc-ca en pont monophasé	38
2.3	Convertisseur à deux niveaux de tension de sortie Tension aux bornes de la charge (charge résistive)	39
2.4	Convertisseur à deux niveaux de tension de sortie Courant de charge (charge résistive-inductive)	40
2.5	Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie Tension aux bornes de la charge (charge résistive)	43
2.6	Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie Tension aux bornes de la charge (charge résistive-inductive)	45
2.7	Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie Courant de charge (charge résistive-inductive)	46
2.8	Convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions Tension aux bornes de la charge (charge résistive)	48
2.9	Convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions Tension aux bornes de la charge (charge résistive-inductive)	49
2.10	Convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions Courant de charge (charge résistive-inductive)	50

2.11	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	
	Tension aux bornes de la charge (charge résistive)	53
2.12	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	
	Tension aux bornes de la charge (charge résistive-inductive)	54
2.13	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	
	Courant de charge (charge résistive-inductive)	55
2.14	Circuit de simulation du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie	57
2.15	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	
	Tension aux bornes de la charge (charge résistive)	58
2.16	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	
	Tension aux bornes de la charge (charge résistive-inductive)	59
2.17	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	
	Courant de charge (charge résistive-inductive)	60
2.18	Circuit de simulation du convertisseur à six niveaux de tension de sortie	63
2.19	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie	
	Tension aux bornes de la charge (charge résistive, première étude)	64
2.20	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie	
	Tension aux bornes de la charge (charge résistive, deuxième étude)	66
2.21	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie	
	Tension aux bornes de la charge (charge résistive-inductive)	67
2.22	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie	
	Courant de charge (charge résistive-inductive)	68
2.23	Signaux de commande du convertisseur à modulation pour éliminer	
	les harmoniques 3, 5 et 7 (commande modifiée)	71
2.24	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	
	Tension de sortie (charge résistive-inductive, commande modifiée)	72

2.25	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	
	Courant de charge (charge résistive-inductive, commande modifiée)	73
2.26	Signaux de commande des transistors du convertisseur à cinq niveaux de sortie (commande modifiée)	75
2.27	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	
	Tension de sortie (charge résistive-inductive, commande modifiée)	76
2.28	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	
	Courant de charge (charge résistive-inductive, commande modifiée)	77
3.1	Génération du signal de commande d'un interrupteur	81
3.2	Convertisseur cc-ca en pont monophasé à transistors	83
3.3	Modulation sinusoïdale unipolaire de largeur d'impulsions	84
3.4	Détermination de la largeur d'impulsion par la modulation sinusoïdale	86
3.5	Diagramme structurel simplifié d'un circuit de commande analogique	86
3.6	Diagramme structurel simplifié d'un générateur de signal hybride	87
3.7	Modulation échantillonnée de largeur d'impulsions	89
3.8	Détermination de la largeur d'impulsion par la modulation échantillonnée	90
3.9	Schéma structurel d'un modulateur à base de microprocesseur	91
3.10	Technique de l'aire équivalente (tension à trois niveaux)	93
3.11	Technique de l'aire équivalente (tension à cinq niveaux)	93
3.12	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	95
3.13	Signaux de commande du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	95
3.14	Signaux de commande du convertisseur à cinq niveaux de sortie	96
4.1	Circuit de génération des signaux de commande des transistors	98
4.2	Circuit logique du compteur à 8 bits	99
4.3	Circuit de réalisation du convertisseur cc-ca à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	101

4.4	Circuit d'interface SN7407	102
4.5	Circuit d'amplification "Open Collector"	102
4.6	Circuit du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie	103
4.7	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 Tension aux bornes de la charge (charge résistive)	105
4.8	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 Tension aux bornes de la charge (charge résistive-inductive)	106
4.9	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 Courant de charge (charge résistive-inductive)	107
4.10	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 Tension de sortie (charge résistive-inductive; commande modifiée)	108
4.11	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 Courant de charge (charge résistive-inductive; commande modifiée)	109
4.12	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie Tension aux bornes de la charge (charge résistive)	112
4.13	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie Tension aux bornes de la charge (charge résistive-inductive)	113
4.14	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie Courant de charge (charge résistive-inductive)	114
4.15	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie -Tension de sortie (charge résistive-inductive; commande modifiée)	115
4.16	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie - Courant de charge (charge résistive-inductive; commande modifiée)	116

LISTE DES TABLEAUX

	PAGE
1.1 Tableau comparatif des résultats de l'étude analytique des différentes structures de convertisseurs cc-ca	35
2.1 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à deux niveaux	41
2.2 Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes de la charge du convertisseur à deux niveaux de sortie	41
2.3 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie à trois niveaux (charge résistive)	44
2.4 Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes de la charge du convertisseur à trois niveaux de sortie	44
2.5 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation sinusoïdale (charge résistive)	51
2.6 Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes de la charge du convertisseur à modulation sinusoïdale	51
2.7 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive)	52
2.8 Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes de la charge du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7	56
2.9 Retards de phase et durées des impulsions de commande des transistors du convertisseur à cinq niveaux	61
2.10 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux (charge résistive)	61

2.11 Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes de la charge du convertisseur à cinq niveaux	62
2.12 Retards de phase et durées des impulsions de commande des transistors du convertisseur à six niveaux	65
2.13 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à six niveaux (charge résistive, première étude) . . .	65
2.14 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à six niveaux de tension (charge résistive; deuxième étude)	69
2.15 Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes de la charge du convertisseur à six niveaux	69
2.16 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7 (commande modifiée)	71
2.17 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion du courant de charge du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs (charge résistive-inductive, commande modifiée)	74
2.18 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux de sortie (charge résistive-inductive, commande modifiée)	75
2.19 Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion du courant de charge du convertisseur à cinq niveaux de sortie (charge résistive-inductive, commande modifiée)	78
2.20 Tableau comparatif des résultats de l'étude par simulation des différentes structures de convertisseurs cc-ca	80

4.1	Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive)	104
4.2	Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive, commande modifiée)	110
4.3	Tableau comparatif des résultats des différentes études du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	110
4.4	Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux de sortie (charge résistive)	111
4.5	Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux de sortie (charge résistive-inductive, commande modifiée)	117
4.6	Tableau comparatif des résultats des différentes études du convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie	117

LISTE DES SYMBOLES

cc	Courant Continu, A
ca	Courant Alternatif, A
fm	Fréquence de l'onde modulante, Hz
is	Valeur instantanée du courant dans la source, A
io	Valeur instantanée du courant dans la charge, A
k	Interrupteur
m	Indice de modulation
p	Nombre d'impulsions de tension par alternance
Q	Signal de sortie de l'EPR0M
QA	Signal de sortie de l'EPR0M amplifié
r	Coefficient de réglage en tension
t	Temps, s
TDTH	Taux de Distorsion Totale d'Harmoniques, %
v	Valeur instantanée de la tension, V
v ₁	Valeur instantanée du fondamental de la tension de sortie, V
V ₁	Valeur efficace du fondamental de la tension de sortie, V
v _k	Tension aux bornes de l'interrupteur k, V
v _m	Valeur instantanée de la tension modulante, V
v _n	Valeur instantanée de l'harmonique de rang n de la tension de sortie, V
V _n	Valeur efficace de l'harmonique de rang n de la tension de sortie, V
v _o	Valeur instantanée de la tension de sortie, V
V ₀	Valeur efficace de la tension de sortie, V
v _p	Valeur instantanée de la tension porteuse, V
V _s	Tension aux bornes de la source, V
δ	Durée d'impulsion de la tension, °

θ	Angle de commutation, °
ω	Pulsation de la tension de sortie, rad/s

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les systèmes photovoltaïques sont des générateurs électriques qui produisent de l'électricité en courant continu (cc) à partir de l'énergie solaire. Un système photovoltaïque autonome se compose généralement de champs de modules qui fournissent de l'énergie à des accumulateurs ou directement à une charge à courant continu, ou encore par l'intermédiaire d'un convertisseur de courant continu en courant alternatif (cc-ca) (Figure i.1). Le convertisseur cc-cc permet de maintenir constante la tension de sortie des modules photovoltaïques. Cette tension peut varier dans une large gamme à cause de la grande variation de l'ensoleillement au cours d'un même jour ou pendant différentes périodes de l'année.

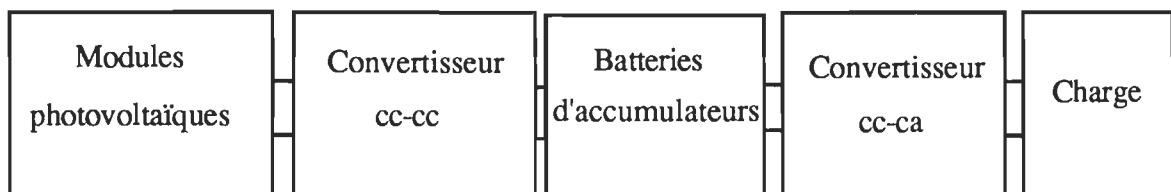


Figure i.1- Structure d'un système photovoltaïque autonome

Quant au convertisseur cc-ca, il permet de changer une tension d'entrée continue en une tension de sortie alternative ayant une amplitude et une fréquence données. La nécessité d'une telle conversion provient du fait que de nos jours la puissance consommée par les divers appareils et installations électriques est le type à courant alternatif. La tension alternative de sortie est formée de créneaux rectangulaires. Si l'on désire obtenir une tension de sortie presque sinusoïdale, il faut utiliser des filtres passe-bas. Mais si la tension à filtrer est à la fréquence industrielle (50 ou 60Hz) et n'est formée que d'un créneau par alternance, le filtre est lourd, coûteux et les résultats obtenus sont médiocres. Pour trouver une solution

à ce problème, on peut utiliser la modulation de largeur d'impulsions, ou une technique permettant d'avoir une tension de sortie à plusieurs niveaux (en gradins). Une troisième solution pourrait être l'utilisation d'un convertisseur à résonance. Mais avec cette dernière solution la structure du convertisseur serait plus complexe et la conversion se ferait en plusieurs étages. Ces raisons nous ont amené à nous limiter aux deux premières solutions.

Le but de ce travail consiste donc à faire des études comparatives de diverses structures de convertisseurs cc-ca en vue de retenir celle offrant la meilleure qualité d'onde de tension de sortie. Le chapitre 1 élabore l'étude analytique; le chapitre 2 donne les détails de l'étude par simulation. Dans le chapitre 3 nous discutons les différentes méthodes de commande pour générer les formes d'onde de tension désirée. Enfin le chapitre 4 donne les montages expérimentaux des diverses structures, ainsi que la méthodologie de validation des résultats théoriques et expérimentaux.

Le circuit de commande des interrupteurs réalisé au laboratoire est entièrement numérique. Il présente l'avantage d'être simple, compact et fiable. Les impulsions de commutation des transistors sont directement fournies par une mémoire morte (EPROM). Ceci permet d'éliminer toute opération de comparaison qu'elle soit analogique ou numérique.

CHAPITRE 1

ÉTUDE ANALYTIQUE DES CONVERTISSEURS CC-CA

1.1 STRUCTURE CLASSIQUE DE CONVERTISSEUR CC-CA

1.1.1 Hypothèses simplificatrices

Notre étude portera sur les convertisseurs (onduleurs) de tension [1]; la batterie d'accumulateurs étant une source de tension réversible en courant. La structure étudiée sera celle en pont, ce dernier est plus souvent utilisé dans les systèmes monophasés et présente plusieurs avantages par rapport à la structure en demi-pont. La figure 1.1 représente le schéma d'un convertisseur cc-ca monophasé en pont.

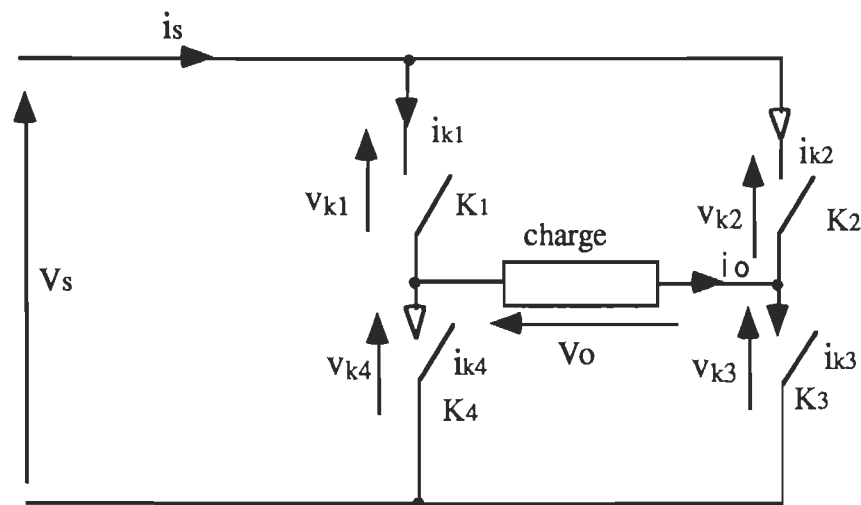


Figure 1.1 Schéma du convertisseur cc-ca en pont monophasé

On suppose que la source placée du côté continu est parfaite et que les interrupteurs sont parfaits (chute de tension directe nulle, courant de fuite nul, temps de commutations nul).

1.1.2 Séquences de fonctionnement

Supposons que l'onduleur soit commandé en "pleine onde".

Pour $0 < t < T/2$, K_1 et K_3 sont fermés, K_2 et K_4 sont ouverts

$$v_0 = V_s; i_s = i_0$$

i_0 est le courant dans la charge

$$i_{k1} = i_0; v_{k1} = 0$$

Pour $T/2 < t < T$, K_2 et K_4 sont fermés; K_1 et K_3 sont ouverts

$$v_0 = -V_s, i_s = -i_0$$

$$i_{k1} = 0, v_{k1} = V_s$$

En suivant les variations de i_{k1} et v_{k1} , les courants dans les autres interrupteurs et les tensions à leurs bornes s'en déduisent directement:

$$i_{k3} = i_{k1}, v_{k3} = v_{k1}$$

$$i_{k2} = i_{k4}, \text{ avec } i_{k4}(t+T/2) = i_{k1}(t)$$

$$v_{k2} = v_{k4}, \text{ avec } v_{k4}(t+T/2) = v_{k1}(t)$$

Le courant à la sortie i_0 et donc le courant à l'entrée i_s dépendent de la charge. Cette charge pourrait être quelconque. Il est donc nécessaire que les interrupteurs soient à fermeture et à ouverture commandées pour maintenir un bon fonctionnement du circuit.

Comme semi-conducteur commandé, on peut utiliser:

- les transistors bipolaire ou IGBT pour les courants moyens et basses fréquences
- le thyristor GTO pour les courants forts
- le transistor à effet de champ (MOSFET) pour les faibles puissances et fréquences de commutation élevées.

Nous utiliserons des transistors bipolaires. Ce choix est dicté par le fait que la puissance n'est pas élevée (<1KW) et la fréquence de commutation des interrupteurs relativement faible (<1KHz). Les interrupteurs devant être réversibles en courant, les transistors doivent porter des diodes antiparallèles. Ces diodes permettent d'écouler le courant i_k s'il est négatif par moment.

1.1.3 Onduleur monophasé en pont

Le circuit de l'onduleur est montré à la figure 1.2a.

La valeur efficace de la tension de sortie peut être calculée comme:

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v_s^2 dt} = V_s \quad (1.1)$$

La représentation en série de Fourier de cette tension [1] est:

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 V_s}{n \pi} \sin n\omega t \quad (1.2)$$

$$\omega = 2\pi f_0$$

ω est la pulsation de la tension de sortie, en rad/s

Pour $n=1$, l'équation (1.2) donne la valeur efficace de la composante fondamentale

$$V_1 = \frac{4 V_s}{\sqrt{2} \pi} = 0,90 V_s \quad (1.3)$$

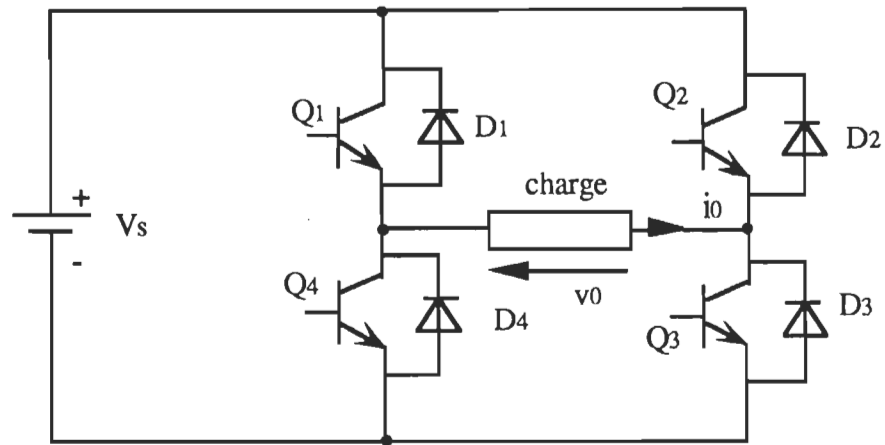
1.1.4 Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie à deux niveaux

La valeur instantanée de la tension de sortie v_0 représentée sur la figure 1.2b peut être exprimée sous forme de série de Fourier [1]:

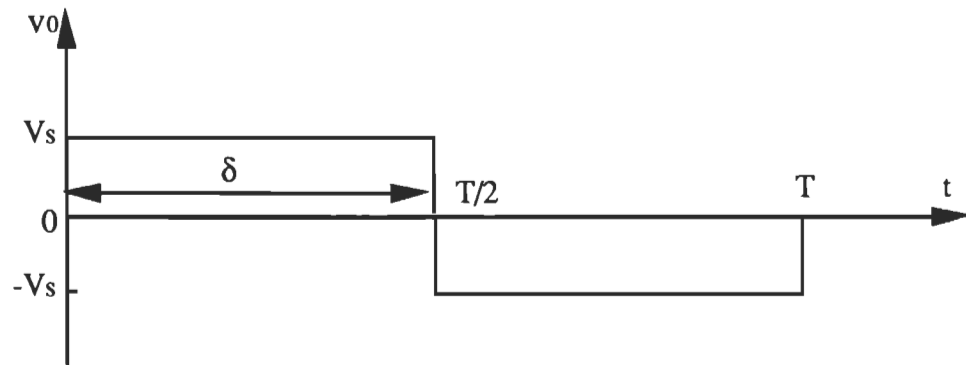
$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 V_s}{n \pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (1.4)$$

La valeur efficace de cette tension est obtenue comme:

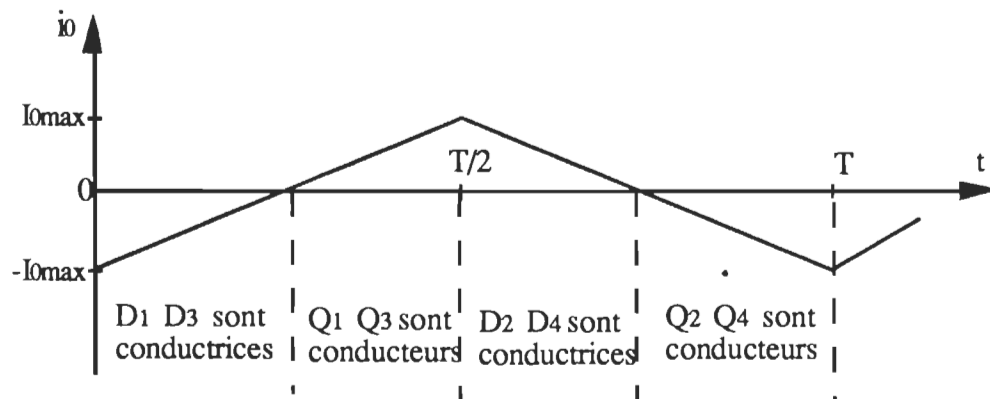
$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_s^2 d\omega t} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (1.5)$$



a) circuit



b) Forme d'onde de la tension de sortie



c) Courant de charge pour une charge inductive

Figure 1.2 Convertisseur cc-ca en pont à transistors

Le taux de distorsion totale d'harmoniques (TDTH), caractérisant la qualité de la tension de sortie est déterminé comme:

$$\text{TDTH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (1.6)$$

où V_1 est la valeur efficace de la composante fondamentale

V_n est la valeur efficace de l'harmonique d'ordre n

Sachant que $V_0 = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2}$, on peut écrire que

$$V_0^2 - V_1^2 = \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2$$

$$\text{donc } \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 = V_0^2 - V_1^2 = V_s^2 - \frac{16 V_s^2}{2 \pi^2} = V_s^2 \left(1 - \frac{8}{\pi^2} \right) = 0,1894 V_s^2$$

$$\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2} = 0,4352 V_s$$

$$\text{TDTH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \frac{0,4352 V_s}{0,9 V_s} = 0,483595$$

$$\text{TDTH, \%} = 48,3595 \%$$

1.2 OBTENTION DE TROIS NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

Les trois niveaux de tension de sortie sont obtenus en décalant les impulsions de commande des transistors Q_1 (Q_2) et Q_3 (Q_4) (figure 1.2a). La forme d'onde de cette tension est représentée sur la figure 1.3.

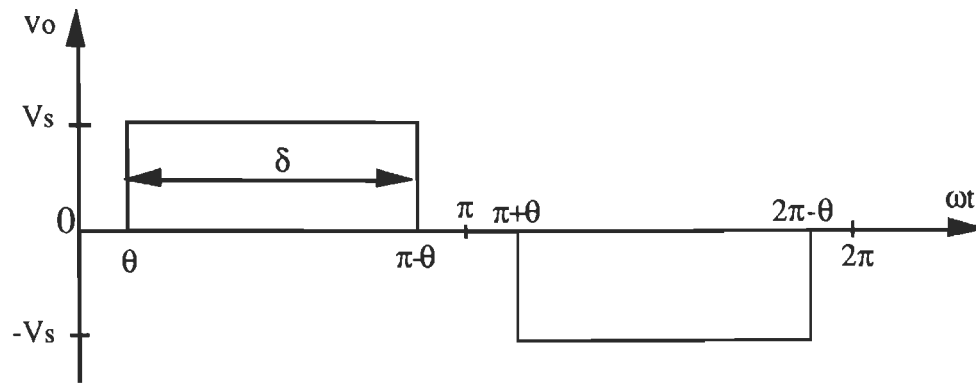


Figure 1.3 Forme d'onde de la tension de sortie à trois niveaux

1.2.1 Séquences de fonctionnement

Première séquence: $0 \leq \omega t \leq \theta$

A l'instant $t = 0$, l'impulsion de fermeture est envoyée au transistor Q_1 , tandis que Q_3 reste bloqué. Si le courant de charge i_0 est positif (sens indiqué sur la figure 1.2a), il passera par Q_1 , la charge et la diode D_2 , formant ainsi un circuit de roue libre ($v_0=0$).

Si le courant était initialement négatif, les diodes de retour D_1 et D_3 conduisent, et la charge retourne l'énergie emmagasinée à la source.

Deuxième séquence $\theta \leq \omega t \leq \pi - \theta$

Le transistor Q_3 est commandé à la fermeture en plus du transistor Q_1 . La tension $+V_s$ est appliquée aux bornes de la charge ($v_0 = +V_s$).

Troisième séquence: $\pi - \theta \leq \omega t \leq \pi$

A partir de l'instant correspondant à $\pi - \theta$, on commande au blocage le transistor Q_1 , le transistor Q_3 reste conducteur. Le courant de charge passe par Q_3 et la diode D_4 , formant ainsi une seconde période où la tension aux bornes de la charge est nulle. Cette période ne prend fin que lorsque le courant de charge s'annule.

Quatrième séquence: $\pi \leq \omega t \leq \pi + \theta$

A l'instant $\omega t = \pi$, le transistor Q2 est commandé à la fermeture, tandis que le transistor Q4 reste bloqué. Le courant de charge passe donc par la diode D1 et le transistor Q2.

Cinquième séquence: $\pi + \theta \leq \omega t \leq 2\pi - \theta$

A l'instant $\omega t = \pi + \theta$, Q4 à son tour reçoit l'impulsion de fermeture. La tension $-V_s$ est appliquée aux bornes de la charge. Cette séquence dure jusqu'à l'instant $\omega t = 2\pi - \theta$, où on commande à l'ouverture le transistor Q2.

Sixième séquence: $2\pi - \theta \leq \omega t \leq 2\pi$

Cette séquence correspond à une période de fonctionnement à tension nulle, où le transistor Q4 et la diode D3 conduisent.

A partir de l'instant $t = 2\pi$, commence un nouveau cycle avec des séquences identiques à celles mentionnées ci-dessus.

1.2.2 Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie à trois niveaux

La variation de la largeur de l'impulsion de tension δ peut non seulement permettre d'éliminer des harmoniques précis, mais aussi de diminuer de façon globale le taux de distorsion totale d'harmoniques [2].

Ainsi de l'expression (1.4), on voit qu'on peut éliminer les harmoniques d'ordre:

3 pour $\delta = 120^\circ$

5 pour $\delta = 144^\circ$

7 pour $\delta = 154,28^\circ$

A titre d'exemple, calculons le taux de distorsion totale d'harmoniques pour $\delta = 120^\circ$. Ce cas présente un intérêt particulier pour l'onduleur monophasé, car il permet d'éliminer l'harmonique le plus dominant, qui est le troisième.

Dans ce cas, l'expression de la tension de sortie devient :

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{4 V_s}{n \pi} \sin \frac{n \times 120}{2} \sin n\omega t \quad (1.7)$$

Les valeurs efficaces de la tension de sortie et du fondamental sont respectivement:

$$V_0 = V_s \sqrt{\frac{120}{180}} = 0,8165 V_s$$

$$V_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2} \pi} V_s = 0,7797 V_s$$

La racine carrée de la somme des harmoniques est:

$$\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2} = \sqrt{V_0^2 - V_1^2} = \sqrt{(0,8165^2 - 0,7797^2) V_s^2} = 0,242352 V_s$$

Donc le taux de distorsion totale d'harmoniques est:

$$\text{TDTH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \frac{0,242352 V_s}{0,7797 V_s} = 0,310840$$

$$\text{TDTH, \%} = 31,0840 \%$$

1.3 MODULATION SINUSOÏDALE DE LARGEUR D'IMPULSIONS

Dans un convertisseur à Modulation Sinusoïdale de Largeur d'Impulsions MSLI (en Anglo-saxon "Sinusoidal Pulse Width Modulation": SPWM), au lieu de former chaque

alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau comme nous l'avons fait précédemment, on la forme de plusieurs créneaux de largeur convenable. Le schéma du convertisseur reste le même; c'est la commande des interrupteurs qui est modifiée: leur fréquence de commutation est supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie (tension aux bornes de la charge, courant dans la charge).

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances de la tension de sortie présente deux avantages importants:

- elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage,
- elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Mais l'augmentation du nombre des commutations entraîne des pertes excessives si l'on ne parvient pas à réduire ces dernières à chacune des commutations. Dans le cas présent, ce problème ne se pose pas, car le nombre de commutations n'est pas élevé (maximum trois commutations au cours d'une période de 50 ou 60 Hz de la tension de sortie).

La figure 1.4-d représente la forme d'onde de la tension de sortie pour le nombre d'impulsions par alternance $p = 3$.

1.3.1 Détermination de la largeur des impulsions

Les angles (instants) de commutation des interrupteurs sont déterminés par les points d'intersection de deux modulantes (sinusoïdales) et de la porteuse (triangulaire). Le principe d'obtention de la forme d'onde montrée à la figure 1.4-d est expliquée en détail à la section 3.2.1. Pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs, il faut établir les équations des segments de droite (parties ascendante et descendante) constituant l'onde porteuse triangulaire.

Si la porteuse v_p varie de $-V_s$ à $+V_s$, il faut que sa fréquence égale à quatre fois celle de la modulante pour qu'on puisse obtenir la forme d'onde de tension représentée sur la figure 1.4-d. Dans ce cas, les équations des segments de droite sont:

- segment de droite ascendant:

soit $v_{1p}(t=0) = -V_s$, alors

$$v_{1p}(t) = -V_s + \frac{8}{\pi} V_s t = V_s \left(-1 + \frac{8}{\pi} t\right) \quad (1.8)$$

- segment de droite descendant:

en posant $v_{2p}(t=0) = +V_s$,

$$v_{2p}(t) = +V_s - \frac{8}{\pi} V_s t = V_s \left(1 - \frac{8}{\pi} t\right) \quad (1.9)$$

Connaissant les équations de la porteuse, les instants de commutation t_1 , t_2 , t_3 (pour $m=4$ et $r=1$) sont déterminés respectivement par les expressions:

$$-\sin\left(\frac{\pi}{8} + t_1\right) - \frac{8}{\pi} t_1 + 1 = 0 \quad (1.10)$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{8} + t_2\right) - \frac{8}{\pi} t_2 + 1 = 0 \quad (1.11)$$

$$\sin\left(\frac{3\pi}{8} + t_3\right) + \frac{8}{\pi} t_3 - 1 = 0 \quad (1.12)$$

r - est le coefficient de réglage en tension. Il donne l'amplitude relative de la tension de sortie désirée $V_{\text{désirée}} = rV_s \sin \omega t$

m - est l'indice de modulation, et il est défini comme le rapport de la fréquence de la porteuse f_p à la fréquence de la tension de sortie.

Les équations non-linéaires (1.10), (1.11) et (1.12) sont résolues par le logiciel MATLAB et les angles correspondant respectivement aux instants t_1 , t_2 et t_3 sont:

$$\theta_1 = 32,80^\circ; \theta_2 = 65,47^\circ; \theta_3 = 68,99^\circ$$

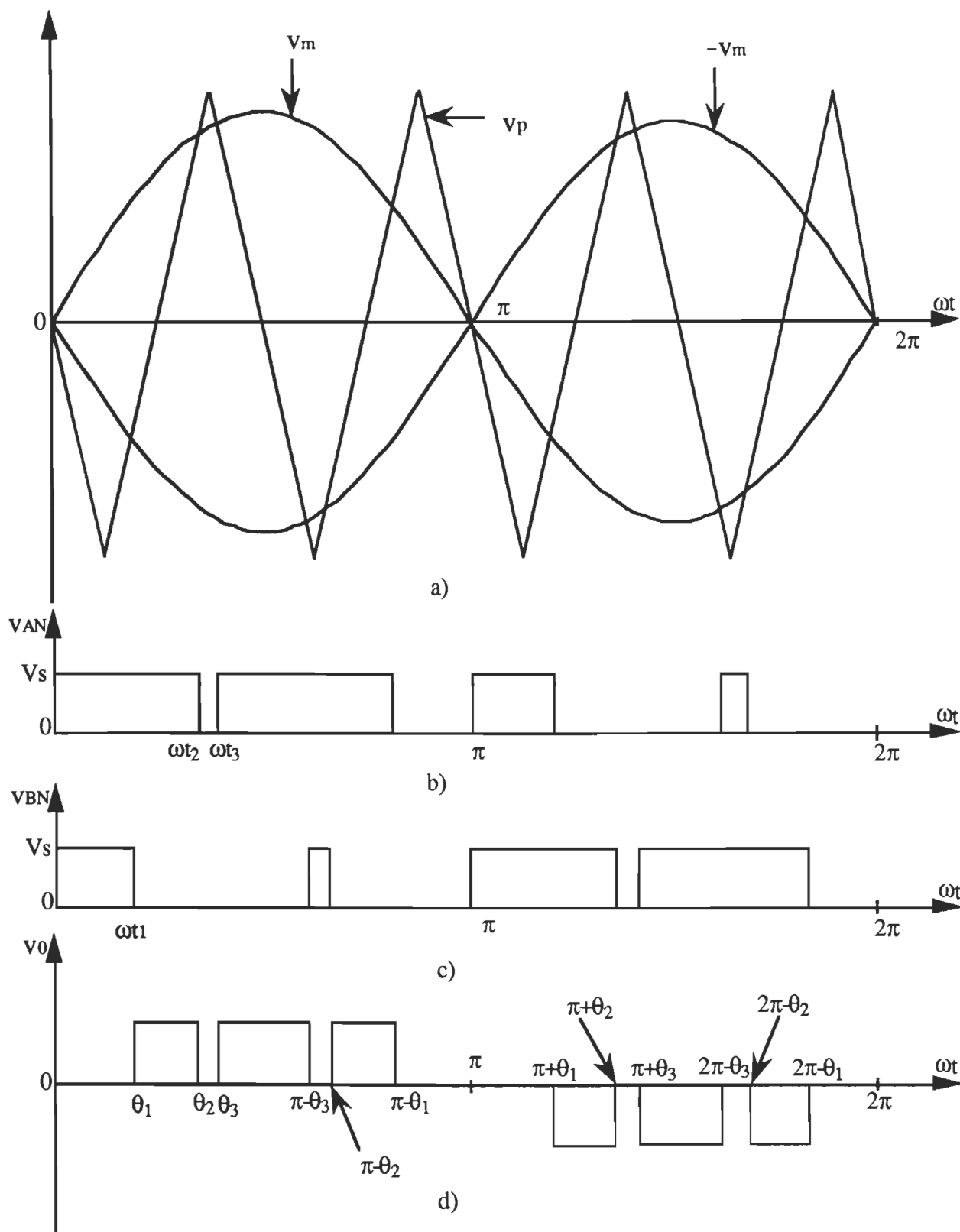


Figure 1.4 Forme d'onde de la tension de sortie à modulation sinusoïdale

1.3.2 Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie

La valeur efficace V_0 de la tension peut être calculée par la relation [1]:

$$V_0 = V_s \sqrt{\sum_{m=1}^3 \frac{\delta_m}{\pi}} \quad (1.13)$$

Connaissant les angles correspondant aux instants de commutation, on peut calculer les largeurs δ des impulsions de tension.

$$\delta_1 = \theta_2 - \theta_1 = 65,47 - 32,80 = 32,67^\circ$$

$$\delta_2 = \pi - \theta_3 - \theta_3 = 180 - 2 \times 68,99 = 42,02^\circ$$

$$\delta_3 = \pi - \theta_1 - (\pi - \theta_2) = 65,47 - 32,80 = 32,67^\circ$$

La valeur efficace de la tension de sortie est donc:

$$V_0 = V_s \sqrt{\frac{32,67 + 42,02 + 32,67}{180}} = 0,7723 V_s$$

Par ailleurs sachant que l'expression de la tension instantanée est [1]:

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (1.14)$$

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} [\sin n(\alpha_m + \delta_m) - \sin n\alpha_m]$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)]$$

On peut écrire

$$v_1(t) = (A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t)$$

$$A_1 = \sum_{m=1}^3 \frac{2V_s}{\pi} [\sin(\alpha_m + \delta_m) - \sin \alpha_m]$$

$$A_1 = \frac{2V_s}{\pi} [\sin 65,47 - \sin 32,67 + \sin 111,01 - \sin 68,99 + \sin 147,2 - \sin 114,53]$$

$$A_1 = 0,0012 V_s$$

$$B_1 = \sum_{m=1}^3 \frac{2V_s}{\pi} [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)]$$

$$B_1 = \frac{2V_s}{\pi} [\cos 32,67 - \cos 65,47 + \cos 68,99 - \cos 111,01 + \cos 114,53 - \cos 147,2]$$

$$B_1 = 1,569 \times \frac{2V_s}{\pi} = 0,999 V_s$$

$$V_1 = \frac{A_1 + B_1}{\sqrt{2}} = 0,707248 V_s$$

$$\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2} = \sqrt{V_0^2 - V_1^2} = \sqrt{(0,7723^2 - 0,707248^2)} V_s = 0,310233 V_s$$

$$\text{TDTH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \frac{0,310233 V_s}{0,707248 V_s} = 0,438648$$

$$\text{TDTH, \%} = 43,8658 \%$$

1.4 ÉLIMINATION DES HARMONIQUES D'ORDRES 3, 5 ET 7 PAR LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

1.4.1 Détermination de la largeur des impulsions

Contrairement au cas précédent où les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par les intersections des ondes de référence (sinusoïdale) et de modulation (porteuse), ici les instants de commutation sont déterminés de telle sorte à éliminer des harmoniques précis (dans notre cas ceux d'ordre 3, 5 et 7).

Les angles correspondant aux instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par la résolution du système d'équations non-linéaires (1.15). Cette résolution se fait par des méthodes numériques. Nous avons utilisé ici le logiciel MATLAB pour la résolution du système. Le nombre d'harmoniques à éliminer étant trois (les harmoniques d'ordre 3, 5 et 7), le système comporte trois équations [3]:

$$\begin{aligned}
 \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 - \cos 3\theta_3 &= 0 \\
 \cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_2 - \cos 5\theta_3 &= 0 \\
 \cos 7\theta_1 - \cos 7\theta_2 - \cos 7\theta_3 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1.15}$$

Le calcul des angles θ donne les résultats suivants:

$$\theta_1 = 22,7^\circ; \theta_2 = 37,85^\circ; \theta_3 = 46,8^\circ$$

La forme d'onde de la tension de sortie est représentée sur la figure 1.5.

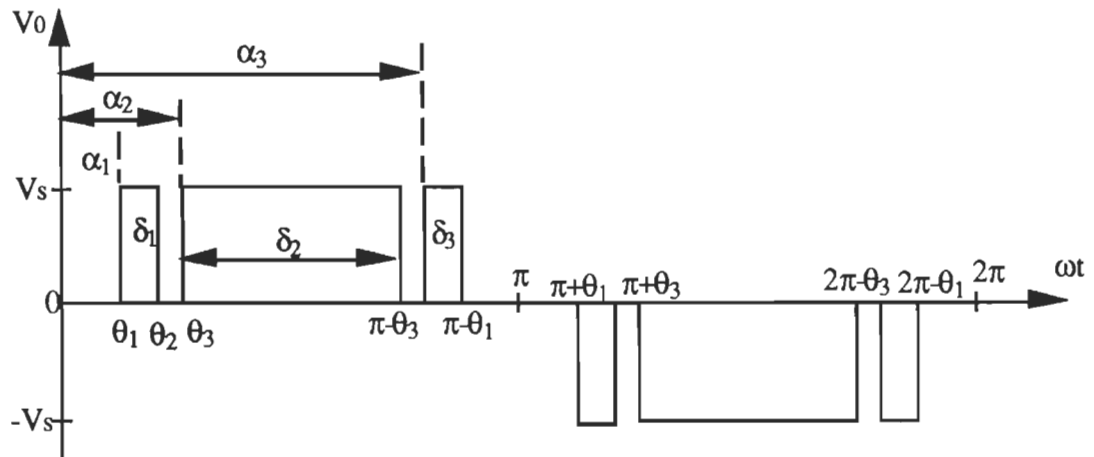


Figure 1.5 Forme d'onde de la tension de sortie modulée pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7

1.4.2 Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie modulée pour éliminer les harmoniques d'ordre 3, 5 et 7

Comme précédemment, on détermine les durées des impulsions de tension

$$\delta_1 = \theta_2 - \theta_1 = 37,85 - 22,7 = 15,15^\circ$$

$$\delta_2 = \pi - \theta_3 - \theta_3 = 180 - 2 \times 46,8 = 86,4^\circ$$

$$\delta_3 = \pi - \theta_1 - (\pi - \theta_2) = 37,85 - 22,7 = 15,15^\circ$$

$$\alpha_1 = 22,7^\circ; \quad \alpha_2 = 46,8^\circ; \quad \alpha_3 = 142,15^\circ$$

La valeur efficace V_0 de la tension de sortie est:

$$V_0 = V_s \sqrt{\sum_{m=1}^3 \frac{\delta_m}{\pi}} = V_s \sqrt{\frac{15,15 + 86,4 + 15,15}{180}} = 0,8051915 V_s$$

La valeur efficace V_1 du fondamental

$$V_1 = \frac{A_1 + B_1}{\sqrt{2}} = 0,7359774 V_s$$

$$\text{avec } A_1 = \sum_{m=1}^3 \frac{2V_s}{\pi} [\sin(\alpha_m + \delta_m) - \sin \alpha_m] = 0$$

$$B_1 = \sum_{m=1}^3 \frac{2V_s}{\pi} [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)] = 1,0483 V_s$$

La part des harmoniques

$$\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2} = \sqrt{(0,8051915^2 - 0,7359774^2)} V_s = 0,326625 V_s$$

et le taux de distorsion totale d'harmoniques

$$\text{TDTH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \frac{0,326625 V_s}{0,735974 V_s} = 0,443798$$

$$\text{TDTH, \%} = 44,3798 \%$$

1.5 CONVERTISSEUR À CINQ NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

1.5.1 Principe de fonctionnement

L'étude précédemment effectuée montre que la modulation de largeur d'impulsions et la méthode permettant d'éliminer des harmoniques précis ne font pas diminuer le taux de distorsion totale d'harmoniques. Ces méthodes repoussent uniquement les harmoniques vers les fréquences élevées.

Une méthode permettant de diminuer de façon considérable le taux de distorsion totale d'harmoniques consiste à alimenter la charge par deux sources de tension (par exemple des

batteries d'accumulateurs) [4], [5], qui sont connectées soit en série, soit en parallèle. Le schéma de ce convertisseur est représenté sur la figure 1.6.

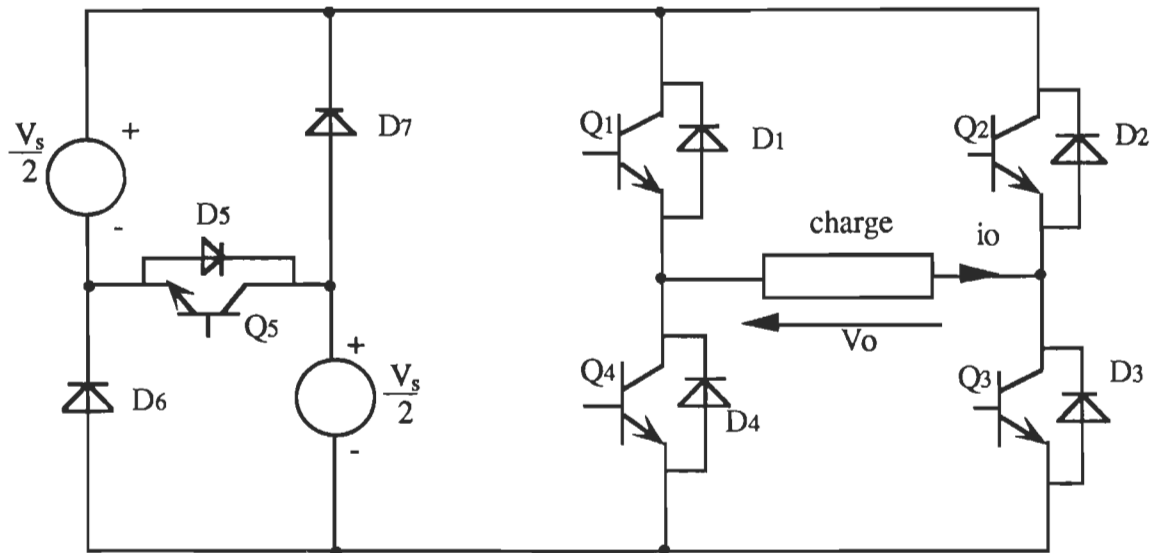


Figure 1.6 Schéma du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

Quand les deux sources sont branchées en parallèle, la tension aux bornes de la charge est $0,5V_s$ (le transistor Q_5 est bloqué).

Si les deux sources sont branchées en série, la charge voit la tension $\pm V_s$. Le branchement série se fait à l'aide du transistor Q_5 .

En choisissant convenablement les instants de connexion en parallèle ou en série des deux sources (ouverture et fermeture du transistor Q_5), ainsi que ceux de commutation des transistors Q_1 - Q_4 , on peut réduire considérablement le taux de distorsion totale de la tension aux bornes de la charge.

La forme d'onde de la tension aux bornes de la charge est représentée sur la figure 1.7f.

1.5.2 Séquences de fonctionnement

Notre objectif étant de générer aux bornes d'une charge inductive la forme d'onde de tension représentée sur la figure 1.7f, il faut commander de manière appropriée les transistors Q_1 - Q_5 .

Première séquence $0 \leq \omega t \leq \theta_1$

Pendant cette période, le transistor Q1 est commandé à la fermeture, tandis que le transistor Q3 est bloqué. Si le courant de charge i_0 est positif (sens du courant indiqué sur la figure 1.8), il passe par le transistor Q1 et la diode D2, donnant un chemin de retour au courant de charge. La tension aux bornes de la charge est nulle quel que soit l'état du transistor Q5.

Cette séquence ne peut commencer que si le courant de charge i_0 est positif. Si le courant de charge est négatif (cas d'une charge inductive), les diodes D1 et D3 sont conductrices et la charge retourne l'énergie emmagasinée à la source.

Deuxième séquence $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$

Pendant cette période, le transistor Q5 est bloqué; les deux sources sont donc branchées en parallèle. En plus du transistor Q1 qui était déjà conducteur, on commande à la fermeture le transistor Q3. La tension $0,5V_s$ est appliquée aux bornes de la charge. Le circuit de cette séquence est représenté sur la figure 1.9.

Troisième séquence $\theta_2 \leq \omega t \leq \pi - \theta_2$

Durant cette période on maintient toujours fermés les transistors Q1 et Q3. En plus pour obtenir une tension double, on amorce le transistor Q5, branchant ainsi en série les deux sources. Cela permet à la charge d'avoir à ses bornes la tension $v_0 = V_s$. Cette séquence est représentée sur la figure 1.10.

Quatrième séquence $\pi - \theta_2 \leq \omega t \leq \pi - \theta_1$

Pendant cette séquence les transistors Q1 et Q3 sont toujours maintenus conducteurs, mais on bloque Q5. La tension aux bornes de la charge est égale à $0,5V_s$. Le circuit de cette séquence de fonctionnement est semblable à celui de la figure 1.9.

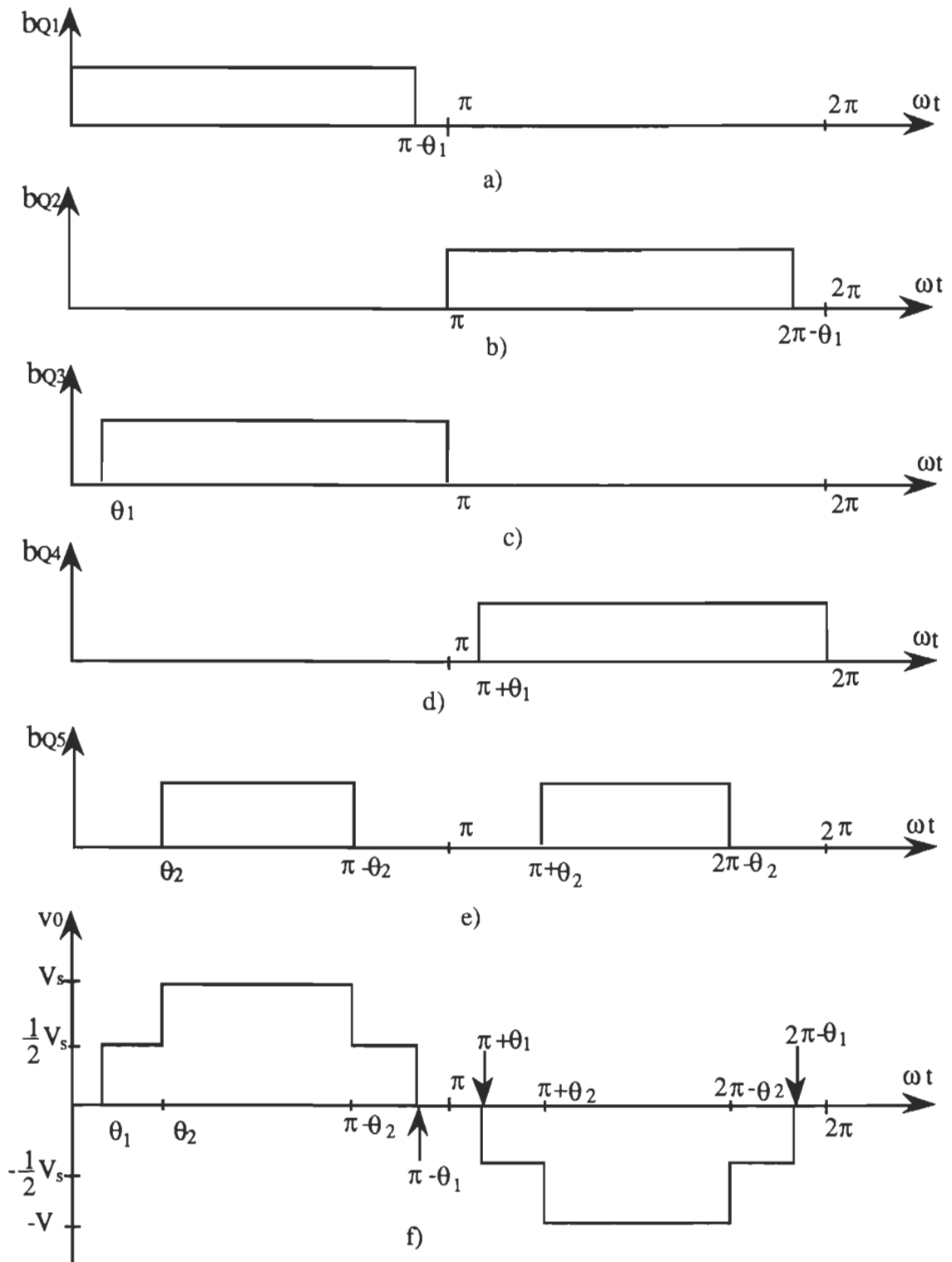


Figure 1.7 Signaux de commande des transistors et forme d'onde de la tension aux bornes de la charge (résistive) d'un convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie

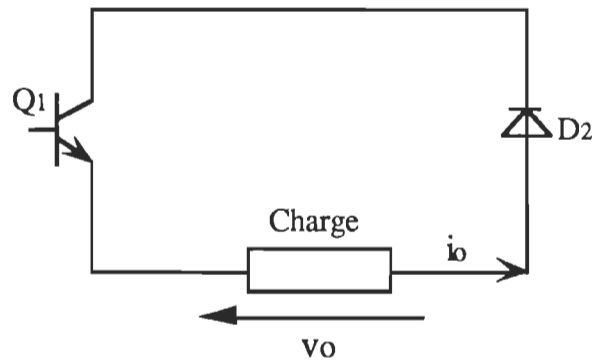


Figure 1.8 Première séquence de fonctionnement

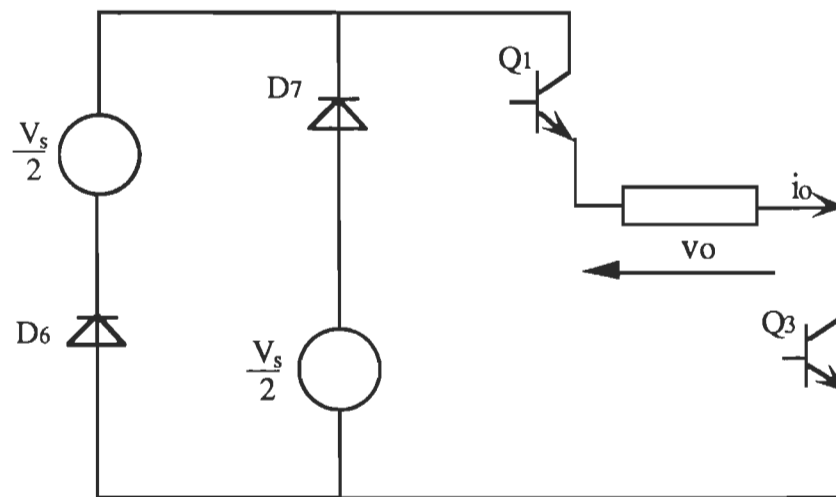


Figure 1.9 Deuxième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

Cinquième séquence $\pi - \theta_1 \leq \omega t \leq \pi$

On bloque le transistor Q1, la charge est débranchée de la source et le courant de charge circule à travers le transistor Q3 et la diode D4, tel que montré à la figure 1.11. La tension aux bornes de la charge est nulle.

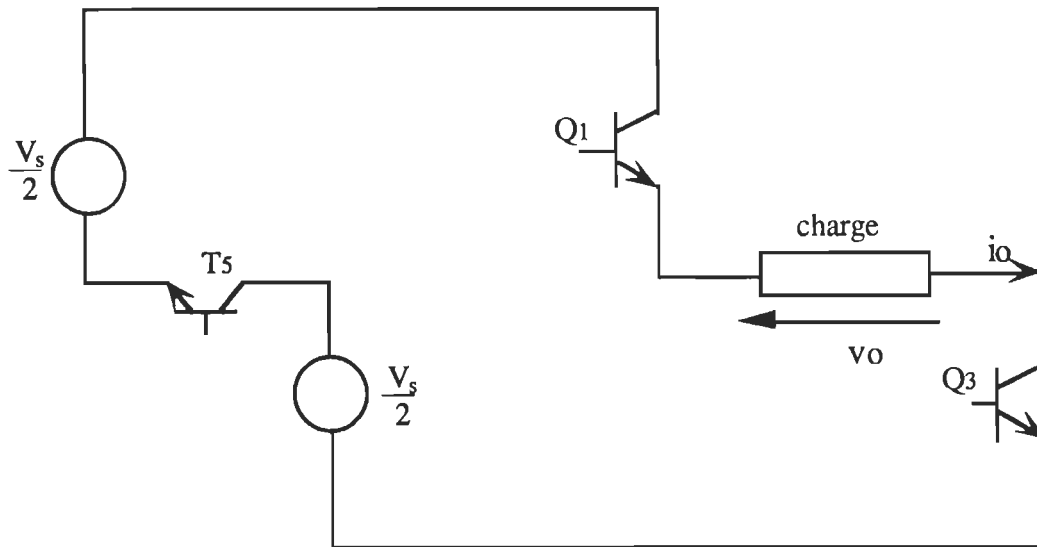


Figure 1.10 Troisième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

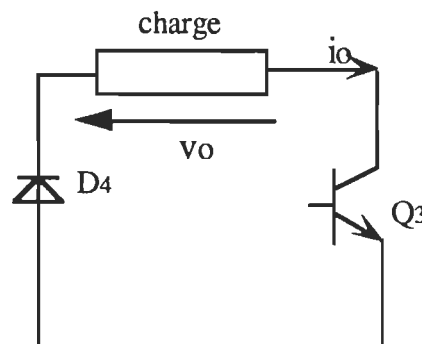


Figure 1.11 Cinquième séquence de fonctionnement

Sixième séquence $\pi \leq \omega t \leq \pi + \theta_1$

A partir de l'instant $\omega t = \pi$ on commande à la fermeture le transistor Q2. Si la charge est inductive, le transistor Q2 ne peut entrer en conduction que quand le courant de charge s'annule et s'inverse. La période de conduction de Q2 et D1 est alors précédée d'une période où les diodes D4 et D2 sont conductrices et la tension $-V_s$ est appliquée aux bornes de la charge (figure 1.12). Cela provoque l'apparition d'une tension négative ($-V_s$) aux bornes de la charge.

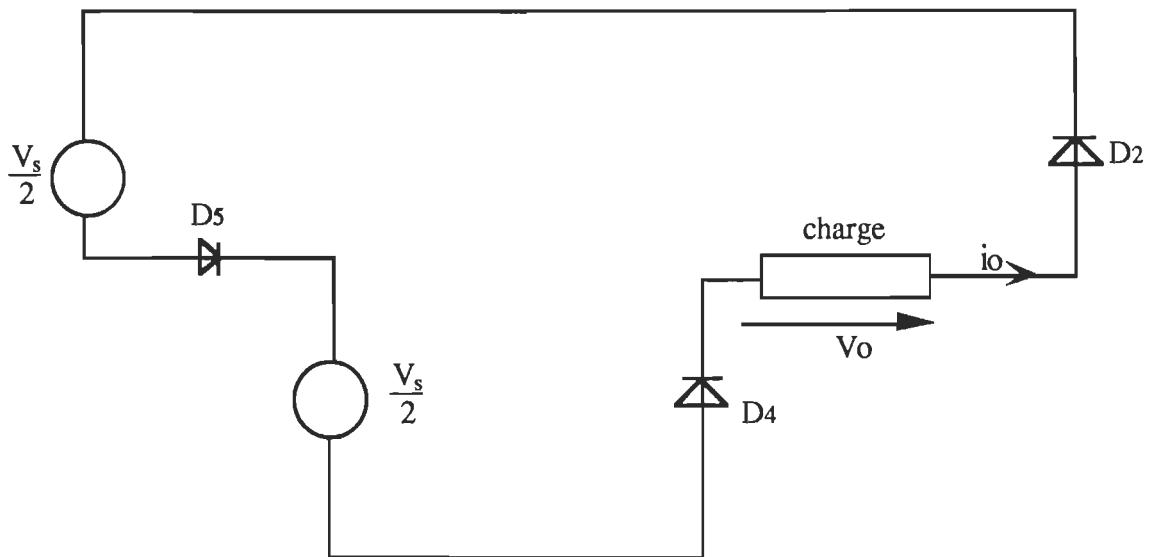


Figure 1.12 Sixième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

Septième séquence $\pi + \theta_1 \leq \omega t \leq \pi + \theta_2$

A partir de l'instant $\omega t = \pi + \theta_1$ on commande à la fermeture le transistor Q4. L'interrupteur Q5 étant bloqué, la tension $0,5V_s$ est appliquée aux bornes de la charge (figure 1.13).

Huitième séquence $\pi + \theta_2 \leq \omega t \leq 2\pi - \theta_2$

Pendant cette période on maintient fermés les transistors Q2 et Q4 et on ferme le transistor Q5. Les deux sources sont alors branchées en série et la charge voit la tension $-V_s$ à ses bornes (figure 1.14)

Neuvième séquence $2\pi - \theta_2 \leq \omega t \leq 2\pi - \theta_1$

Pendant cette période on maintient fermés les transistors Q2 et Q4 et on bloque le transistor Q5. La tension aux bornes de la charge est égale à $0,5V_s$ et le circuit est semblable à celui de la figure 1.13.

Dixième séquence $2\pi - \theta_1 \leq \omega t \leq 2\pi$

A l'instant $2\pi - \theta_1$, on bloque le transistor Q2, le courant de charge passe alors par le transistor Q4 et la diode D3. Dans le cas d'une charge fortement inductive, la conduction simultanée de Q4 et D3 est succédée par la conduction des diodes D1 et D3 (figure 1.15), et la tension $+V_s$ est appliquée aux bornes de la charge.

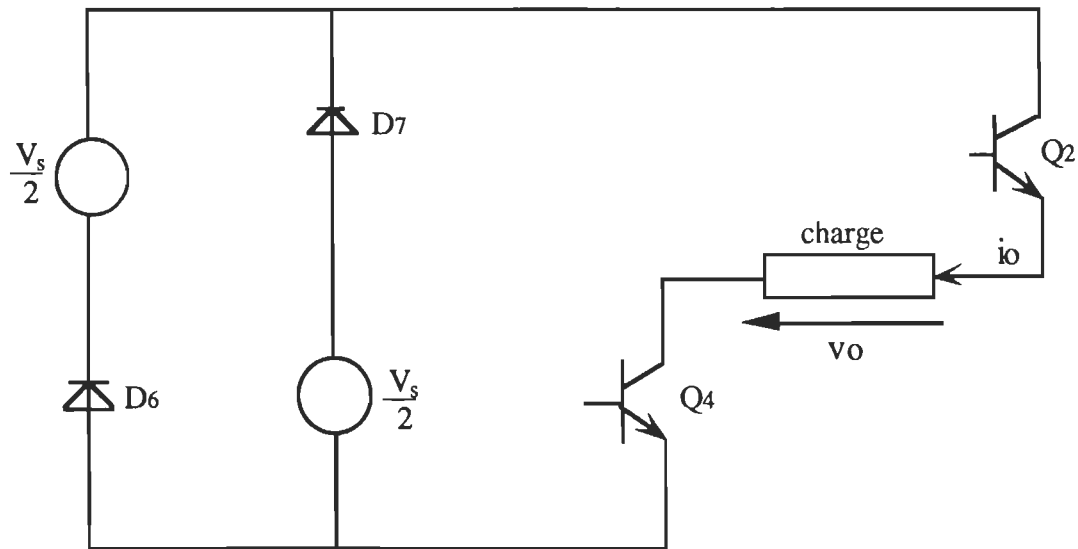


Figure 1.13 Septième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

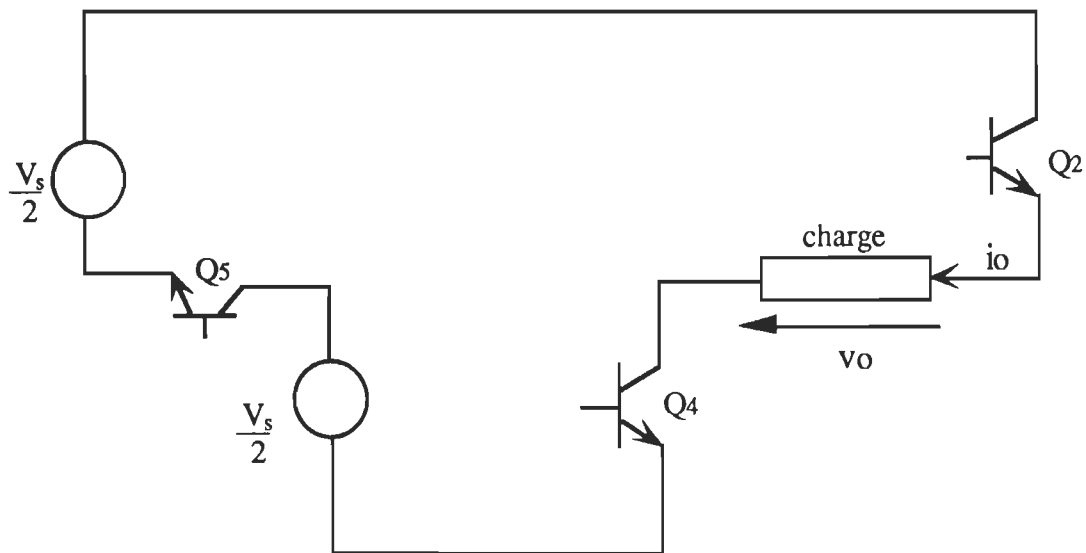


Figure 1.14 Huitième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

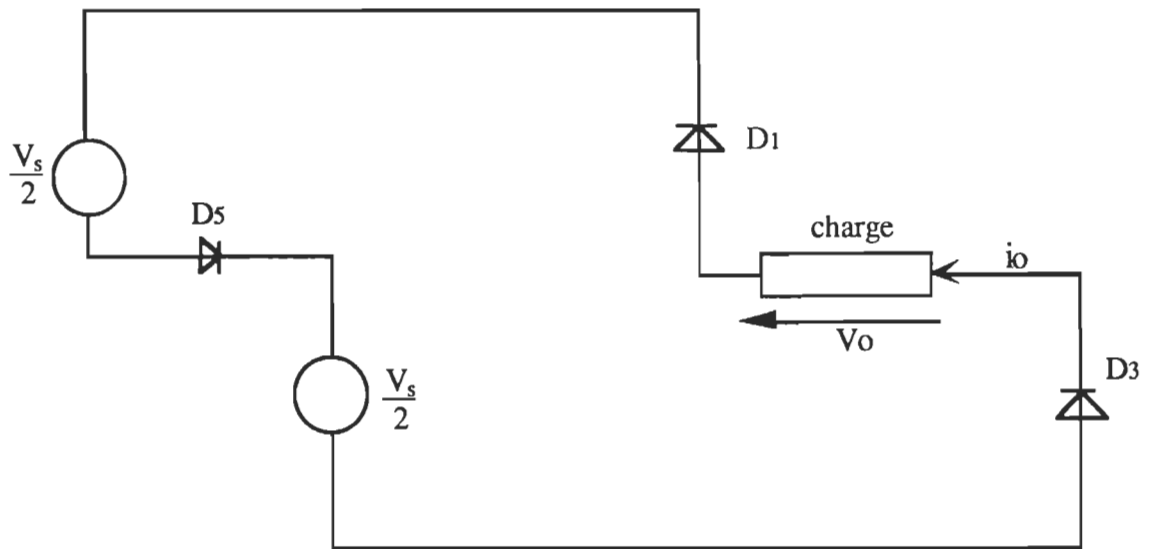


Figure 1.15 Dixième séquence de fonctionnement du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

1.5.3 Taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension de sortie à cinq niveaux

L'expression sous forme de série de Fourier de la tension de sortie montrée sur la figure 1.7f s'écrit [2]:

$$v_0(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (V_1 \cos n\theta_1 + V_2 \cos n\theta_2) \sin \left(\frac{n\omega t}{n} \right) \quad (1.16)$$

La valeur efficace du fondamental est:

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_s (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \quad (1.17)$$

La valeur efficace de la tension de sortie

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{1}{4} V_s^2 d\omega t + \frac{2}{\pi} \int_{\theta_2}^{\pi} V_s^2 d\omega t}$$

$$V_0 = \sqrt{\frac{2 V_s^2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0,75\theta_2 - 0,25\theta_1 \right)} \quad (1.18)$$

Connaissant les valeurs efficaces de la tension de sortie V_0 et du fondamental V_1 , on peut déterminer le taux de distorsion totale d'harmoniques TDTH

$$\text{TDTH} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2}{V_1^2}} = \sqrt{\frac{V_0^2 - V_1^2}{V_1^2}} = \sqrt{\frac{V_0^2}{V_1^2} - 1} \quad (1.19)$$

$$\text{TDTH} = \sqrt{\frac{\pi \left(\frac{\pi}{2} - 0,75\theta_2 - 0,25\theta_1 \right)}{(\cos \theta_1 + \cos \theta_2)^2} - 1} \quad (1.20)$$

La valeur minimale du taux de distorsion totale d'harmoniques est obtenue pour des valeurs optimales de θ_1 et θ_2 . Ces valeurs sont calculées en minimisant le terme V_0^2 / V_1^2 de l'expression (1.19). La minimisation consiste à résoudre l'équation non linéaire $d(V_0^2 / V_1^2) / d\theta$ en tenant compte des conditions [2] suivantes:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{3} - \theta_2 \text{ et } \frac{\pi}{6} \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{3} \quad (1.21)$$

La résolution de cette équation se fait par des méthodes numériques. Nous l'avons résolue en utilisant le logiciel MATLAB.

Les valeurs trouvées de θ_1 et θ_2 sont respectivement 15° et 45° .

Le taux de distorsion totale d'harmoniques est donc:

$$\text{TDTH} = \sqrt{\frac{\pi \left(\frac{\pi}{2} - 0,75 \times 0,785398 - 0,25 \times 0,261799 \right)}{(\cos 15^\circ + \cos 45^\circ)^2} - 1} = 0,168633$$

$$\text{TDTH, \%} = 16,8633 \%$$

1.6 CONVERTISSEUR À SIX NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

1.6.1 Principe d'obtention des six niveaux de sortie

La structure de convertisseur étudié au paragraphe 1.5 ne permet pas l'utilisation de deux sources de valeurs différentes, car pendant une même période de fonctionnement, celles-ci sont non seulement branchées en série, mais aussi en parallèle. Les périodes de branchement en parallèle correspondent aux deuxième, quatrième, septième et neuvième séquences de fonctionnement (paragraphe 1.5.2). Dans ce cas la réduction du taux de distorsion totale d'harmoniques nécessite la résolution d'équations non linéaires pour déterminer les angles correspondant aux instants de branchement en série ou en parallèle. Avec l'utilisation de sources de valeurs différentes, cette tâche devient moins ardue, les tensions pouvant être choisies telles que leurs valeurs soient proportionnelles aux valeurs du sinus des angles correspondant aux instants de passage d'un niveau à un autre.

La topologie de convertisseur représentée sur la figure 1.16 permet d'obtenir six niveaux de tension de sortie avec des valeurs des tensions V_1 - V_6 pouvant être différentes. Cette topologie élimine les séquences de branchement en parallèle. Les convertisseurs [6] de ce type sont de plus en plus utilisés pour l'obtention de tension de sortie ayant un taux de distorsion d'harmoniques réduit.

La durée de fermeture ou d'ouverture des transistors Q_1 - Q_6 dépend de la forme d'onde de tension de sortie que nous voulons réaliser. La figure 1.17 montre les durées des impulsions de commande des transistors et la forme d'onde de la tension de sortie à six niveaux pour une charge résistive. Chaque gradin (niveau) de tension a une durée égale à 30° sur un quart de période.

Nous déterminons les valeurs des tensions V_1 - V_6 , telles qu'elles soient proportionnelles aux valeurs du sinus des angles correspondant aux instants de commutation (donc V_1 est proportionnelle à $\sin 30^\circ$, (V_1+V_2) à $\sin 60^\circ$, $(V_1+V_2+V_3)$ à $\sin 90^\circ$).

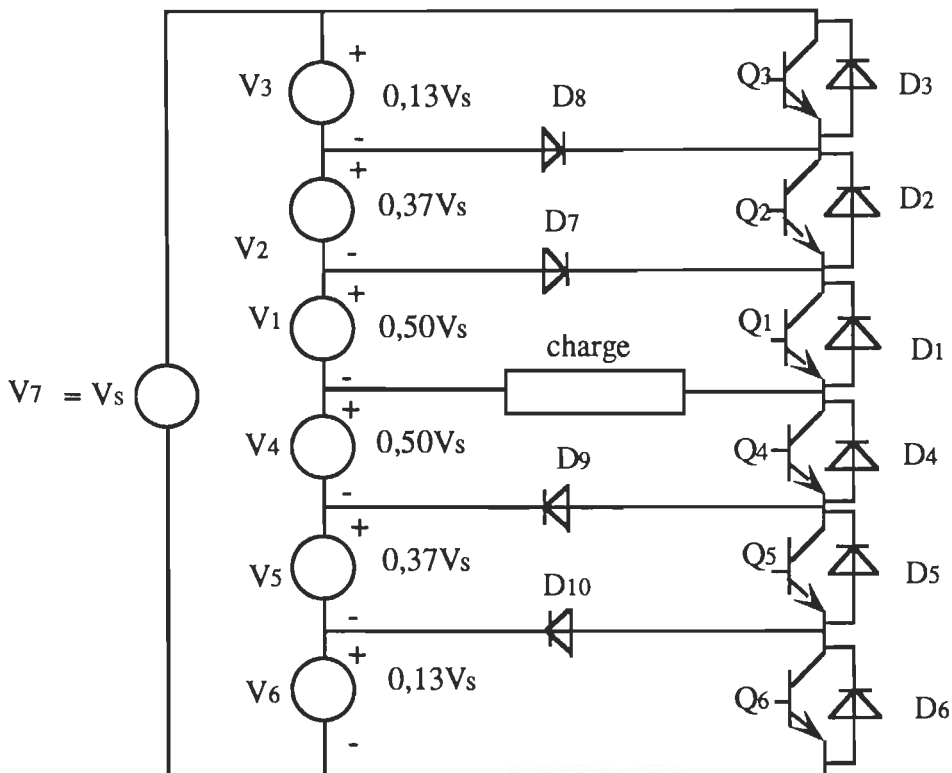


Figure 1.16 Topologie de convertisseur cc-ca à six niveaux de sortie

Sur la figure 1.17 le premier gradin (niveau) de la tension de sortie est obtenu par la fermeture du transistor Q_1 , la tension V_1 (représentant 50% de la tension totale des sources) est appliquée aux bornes de la charge. A l'instant $\omega t = 30^\circ$, les transistors Q_1 et Q_2 sont fermés, la tension appliquée aux bornes de la charge ($V_1 + V_2$), correspondant à 87% de la somme des tensions des sources. A partir de l'instant $\omega t = 60^\circ$, le transistor Q_3 est fermé en plus des transistors Q_1 et Q_2 , et la tension appliquée aux bornes de la charge est égale à la somme des tensions V_1 , V_2 et V_3 . De la même manière, on commande les transistors Q_4 , Q_5 et Q_6 pour obtenir l'alternance négative de la tension de sortie.

Remarquons que les sources de tension peuvent être remplacées par des condensateurs de type électrolytique et de valeurs convenablement choisies.

1.6.2 Taux de distorsion d'harmoniques de la tension de sortie à six niveaux

Calculons à partir de l'analyse faite au paragraphe précédent, c'est à dire en prenant:

$$\theta_1 = 0, \theta_2 = 30^\circ, \theta_3 = 60^\circ, V_1 = 0,5V_s, V_2 = 0,866V_s, V_3 = V_s$$

la valeur efficace de la tension de sortie à six niveaux est:

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\int_{\theta_1}^{\theta_2} V_1^2 d\omega t + \int_{\theta_2}^{\theta_3} V_2^2 d\omega t + \int_{\theta_3}^{\frac{\pi}{2}} V_3^2 d\omega t \right)} \quad (1.22)$$

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{6}} V_1^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} V_2^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} V_3^2 d\omega t \right)}$$

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s = 0,8165V_s$$

La valeur efficace du fondamental est:

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s (0,5\cos \theta_1 + 0,37\cos \theta_2 + 0,13\cos \theta_3) \quad (1.23)$$

$$V_1 = 0,7971 V_s$$

$$TDTH = \sqrt{\frac{V_0^2}{V_1^2} - 1} = \sqrt{\frac{0,8165^2}{0,7971^2} - 1} = 0,221945$$

$$TDTH, \% = 22,1945 \%$$

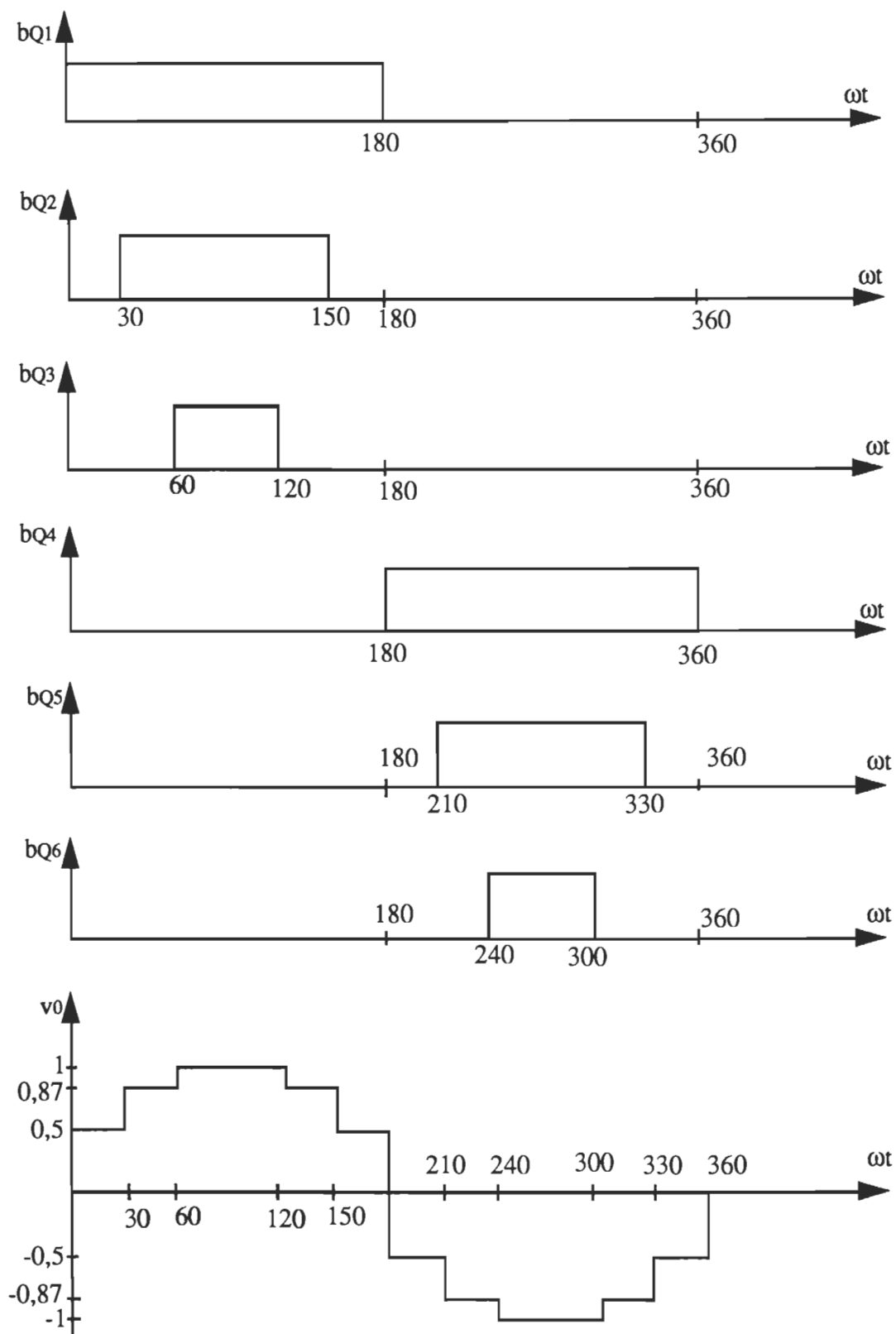


Figure 1.17 Signaux de commande des transistors et forme d'onde de la tension de sortie à six niveaux

Comme nous le remarquons, avec les valeurs choisies des angles et des niveaux de tension, la valeur efficace de la tension de sortie est plus élevée, mais le taux de distorsion d'harmoniques augmente par rapport à la tension à cinq niveaux. Pour obtenir un résultat plus satisfaisant, c'est à dire un taux de distorsion totale plus bas, on peut choisir les niveaux de tension tels que [2]:

$$V_k = 2V_1 \cos(k-1)\theta \quad (1.24)$$

$$\text{avec } \theta = \frac{\pi}{6} = 30^\circ, k \geq 2$$

Sachant que $V_1 + V_2 + V_3 = V_s$,

$$\text{on a } V_1 = V_3 = 0,268V_s \text{ et } V_2 = 0,464V_s$$

Dans ce cas les valeurs efficaces de la tension de sortie et du fondamental sont calculées respectivement par les expressions:

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{6}} 0,268^2 V_s^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} 0,732^2 V_s^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} V_s^2 d\omega t \right)}$$

$$V_0 = 0,7320V_s$$

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s (0,268\cos 0^\circ + 0,464\cos 30^\circ + 0,268\cos 60^\circ)$$

$$V_1 = 0,7237 V_s$$

$$\text{TDTH} = \sqrt{\frac{V_0^2}{V_1^2} - 1} = \sqrt{\frac{0,7320^2}{0,7237^2} - 1} = 0,151885$$

$$\text{TDTH, \%} = 15,1885 \%$$

1.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons effectué une étude analytique de différentes structures de convertisseurs cc-ca.

La structure classique avec une commande simultanée des interrupteurs K1 (K2) et K3 (K4) permet d'obtenir une tension de sortie ayant seulement deux niveaux. La forme d'onde de cette tension contient non seulement toutes les harmoniques de rangs faibles, mais a aussi un taux de distorsion totale d'harmoniques assez élevé (48,3595%); donc les filtres de sortie d'une telle structure seraient de grandes dimensions.

La commande décalée des interrupteurs K1 (K2) et K3 (K4) peut permettre non seulement d'éliminer un harmonique précis, mais de diminuer le taux de distorsion totale. En prenant comme instant de commutation $\theta = 30^\circ$, on parvient à éliminer l'harmonique de rang 3, tout en réduisant le taux de distorsion totale d'harmoniques à 31,0840%.

Une commande plus compliquée, la modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions permet d'éliminer en même temps plusieurs harmoniques de rangs faibles, ainsi que les harmoniques multiples du nombre d'impulsions de tension par alternance p. Cela entraîne une augmentation considérable des harmoniques restants. Avec $p=3$, nous obtenons un taux de distorsion totale d'harmoniques de la tension égal à 43,8648%.

Une autre méthode de modulation de largeur d'impulsions consistant à éliminer des harmoniques précis (3, 5 et 7) a été étudiée. Elle permet d'éliminer les trois premiers harmoniques de rangs faibles. Les harmoniques restants augmentent comme dans le cas précédent; néanmoins les filtres de sortie seront de dimensions plus petites malgré le taux de distorsion totale élevé (44,3798%), car ils doivent minimiser des harmoniques de rangs élevés.

Le convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie présente l'avantage de fournir une onde de sortie ayant un taux de distorsion beaucoup plus faible que celui des

structures précédentes (16,8633%), mais le bon fonctionnement de ce convertisseur exige des sources de même valeur.

Quant au convertisseur à six niveaux de tension de sortie, avec un choix approprié des valeurs des tensions des différentes sources, on peut diminuer le taux de distorsion totale d'harmoniques. Ainsi avec $V_1=V_3=V_4=V_6=0,268V_s$ et $V_2=V_5=0,464V_s$, on obtient un taux de distorsion égal à 15,1885%.

Cette étude a été faite en supposant que la charge soit résistive. Sur charge inductive, les tensions de sortie subissent des déformations, cela augmente leur taux de distorsion d'harmoniques, mais le courant prend une forme plus sinusoïdale. Les résultats de simulation confirment ces conclusions et seront détaillés au chapitre suivant.

Tableau 1.1

Tableau comparatif des résultats de l'étude analytique des différentes structures de convertisseurs cc-ca

	Convertisseur à deux niveaux de tension de sortie $\delta=180^\circ (\theta = 0)$	Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie $\delta=120^\circ (\theta=30^\circ)$	Convertisseur à modulation sinusoïdale $p = 3$	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie avec $\theta_1 = 15^\circ$ et $\theta_2 = 45^\circ$	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie avec $\theta_1=0$, $\theta_2=30^\circ$, $\theta_3=60^\circ$ $V_1=V_3=10,72V_s$ $V_2 = 18,56V_s$
Valeur efficace de la tension de sortie V_o	V_s	$0,8165 V_s$	$0,7723 V_s$	$0,8052 V_s$	$0,7637 V_s$	$0,7320V_s$
Valeur efficace du fondamental	$V_1 = 0,9V_s$	$V_1 = 0,779V_s$	$V_1 = 0,707V_s$	$V_1 = 0,741V_s$	$V_1 = 0,7531V_s$	$0,7237V_s$
Valeurs efficaces des harmoniques dominants	$V_3 = 0,3 V_s$ $V_5 = 0,18V_s$ $V_7 = 0,128V_s$ $V_9 = 0,1V_s$	$V_5 = 0,155V_s$ $V_7 = 0,111V_s$ $V_{11} = 0,07V_s$ $V_{13} = 0,05V_s$	$V_5 = 0,152V_s$ $V_7 = 0,135V_s$ $V_9 = 0,091V_s$ $V_{11} = 0,086V_s$	$V_9 = 0,137V_s$ $V_{11} = 0,14V_s$ $V_{13} = 0,05V_s$ $V_{15} = 0,16V_s$	$V_5 = 0,040V_s$ $V_7 = 0,028V_s$ $V_{11} = 0,06V_s$ $V_{13} = 0,05V_s$	$V_{11} = 0,0658V_s$ $V_{13} = 0,0556V_s$ $V_{23} = 0,0314V_s$ $V_{25} = 0,0289V_s$
Taux de distorsion totale, %	48,3595	31,0840	43,8648	44,3798	16,8633	15,1885

CHAPITRE 2

ÉTUDE PAR SIMULATION DES STRUCTURES DE CONVERTISSEURS CC-CA

L'étude par simulation des diverses structures de convertisseurs cc-ca a été effectuée à l'aide du logiciel de simulation ATOSEC5 (Analyse Topologique des Systèmes Electrotechniques en Commutation). ATOSEC5 est un outil de simulation permettant d'analyser les convertisseurs d'électronique de puissance. Il contient des modèles de semi-conducteurs (diodes, thyristors, GTO, transistors bipolaires, MOSFET) tel que montré à la figure 2.1 [7], et d'autres éléments couramment utilisés dans les circuits linéaires (sources de tension, sources de courant, résistances, capacités inductances mutuelles etc...).

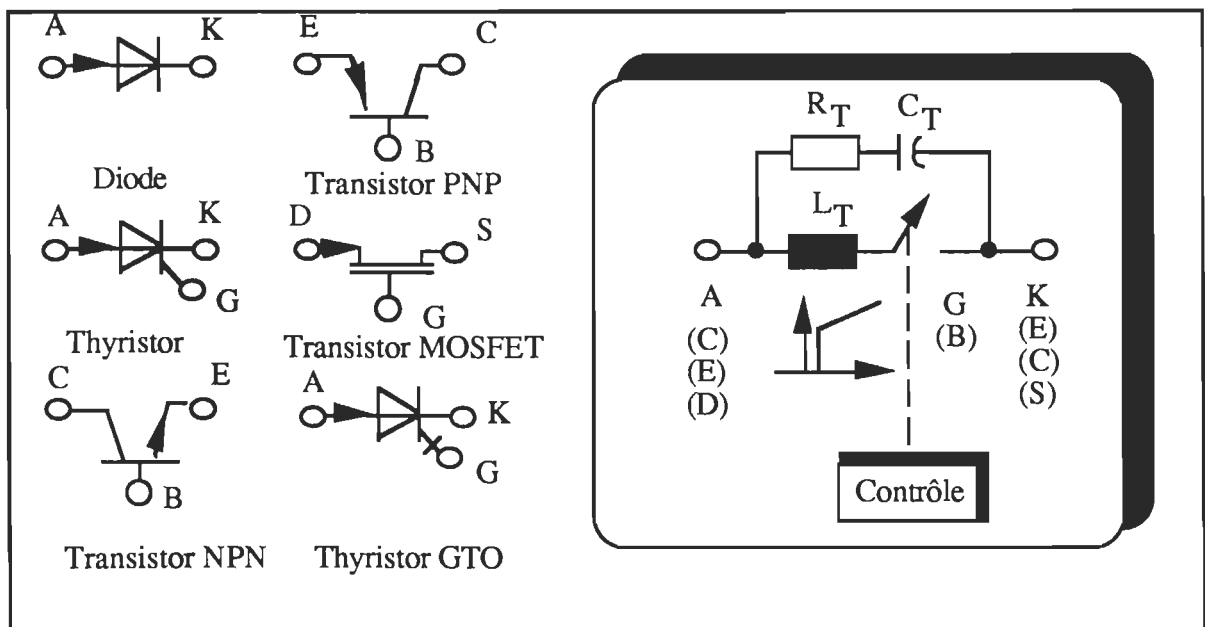


Figure 2.1 Éléments semi-conducteurs et leur représentation dans ATOSEC5

L'étude complète d'un circuit à l'aide Atosec5 peut se faire en trois étapes:

1- Préparation des données

Cette étape consiste à créer un fichier graphique *.cir. On utilise le module ATOSECG, qui permet de dessiner à l'écran le circuit étudié. A chaque élément du circuit sont octroyées automatiquement les valeurs par défaut des paramètres qui le caractérisent. Ces valeurs doivent être modifiées si nécessaire. Il en est de même pour certaines valeurs des paramètres de contrôle (temps initial et final de simulation, pas de calcul, tension de synchronisation etc..). Il est important d'identifier certaines variables dans le menu "graphics". Celles-ci seront visualisées à l'écran au cours du processus de simulation.

2- Processus de simulation

La création d'un fichier *.cir crée automatiquement un fichier *.dat, où toutes les informations (valeurs des paramètres, énumération des nœuds, conditions initiales, nombre de semi-conducteurs etc...) sont données. Le module ATO5SIM sert à effectuer à partir du fichier *.dat le processus de simulation. On visualise à l'écran les variables identifiées dans le menu "graphics", et les résultats sont stockés à des intervalles de temps réguliers (paramètre 7) . Le processus de simulation peut être interrompu à n'importe quel moment.

3- Analyse des résultats de la simulation

Les résultats de la simulation sont stockés sous forme d'un fichier *.TP4. Ce fichier est exécutable à l'aide du module de post-traitement "ATO5PPM". On peut ainsi tracer, calculer ou faire l'analyse harmonique de n'importe quelle variable d'état ou combinaison de variables d'état dans l'intervalle de temps de simulation.

2.1 CONVERTISSEUR À DEUX NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

La figure 2.2 représente le circuit de simulation à l'aide de ATOSEC5 du convertisseur (fichier de données en annexe A). Les deux niveaux de tension sont obtenus

en effectuant une commande simultanée à la fermeture des transistors Q1 et Q3 pendant la première demie période et des transistors Q2 et Q4 pendant la deuxième demie période.

Les valeurs des paramètres du circuit de simulation sont:

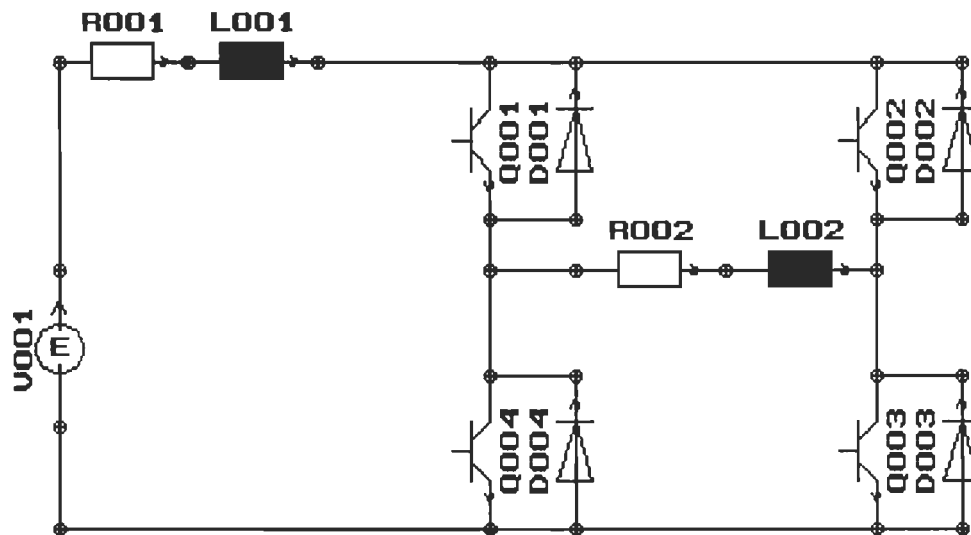
V001= 40 volts

R001= 0,001 Ω

R002= 10 Ω

L001= 10 μH

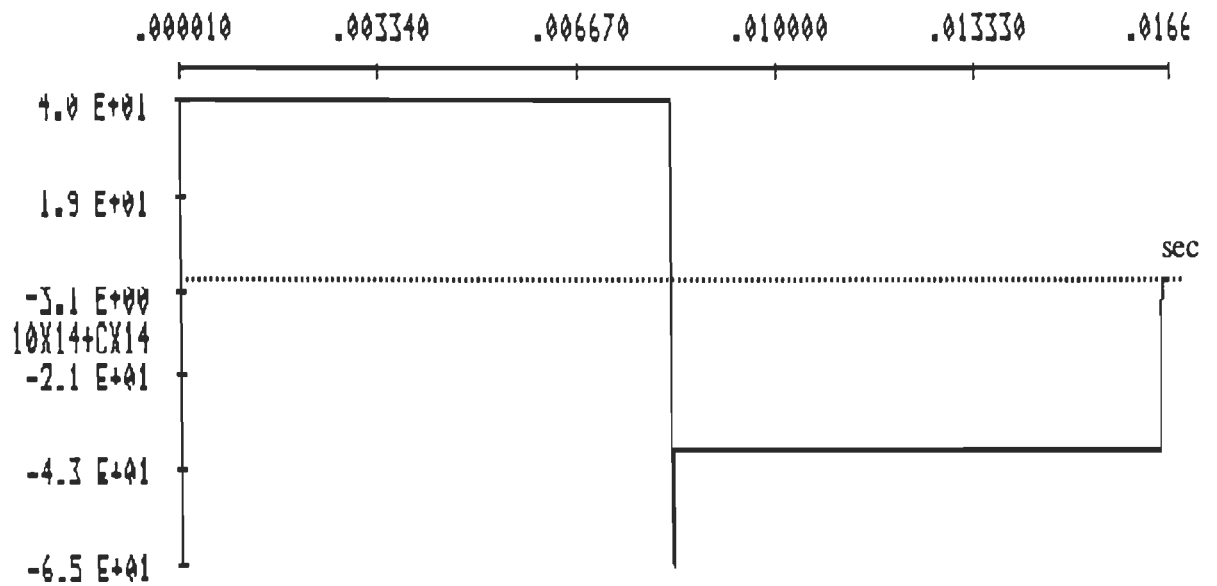
Les valeurs de l'inductance de charge L002 sont respectivement 10 μH pour la charge résistive et 10mH pour la charge inductive. La simulation est effectuée pour une fréquence 60Hz des grandeurs de sortie.



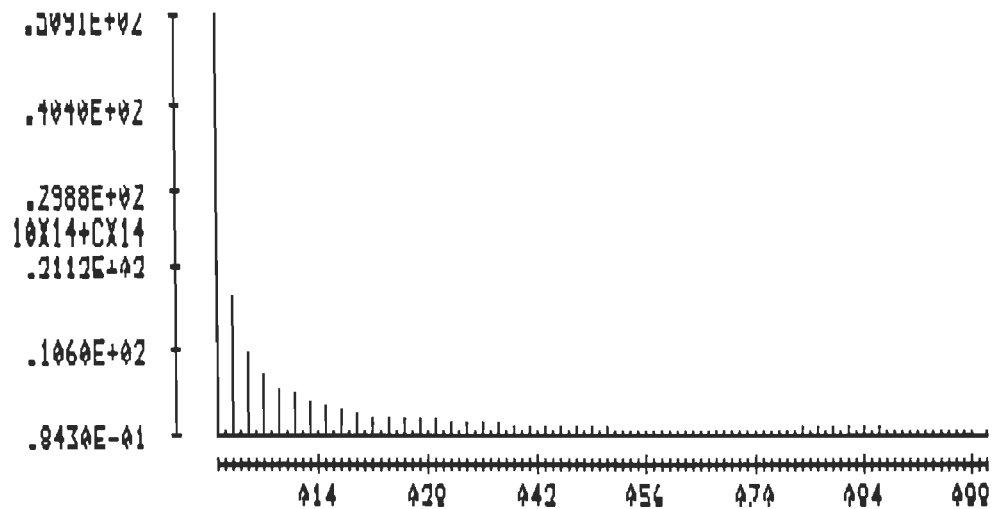
—Figure 2.2 Circuit de simulation du convertisseur cc-ca en pont monophasé—

Les formes d'onde et spectres des harmoniques de la tension de sortie sur charges résistive et inductive sont montées respectivement sur les figures 2.3 et 2.4. Les valeurs des harmoniques dominants, leur rapport à la tension d'entrée et le taux de distorsion totale de la tension de sortie à deux niveaux sont donnés dans le tableau 2.1.

Avec une charge résistive-inductive, la forme d'onde de la tension de sortie reste la même (figure 2.3a), par contre l'allure du courant change (figure 2.4a) et le taux de distorsion d'harmoniques du courant baisse (tableau 2.2).

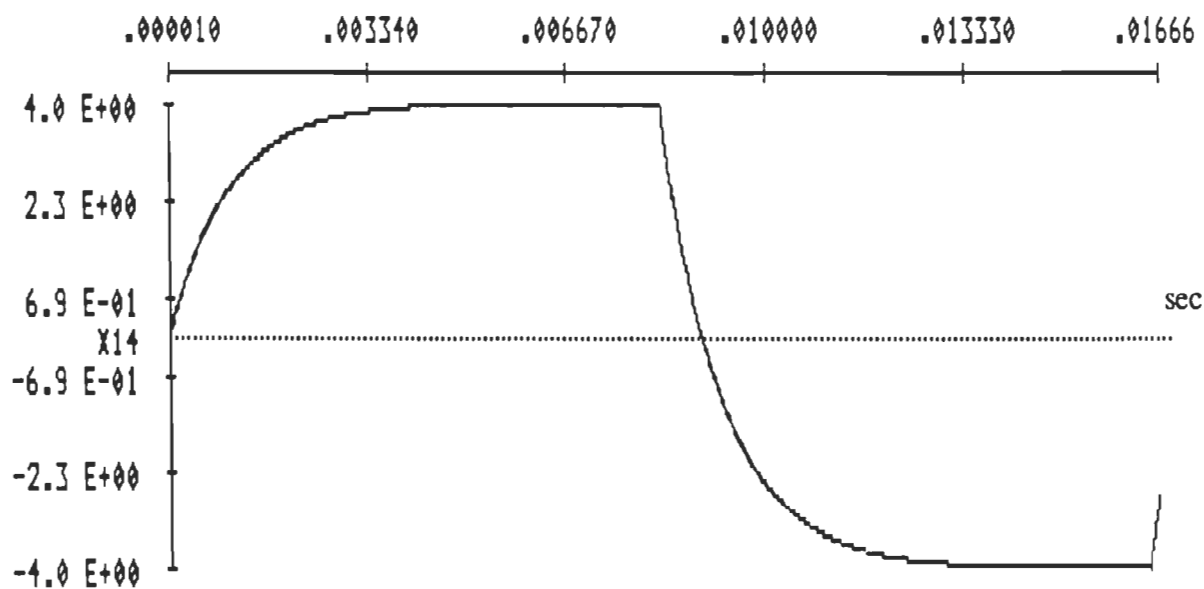


a) Forme d'onde de la tension de sortie

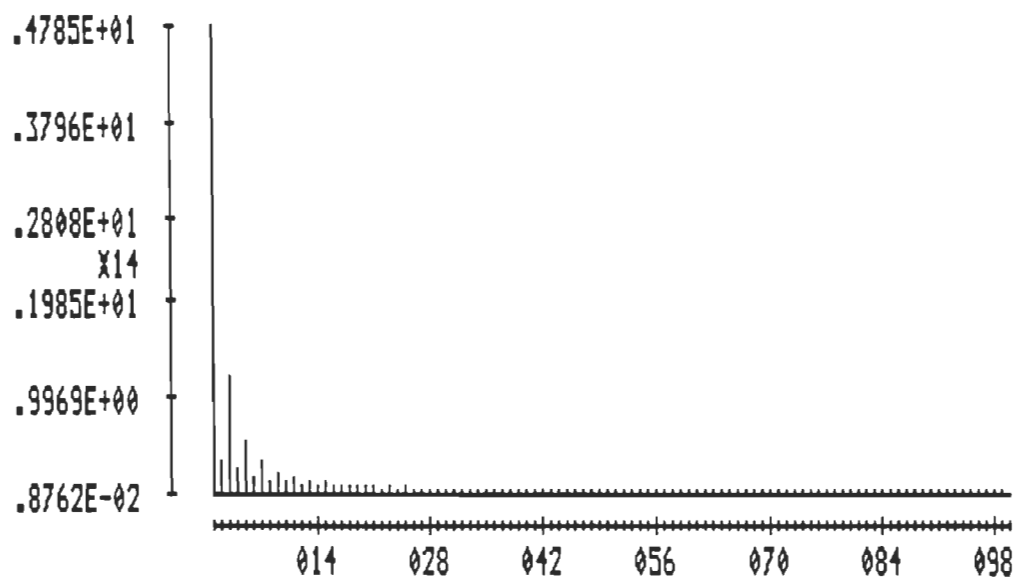


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie à deux niveaux

Figure 2.3 Convertisseur à deux niveaux de tension de sortie
(charge résistive)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 2.4 Convertisseur à deux niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive)

Tableau 2.1
Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion totale de la tension de sortie du convertisseur à deux niveaux

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{001}}$
3	11,9810	0,2995
5	7,1655	0,1791
7	5,0934	0,1273
9	3,9359	0,0984
Valeur efficace de la tension de sortie, V		39,7548
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		46,8394

Tableau 2.2
Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes de la charge du convertisseur à deux niveaux de sortie

	Charge résistive	Charge résistive-inductive
Valeur efficace du courant de charge, A	3,9755	3,5409
TDTH (courant de charge), %	46,8419	30,5812
Valeur efficace de la tension aux bornes de la charge, V	39,7548	39,8720
TDTH (tension charge), %	46,7548	47,6368
TDTH (tension charge), % (théorique)	48,3595	

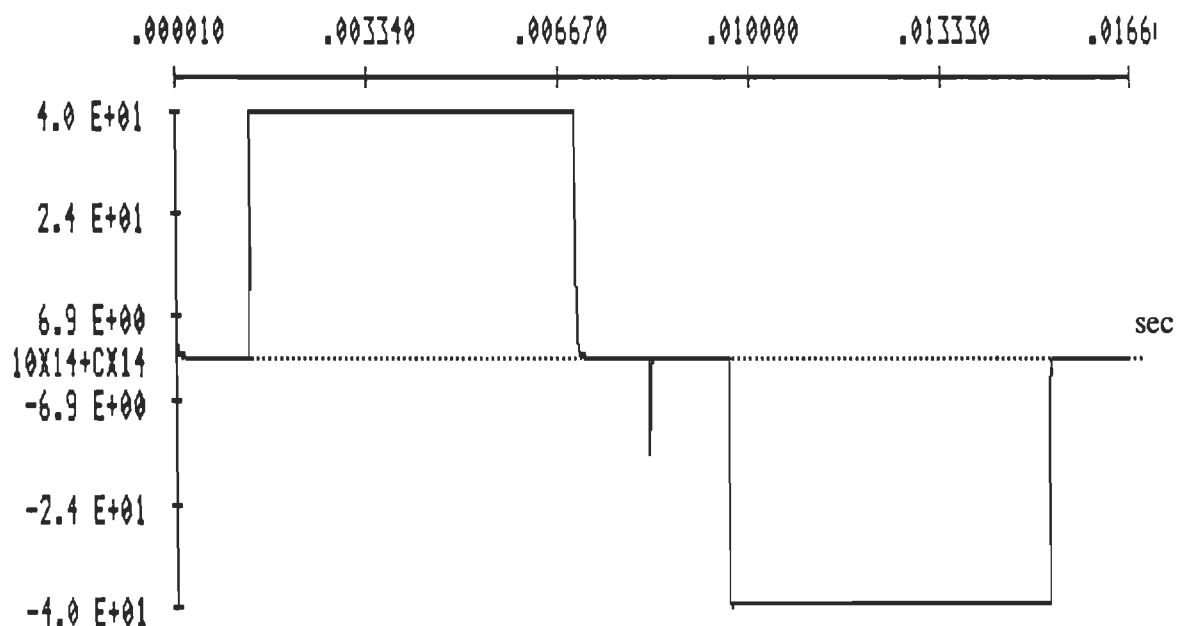
2.2 CONVERTISSEUR À TROIS NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

Comme mentionné dans l'étude analytique, pour obtenir trois niveaux de sortie, il faut effectuer une commande décalée des transistors Q1 (Q2) et Q3 (Q4). Le circuit de simulation reste le même que celui de la figure 2.2. La commande décalée des interrupteurs est obtenue par une modification de la phase des tensions de synchronisation des transistors appropriés, ainsi que la durée des impulsions d'attaque de base. Le fichier de données correspondant à ce cas est montré en annexe B. La forme d'onde de la tension de sortie et spectre des amplitudes des harmoniques obtenus par simulation pour l'angle de commutation $\theta = 30^\circ$ (charge résistive) sont montrés sur les figures 2.5 a et b.

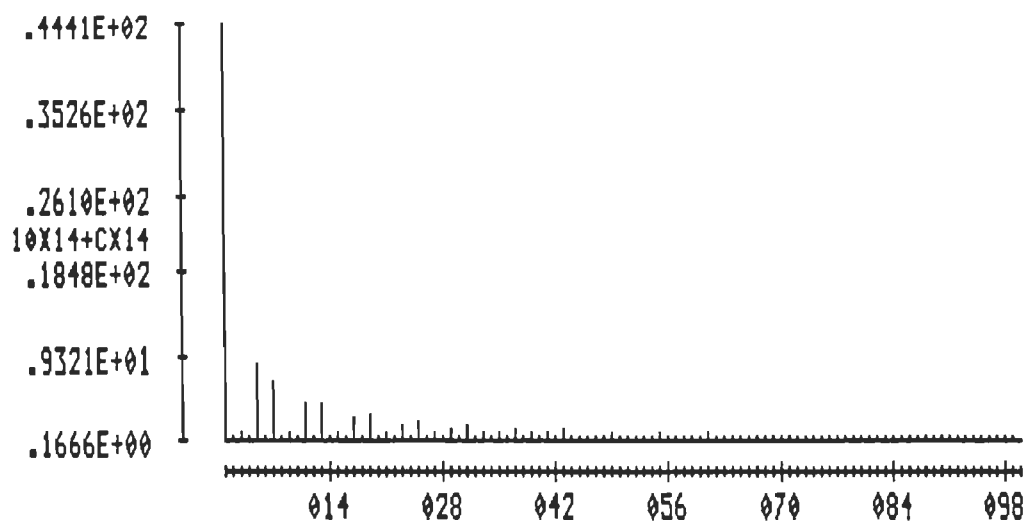
Dans le cas de la charge inductive, il apparaît des intervalles où les transistors Q1 (début de l'alternance négative) et Q2 (début de l'alternance positive) reçoivent l'impulsion de fermeture alors que le courant circule dans le sens inverse de conduction du transistor (figure 2.6a). Le transistor ne pouvant conduire, c'est la diode anti-parallèle (D1 ou D2) qui conduit avec la diode D3 ou D4, appliquant ainsi la tension de la source aux bornes de la charge. Cette période dure jusqu'à ce que le courant de charge s'annule et s'inverse.

Le tableau 2.3 montre les valeurs efficaces des harmoniques dominants et leur rapport à la tension de source.

Les résultats des études sur charges résistive et inductive sont donnés dans le tableau 2.4



a) Forme d'onde de la tension de sortie à trois niveaux



b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie à trois niveaux

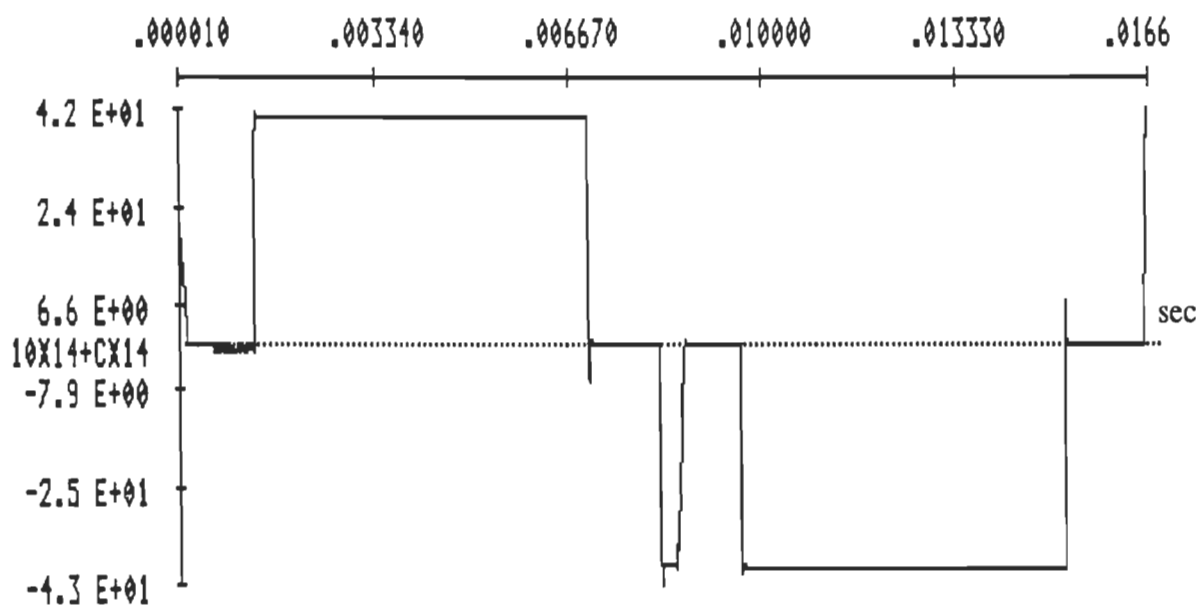
Figure 2.5 Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie
(charge résistive)

Tableau 2.3
Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion
de la tension de sortie à trois niveaux (charge résistive)

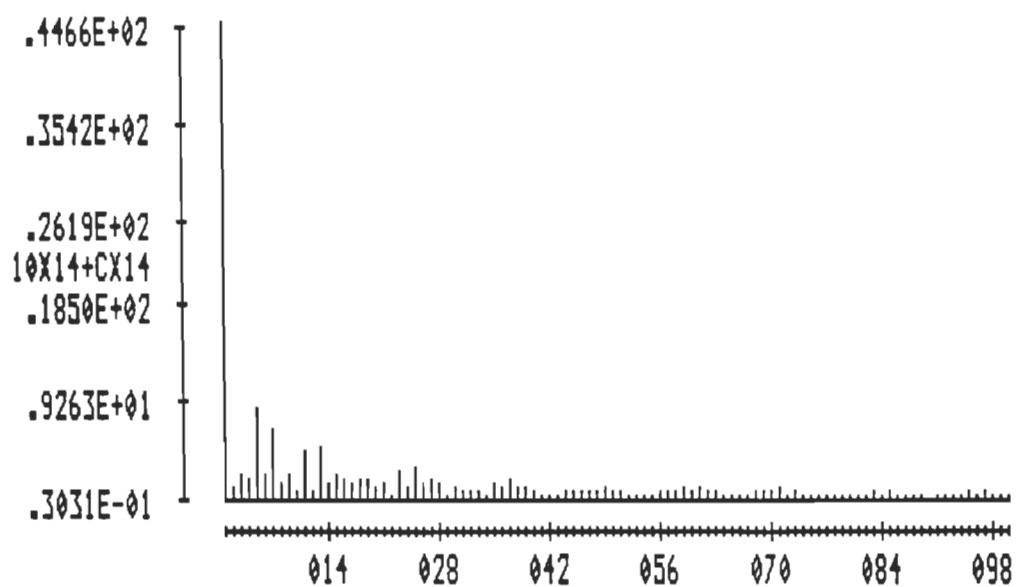
Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{001}}$
5	5,9879	0,1497
7	4,6441	0,1161
11	2,5648	0,0641
13	2,5626	0,0640
Valeur efficace de la tension de sortie, V		32,7945
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		30,0695

Tableau 2.4
Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes
de la charge du convertisseur à trois niveaux

	Charge résistive	Charge résistive-inductive
Valeur efficace du courant de charge, A	3,2794	2,9975
TDTH (courant de charge), %	30,0586	14,4373
Valeur efficace de la tension aux bornes de la charge, V	32,7945	33,6765
TDTH (tension charge), %	30,0695	35,9248
TDTH théorique (tension charge), %	31,0840	

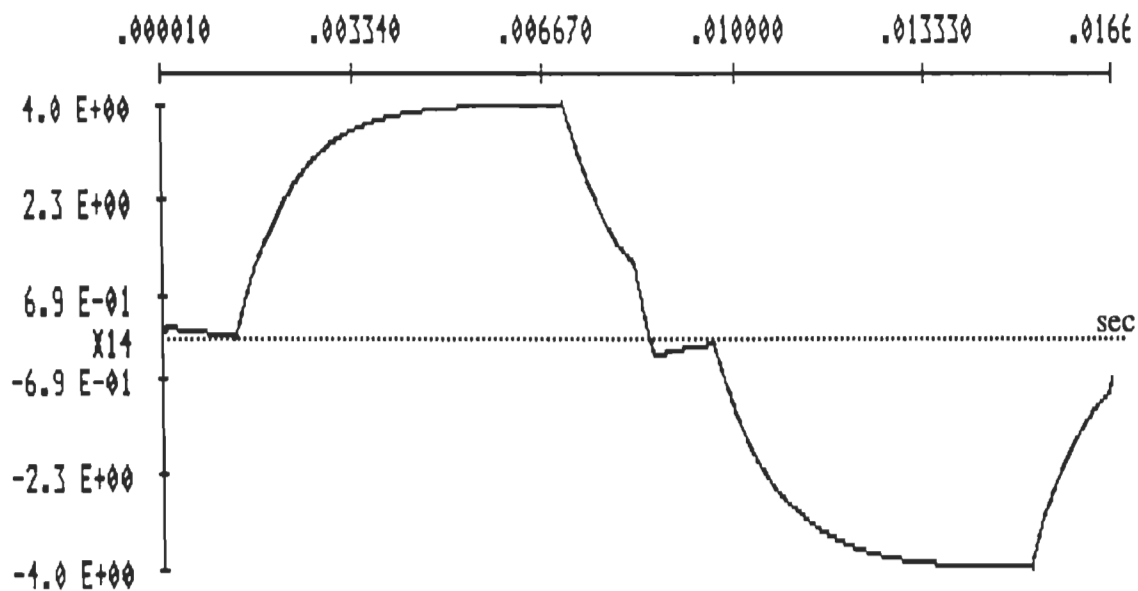


a) Forme d'onde de la tension de sortie

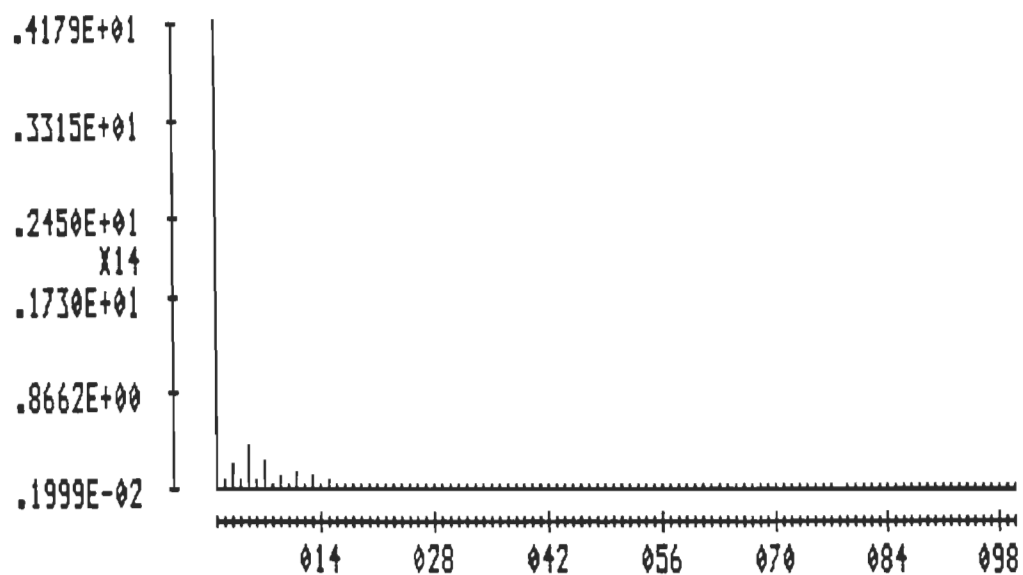


b) Spectre des harmoniques de tension de sortie

Figure 2.6 Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

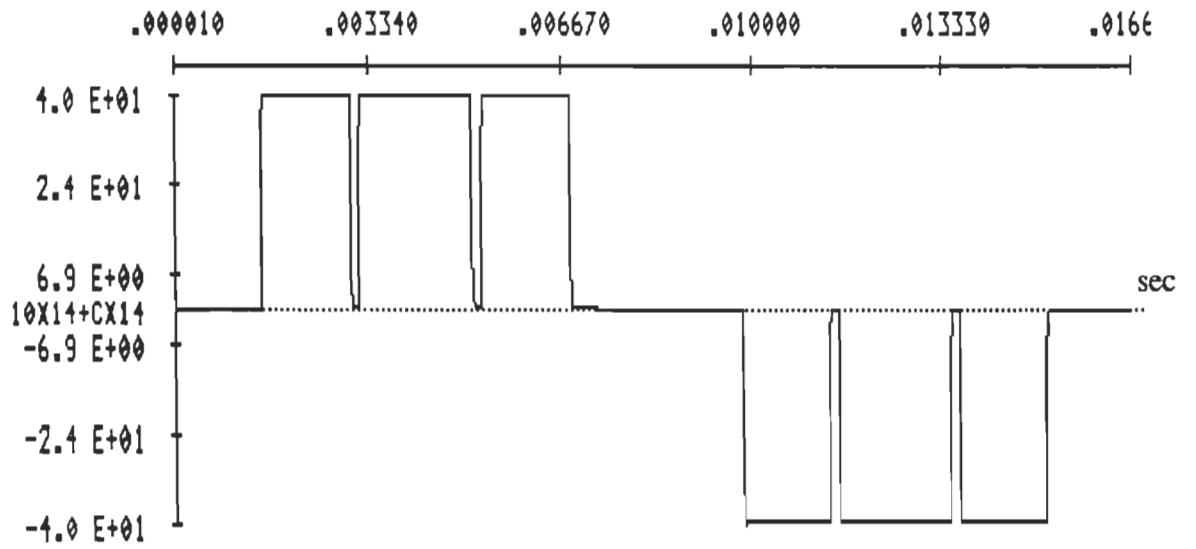
Figure 2.7 Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive)

2.3 CONVERTISSEUR À MODULATION SINUSOÏDALE DE LARGEUR D'IMPULSIONS

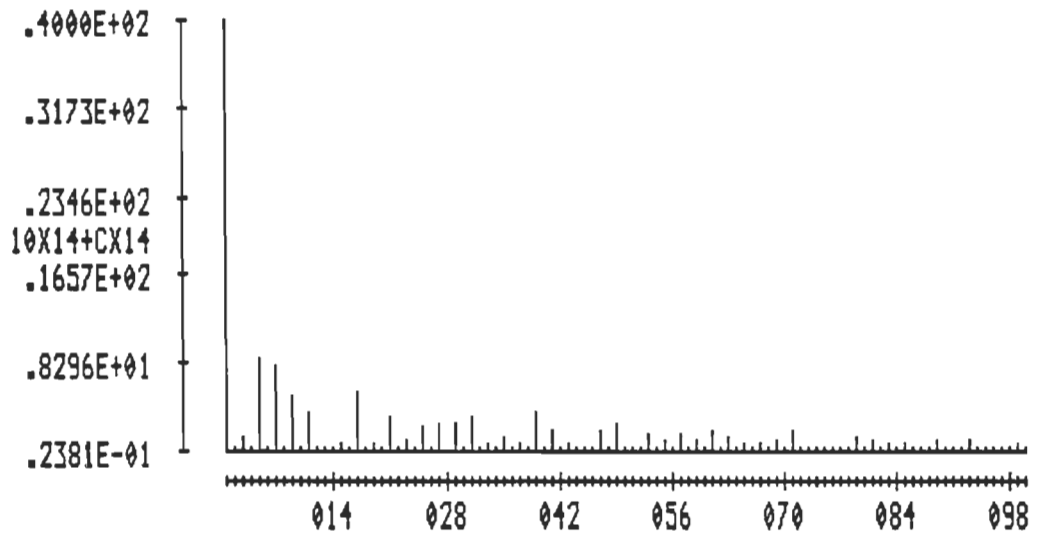
Pour obtenir une tension de sortie modulée sinusoïdalement, nous avons gardé la même structure de convertisseur en pont monophasé, mais nous avons implanté une commande spéciale des interrupteurs pour obtenir la forme de tension de sortie désirée. La nécessité de la réalisation d'une telle commande s'explique par le fait que la commande qui était disponible dans ATOSEC5 permettait de réaliser seulement une modulation sinusoïdale bipolaire. Avec cette dernière, les transistors de la même branche du convertisseur sont commutés de façon complémentaire, donc la tension de sortie après chaque commutation fait une variation égale à $2V_s$; or la tension de sortie que nous désirons doit être nulle dans certains intervalles. Pour la réalisation de la nouvelle commande, des modifications ont été apportées au programme source de ATOSEC5, principalement dans la "SUBROUTINE SOLVE" de ATO5SIM3.FOR. Ces modifications sont montrées en annexe C. Nous avons réalisé un nouvel interrupteur (transistor type 314), dont les instants de commutation sont définis directement à partir des valeurs des angles θ correspondant aux instants de commutation. Le fichier de données du circuit de simulation du convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions est montré en annexe D. Les figures 2.8a et b montrent respectivement la forme d'onde de la tension de sortie modulée sinusoïdalement et le spectre des amplitudes des harmoniques (le nombre d'impulsions par alternance $p = 3$) pour une charge résistive.

Les harmoniques dominants sont mentionnés dans le tableau 2.5.

Sur charge résistive-inductive à cause du retard de phase du courant, on observe des périodes où l'énergie est retournée à la source à travers deux diodes. Pendant ces périodes la charge voit la tension $+V_{001}$ ou $-V_{001}$ (figure 2.9a). Le tableau 2.6 compare les résultats des études sur charges résistive et inductive.

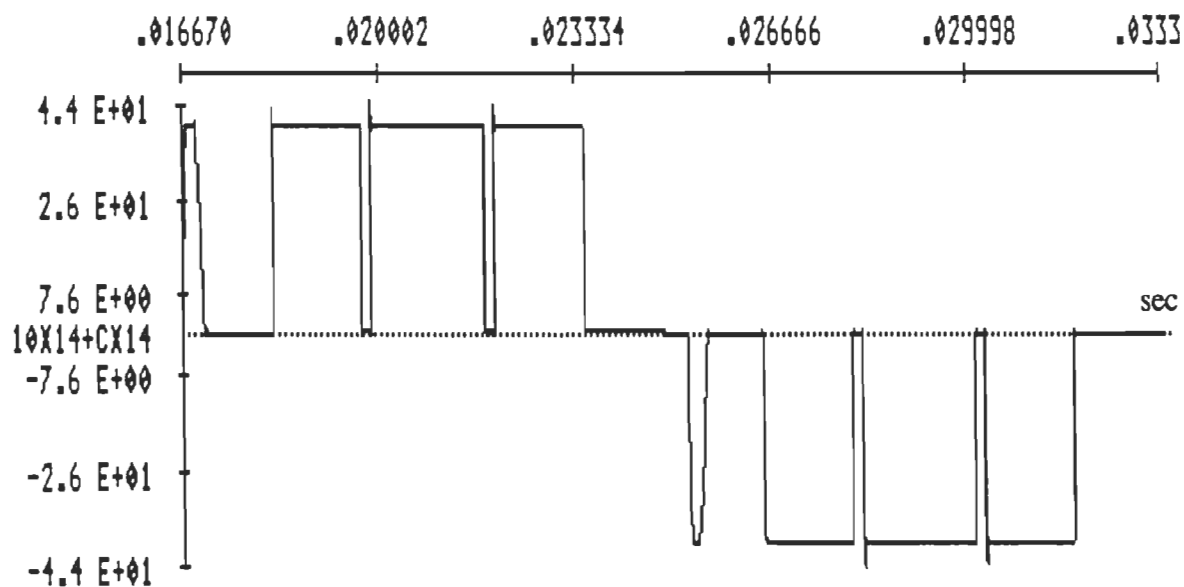


a) Forme d'onde de la tension de sortie modulée sinusoïdalement

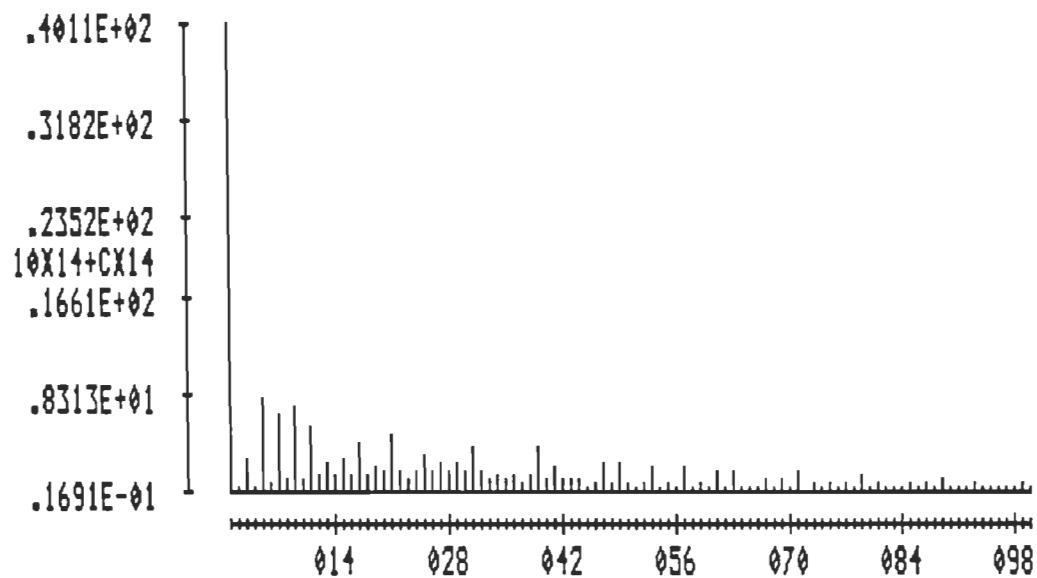


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 2.8 Convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions (charge résistive)

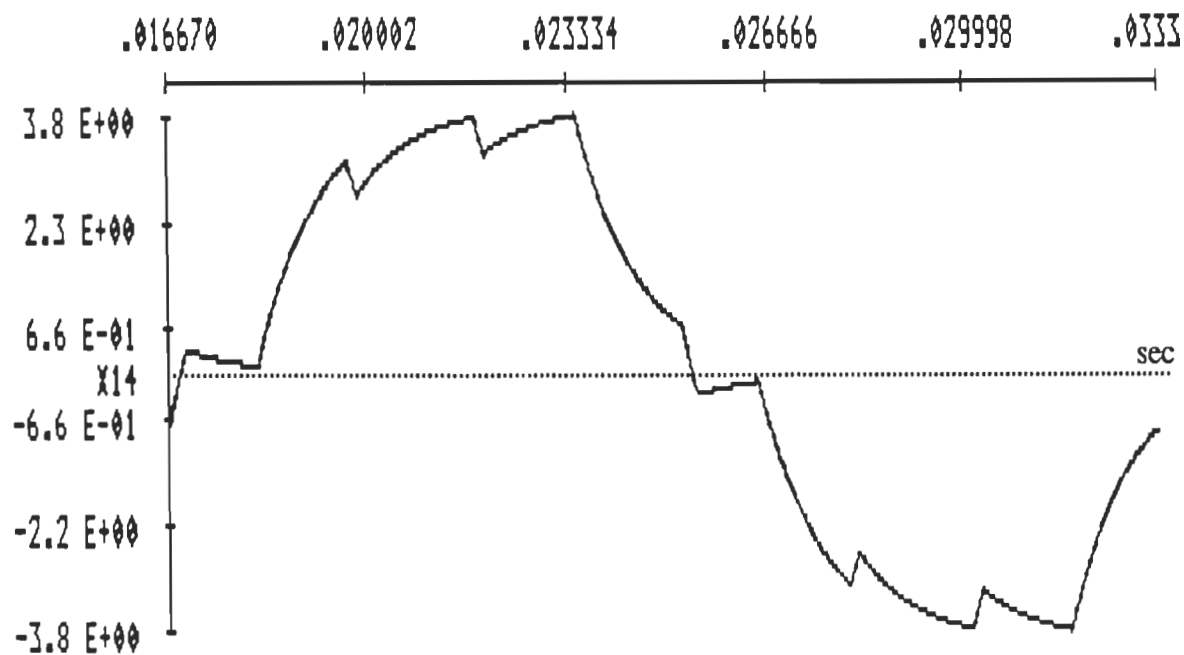


a) Forme d'onde de la tension de sortie modulée sinusoidalement

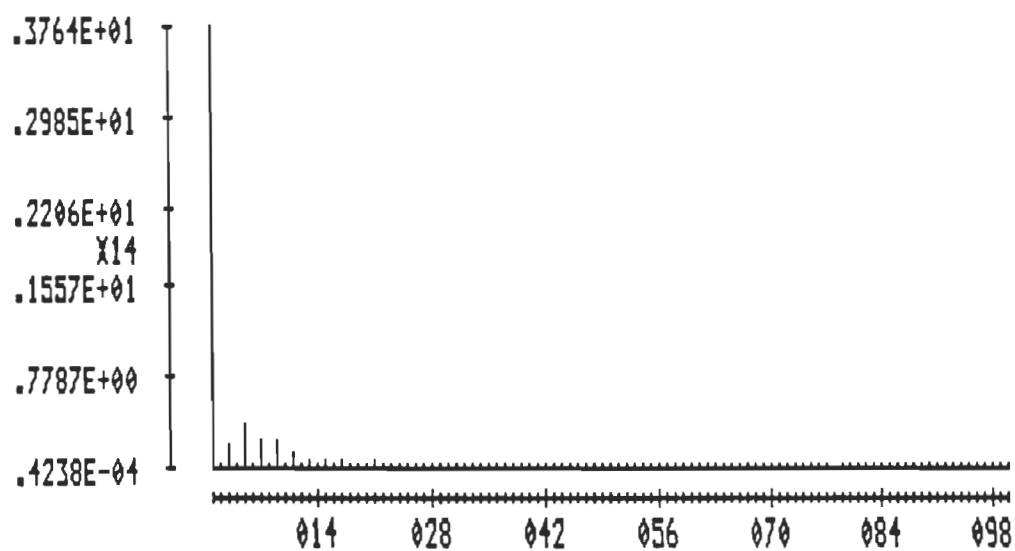


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 2.9 Convertisseur à modulation de largeur d'impulsions
(charge résistive-inductive)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 2.10 Convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions (charge résistive-inductive)

Tableau 2.5
Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion
de la tension de sortie du convertisseur à modulation sinusoïdale (charge résistive)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{001}}$
5	6,0367	0,1509
7	5,3235	0,1330
9	3,5437	0,0886
11	2,5748	0,0643
Valeur efficace de la tension de sortie, V		30,7869
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		42,2712

Tableau 2.6
Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes
de la charge du convertisseur à modulation sinusoïdale

	Charge résistive	Charge résistive-inductive
Valeur efficace du courant de charge, A	3,0785	2,6878
TDTH (courant de charge), %	42,2480	14,1725
Valeur efficace de la tension aux bornes de charge, V	30,7869	31,3837
TDTH (tension charge), %	42,2712	47,3480
TDTH (tension charge), % (théorique)	43,8648	

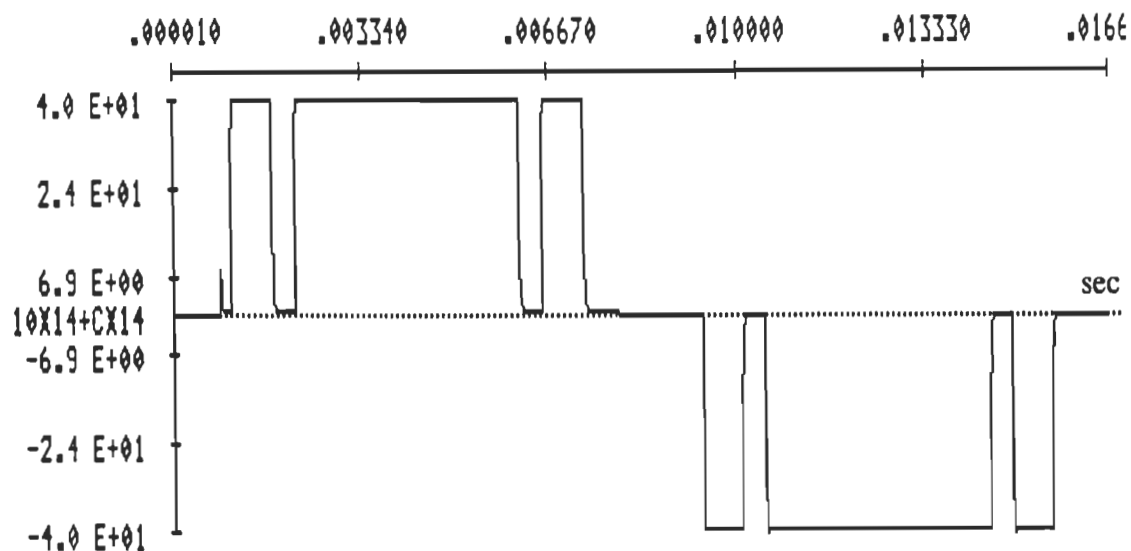
2.4 CONVERTISSEUR À MODULATION POUR ÉLIMINER LES HARMONIQUES DE RANGS 3, 5 ET 7

Cette tension de sortie est obtenue de la même manière que dans le paragraphe 2.3. Les formes d'onde de tension diffèrent seulement par les largeurs des impulsions de tension, donc par les instants de commutation des transistors. L'interrupteur implanté pour ce cas est le type 313, il est commandé de la même manière que le type 314, mais avec des instants de fermeture et d'ouverture différents. Les modifications apportées au programme source ATO5SIM3.FOR sont montrées en annexe C. Le fichier de données du circuit de simulation est montré en annexe E. Les résultats de la simulation sur charges résistive et résistive-inductive apparaissent respectivement sur les figures 2.11 et 2.12. L'analyse harmonique (figure 2.11b) montre que la tension de sortie ne contient pas les harmoniques d'ordre 3, 5 et 7, par contre les harmoniques de rang 9, 11 et 15 croissent considérablement. Le tableau 2.7 porte les valeurs efficaces des harmoniques dominants et leur valeur relative par rapport à la tension de la source.

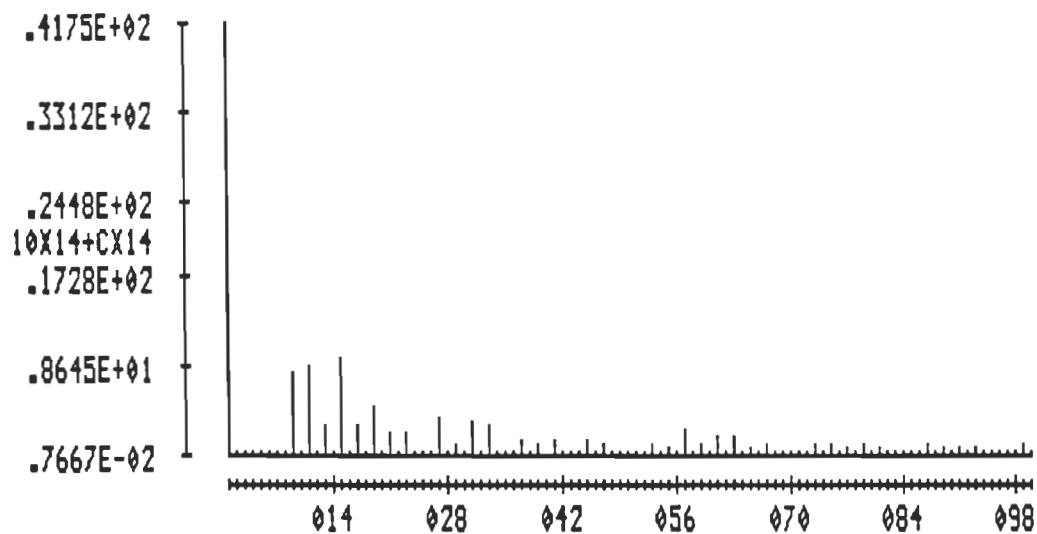
Tableau 2.7

Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{001}}$
9	5,4110	0,1353
11	6,0104	0,1502
13	1,7984	0,0450
15	6,6332	0,1658
Valeur efficace de la tension de sortie, V		32,0442
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		42,7666

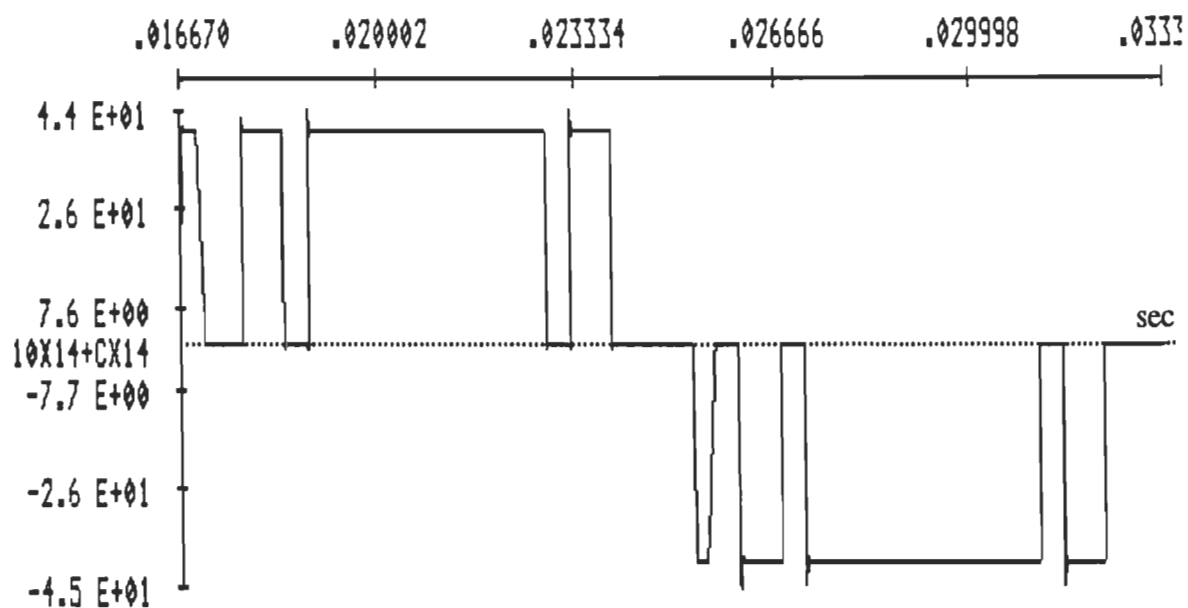


a) Forme d'onde de la tension de sortie modulée pour éliminer les harmoniques de rang 3, 5 et 7

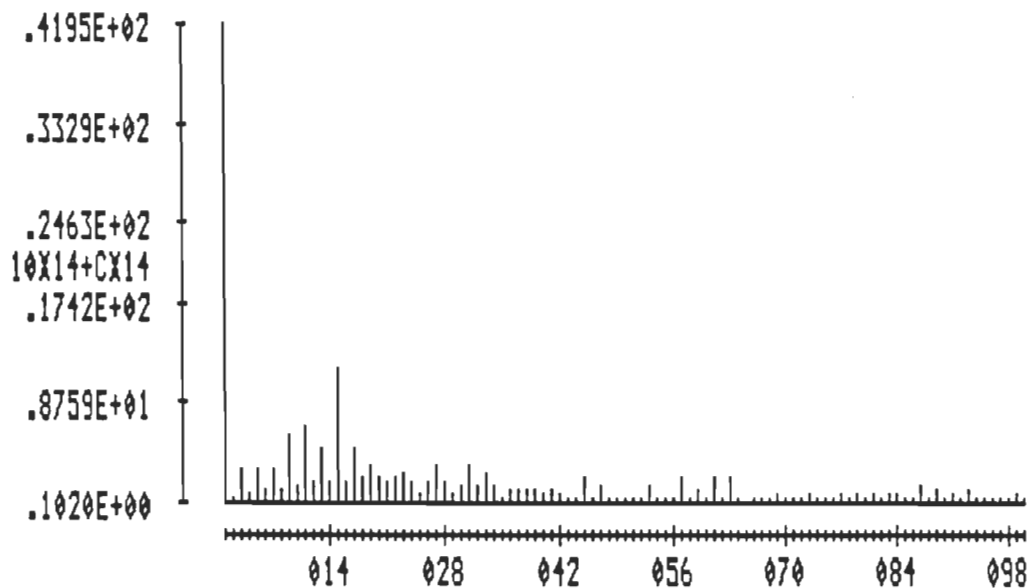


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 2.11 Convertisseur à modulation de largeur pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7 (charge résistive)

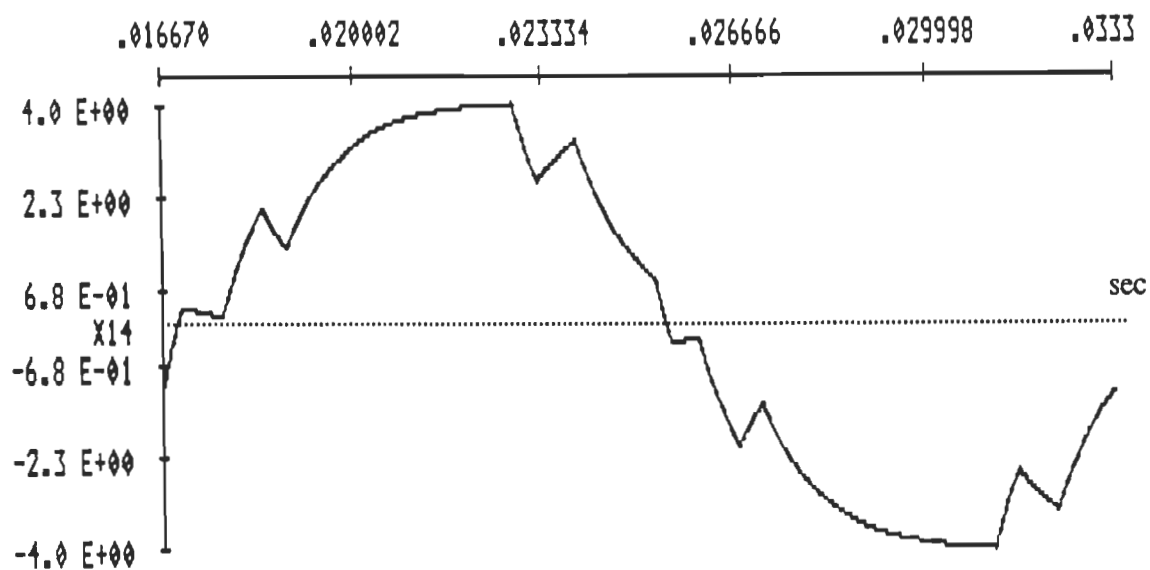


a) Forme d'onde de la tension de sortie

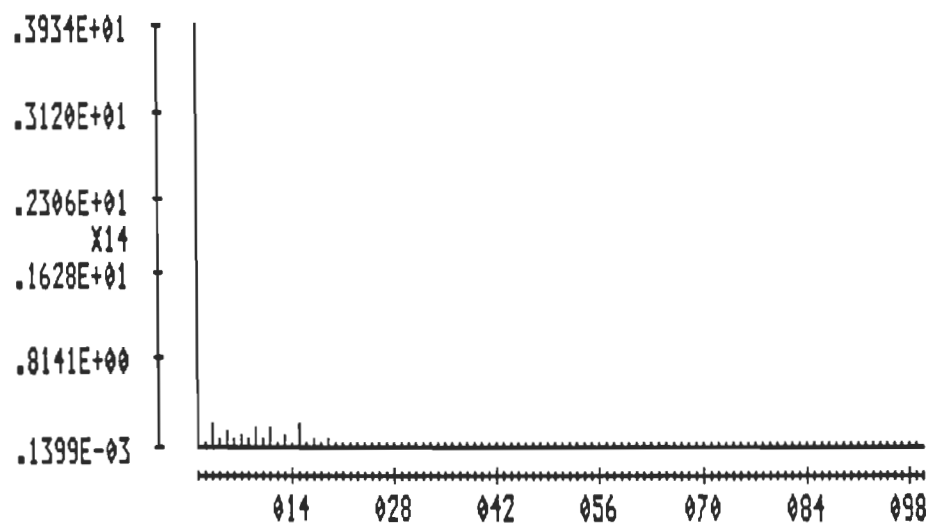


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 2.12 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 2.13 Convertisseur à modulation de largeur d'impulsions pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive)

Le tableau 2.8 compare les résultats de la simulation sur charges résistive et inductive.

Tableau 2.8
Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7

	Charge résistive	Charge résistive-inductive
Valeur efficace du courant de charge, A	3,2042	2,7981
TDTH (courant de charge), %	42,7485	10,7887
Valeur efficace de la tension aux bornes de la charge, V	32,0442	32,8001
TDTH (tension charge), %	42,7666	47,2158
TDTH analytique (tension charge), %	44,3798	

2.5 CONVERTISSEUR À CINQ NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

Le circuit de simulation du convertisseur cc-ca est représenté sur la figure 2.14. Les valeurs des paramètres ont été choisies compte tenu de l'équipement disponible sur place:

V001=V002= 20 volts

R001=R002=0,001 Ω

R003=10 Ω

L001=L002=10 μ H

L003=10 μ H (dans le cas de la charge résistive)

L003=10mH (dans le cas de la charge résistive-inductive)

La fréquence des grandeurs de sortie est 60Hz.

Les cinq niveaux de sortie sont obtenus par une commande appropriée des cinq transistors. Les valeurs des retards de phase des tensions de synchronisation, ainsi que les durées des impulsions d'attaque de base des transistors pour obtenir une forme d'onde avec $\theta_1=15^\circ$ et $\theta_2=45^\circ$ sont portées dans le tableau 2.9.

La fréquence de commutation du transistor Q005 étant égale à 2 fois celle de la tension de sortie, il est nécessaire que le retard de phase de sa tension de synchronisation soit égale à 90° pour qu'à l'instant $\omega t = 45^\circ$ les deux sources soient connectées en série. La forme d'onde de la tension de sortie dans le cas d'une charge résistive est représentée sur la figure 2.15a et le spectre des amplitudes des harmoniques sur la figure 2.15b (fichiers de données annexe F). Les résultats de la simulation sur charge résistive-inductive sont montrés sur les figures 2.16 et 2.17. Dans ce dernier cas, nous remarquons comme nous l'avons souligné dans l'étude analytique, une distorsion de la forme d'onde de la tension de sortie (sixième et dixième séquences de fonctionnement du paragraphe 1.5.2), par contre le courant de charge prend une forme plus sinusoïdale.

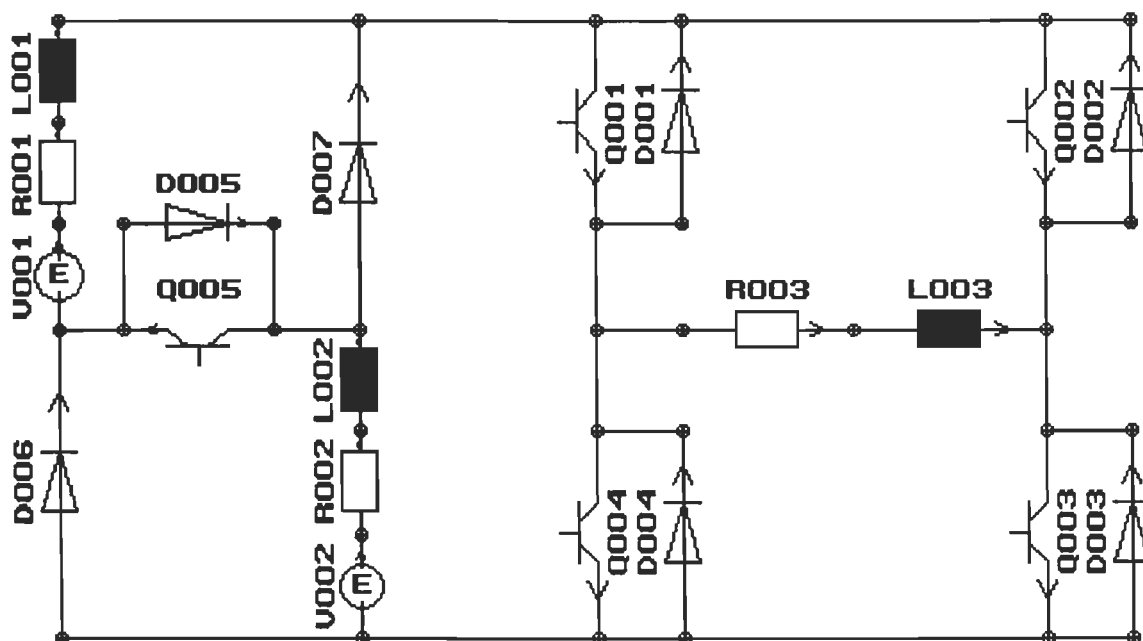
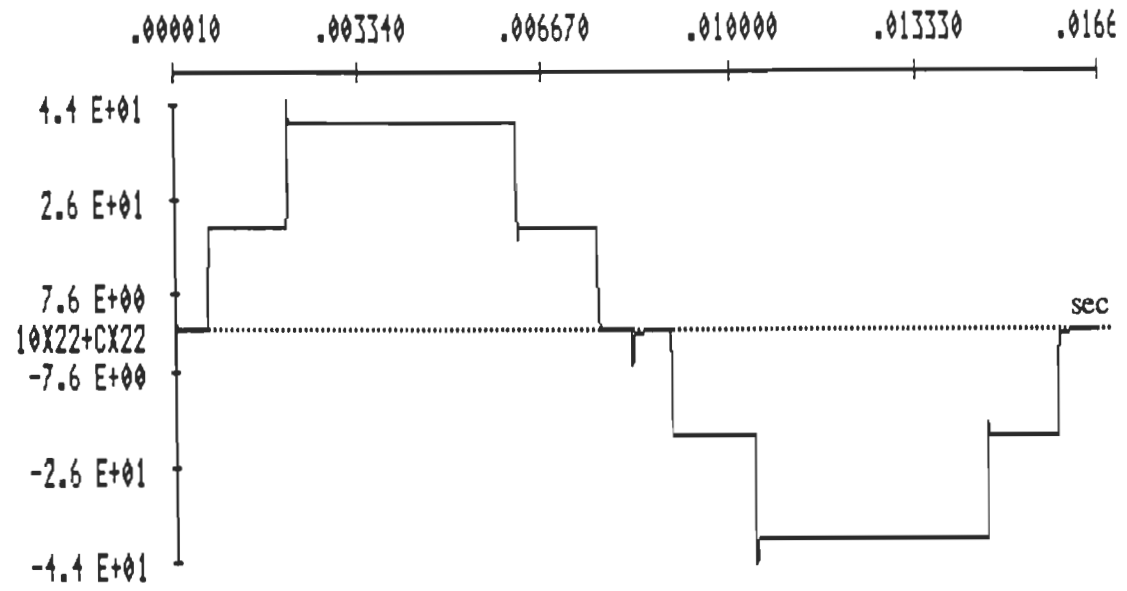
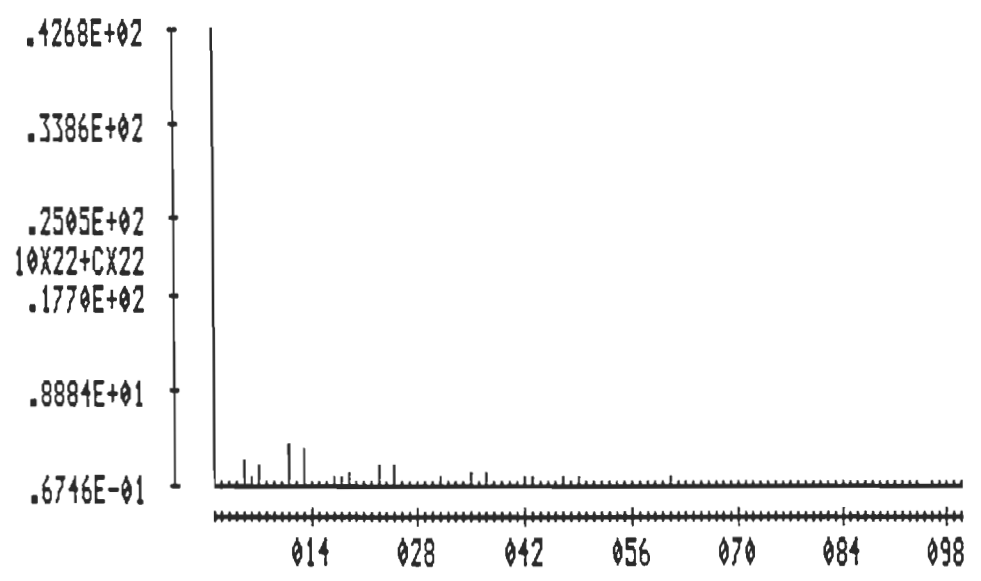


Figure 2.14 Circuit de simulation du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie

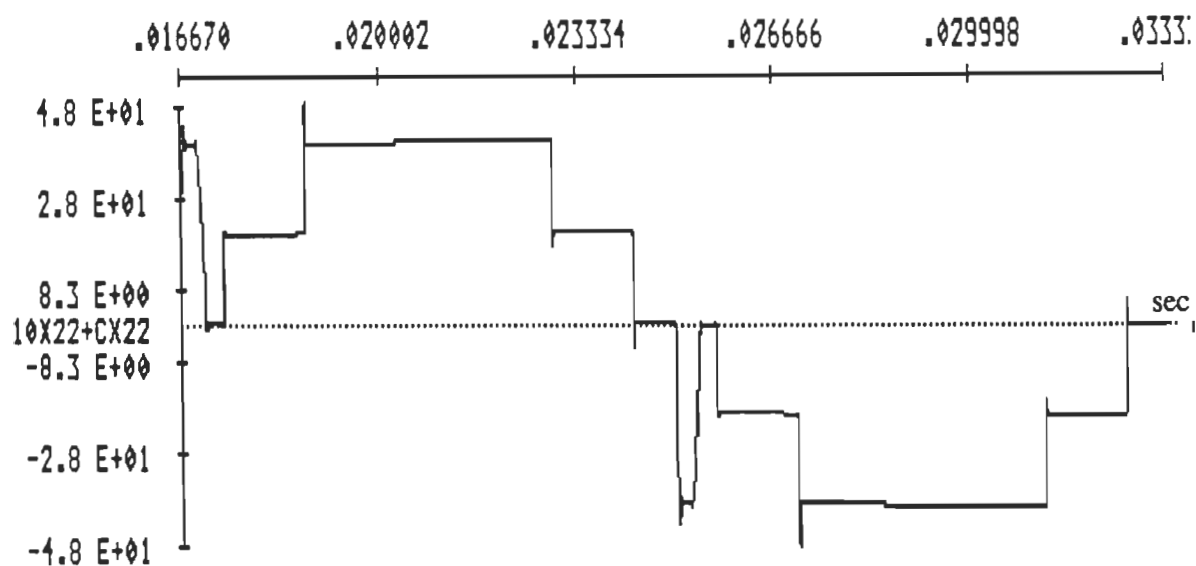


a) Forme d'onde de la tension de sortie

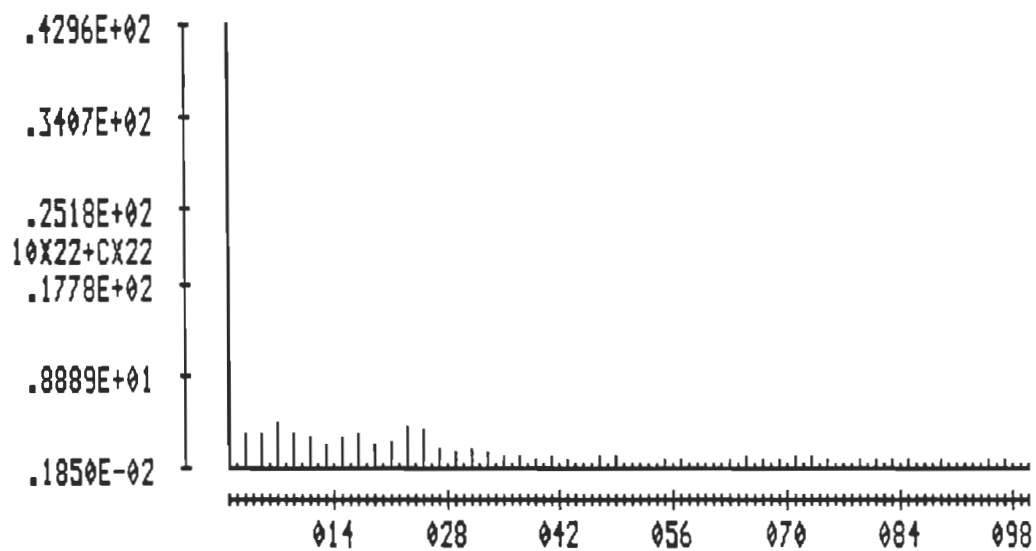


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie à cinq niveaux

Figure 2.15 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie (charge résistive)

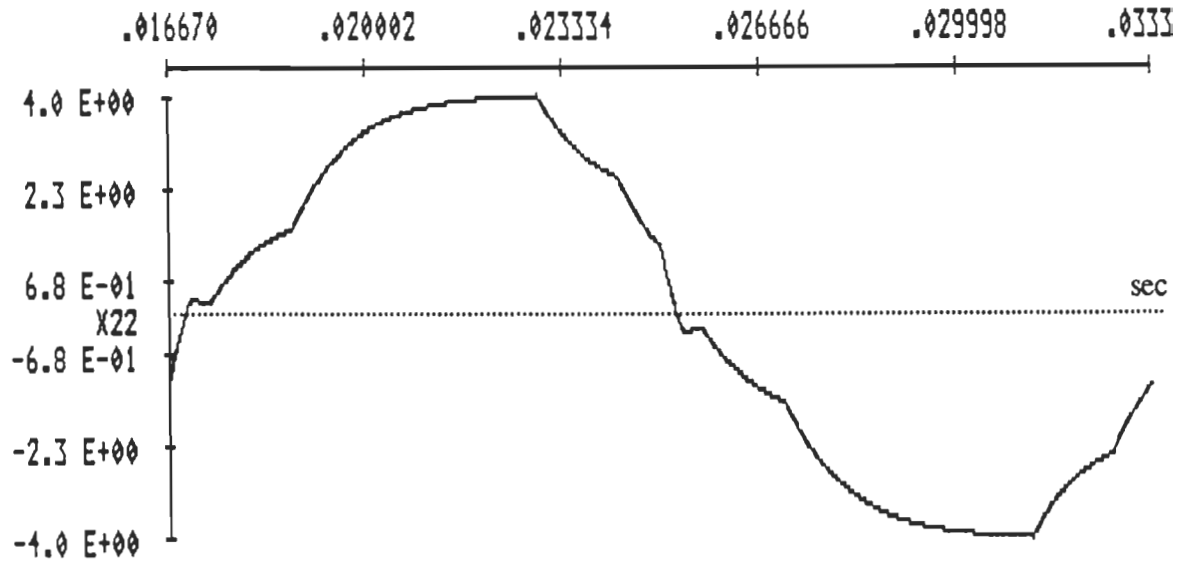


a) Forme d'onde de la tension de sortie

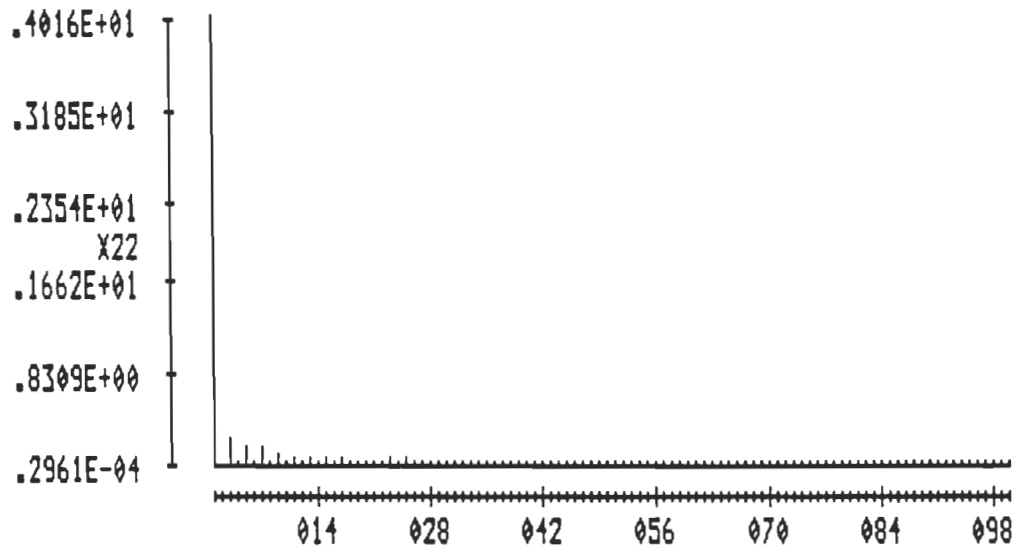


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie à cinq niveaux

Figure 2.16 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive)



a) Spectre des harmoniques du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 2.17 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie (charge résistive-inductive)

Tableau 2.9
Retards de phase et durées des impulsions de commande
des transistors du convertisseur à cinq niveaux

Transistors	Q001	Q002	Q003	Q004	Q005
Retard de phase,°	0	-195	-15	-180	-90
Durée de l'impulsion d'attaque de base	165	165	165	165	180

Comme l'avait montré l'étude analytique, on remarque que la forme d'onde à cinq niveaux (charge résistive) avec les angles de commutation 15° et 45° ne contient pas l'harmonique de rang 3 et tous ses multiples. Le taux de distorsion totale d'harmoniques est beaucoup réduit. Le tableau 2.10 donne les valeurs efficaces des harmoniques dominants. La comparaison des résultats des études sur charges résistive et inductive est faite par le tableau 2.11.

Tableau 2.10
Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion
de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux (charge résistive)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{001}+V_{002}}$
5	1,5229	0,0381
7	1,2473	0,0312
11	2,6855	0,0671
13	2,3433	0,0585
Valeur efficace de la tension de sortie, V	30,5561	
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %	16,2881	

Tableau 2.11
Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes
de la charge du convertisseur à cinq niveaux

	Charge résistive	Charge résistive-inductive
Valeur efficace du courant de charge, A	3,0556	2,8502
TDTH (courant de charge), %	16,2582	8,6152
Valeur efficace de la tension aux bornes de charge, V	30,5561	31,4654
TDTH (tension charge), %	16,2881	27,0353
TDTH (tension charge), % (théorique)	16,8633	

2.6 CONVERTISSEUR À SIX NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

Le circuit de simulation du convertisseur est représenté sur la figure 2.18. Les retards de phase, les durées des impulsions de commande des transistors ainsi que les valeurs des sources de tension sont définies pour générer la forme d'onde de tension à six niveaux. Le tableau 2.12 donne les retards de phase, les durées des impulsions de commande des transistors. Les valeurs des paramètres sont:

V007=40 volts

R001=R002=0,001 Ω

R003=10 Ω

L001=10 μ H (dans le cas de la charge résistive)

L001=10mH (dans le cas de la charge résistive-inductive)

La fréquence des grandeurs de sortie est 60Hz.

La première étude que nous avons effectuée consiste à choisir les valeurs des sources de tension V001-V006 telles que les gradins de la tension de sortie soient proportionnels aux sinus des angles correspondant aux instants de commutation. Ainsi sachant que V001+V002+V003 = V004+V005+V006 = V007, on a V001=V004=20 volts, V002=V005=14,8 volts, V003=V006=5,2 volts.

La figure 2.19 représente la forme d'onde et le spectre des harmoniques de la tension de sortie obtenue sur charge résistive. Le tableau 2.13 donne les valeurs efficaces des harmoniques dominants.

Avec les valeurs choisies des sources de tension, on remarque une augmentation de la valeur efficace de la tension de sortie, mais le taux de distorsion d'harmoniques se détériore. Cela nous a amené à effectuer une deuxième étude, où les valeurs des tensions sont déterminées telles que noté au paragraphe 1.6.2 (1.24). Les valeurs des sources de tension sont: $V001=V003=V004=V006=10,718$ volts, $V002=V005=18,564$ volts (fichier de données en annexe G). Ceci a permis d'obtenir des résultats beaucoup meilleurs. Le taux de distorsion d'harmoniques est réduit, et tous les harmoniques de rangs faibles sont absents (figure 2.20b et tableau 2.14).

Le deuxième cas étant plus intéressant à cause du faible taux de distorsion d'harmoniques de la tension de sortie, une étude sur charge résistive-inductive a ensuite été effectuée (figures 2.21 et 2.22). Le tableau 2.15 compare les résultats des études sur charges résistive et inductive.

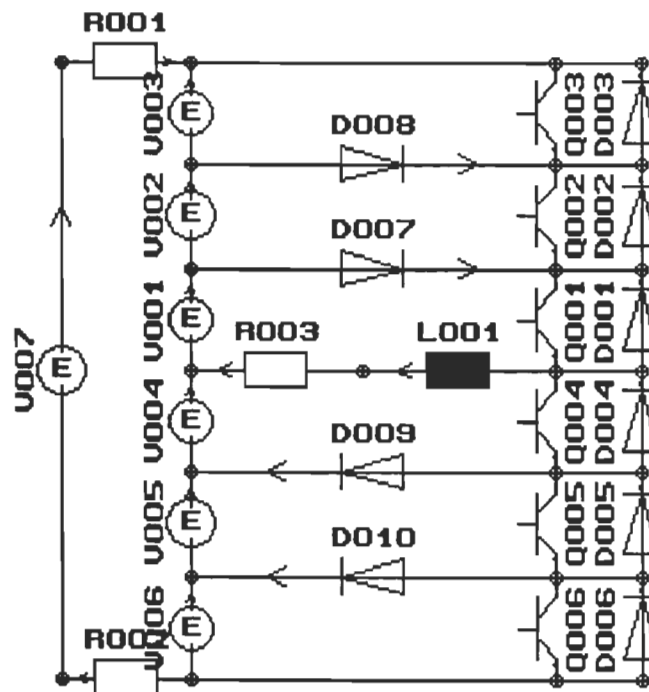
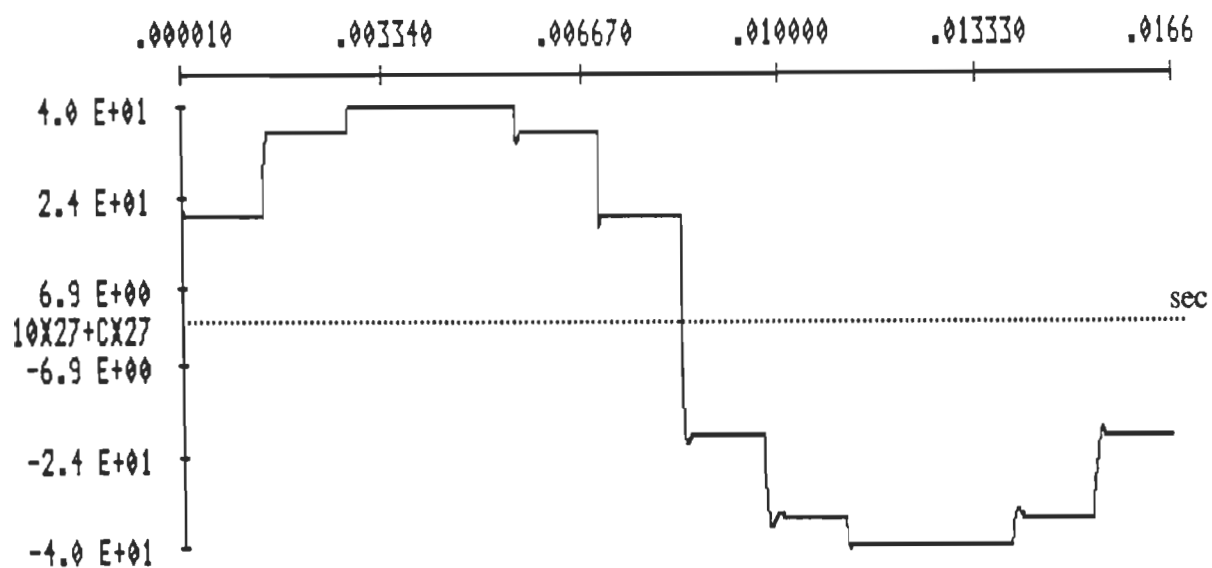
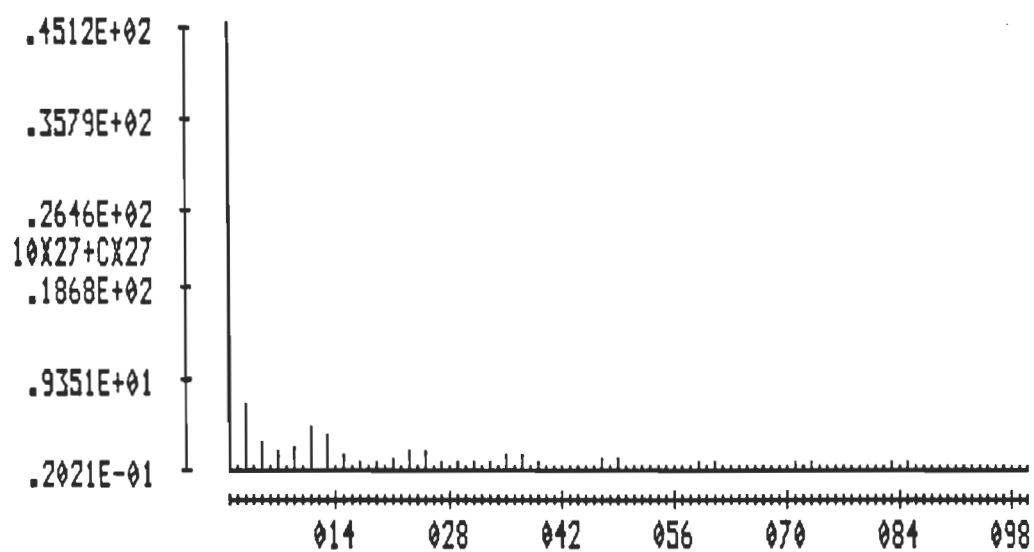


Figure 2.18 Circuit de simulation du convertisseur à six niveaux de tension de sortie



a) Forme d'onde de la tension de sortie à six niveaux



b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

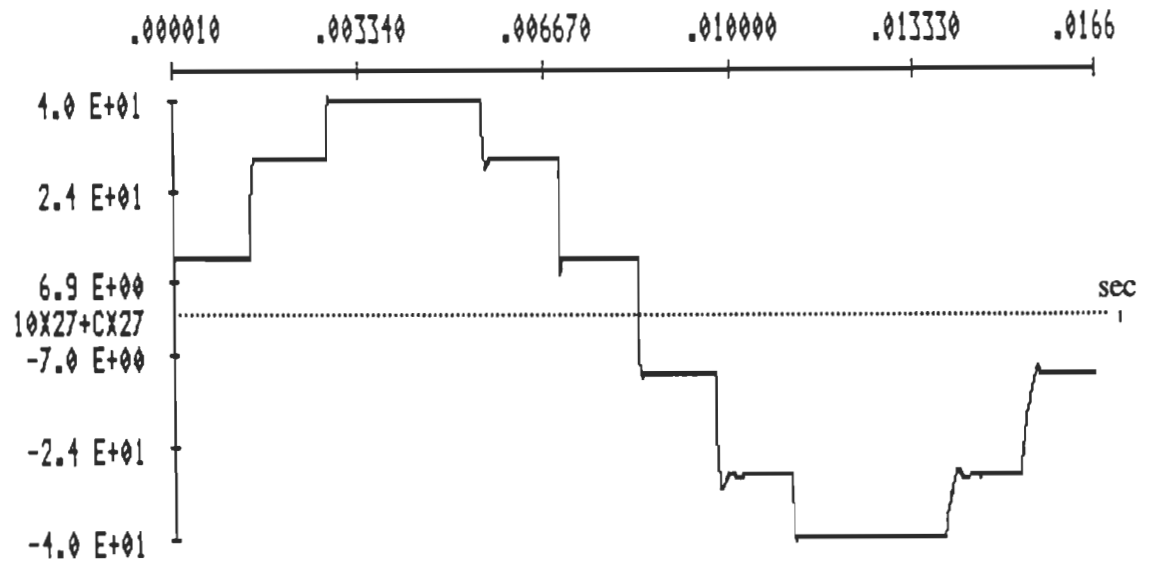
Figure 2.19 Convertisseur à six niveaux de tension de sortie
(charge résistive; première étude)

Tableau 2.12
Retards de phase et durées des impulsions de commande
des transistors du convertisseur à six niveaux

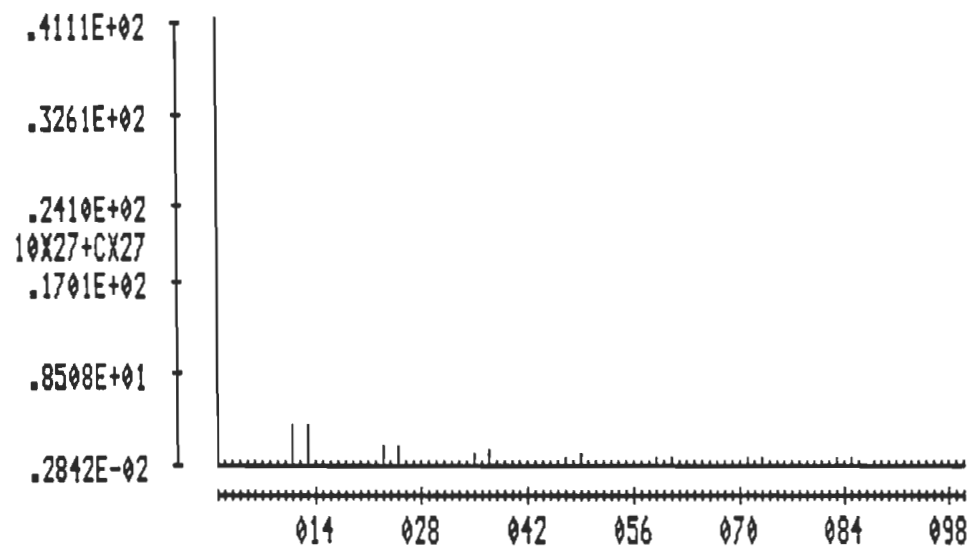
Transistors	Q001	Q002	Q003	Q004	Q005	Q006
Retards de phase, °	0	-30	-60	-180	-210	-240
Durée de l'impulsion d'attaque de base	180	120	60	180	120	60

Tableau 2.13
Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion
totale de la tension de sortie à six niveaux (charge résistive, première étude)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{007}}$
3	4,4836	0,1121
5	1,7890	0,0447
7	1,2409	0,0310
9	1,4354	0,0359
11	2,8764	0,0719
13	2,4678	0,0617
Valeur efficace de la tension de sortie, V	32,7071	
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %	22,5546	

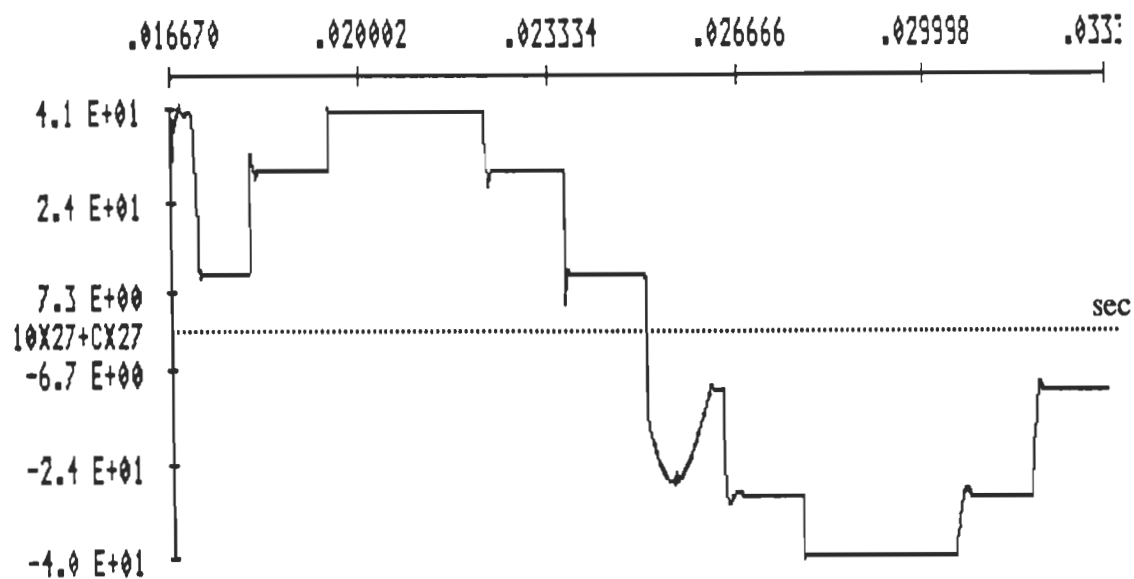


a) Forme d'onde de la tension de sortie à six niveaux

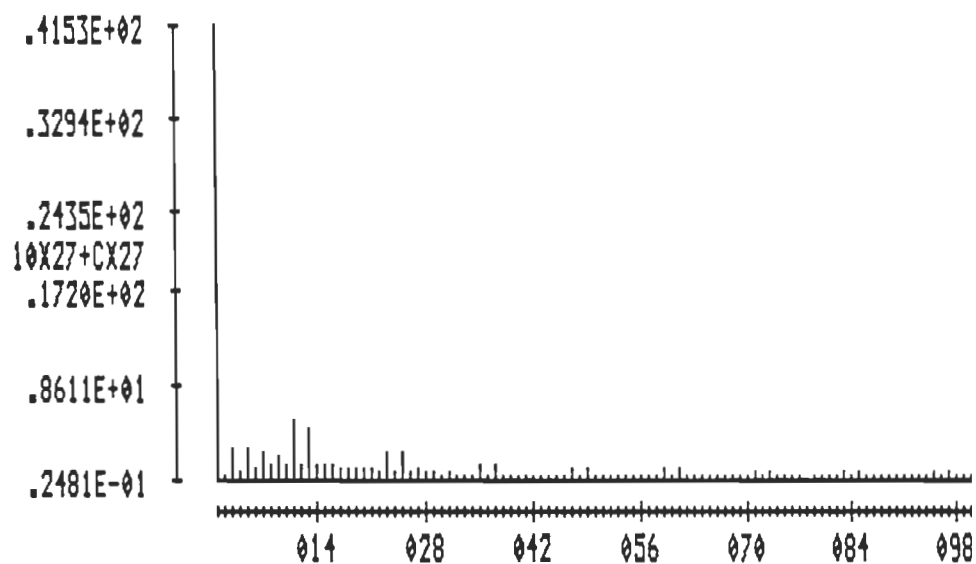


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie à six niveaux

Figure 2.20 Convertisseur à six niveaux de tension de sortie
(charge résistive; deuxième étude)

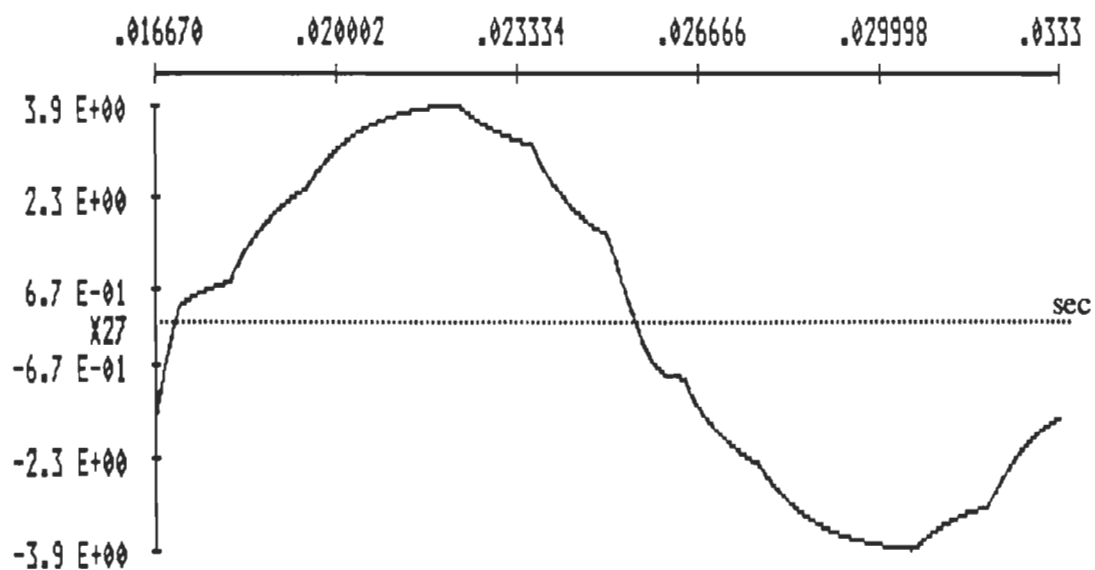


a) Forme d'onde de la tension de sortie

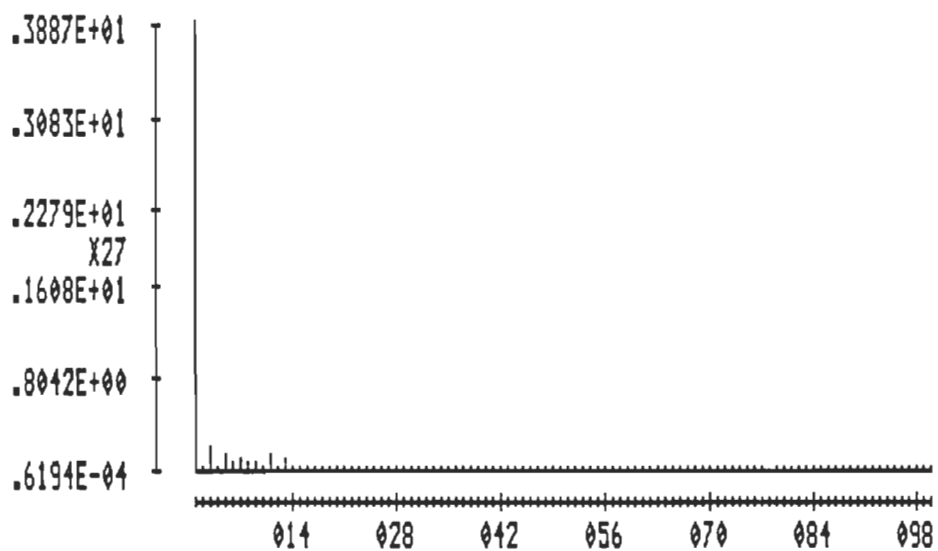


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 2.21 Convertisseur à six niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 2.22 Convertisseur à six niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive)

Tableau 2.14
Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion
totale de la tension de sortie à six niveaux (charge résistive, deuxième étude)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{007}}$
11	2,4749	0,0618
13	2,3030	0,0575
23	1,0852	0,0271
25	1,1864	0,0296
Valeur efficace de la tension de sortie, V		29,3687
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		14,3701

Tableau 2.15
Valeurs efficaces et TDTH du courant et de la tension aux bornes
de la charge du convertisseur à six niveaux de sortie

	Charge résistive	Charge résistive-inductive
Valeur efficace du courant de charge, A	2,9370	2,7572
TDTH (courant de charge), %	14,3570	8,0026
Valeur efficace de la tension de sortie, V	29,3687	30,3119
TDTH (tension de sortie), %	14,3701	25,6176
TDTH théorique (tension de sortie), %	15,1885	

2.7 AMÉLIORATION DE LA FORME D'ONDE DE LA TENSION DE SORTIE DES CONVERTISSEURS CC-CA SUR UNE CHARGE RÉSISTIVE-INDUCTIVE

2.7.1 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7

Comme nous le remarquons, avec un fonctionnement sur charge résistive-inductive la forme d'onde de la tension de sortie des différentes structures de convertisseurs cc-ca devient distorsionnée. Cette distorsion est due au déphasage du courant et de la tension aux bornes de la charge. Avec une charge résistive-inductive, il apparaît des périodes (début des alternances) où le transistor (transistor Q001 ou Q002 figure 2.2) qui reçoit l'impulsion de fermeture ne peut pas conduire à cause du sens du courant de charge, qui est contraire au sens de conduction du transistor. La charge retourne (à travers les diodes D001 et D003 ou D002 et D004) l'énergie emmagasinée à la source, jusqu'à l'instant où le courant s'annule et change de sens.

Pour trouver une solution à ce problème, nous avons modifié la commande des transistors. Cette commande consiste à moduler les impulsions de fermeture b_{Q1} et b_{Q2} des transistors Q001 et Q002 telles que les harmoniques 3, 5 et 7 soient éliminés (modulateur type 313) et maintenir fermés les transistors Q003 et Q004 pendant plus de 180° pour que la tension aux bornes de la charge soit nulle au début de chaque alternance quand le sens du courant est contraire au sens de conduction du transistor Q001 ou Q002 (figure 2.23). Nous avons pour cela implanté un nouveau type d'interrupteur (le type 301), dont on peut définir directement l'instant d'entrer en conduction et la durée de l'impulsion de fermeture. Le fichier de données est montré en annexe H et les résultats de la simulation sont présentés sur les figures 2.24 et 2.25. Les tableaux 2.16 et 2.17 donnent respectivement les valeurs des harmoniques dominants de la tension et du courant de charge.

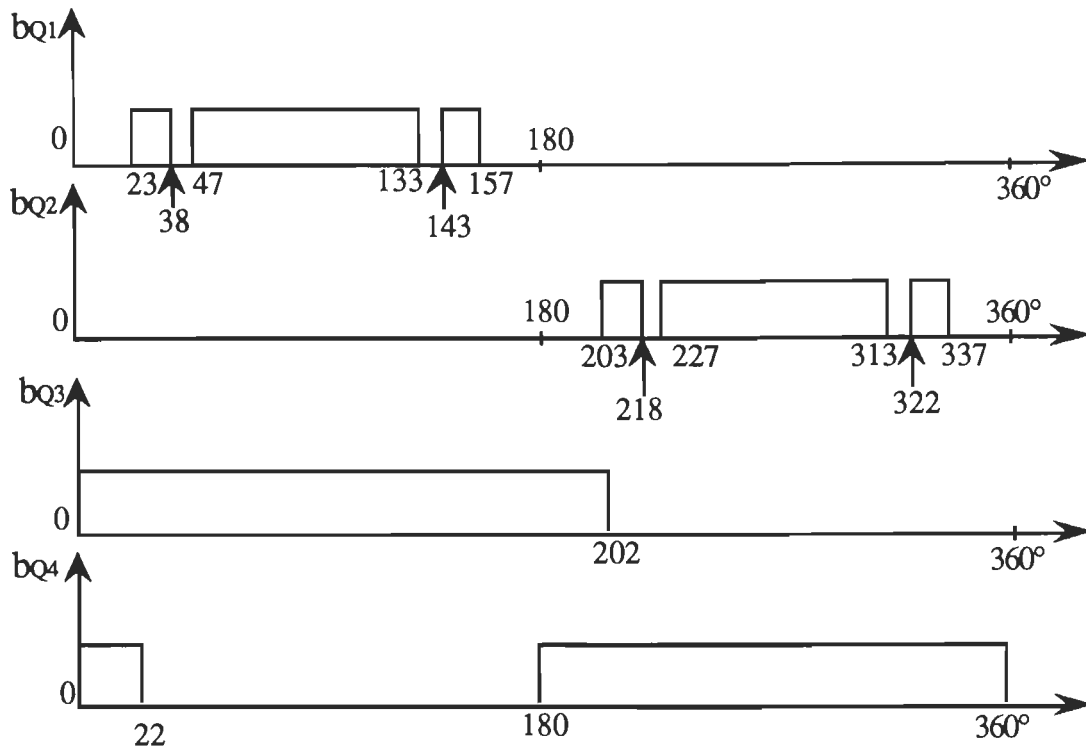
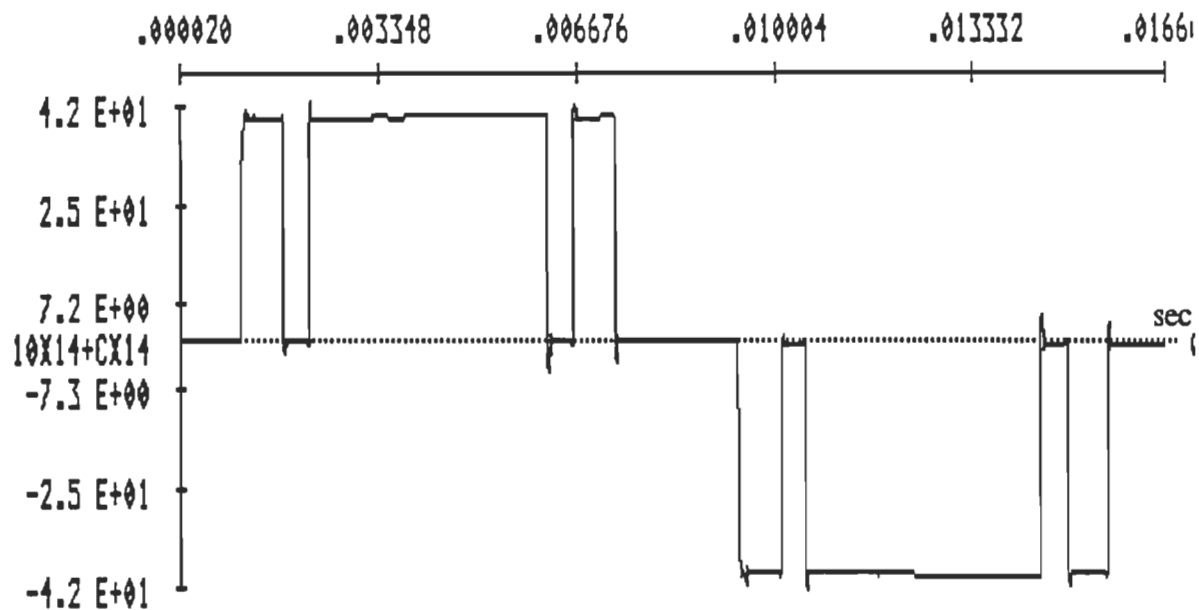


Figure 2.23 Signaux de commande des transistors du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (commande modifiée)

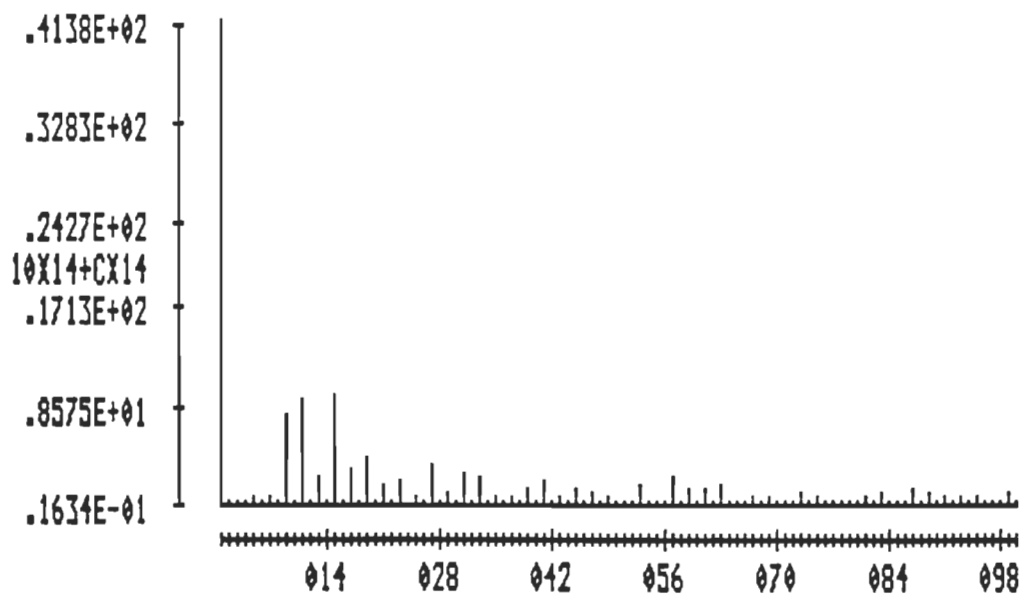
Tableau 2.16

Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive, commande modifiée)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{001}}$
9	5,5319	0,1383
11	6,5226	0,1630
13	1,4263	0,0356
15	6,5607	0,1640
Valeur efficace de la tension de sortie, V		31,9122
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		43,6585

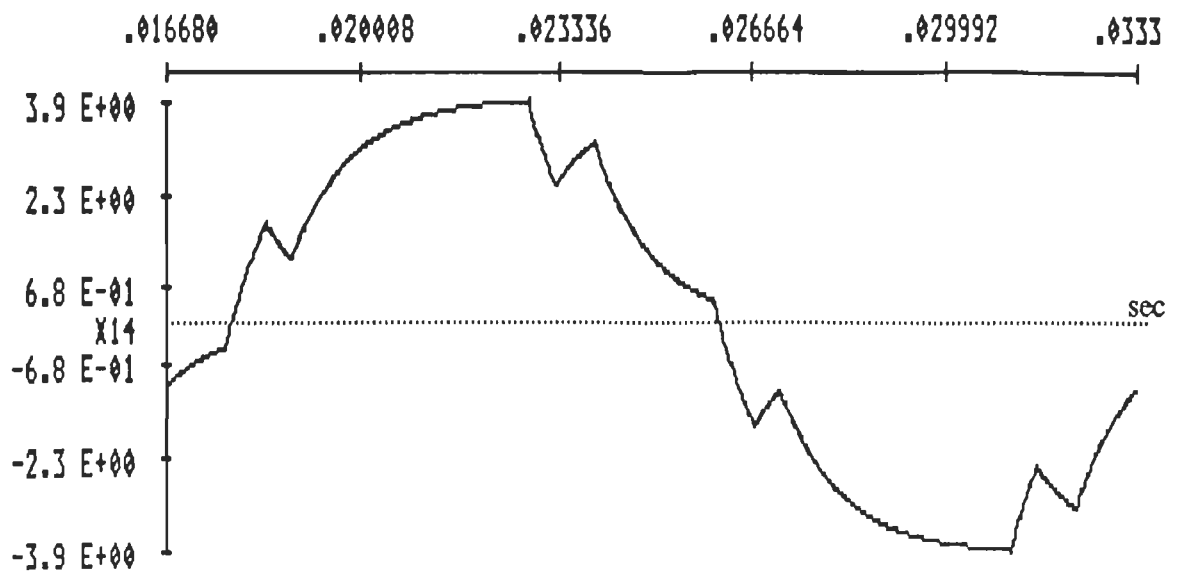


a) forme d'onde de la tension de sortie

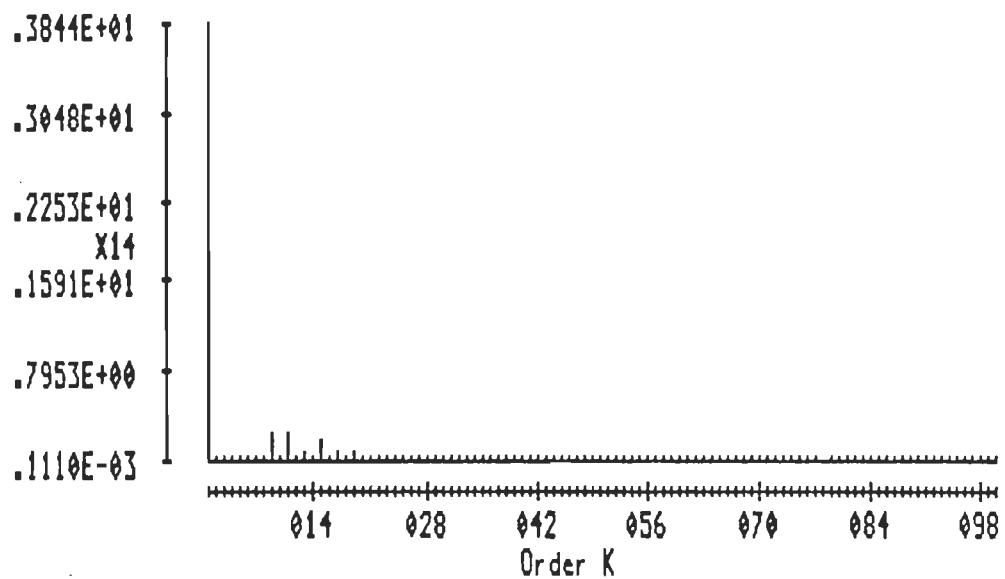


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 2.24 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive; commande modifiée)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 2.25 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive; commande modifiée)

Tableau 2.17

Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion du courant de charge du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive, commande modifiée)

Harmoniques	Valeur efficace, A	$\frac{I_n}{I_0}$
9	0,1555	0,0569
11	0,1466	0,0537
13	0,0366	0,0134
15	0,1159	0,0424
Valeur efficace du courant de charge, A		2,7300
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		9,4688

2.7.2 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie

Comme dans le cas du convertisseur cc-ca à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7, il faut commander les interrupteurs pour qu'au début de chaque alternance la tension de sortie soit nulle avant que le courant de charge ne s'annule et s'inverse. Les impulsions de commande b_{Q1} - b_{Q5} des transistors Q001-Q005 sont montrées sur la figure 2.26. Nous avons utilisé comme Q003 et Q004 (figure 2.14) deux transistors de type 301. Les autres transistors sont ordinaires (type 3). Le fichier de données est montré en annexe I et les résultats de la simulation sur les figures 2.27 et 2.28. Avec les modifications de la commande, le taux de distorsion de la tension de sortie diminue (de 27,0353% à 21,1835%), mais on ne parvient pas à une amélioration totale de la forme d'onde (cas de la charge résistive) si la charge est très inductive. Cela est dû au fait que les périodes de conduction des transistors Q003 et Q004 sont limitées par l'entrée en conduction des transistors Q002 et Q001.

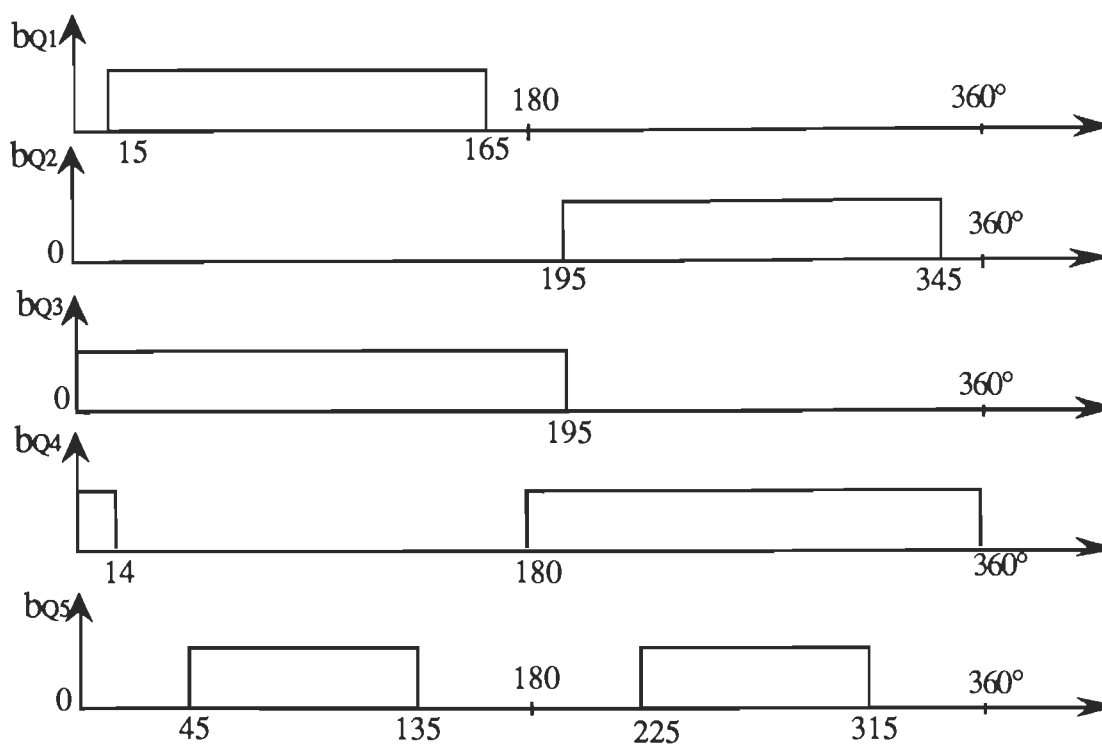


Figure 2.26 Signaux de commande des transistors du convertisseur à cinq niveaux de sortie (commande modifiée)

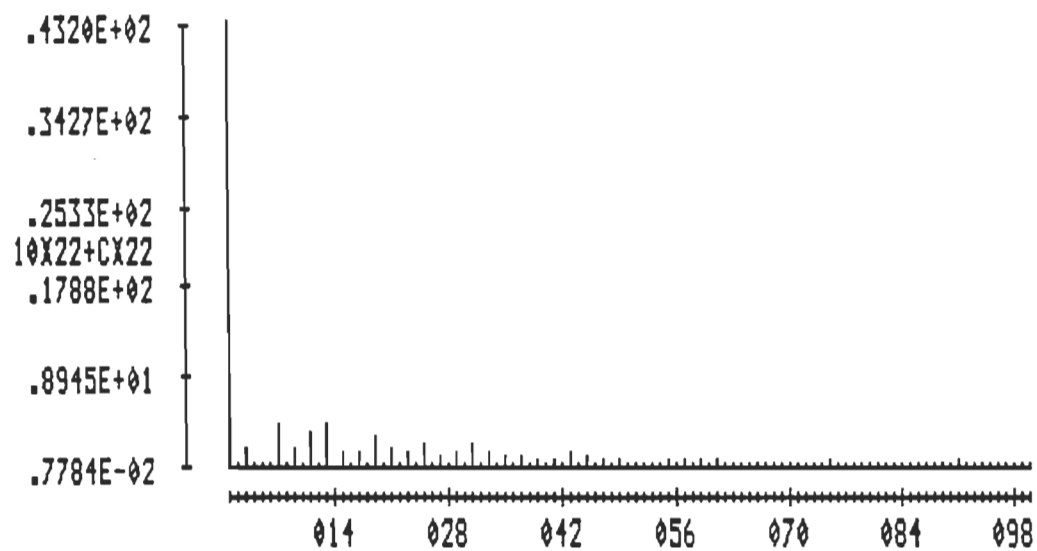
Tableau 2.18

Valeurs des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux (charge résistive- inductive)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_{001}+V_{002}}$
3	1,2049	0,0301
7	2,7688	0,0692
9	1,2891	0,0322
11	2,3243	0,0581
13	2,6787	0,0669
Valeur efficace de la tension de sortie, V	31,2268	
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %	21,1835	

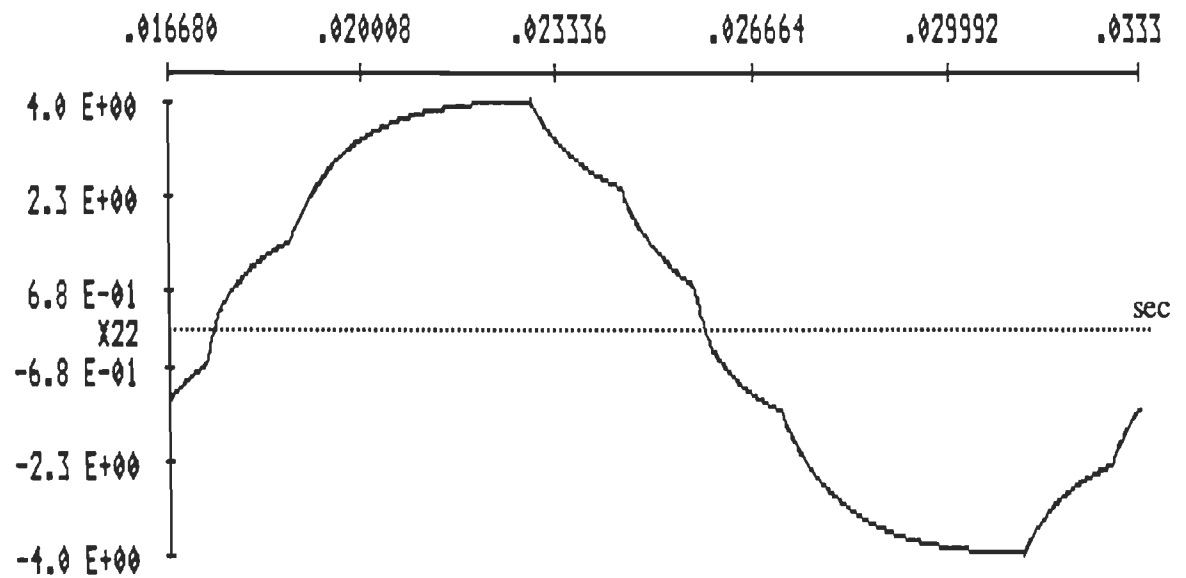


a) Forme d'onde de la tension de sortie

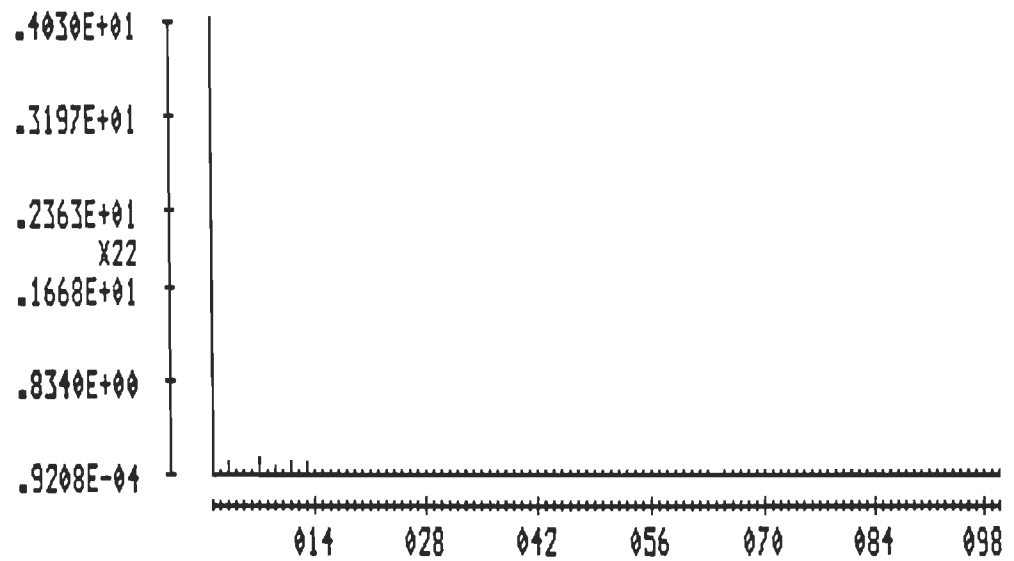


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 2.27 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive; commande modifiée)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 2.28 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive; commande modifiée)

Tableau 2.19

Valeurs des harmoniques dominants et taux de distorsion du courant de charge du convertisseur à cinq niveaux (charge résistive-inductive, commande modifiée)

Harmoniques	Valeur efficace, A	$\frac{I_n}{I_0}$
3	0,0728	0,0255
7	0,0846	0,0296
9	0,0264	0,0092
11	0,0597	0,0209
Valeur efficace du courant de charge, A	2,8539	
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %	5,2966	

2.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons effectué l'étude par le simulateur ATOSEC5 des différentes structures étudiées analytiquement au chapitre 1. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 2.20 et permettent de tirer les conclusions suivantes:

- le passage d'une tension à deux niveaux à une tension à trois niveaux peut permettre non seulement d'éliminer un harmonique précis, mais aussi de diminuer de façon globale le taux de distorsion totale d'harmoniques. Ainsi pour $\theta = 30^\circ$, on parvient non seulement à éliminer l'harmonique d'ordre 3, mais aussi à obtenir un taux de distorsion totale d'hamoniques égale à 30,0695 % comparativement à 46,8394% pour la tension de sortie à deux niveaux

- avec les modulations de largeur d'impulsions (modulation sinusoïdale et modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5, 7), le taux de distorsion totale d'harmoniques croît, mais les harmoniques de rangs faibles sont éliminés de la tension de

sortie, ce qui facilite le filtrage. Dans le cas de la modulation sinusoïdale les résultats sont médiocres pour de faibles valeurs de p

- le convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie, avec les instants de commutation $\theta_1=15^\circ$ et $\theta_2=45^\circ$, a un taux de distorsion totale d'harmoniques beaucoup plus petit (16,2881%) comparativement aux structures précédemment étudiées

- le passage d'une tension de sortie à cinq niveaux à une tension de sortie à six niveaux peut permettre de réduire encore davantage le taux de distorsion d'harmoniques si les valeurs des sources de tension V001-V006 sont bien choisies; ainsi dans la deuxième étude de convertisseur à six niveaux le taux de distorsion totale d'harmoniques diminue jusqu'à 14,3701%

- avec une charge inductive, à cause du déphasage entre la tension et le courant de charge, certains transistors bien qu'ils aient l'impulsion de fermeture ne peuvent pas conduire aussi longtemps que le courant de charge ne s'annule et s'inverse. Pendant cette période ce sont deux diodes qui conduisent, appliquant ainsi aux bornes de la charge la tension de la source. Cela entraîne une augmentation du taux de distorsion d'harmoniques de la tension aux bornes de la charge des différentes structures de convertisseurs. Par contre le courant de charge devient plus sinusoïdal et son taux de distorsion diminue

- l'implantation d'une commande modifiée permet d'améliorer considérablement la forme d'onde de la tension de sortie même sur charge résistive-inductive

- malgré une légère différence entre les résultats obtenus par l'étude analytique, et ceux obtenus par simulation, les conclusions de ces deux études sont les mêmes. La différence entre les deux résultats s'explique par le fait que l'étude analytique a été faite en supposant des hypothèses simplificatrices, alors que les circuits de simulation reflètent plus la réalité. A cause des différentes inductances des circuits de simulation, on remarque une petite baisse des taux de distorsion d'harmoniques par rapport aux résultats de l'étude analytique.

Tableau 2.20

Tableau comparatif des résultats de l'étude par simulation des différentes structures de convertisseurs cc-ca

	Convertisseur à deux niveaux de tension de sortie $\delta=180^\circ(\theta=0^\circ)$	Convertisseur à trois niveaux de tension de sortie $\delta=120^\circ(\theta=30^\circ)$	Convertisseur à modulation sinusoïdale $p = 3$	Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7	Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie avec $\theta_1=15^\circ$ et $\theta_2=45^\circ$	Convertisseur à six niveaux de tension de sortie avec $\theta_1=0^\circ$, $\theta_2=30^\circ$, $\theta_3=60^\circ$ $V_1=V_3=10,72V_s$ $V_2=18,56V_s$
Tension de sortie V_o	V_s	$0,8249 V_s$	$0,7738V_s$	$0,8066 V_s$	$0,7480V_s$	$0,7383V_s$
Valeur efficace du fondamental V_1	$V_1 = 0,9056V_s$	$V_1 = 0,7899V_s$	$V_1 = 0,7115V_s$	$V_1 = 0,7413V_s$	$V_1 = 0,7371V_s$	$0,7311V_s$
Valeurs efficaces des harmoniques dominants	$V_3=0,3013 V_s$ $V_5=0,1802 V_s$ $V_7 = 0,1281V_s$ $V_9 = 0,099V_s$	$V_5 = 0,1506V_s$ $V_7 = 0,1168V_s$ $V_{11} = 0,0645V_s$ $V_{13} = 0,0644V_s$	$V_3 = 0,0228V_s$ $V_5 = 0,1517V_s$ $V_7 = 0,1355V_s$ $V_9 = 0,0907V_s$	$V_9 = 0,1375V_s$ $V_{11} = 0,1498V_s$ $V_{13} = 0,0478V_s$ $V_{15} = 0,1671V_s$	$V_5 = 0,0146V_s$ $V_7 = 0,0502V_s$ $V_{11} = 0,0753V_s$ $V_{13} = 0,0327V_s$	$V_{11} = 0,0618V_s$ $V_{13} = 0,0574V_s$ $V_{23} = 0,0262V_s$ $V_{25} = 0,0289V_s$
TDTH, %	46,8394	30,0695	42,2712	42,7666	16,2881	14,3701
TDTH, % (théorique)	48,3595	31,0840	43,8648	44,3798	16,8633	15,1885

CHAPITRE 3

ÉTUDE DES CIRCUITS DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS CC-CA

3.1 CIRCUIT DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR À DEUX OU TROIS NIVEAUX DE TENSION DE SORTIE

Dans ce cas le signal de commande bQ d'un transistor pourrait être généré à partir de la comparaison d'une onde de référence (modulante) sinusoïdale V_m et d'une onde porteuse constante V_p figure 3.1.

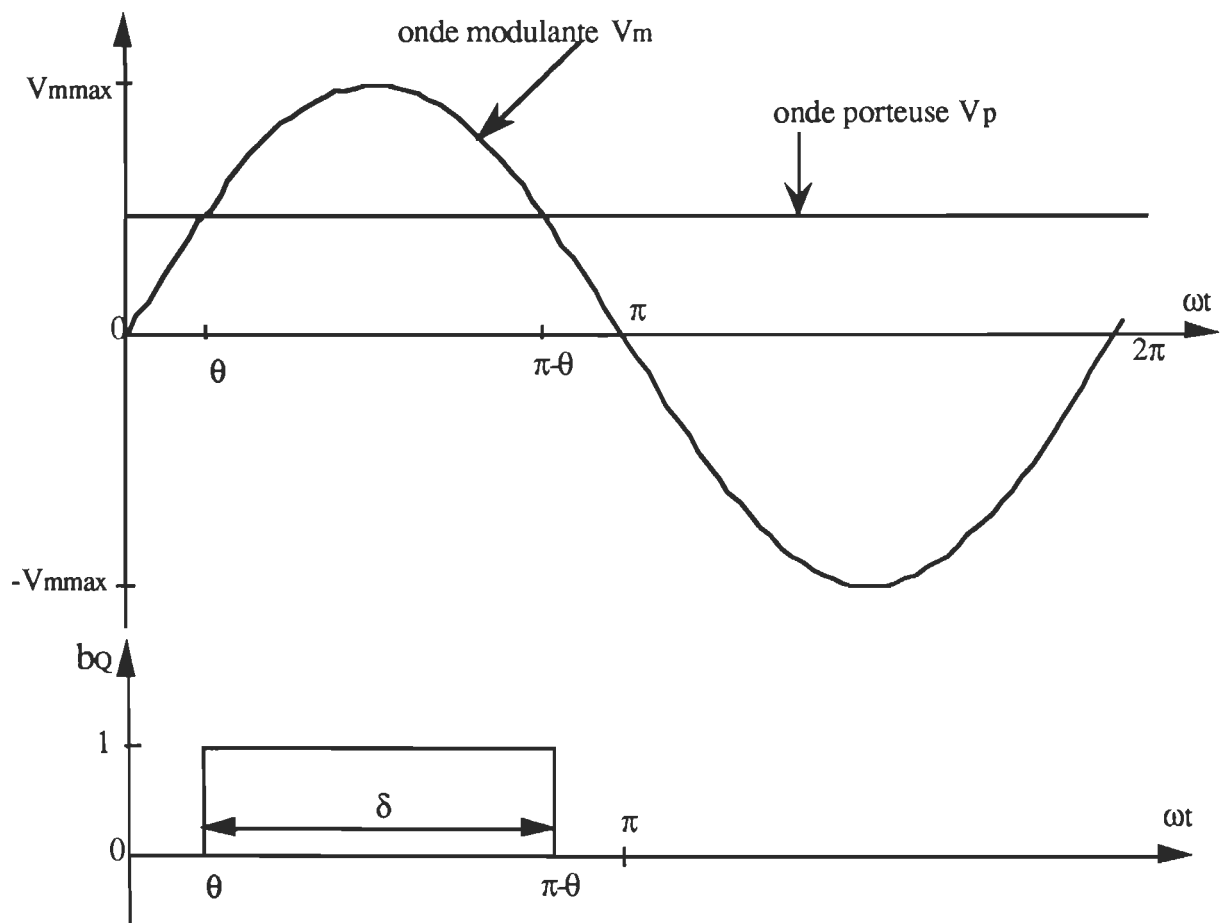


Figure 3.1 Génération du signal de commande d'un interrupteur

Pour $V_m > V_p$, le signal logique $b_Q=1$ et le transistor donné conduit si la tension collecteur-émetteur est positive; par contre si $b_Q=0$, le transistor est à l'état bloqué. Les signaux logiques b_{Q1} et b_{Q4} des transistors $Q1$ et $Q4$ (figure 3.2) ne doivent jamais être en même temps égaux à 1, pour ne pas provoquer un court-circuit de la source. Il en est de même des signaux logiques b_{Q2} et b_{Q3} des transistors $Q2$ et $Q3$.

La tension de sortie à deux niveaux du convertisseur est obtenue en prenant égale à zéro la tension porteuse V_p . Dans ce cas, entre les états 1 des signaux des transistors de la même branche, il faut intercaler un petit laps de temps t_f de quelques microsecondes, afin de garantir le blocage sûr des transistors qui ont conduit précédemment. Avec deux niveaux de sortie, il est impossible de régler la tension aux bornes de la charge à partir d'une tension d'entrée constante. Ceci en plus du taux de distorsion élevé constitue un désavantage du circuit produisant une telle forme d'onde.

La forme d'onde de tension de sortie à trois niveaux est obtenue par une augmentation du signal de porteuse ($V_p > 0$). Le signal de commande b_Q a alors une durée $\omega t < \pi$. Par une variation de 0 à V_{mmax} de l'onde porteuse V_p , on peut varier la tension de sortie de V_{omax} à 0, avec V_{omax} - la tension de sortie à deux niveaux (obtenue avec $\theta = 0$ ou $\delta = \pi$; où δ est la durée de l'impulsion de commande). Pour $V_p = 0,5 V_{mmax}$, $\theta = 30^\circ$ et on peut réaliser la tension de sortie à trois niveaux ne contenant pas d'harmonique d'ordre 3.

3.2 CIRCUITS DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR À MODULATION SINUSOÏDALE

3.2.1 Modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions

Encore appelée modulation naturelle, la modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions MSLI ("Sinusoidal Pulse width Modulation": SPWM) est une méthode bien connue pour générer une onde de sortie dont la valeur moyenne est sinusoïdale. Cette méthode permet également de faire varier la fréquence et l'amplitude de la composante fondamentale de l'onde de sortie. La multiplication du nombre d'impulsions formant

chacune des alternances de la tension de sortie permet de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques, ce qui facilite le filtrage.

La modulation sinusoïdale compare une tension de référence (modulante généralement sinusoïdale) à une tension porteuse (généralement triangulaire), dont la fréquence est plusieurs fois plus élevée que celle de la référence.

La figure 3.2 permet de mieux comprendre le processus de génération de la tension V_0 d'un convertisseur cc-ca par la méthode de modulation unipolaire de largeur d'impulsions.

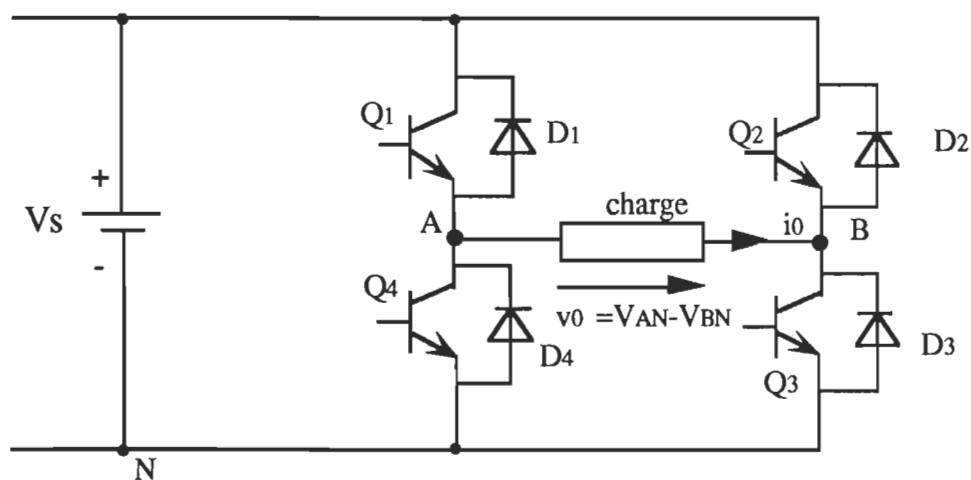


Figure 3.2 Convertisseur cc-ca en pont monophasé à transistors

Dans cette méthode de modulation de largeur d'impulsions les transistors Q_1 (Q_2) et Q_3 (Q_4) ne sont pas commandés de façon simultanée. Les transistors des deux branches A et B sont commandés respectivement par comparaison de la porteuse V_p avec les modulantes V_m et ($-V_m$), figure 3.3a.

Les signaux de commande des transistors de la branche A (Q_1 et Q_4) doivent être tels que:

si $v_m \geq v_p$: Q_1 conduit et $v_{AN} = V_s$

si $v_m < v_p$: Q_4 conduit et $v_{AN} = 0$

(3.1)

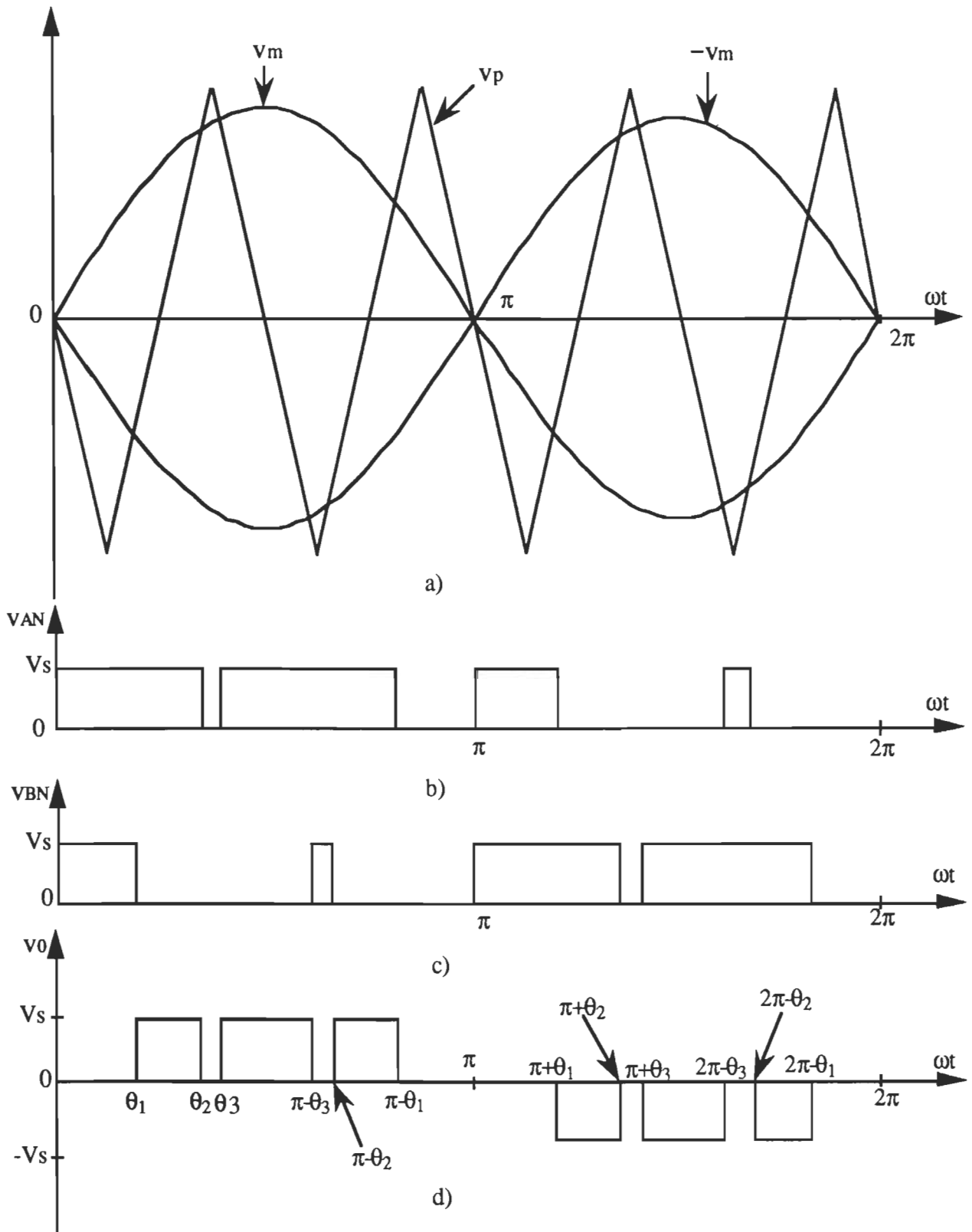


Figure 3.3 Modulation sinusoidale unipolaire de largeur d'impulsions

La tension au point A par rapport à la borne négative N du circuit est montrée sur la figure 3.3b.

La commande des transistors de la branche B (Q2 et Q4) se fait par la comparaison de l'onde de référence ($-v_m$) et de l'onde triangulaire (porteuse). Ainsi,

$$\begin{aligned} \text{si } (-v_m) \geq v_p: Q_2 \text{ conduit et } v_{BN} &= V_s \\ \text{si } (-v_m) \leq v_p: Q_3 \text{ conduit et } v_{BN} &= 0 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Grâce aux diodes antiparallèles D1-D4, les tensions exprimées par les expressions (3.1) et (3.2) sont indépendantes du sens du courant de sortie i_0 .

Dans cette méthode de modulation de largeur d'impulsions (modulation unipolaire), la variation de la tension de sortie au cours de chaque commutation est égale à V_s ; contrairement à la modulation bipolaire où cette variation égale à $2V_s$.

L'avantage de la modulation unipolaire est qu'elle permet de doubler la fréquence des harmoniques apparaissant dans le spectre de la tension de sortie. Les instants de commutations étant donnés par les points d'intersection d'un signal sinusoïdal (référence) et d'un signal triangulaire (porteuse) figure 3.4, la largeur des impulsions peut être calculée par l'équation transcendante [8]:

$$t_2 - t_1 = \frac{T_p}{2} \left[1 + \frac{V_{mmax}}{2} (\sin (\omega_R t_1) + \sin (\omega_R t_2)) \right] \quad (3.4)$$

où t_1 et t_2 sont les instants d'intersection de la référence et de la porteuse

T_p - la période de l'onde porteuse

V_{mmax} - est l'amplitude de l'onde de référence (modulante)

$\omega_R = 2\pi f_R$; f_R - la fréquence de l'onde de référence

L'équation transcendante (3.4) ne peut être résolue que par des méthodes numériques (méthode de Gauss-Seidal, méthode de Newton-Raphson etc...).

Ce type de modulation s'utilise surtout dans les circuits analogiques. Les premiers circuits de modulation de largeur d'impulsions étaient analogiques. Les éléments fondamentaux

d'un tel circuit (figure 3.5) sont: le générateur de signal sinusoïdal, le générateur de signal triangulaire et le comparateur.

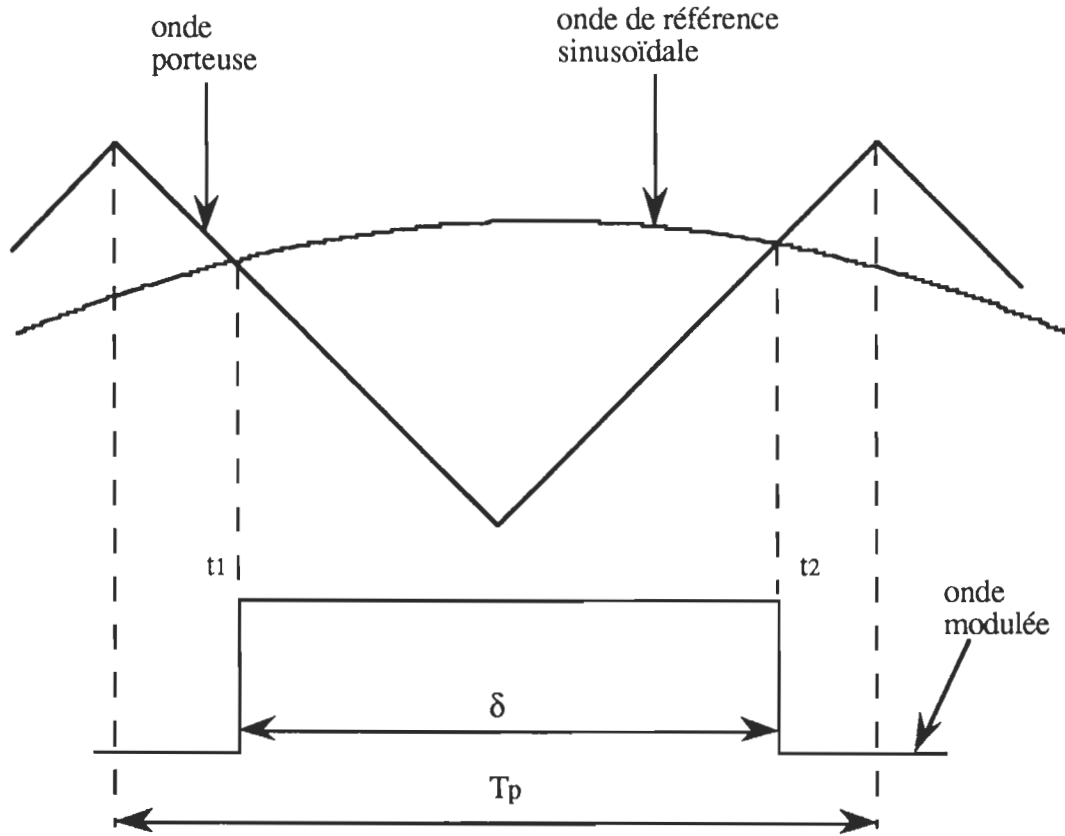


Figure 3.4 Détermination de la largeur d'impulsion par la modulation sinusoïdale

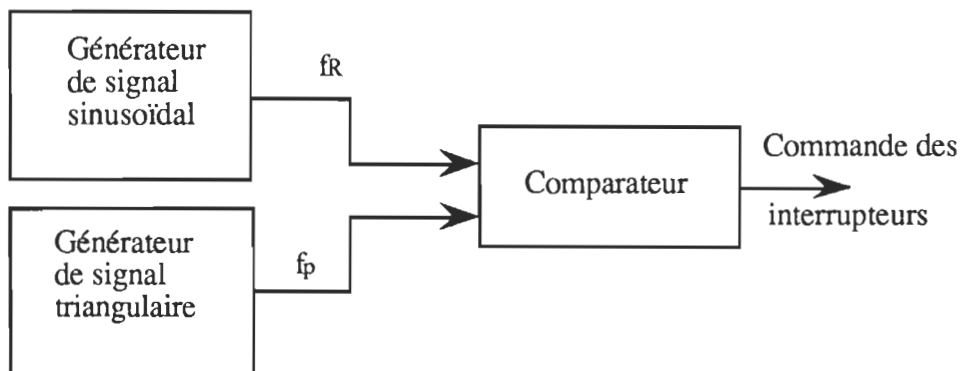


Figure 3.5 Diagramme structurel simplifié d'un circuit de commande analogique

L'utilisation d'un circuit de commande analogique peut avoir des inconvénients parmi lesquels on peut noter les problèmes liés à la comparaison des ondes sinusoïdale et triangulaire (parasites, imprécision etc...), la nécessité de changer une grande partie du câblage si l'on désire modifier la technique de modulation.

Ces inconvénients ont conduit à une numérisation du modulateur. La numérisation a été facilitée grâce au développement croissant des circuits numériques bon marché. Cela permet d'augmenter la précision et la fiabilité des circuits.

L'expression (3.4) montre qu'avec la modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions, les signaux modulés ne sont pas équidistants (ou uniformément espacés) et leur largeur ne peut être calculée analytiquement. Ceci rend difficile l'implantation d'une technique numérique.

L'utilisation d'un circuit hybride peut permettre d'obtenir des ondes sinusoïdale et triangulaire plus stables. La figure 3.6 montre un circuit hybride, où les signaux de référence (modulante) et triangulaire sont initialement stockés dans une mémoire morte [10].

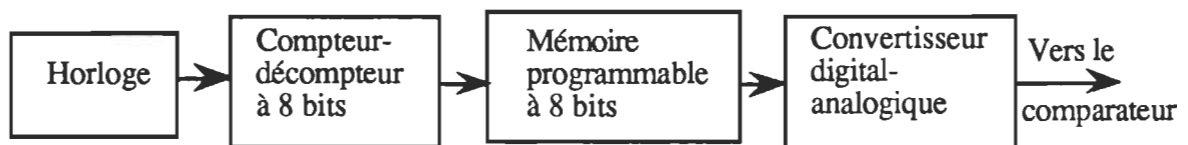


Figure 3.6 Diagramme structurel simplifié d'un générateur de signal hybride

Le principe de fonctionnement du générateur est le suivant: un compteur-decompteur à 8 bits reçoit les impulsions f_c d'une horloge. Ces impulsions sont comptées par le compteur, dont la sortie sert à l'adressage d'une mémoire programmable à 8 bits. Les valeurs de l'onde sinusoïdale sont stockées par intervalle de $0,71^\circ$ à partir de 0 dans les 255 cases mémoire. La sortie binaire de la mémoire est envoyée à un convertisseur digital-analogique qui crée une onde en gradins semblable à un sinus. L'utilisation d'un convertisseur digital-analogique dans un tel système s'expliquait par la difficulté de contrôler l'amplitude de l'onde de référence de façon numérique.

3.2.2 Modulation échantillonnée

Contrairement à la modulation sinusoïdale, la modulation échantillonnée s'apprête à l'utilisation de la commande numérique. D'ordinaire on discrétise la référence, c'est à dire que l'on remplace la sinusoïde (continuellement variable en fonction du temps) par des valeurs discrètes (figure 3.7a). C'est ce signal discrétisé (échantillonné), qui est comparé à la porteuse triangulaire. Plus le nombre d'échelons est élevé, plus le signal échantillonné se rapproche de l'onde modulante et l'erreur d'approximation est moins grande.

La figure 3.8 permet de déterminer la largeur des impulsions δ du signal modulé. En supposant que l'onde porteuse varie en valeurs relatives entre -1 et +1, son équation en fonction du temps devient:

$$p = -1 + \frac{2}{T_p} t = -1 + \frac{4}{T_p} t \quad (3.5)$$

En exprimant t en fonction de p on a:

$$t = \frac{T_p}{4} (1 + p) \quad (3.6)$$

Supposons qu'à l'instant t_3 , la porteuse coupe le signal échantillonné de valeur égale $V_{mmax} \sin \omega_R t_1$, alors on peut écrire:

$$t_3 = \frac{T_p}{4} (1 + V_{mmax} \sin \omega_R t_1) \quad (3.7)$$

Sachant que $t_3 = \frac{\delta}{2}$; où δ est la largeur du signal modulé

$$\text{on a: } \delta = \frac{T_p}{2} (1 + V_{mmax} \sin \omega_R t_1) \quad (3.8)$$

Cette technique de modulation de largeur d'impulsions peut être réalisée par microprocesseur [8], [10] doté d'une unité arithmétique capable d'effectuer les opérations d'addition, multiplication et division nécessaires pour le calcul de la largeur d'une impulsion.

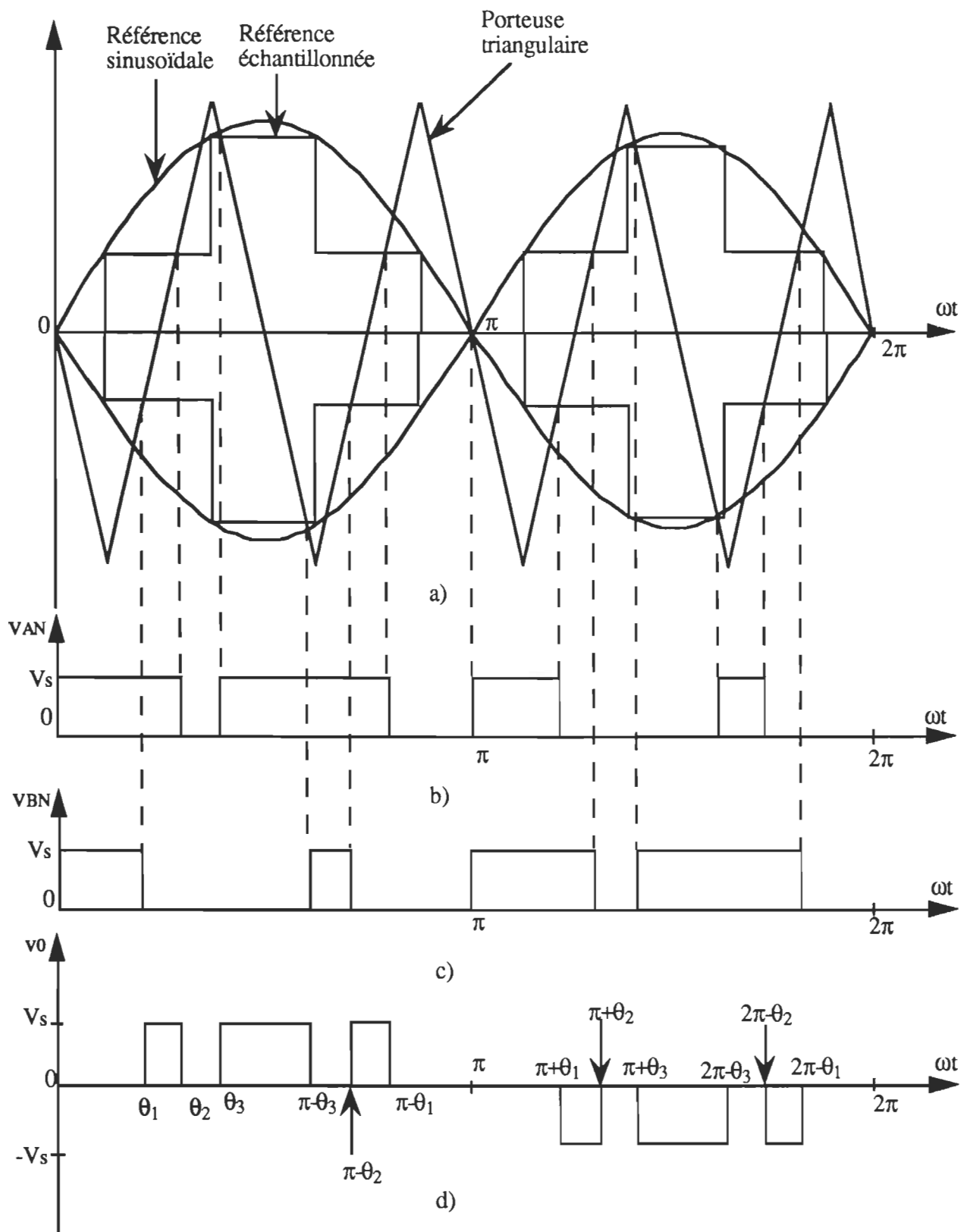


Figure 3.7 Modulation échantillonnée de largeur d'impulsions

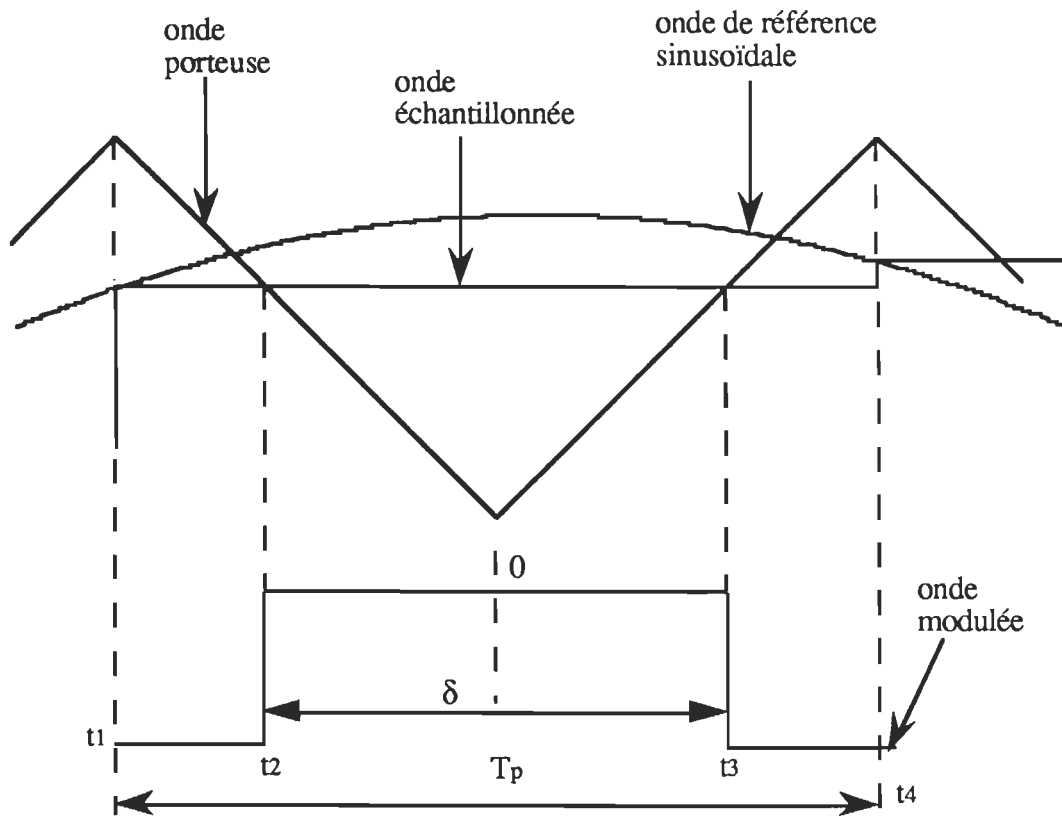


Figure 3.8 Détermination de la largeur d'impulsion par la modulation échantillonnée

Avec la commande par microprocesseur, il faut cependant utilisé des circuits logiques appropriés pour éliminer l'effet de retard engendré par le calcul en mode d'interruption. Sinon l'effet cumulatif de ce phénomène peut affecter la fréquence de l'onde de sortie [10]. La génération de l'onde sinusoïdale par microprocesseur en temps réel peut être lente. Par exemple, avec le microprocesseur Zilog Z80 dont la fréquence de l'horloge est 2,5 MHz, le calcul d'une valeur de l'onde sinusoïdale prend 800 μ s [8]. Une alternative plus intéressante est de stocker les valeurs de l'onde sinusoïdale sous forme de table des valeurs dans une mémoire morte. L'espace mémoire demandé, l'efficacité de l'opération et la précision de l'onde de sortie dépendent du nombre de valeurs échantillonnées par cycle. Par exemple, en prenant les valeurs à des intervalles de 0,5°, un cycle complet du signal est défini par 720 valeurs. On peut réduire l'espace mémoire demandé en stockant seulement la moitié ou le quart des valeurs de l'onde sinusoïdale dans la table des valeurs. Dans ce cas l'utilisation d'un indicateur définissant le signe positif ou négatif de la valeur sinusoïdale est nécessaire.

La figure 3.9 représente un schéma de modulation par microprocesseur. Le microprocesseur génère des signaux d'interruption, et tout de suite après les valeurs stockées de l'onde de modulation sont lues. Le signal triangulaire est généré par un compteur-décompteur. La forme d'onde modulée est obtenue par comparaison des ondes sinusoïdale et triangulaire à l'aide d'un comparateur.

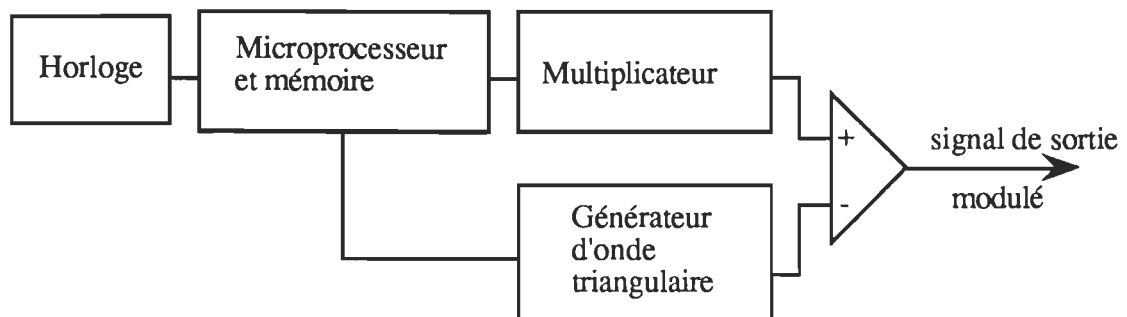


Figure 3.9 Schéma structurel d'un modulateur à base de microprocesseur

3.2.3 Modulation calculée

3.2.3.1 Cas d'une tension à trois niveaux

Contrairement aux méthodes précédentes qui déterminent la durée d'une impulsion par la comparaison des ondes modulante et porteuse, la modulation calculée (directe) permet de calculer directement la durée d'une impulsion de tension [4], [5]. La méthode de modulation décrite ci-dessous, appelée technique de l'aire équivalente est basée sur le critère que l'aire d'une impulsion de tension est égale à l'intégral de l'onde de référence.

Le principe du calcul des impulsions est le suivant:

- on divise la demie-période sinusoïdale en M parties comme représentées sur la figure 3.10. La durée de chaque division est π/M rad.
- on calcule ensuite l'intégral S_m de chaque division $1 \leq m \leq M$.

La largeur δ_n de l'impulsion d'ordre n s'exprime comme:

$$\delta_n = \int_{(n-1)\frac{\pi}{M}}^{n\frac{\pi}{M}} \sin \omega t d(\omega t) \quad (3.9)$$

On obtient ainsi la relation

$$\delta_n = \cos (n-1) \frac{\pi}{M} - \cos n \frac{\pi}{M} \quad (3.10)$$

3.2.3.2 Cas d'une tension à cinq niveaux

Si l'aire S_m de la division sous la sinusoïde est inférieure à $0,5\pi/M$, l'amplitude de l'impulsion correspondante est égale à 0,5, mais si l'aire S_m est supérieure $0,5\pi/M$, l'impulsion de tension est constituée de deux parties: une impulsion d'amplitude 0,5 et une impulsion ayant une surface de $0,5\pi/M$ (figure 3.11).

Si $S_m \leq 0,5 \frac{\pi}{M}$, l'amplitude de l'impulsion est 0,5:

$$0,5\delta_n = \int_{(n-1)\frac{\pi}{M}}^{n\frac{\pi}{M}} \sin \omega t d(\omega t) \quad (3.11)$$

et on obtient:

$$\delta_n = 2 \left[\cos (n-1) \frac{\pi}{M} - \cos n \frac{\pi}{M} \right] \quad (3.12)$$

Si $S_m \geq 0,5 \frac{\pi}{M}$, l'amplitude totale de l'impulsion est 1

$$0,5 \left(\delta_n + \frac{\pi}{M} \right) = \int_{(n-1)\frac{\pi}{M}}^{n\frac{\pi}{M}} \sin \omega t d(\omega t) \quad (3.13)$$

$$\delta_n = 2 \left[\cos (n-1) \frac{\pi}{M} - \cos n \frac{\pi}{M} \right] - \frac{\pi}{M} \quad (3.14)$$

Avec cette technique de modulation, une commande numérique plus simple des interrupteurs peut être réalisée. Cette commande se fait à base d'EPROM et sa réalisation ne nécessite ni porteuse, ni modulante, ni comparateur (paragraphe 3.3).

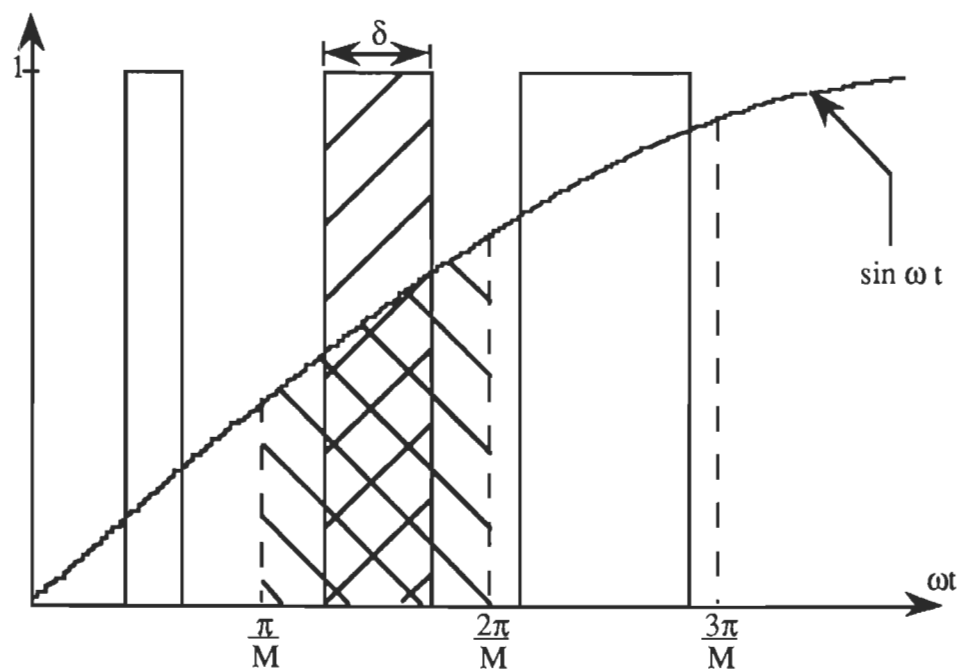


Figure 3.10 Technique de l'aire équivalente (tension à trois niveaux)

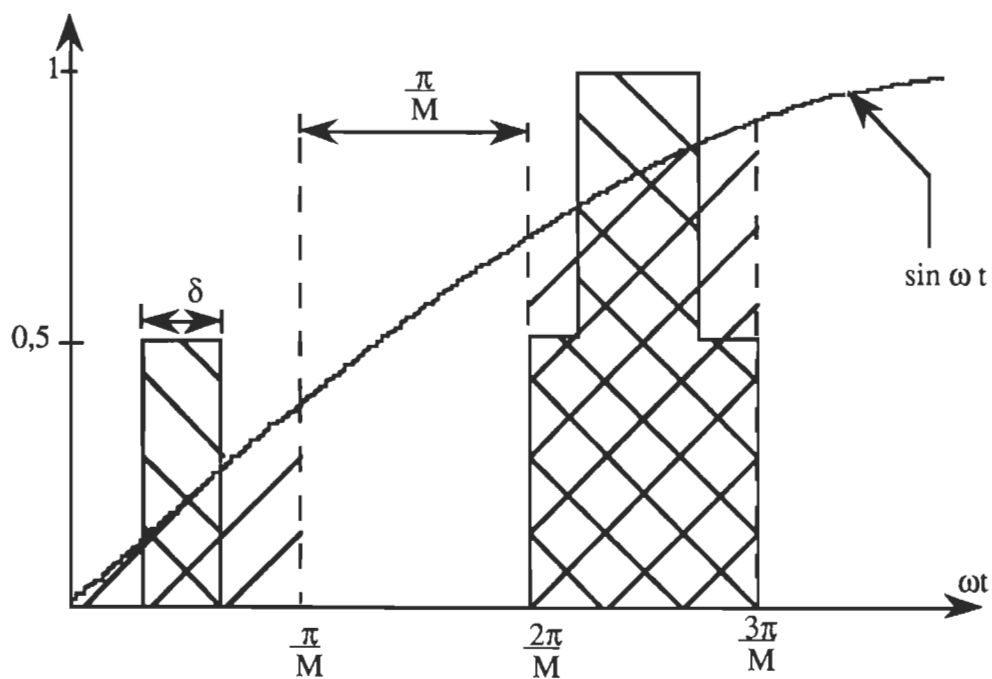


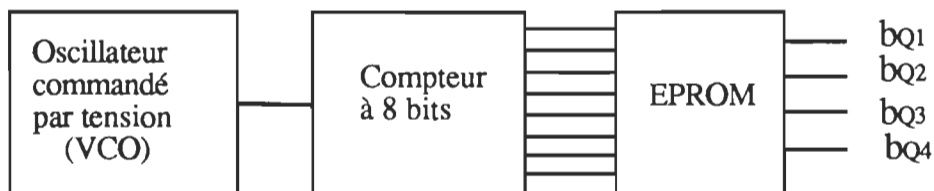
Figure 3.11 Technique de l'aire équivalente (tension à cinq niveaux)

3.3 CIRCUITS DE COMMANDE À BASE D'EPROM

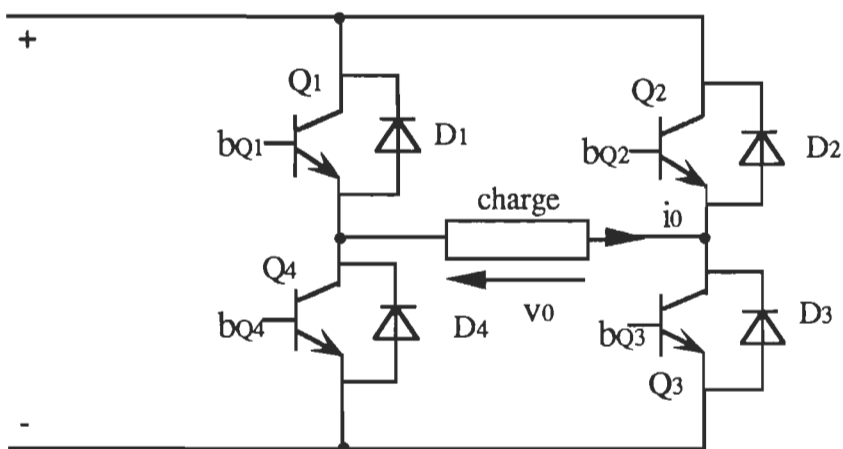
La réalisation du circuit de commande du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7 est plus compliquée si nous voulons générer les signaux de commande des interrupteurs par la comparaison des ondes porteuse et modulante. La difficulté provient du fait que les instants de commutation ne peuvent plus être déterminés par les intersections d'une porteuse triangulaire et d'une modulante sinusoïdale. Il faut donc générer une forme d'onde spéciale de modulante dont les intersections avec la porteuse triangulaire correspondent aux instants de commutations des interrupteurs. Une solution plus simple est l'utilisation d'une mémoire morte (EPROM) dont le principe est décrit ci-dessous.

Connaissant les instants de commutation des interrupteurs, que nous avons calculés par la résolution d'un système d'équations non linéaires, on peut déterminer la durée des impulsions de commande à l'amorçage des transistors. Ces impulsions sont stockées dans une mémoire programmable, où elles peuvent être lues grâce à une horloge et un compteur [11], [12]. Le circuit de commande à base d'EPROM du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7 est montré à la figure 3.12a. Ce circuit composé essentiellement d'un oscillateur commandé par tension (VCO), d'un compteur à 8 bits et d'une mémoire programmable EPROM, se distingue par sa simplicité et sa grande flexibilité. La réalisation du circuit de commande du convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie exige un simple changement du contenu de l'EPROM de telle sorte à obtenir cinq signaux de sortie bQ1-bQ4.

Les figures 3.13 et 3.14 montrent respectivement les formes des signaux de commande des transistors du convertisseur cc-ca à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 et du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de tension de sortie. Ces signaux sont préalablement amplifiés avant d'être envoyés aux circuits d'attaque de base des transistors.



a) Circuit de commande numérique à base d'EPROM



b) circuit de puissance

Figure 3.12 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7

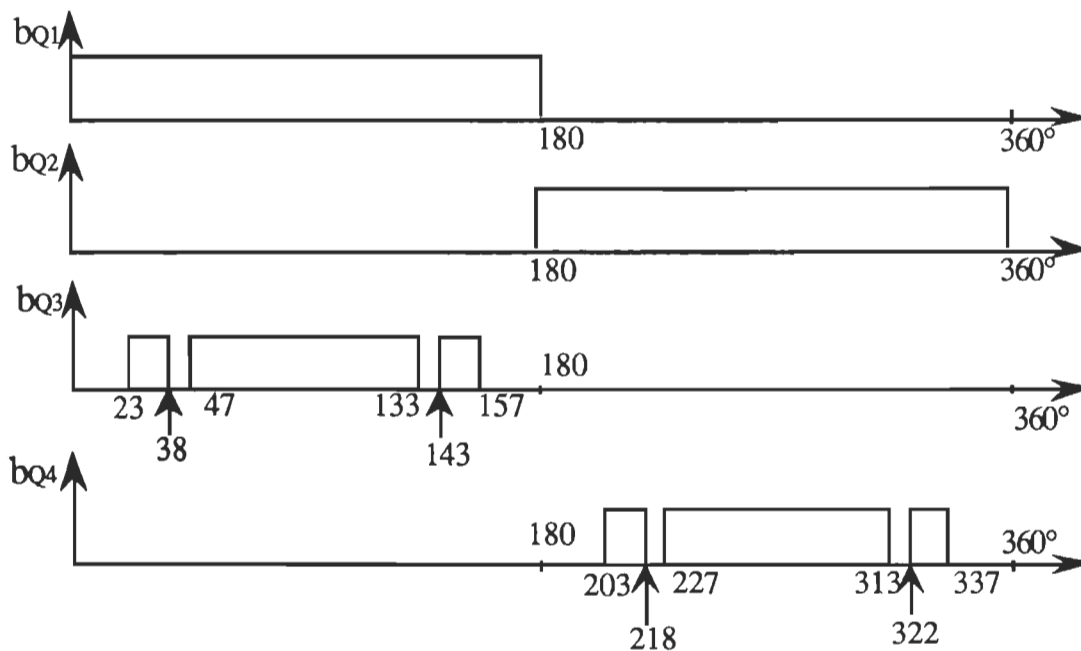


Figure 3.13 Signaux de commande du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7

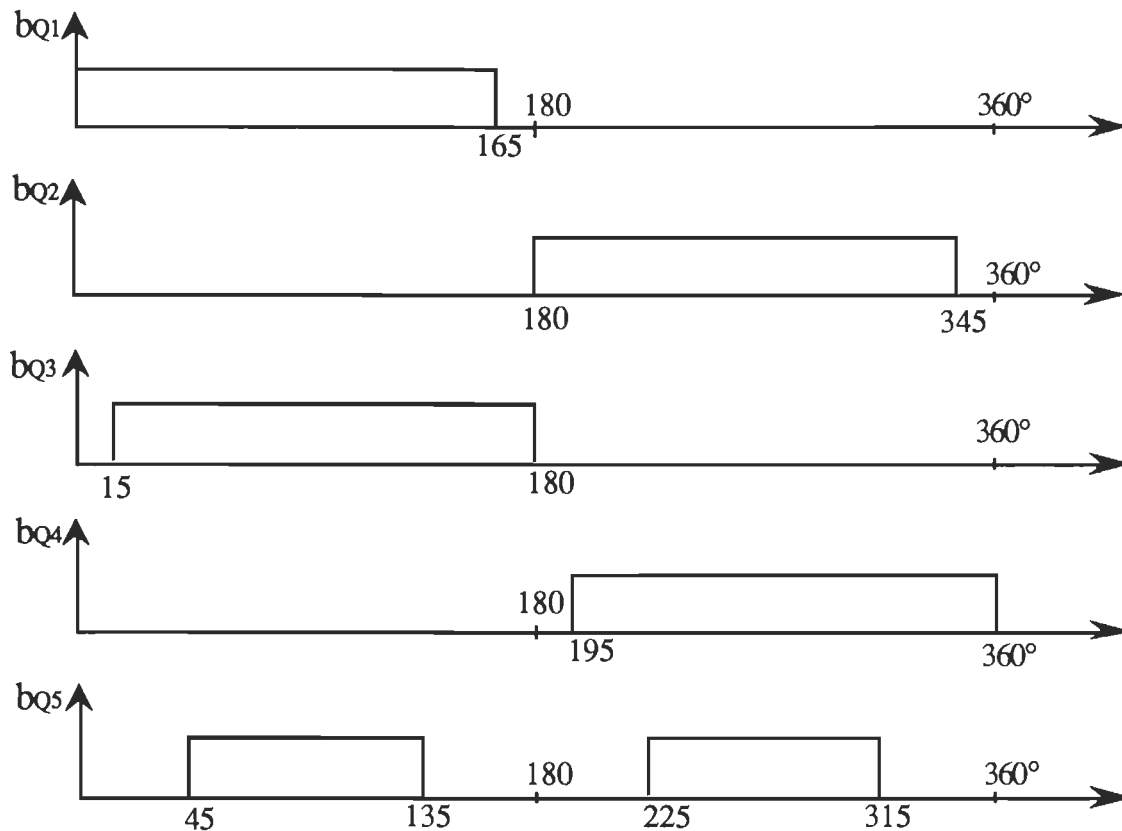


Figure 3.14 Signaux de commande du convertisseur à cinq niveaux de sortie

3.4 CONCLUSION

L'étude effectuée dans ce chapitre permet de comparer le circuit de commande que nous avons réalisé (celui à base d'EPROM) avec d'autres circuits de commande couramment utilisés pour la génération des signaux de commande des interrupteurs. Ce circuit se distingue par sa simplicité et sa grande flexibilité. Le même circuit de commande sert à la génération des signaux de commande des différentes structures de convertisseurs étudiés; seul le contenu de l'EPROM est modifié. L'élimination de toute opération de comparaison entre les ondes modulantes et porteuse permet de générer les signaux de commande avec une grande précision si on utilise une mémoire de capacité élevée. La diminution du nombre d'éléments dans le circuit de commande augmente sa fiabilité.

CHAPITRE 4

RÉALISATION PRATIQUE DES STRUCTURES DE CONVERTISSEURS CC-CA

4.1 CIRCUIT DE COMMANDE

Le circuit de commande réalisé pour la commande des transistors des différentes structures de convertisseurs cc-ca est celui à base d'EPROM (figure 3.12). Ce dernier présente l'avantage d'être très flexible, car il permet de générer la forme d'onde de tension de sortie désirée par une simple modification du contenu de l'EPROM. Le circuit de commande comporte un oscillateur commandé par tension (VCO) SN74LS124N, générant les impulsions d'horloge, un compteur à 8 bits SN74LS393, permettant de faire l'adressage des cases mémoire et une mémoire programmable EPROM TMS2764, où les informations nécessaires à la commande des interrupteurs sont stockées. La fréquence de l'oscillateur est choisie telle qu'elle soit égale à 256 fois la fréquence de sortie. Le compteur à 8 bits permet de compter de zéro à 255, ce qui correspond à une période de la tension de sortie. Les impulsions de sortie sont préalablement amplifiées avant d'être envoyées au circuit d'attaque de base des transistors. Le schéma du circuit de génération des signaux de commande des transistors est représenté sur la figure 4.1.

L'oscillateur commandé par tension (VCO) SN74LS124 est un composant monolithique à 16 pattes, dont la fréquence de sortie est définie par un condensateur externe en combinaison avec deux tensions d'entrée. Ces tensions peuvent être utilisées pour varier la fréquence de sortie de l'oscillateur. La valeur approximative de la fréquence de sortie peut être calculée par l'expression [13]:

$$f_0 = \frac{5 \times 10^{-4}}{C_{\text{ext}}} \quad (4.1)$$

où f_0 est la fréquence de sortie en hertz

C_{ext} est la valeur du condensateur externe en farads

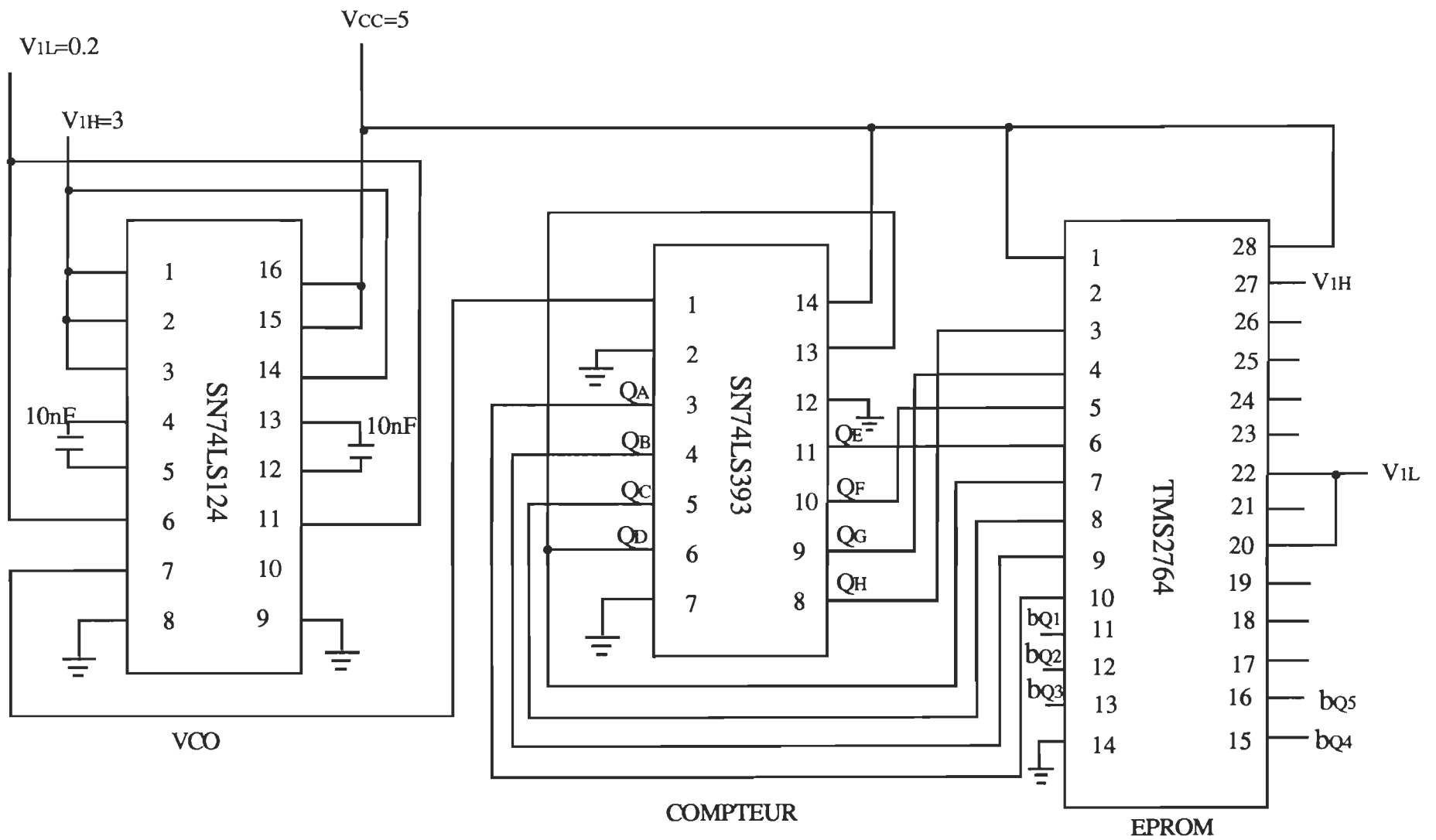


Figure 4.1 Circuit de génération des signaux de commande des transistors

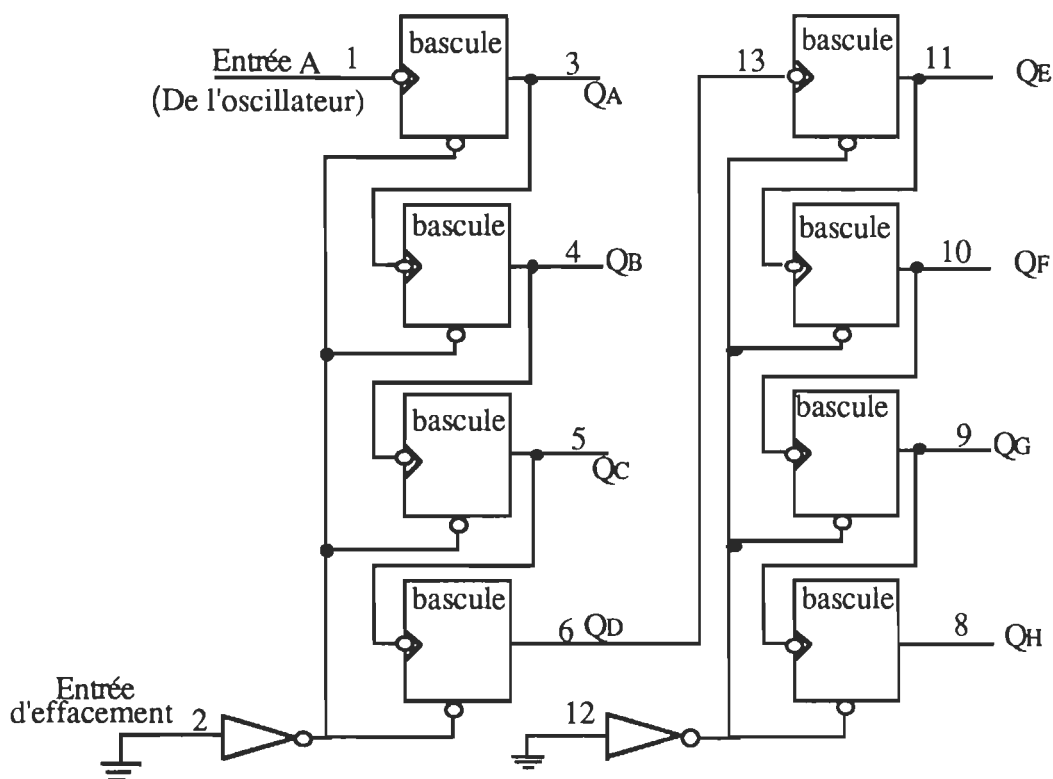


Figure 4.2 Circuit logique du compteur à 8 bits

Le compteur à 8 bits est réalisé à l'aide d'un circuit SN74LS393 comportant deux compteurs indépendants à 4 bits ayant chacun ses entrées d'horloge et d'effacement. Chaque compteur à 4 bits est constitué par 4 bascules. Le compteur à 8 bits est obtenu en branchant de façon appropriée (figure 4.2) les deux compteurs à 4 bits. Le signal d'entrée du deuxième compteur à 4 bits arrive de la sortie QD (broche 6 Figure 4.1) de la bascule donnant le poids binaire le plus élevé du premier compteur. Les signaux de sortie QA-QH du compteur à 8 bits sont appliqués à la mémoire.

La mémoire morte TMS2764 est électriquement programmable (figure 4.1). Elle doit fonctionner en mode lecture. Pour cela les broches 20 ("Chip Enable") et 22 ("Output Enable") reçoivent un signal TTL de niveau bas V_{1L} , tandis que l'entrée 27 ("Program") reçoit un signal de niveau haut V_{1H} . Nous avons fait la programmation de l'EPROM à l'aide d'un programme écrit en langage BASIC. Ce programme (annexe J) permet de stocker dans la mémoire les impulsions de commande de chaque interrupteur afin de générer la forme d'onde de tension désirée.

4.2 CIRCUITS DE PUISSANCE

4.2.1 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7

La structure du convertisseur cc-ca réalisé est celui d'un onduleur monophasé en pont avec deux transistors MJ11033 (Q1 et Q2) et deux transistors MJ11032 (Q3 et Q4) figure 4.3. Cette structure avec les différentes modifications du circuit de commande permet d'obtenir les formes d'ondes de tension à deux et trois niveaux, la tension de sortie modulée sinusoidalement et celle modulée pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7.

Une simple modification du contenu de l'EPROM, donc de la commande des transistors permet de passer d'une forme d'onde à une autre. Le bon fonctionnement du circuit de commande nécessite une amplification des signaux de sortie de l'EPROM. Cette opération est effectuée par un circuit SN7407 (Figure 4.4), qui joue le rôle d'interface et de préamplificateur. Chaque sortie de l'interface SN7407 est un circuit "Open Collector" [13] (Figure 4.5). Ces circuits permettent d'amplifier les signaux de commande bQ1-bQ4 des transistors (figure 3.13).

4.2.2 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie

Le convertisseur à cinq niveaux (Figure 4.6) est réalisé à partir de la structure de convertisseur cc-ca monophasé, mais en ajoutant une deuxième source de tension et un transistor de commutation Q5. Les deux sources de tension doivent avoir les mêmes valeurs. Pour générer la forme d'onde de tension de sortie à cinq niveaux avec un taux de distorsion totale d'harmoniques minimal, les impulsions de commande à la fermeture bQ1-bQ5 des transistors Q1-Q5 doivent être appliquées pendant les intervalles: 0-165° pour Q1, 180°-345° pour Q2, 15°-180° pour Q3, 195°-360° pour Q4, 45°-135° et 225°-315° pour Q5. L'EPROM est programmée pour avoir cinq signaux de commande bQ1-bQ5 (figure 3.14).

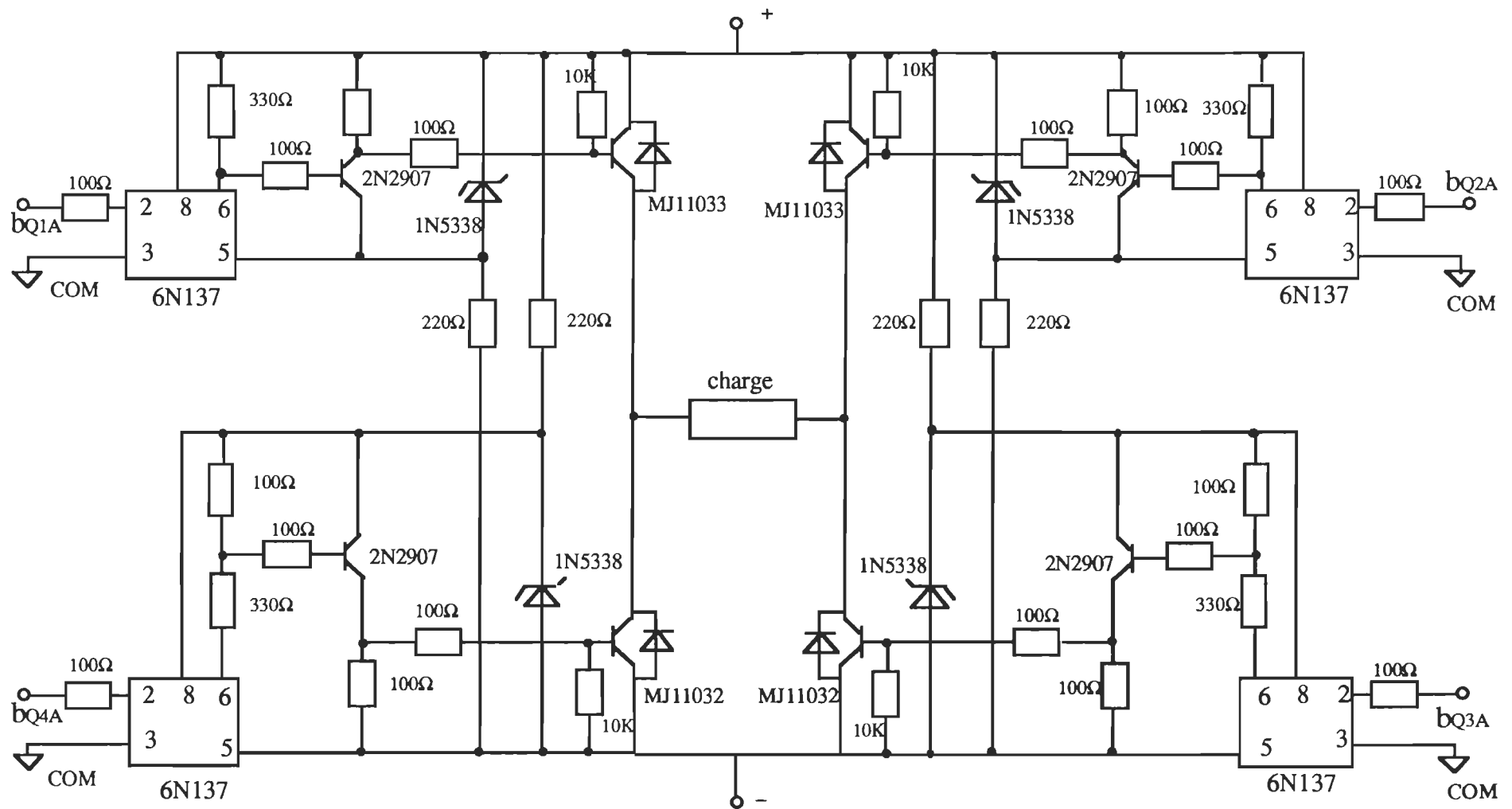


Figure 4.3 Circuit de réalisation du convertisseur cc-ca à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7

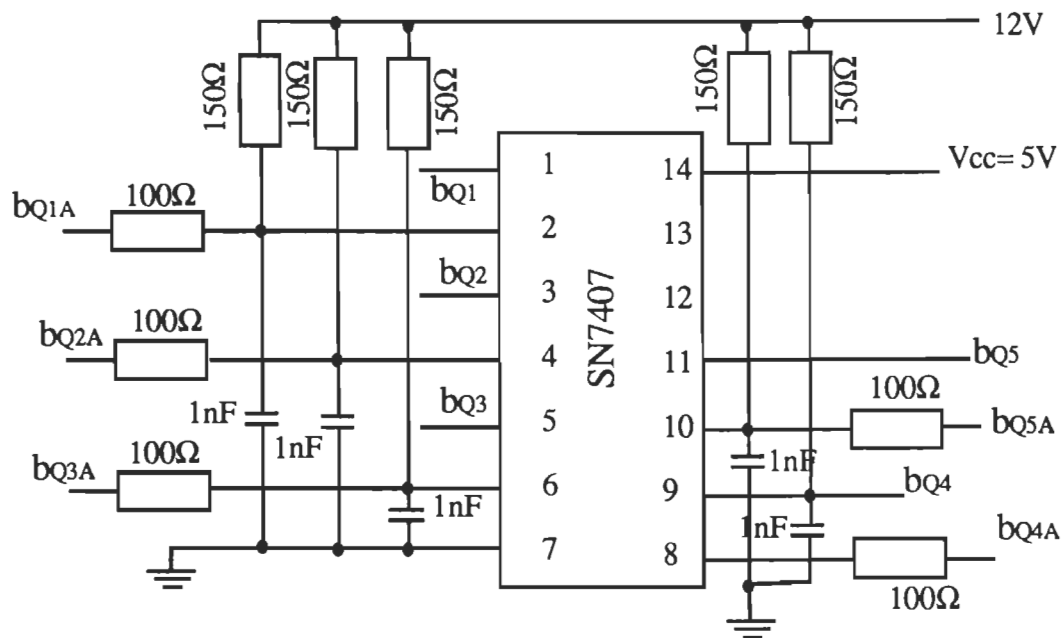


Figure 4.4 Circuit d'interface SN7407

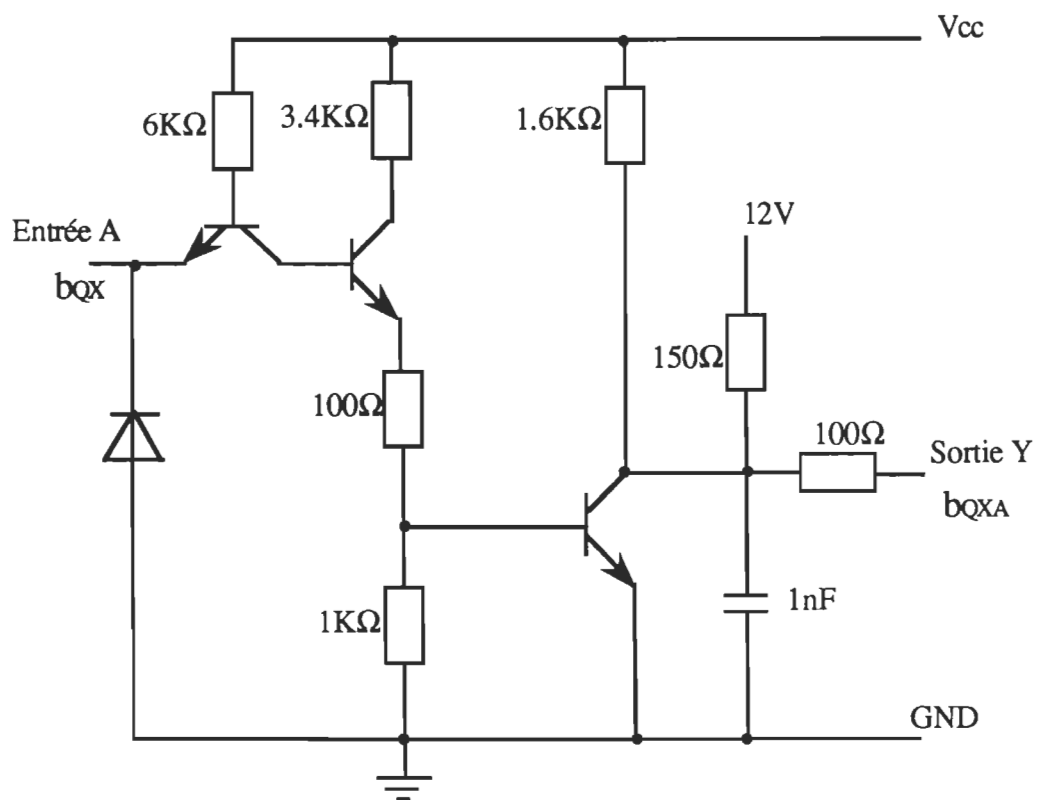


Figure 4.5 Circuit d'amplification "Open Collector"

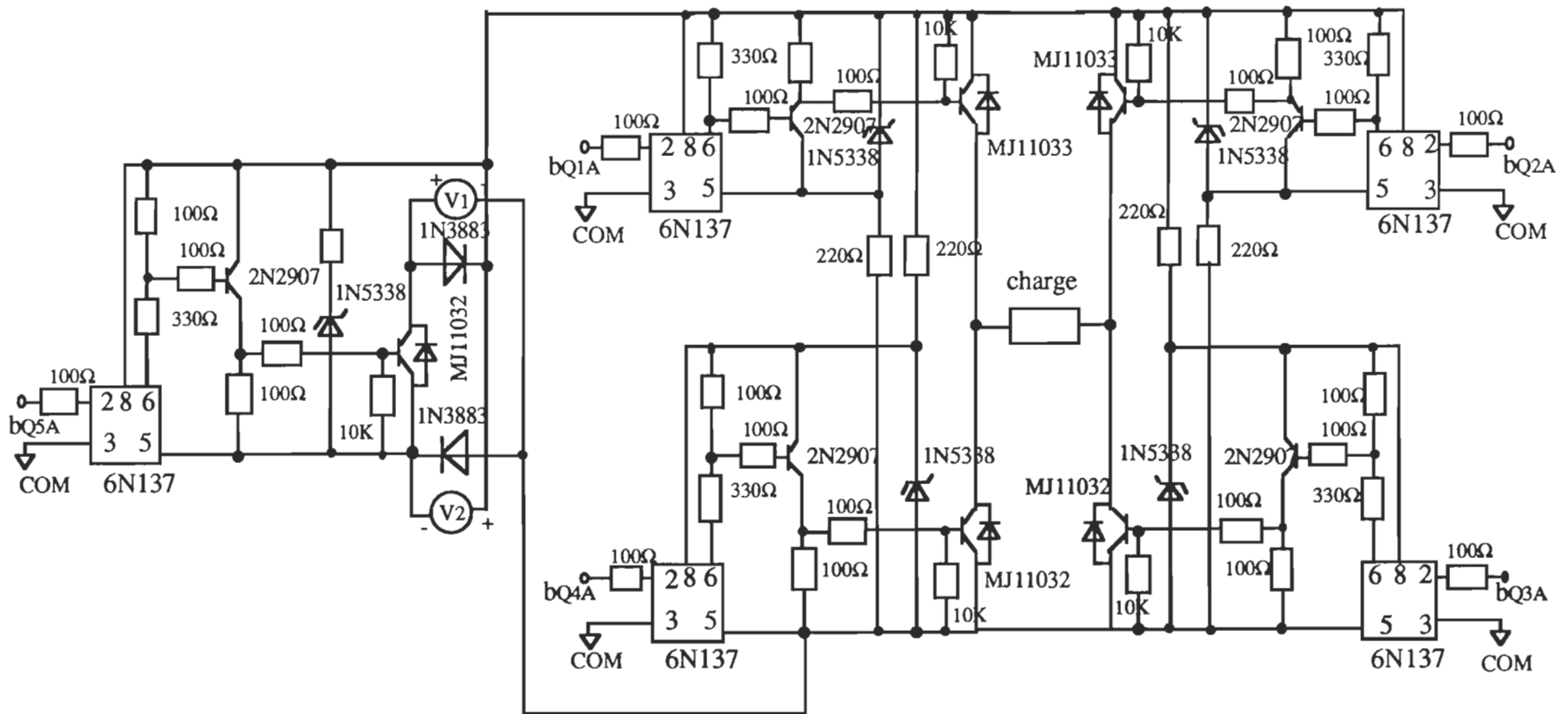


Figure 4.6 Circuit de réalisation du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie

4.3 VALIDATION DES RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

4.3.1 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7

Le montage expérimental du convertisseur cc-ca à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 apparaît à la figure 4.3. La source de tension utilisée est le type "Kepco Power Supply" avec $V_s=40$ volts. La résistance de charge est $R=13\Omega$; quant à l'inductance de charge, elle est nulle (inductance court-circuitée) dans le cas de la charge résistive et égale à 13mH dans le cas de la charge résistive-inductive.

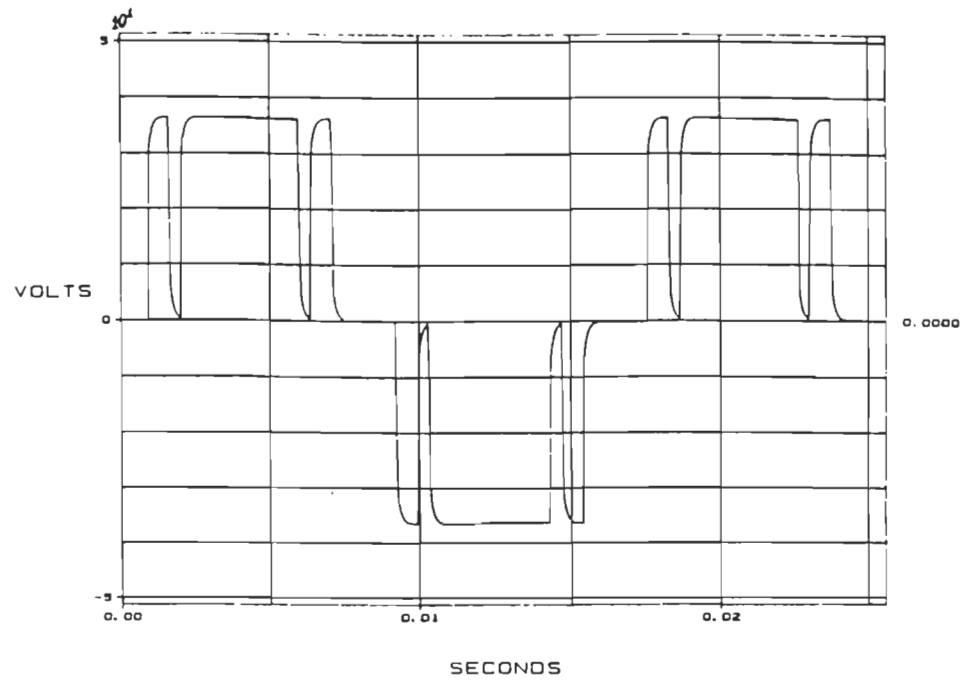
Les figures 4.7 a et b montrent la forme d'onde et le spectre des harmoniques de la tension de sortie sur charge résistive. Les valeurs efficaces des harmoniques dominants et le taux de distorsion d'harmoniques sont portés dans le tableau 4.1.

Les figures 4.8 et 4.9 représentent respectivement les formes d'onde de la tension et du courant de charge dans le cas de la charge résistive-inductive (remarquons la déformation de la forme d'onde de la tension de sortie). Ces mêmes grandeurs sont montrées sur les figures 4.10 et 4.11 quand on modifie la commande des transistors pour améliorer la forme d'onde de la tension de sortie sur charge résistive-inductive (paragraphe 2.7.1).

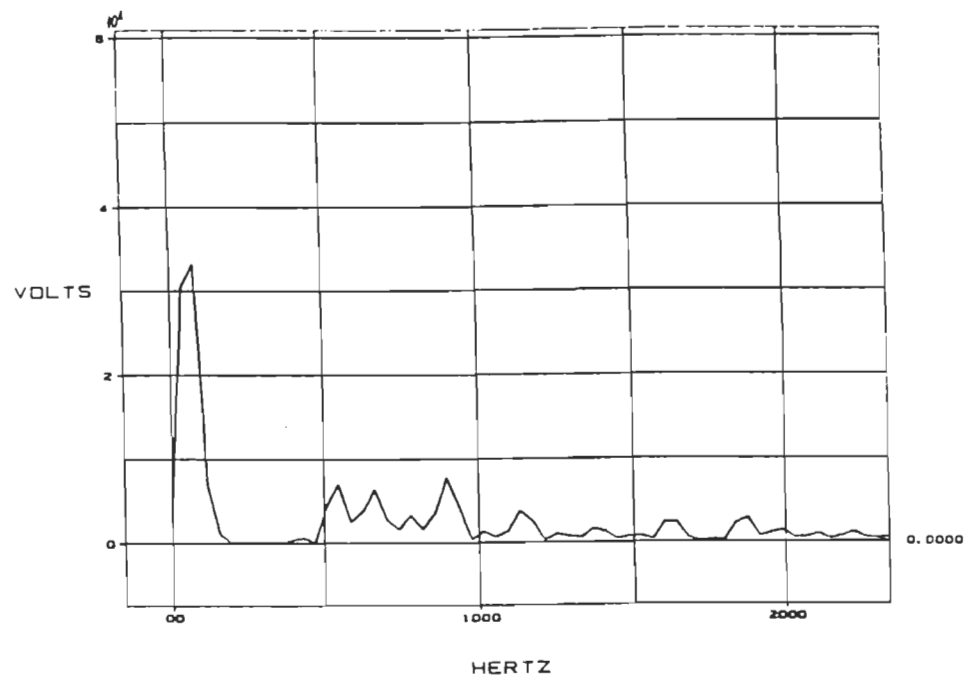
Tableau 4.1

Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_s}$
9	5,4435	0,1367
11	4,9382	0,1240
13	2,6331	0,0661
15	5,9400	0,1492
Valeur efficace de la tension de sortie, V		29,4
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		44,8353

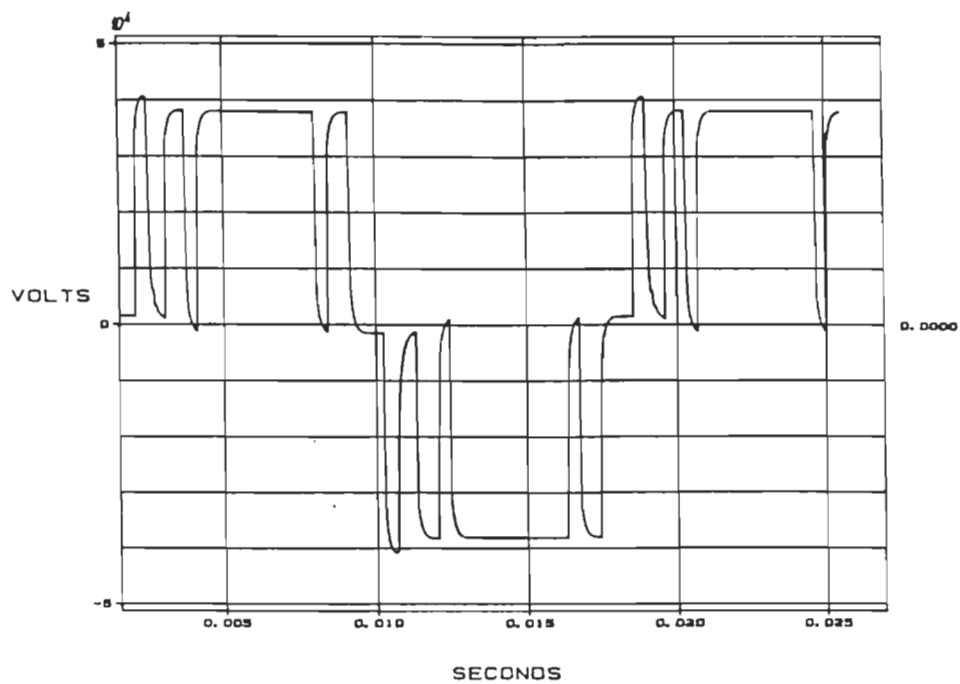


a) Forme d'onde de la tension de sortie

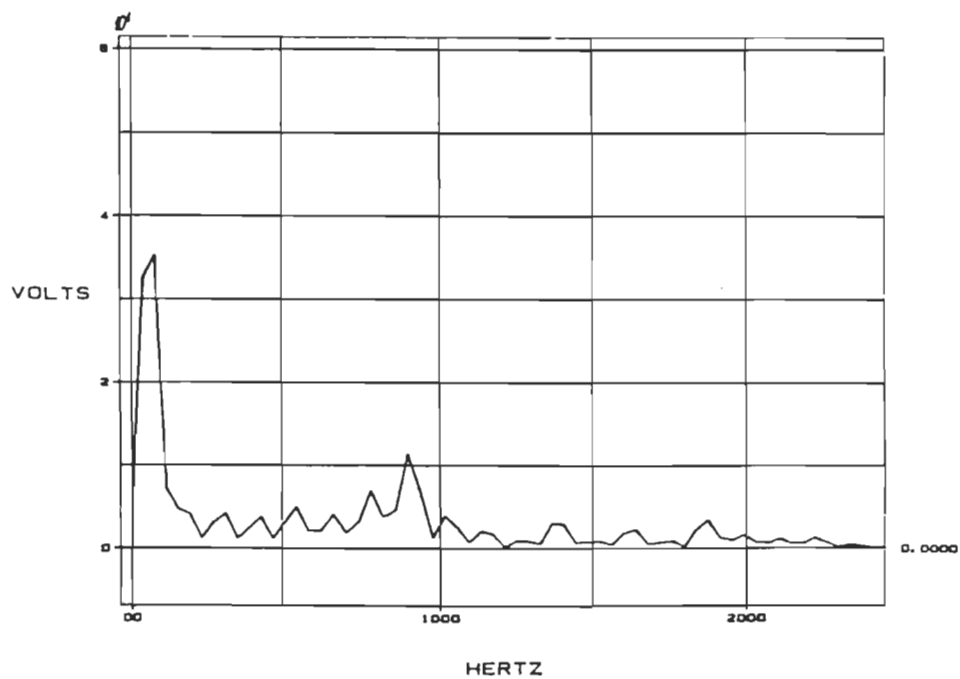


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 4.7 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7
(charge résistive $R=13 \Omega$)

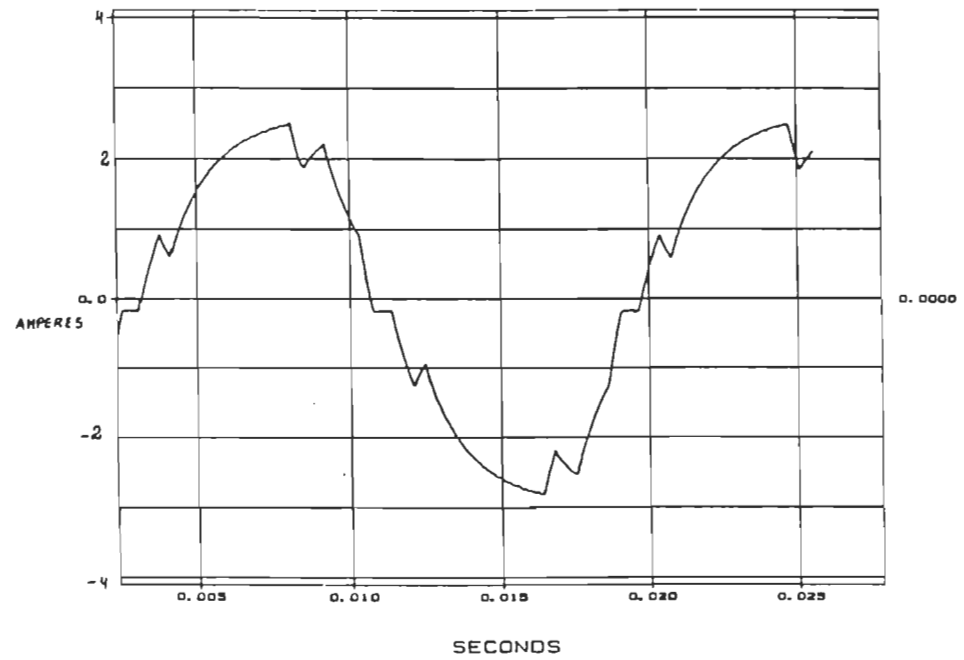


a) Forme d'onde de la tension de sortie



b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 4.8 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7
(charge résistive-inductive $R=13\Omega$, $L=13\text{mH}$)



a) Forme d'onde du courant de charge

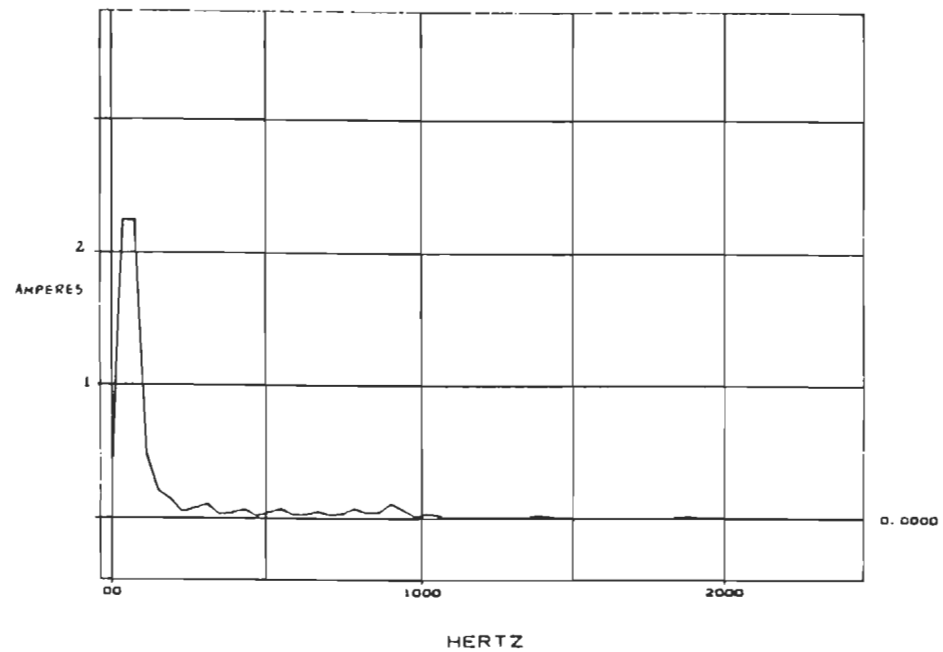
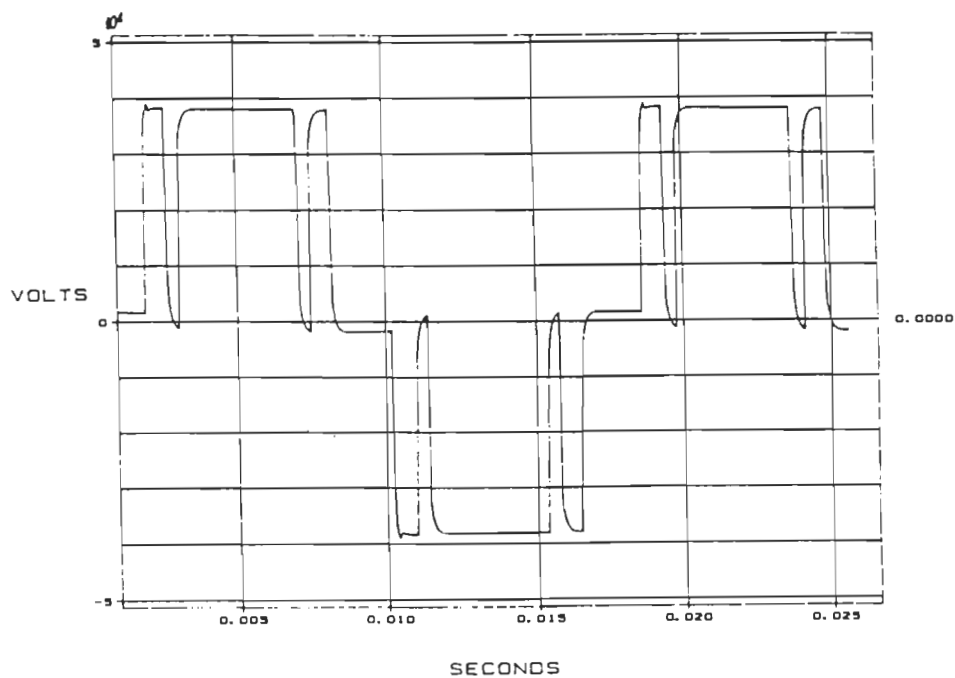
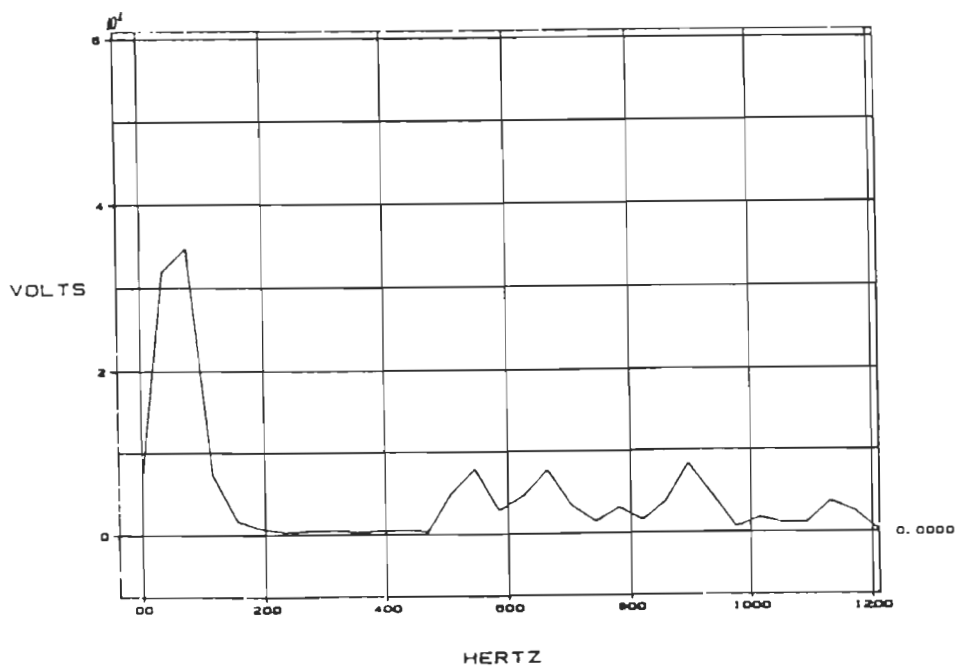


Figure 4.9 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7
(charge résistive-inductive $R=13\Omega$, $L=13\text{mH}$)

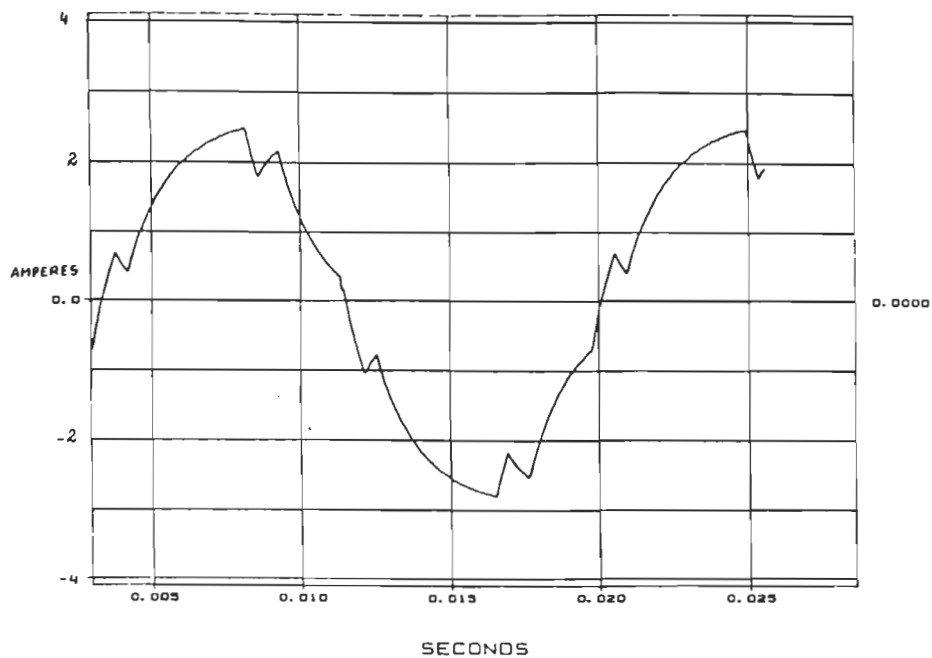


a) Forme d'onde de la tension de sortie

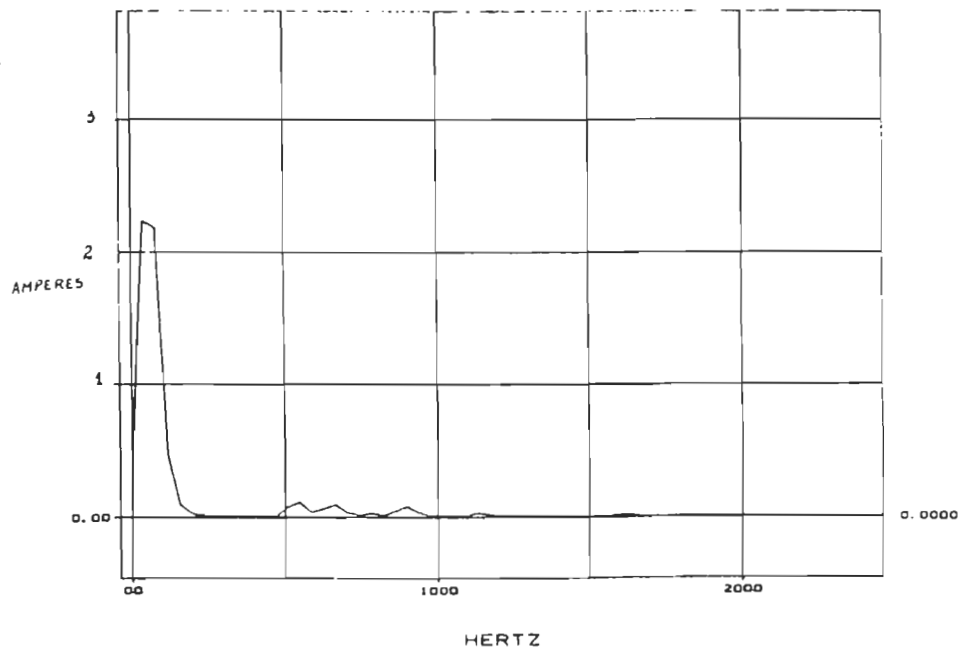


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 4.10 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive $R=13\Omega$, $L=13\text{mH}$; commande modifiée)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant

Figure 4.11 Convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive $R=13\Omega$, $L=13\text{mH}$; commande modifiée)

Tableau 4.2

Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion totale de la tension de sortie du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 (charge résistive-inductive, commande modifiée)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_s}$
9	5,8049	0,1458
11	4,5568	0,1396
13	2,2311	0,0560
15	5,96	0,1498
Valeur efficace de la tension de sortie, V		31,0
Taux de distorsion totale d'harmoniques		45,0648

Le tableau 4.3 compare les taux de distorsion obtenus au cours des différentes études sur charges résistive et résistive-inductive.

Tableau 4.3

Tableau comparatif des résultats des différentes études du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7

TDTH de la tension de sortie, %	Charge résistive	Charge résistive-inductive	Charge résistive-inductive avec commande modifiée
Résultat expérimental	44,8353	49,0218	45,0648
Résultat de la simulation	42,7666	47,2158	43,6585
Résultat de l'étude théorique	44,3798		

4.3.2 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie

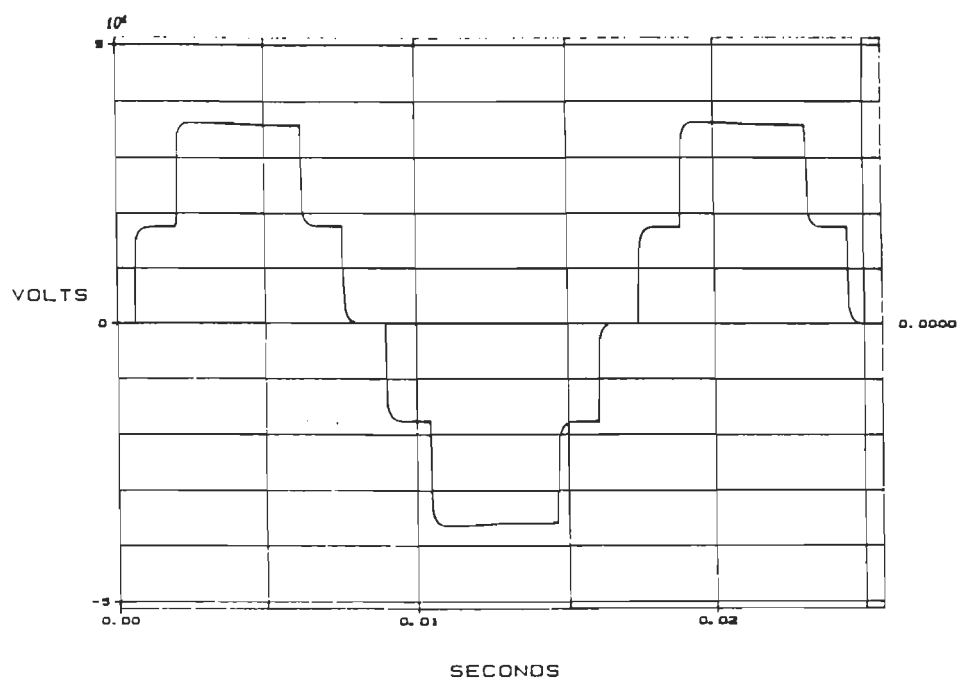
Le montage expérimental du convertisseur cc-ca à cinq niveaux de sortie est celui de la figure 4.6. Les deux sources de tension V_1 et V_2 (type "Kepco Power Supply") sont de valeurs égales (20 volts chacune). Les valeurs de la résistance et de l'inductance de charge sont les mêmes que dans le cas du convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7.

Les figures 4.12 a et b représentent respectivement la forme d'onde et le spectre des harmoniques de la tension de sortie sur charge résistive. Les valeurs efficaces des harmoniques dominants sont données dans le tableau 4.4. Sur charge résistive-inductive, comme l'a montré l'étude par simulation, on voit que la tension de sortie est distorsionnée (figure 4.13) et le courant prend une forme plus sinusoïdale (figure 4.14). En commandant les interrupteurs de manière spéciale (paragraphe 2.7.2), on peut améliorer la forme d'onde de la tension de sortie sur charge résistive-inductive (tableau 4.5) tout en gardant la forme presque sinusoïdale du courant (figures 4.15 et 4.16). Les résultats des différentes études du convertisseur à cinq niveaux sont donnés dans le tableau 4.6.

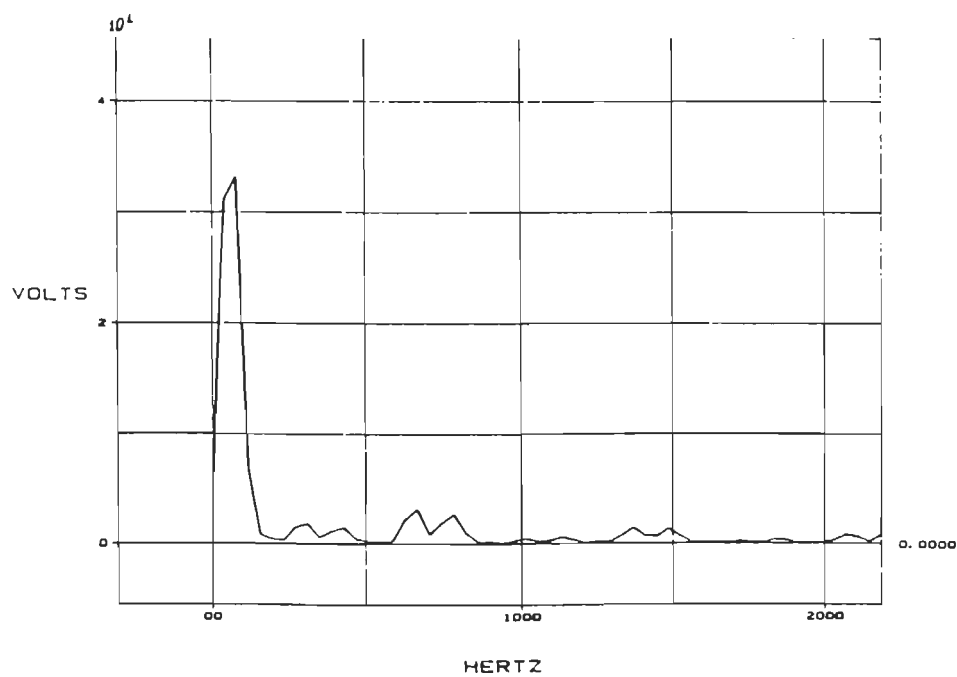
Tableau 4.4

Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion totale de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux de sortie (charge résistive)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_1+V_2}$
5	0,8687	0,0334
7	1,1346	0,0284
11	2,4110	0,0606
15	2,0299	0,0507
Valeur efficace de la tension de sortie, V		27,4
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		16,6640

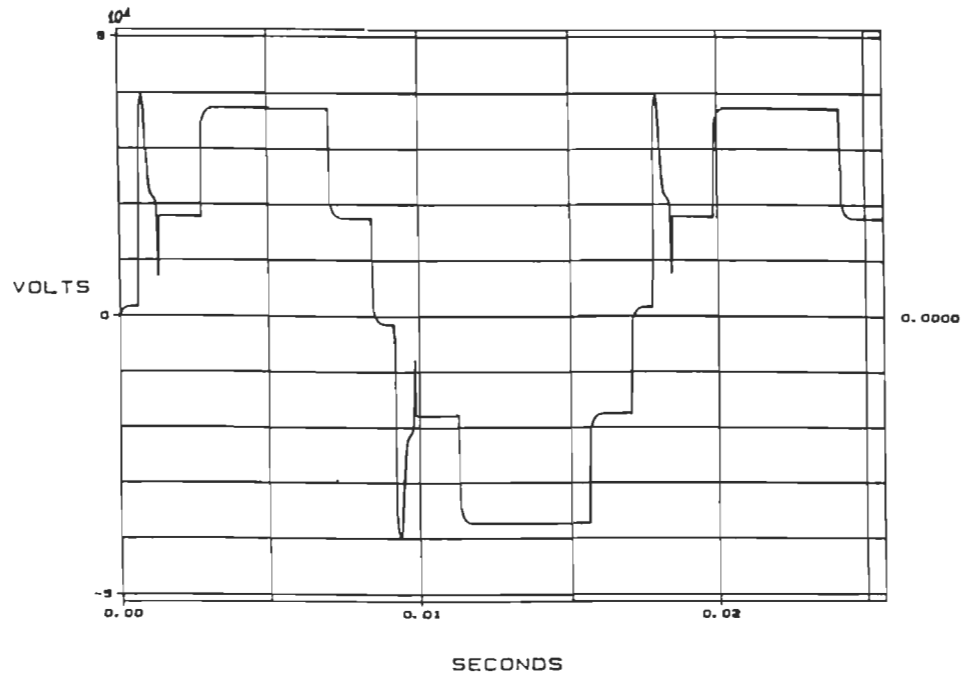


a) Forme d'onde de la tension de sortie

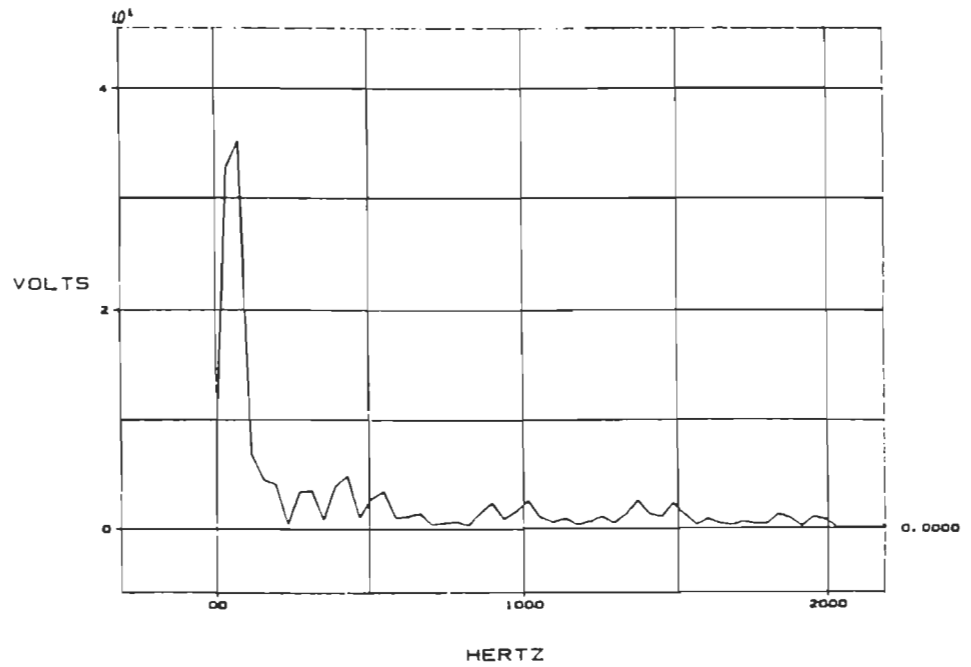


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 4.12 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive $R=13 \Omega$)

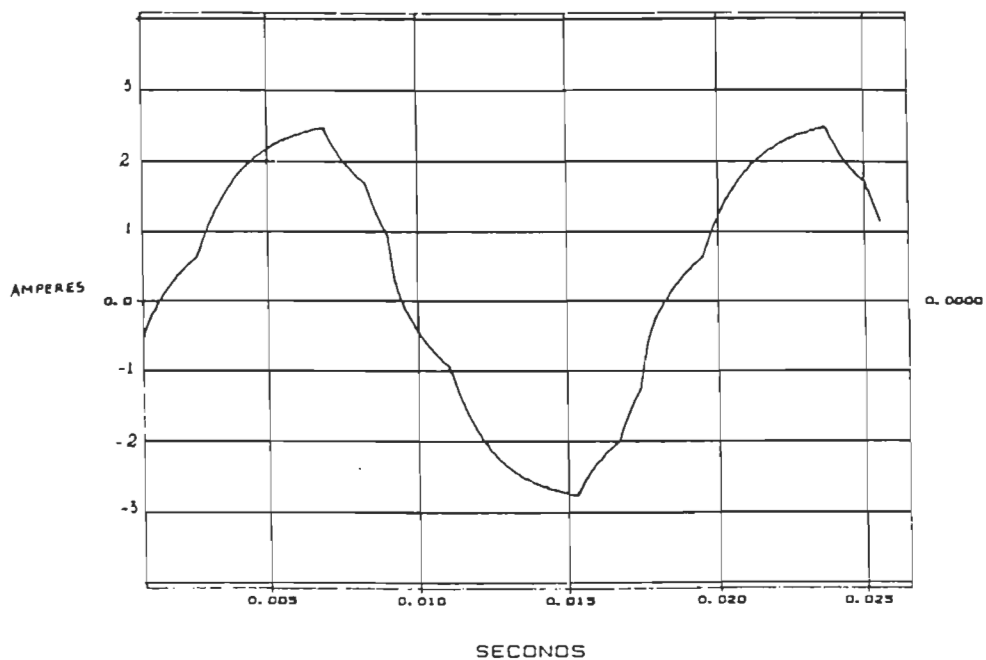


a) Forme d'onde de la tension de sortie

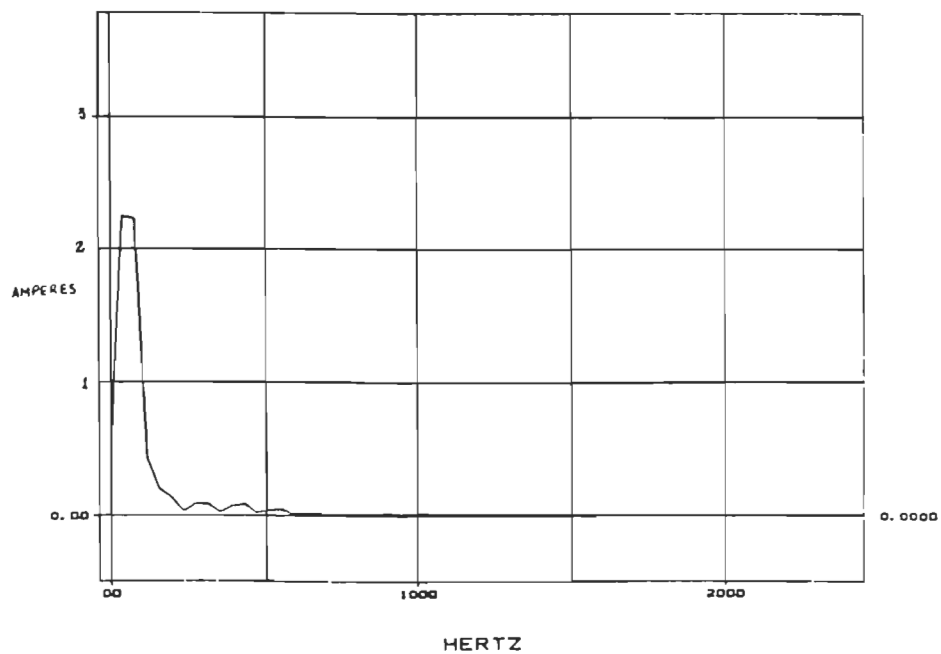


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 4.13 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive $R=13\Omega$, $L=13\text{mH}$)

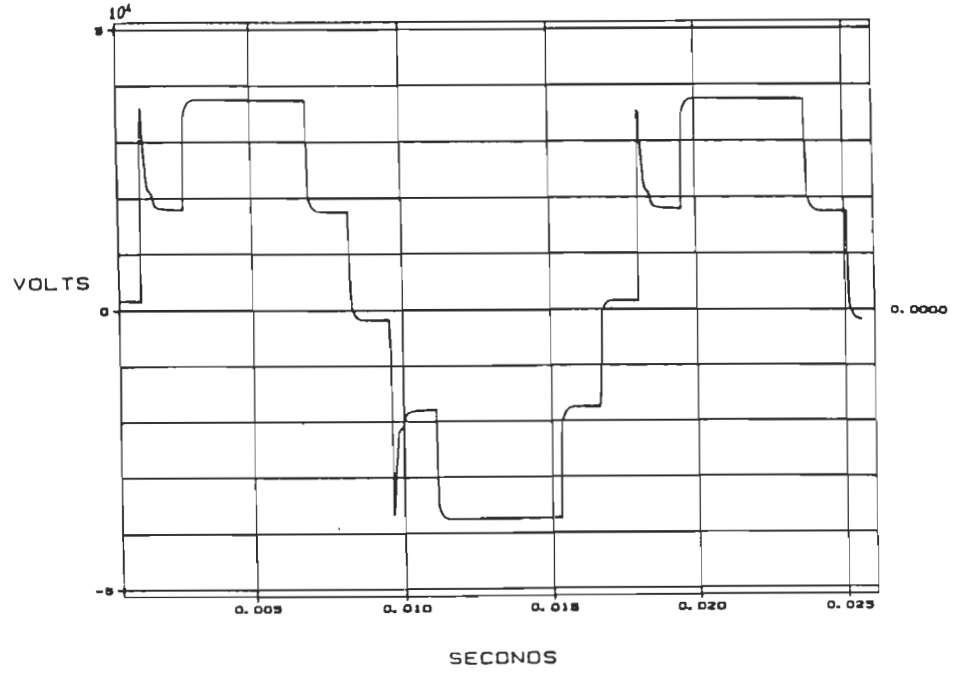


a) Forme d'onde du courant de charge

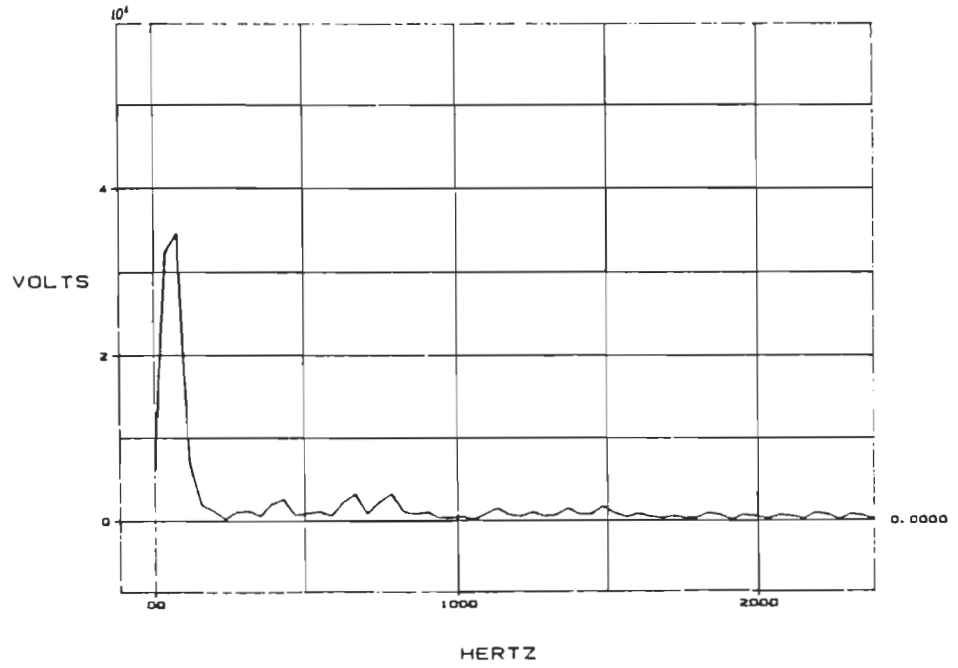


b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 4.14 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive $R=13\Omega$, $L=13\text{mH}$)

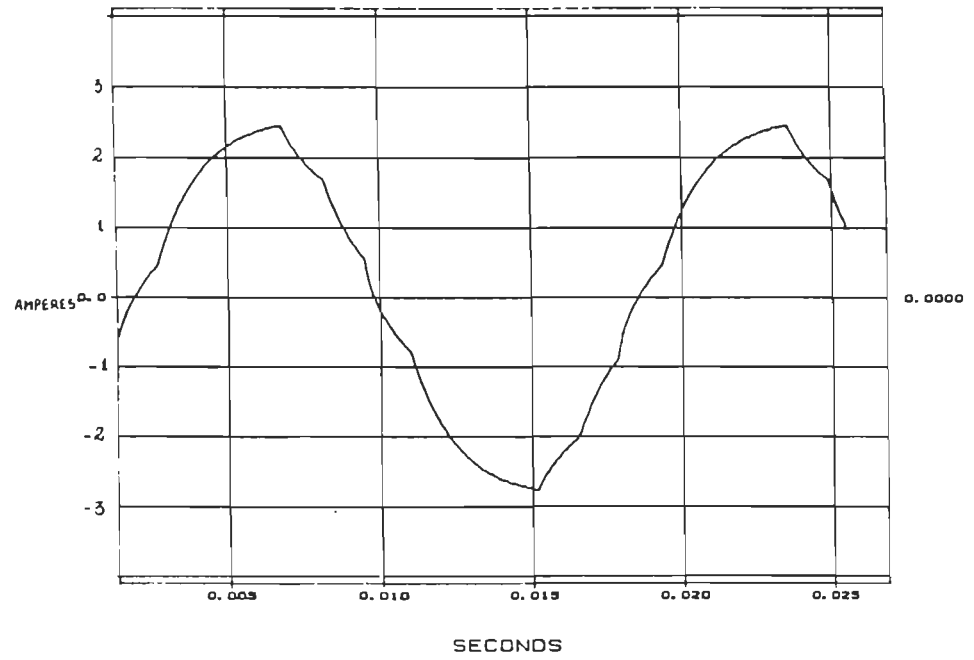


a) Forme d'onde de la tension de sortie

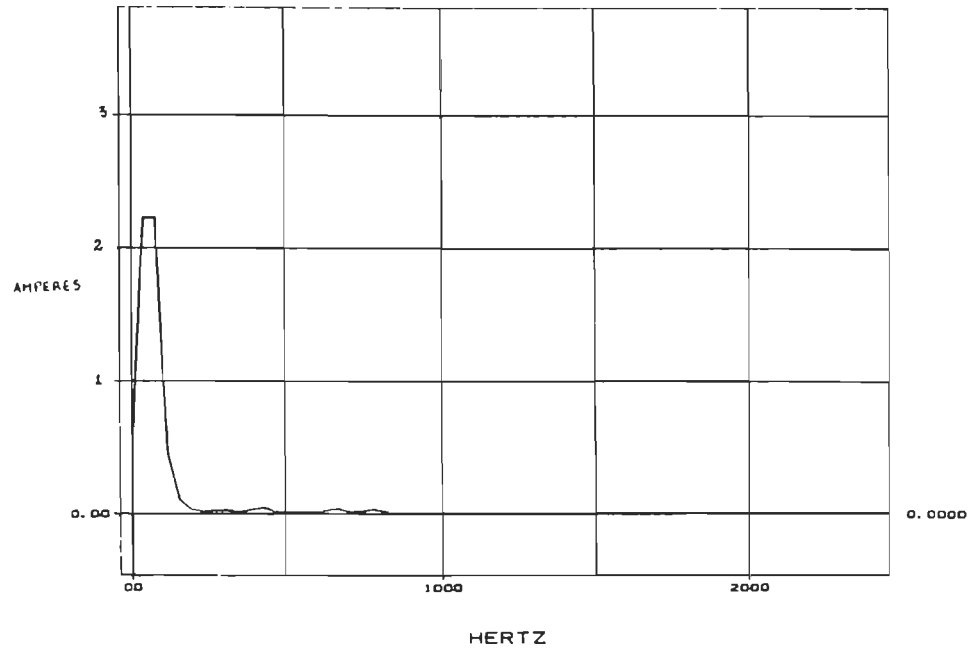


b) Spectre des harmoniques de la tension de sortie

Figure 4.15 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive $R=13\Omega$, $L=13\text{mH}$; commande modifiée)



a) Forme d'onde du courant de charge



b) Spectre des harmoniques du courant de charge

Figure 4.16 Convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie
(charge résistive-inductive; commande modifiée)

Tableau 4.5

Valeurs efficaces des harmoniques dominants et taux de distorsion totale de la tension de sortie du convertisseur à cinq niveaux de sortie (charge résistive-inductive, commande modifiée)

Harmoniques	Valeur efficace, V	$\frac{V_n}{V_1+V_2}$
3	1,7288	0,0432
7	1,9948	0,0499
11	2,4735	0,0618
13	2,4558	0,0614
Valeur efficace de la tension de sortie, V		28,9
Taux de distorsion totale d'harmoniques, %		21,1784

Tableau 4.6

Tableau comparatif des résultats des différentes études du convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie

TDTH de la tension de sortie, %	Charge résistive	Charge résistive-inductive	Charge résistive-inductive avec commande modifiée
Résultat expérimental	16,6640	26,8245	21,1784
Résultat de la simulation	16,2881	27,0353	21,3246
Résultat de l'étude théorique	16,8633		

4.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons réalisé deux structures de convertisseurs cc-ca: celle à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7, et celle à cinq niveaux de tension de sortie. Les résultats expérimentaux confirment ceux obtenus par l'étude analytique et par simulation. On remarque encore une fois une modification de la forme d'onde de la tension de sortie lors du fonctionnement de ces convertisseurs sur charge résistive-inductive. Par contre la forme d'onde du courant de charge devient plus sinusoïdale.

La modification de la commande des transistors permet d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie. Cette modification apporte les meilleurs résultats lorsque la charge est telle que le déphasage entre le courant et la tension de sortie est inférieur à $22,7^\circ$ pour le convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7; et 15° pour le convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif de ce travail était de concevoir un convertisseur cc-ca de structure simple permettant d'obtenir une tension de sortie ayant un taux de distorsion totale d'harmoniques minimal. Pour arriver à cette fin, nous avons effectué plusieurs études: analytique, par simulation et expérimentale, de diverses structures de convertisseurs cc-ca (convertisseur à deux niveaux de tension de sortie, convertisseur à trois niveaux de tension de sortie, convertisseur à modulation sinusoïdale de largeur d'impulsions, convertisseur à modulation pour éliminer les harmoniques de rangs 3, 5 et 7, convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie, convertisseur à six niveaux de tension de sortie).

L'étude analytique effectuée en supposant la charge purement résistive a montré que, la tension à deux niveaux a un taux de distorsion très élevé (48,3595%) et tous les harmoniques de rangs faibles sont présents.

Avec trois niveaux de sortie, on peut éliminer un harmonique précis, tout en réduisant le taux de distorsion totale. Ainsi, avec un angle de commutation $\theta = 30^\circ$, on parvient à éliminer le troisième harmonique tout en réduisant le taux de distorsion totale à 31,0840%.

Les convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions permettent d'éliminer des harmoniques précis, mais le taux de distorsion totale reste élevé. Ainsi avec la modulation sinusoïdale on parvient à éliminer ou à réduire les harmoniques multiples de p (nombre impulsions de tension par alternance), mais le taux de distorsion totale reste élevé (43,9253%) à cause de l'augmentation des harmoniques restants. Les résultats sont semblables avec l'élimination des harmoniques 3, 5 et 7. L'élimination des harmoniques de rangs faibles de la tension de sortie, permet une diminution des dimensions du filtre de sortie.

La tension de sortie à cinq niveaux avec des angles de commutation $\theta_1 = 15^\circ$ et $\theta_2 = 45^\circ$, présente un taux de distorsion beaucoup plus faible (16,8633%) et l'harmonique de rang 3 est éliminé.

En passant à six niveaux de tension de sortie, avec des instants de commutation et niveaux de tension bien définis, on parvient à réduire davantage le taux de distorsion à 15,1885%, tout en éliminant tous les harmoniques de rangs faibles.

La simulation des différentes structures de convertisseurs sur charge résistive nous a permis de valider les résultats de l'étude analytique. Lors du fonctionnement des différentes structures sur charge résistive-inductive, à cause du retard de phase du courant de charge sur la tension de sortie, certains transistors bien que ayant reçu l'impulsion de fermeture ne peuvent pas entrer en conduction aussi longtemps que le courant de charge ne s'annule et s'inverse. Ceci provoque une déformation des formes d'onde de la tension de sortie, ce qui entraîne une augmentation du taux de distorsion totale de la tension de sortie; par contre le courant de charge devient plus sinusoïdal. Nous avons résolu partiellement ce problème par une modification de la commande des transistors. Ainsi si la charge n'est pas fortement inductive, on obtient une onde de tension de sortie sans déformation.

Pour valider les résultats obtenus par les études analytique et par simulation, nous avons réalisé les deux structures donnant les meilleurs résultats, c'est à dire le convertisseur cc-ca à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7 et le convertisseur à cinq niveaux de tension de sortie. Les résultats de l'étude expérimentale, malgré une légère différence sont semblables à ceux obtenus analytiquement et par simulation.

Le convertisseur à six niveaux a été étudié analytiquement et par simulation. Le montage offre certaines caractéristiques intéressantes quant au taux de distorsion totale d'harmoniques. Ce convertisseur n'a pas été réalisé expérimentalement, mais cette structure, avec certaines modifications adéquates pourrait donner des résultats très intéressants.

Un circuit de commande à base d'EPROM a été réalisé pour la génération des signaux de commande des transistors. L'avantage d'un tel circuit réside dans sa simplicité

et sa grande flexibilité; ainsi les circuits de commande des deux convertisseurs réalisés ne diffèrent que par le contenu de l'EPROM. L'ajout d'un filtre de sortie, si nécessaire permettra d'améliorer davantage la forme d'onde du courant.

RÉFÉRENCES

- [1] M. H. RASHID "POWER ELECTRONICS: Circuits, Devices, and Applications"
" Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988, pp. 240-248.
- [2] B. M. PRADEEP et al. "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IA-19, No.6, November/December 1983 pp.1057-1069.
- [3] G. SÉGUIER, F. LABRIQUE "Les convertisseurs de l'électronique de puissance"
Vol.4, Technique et Documentation - Lavoisier, 1989, chapitre 3, pp. 119-180.
- [4] M. HOSHINO, et al. "New PWM For Five-Stepped PWM Inverter Used in Photovoltaic System" Proceedings IEEE IECON'89 Philadelphia, PA, November 1989, pp.118-123.
- [5] H. O. MASATO et al. "Five-Stepped PWM Inverter Used in Photovoltaic Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 38, No. 5 October 1991, pp. 393-397.
- [6] N. S. CHOI et al. "A General Circuit Topology of Multilevel Inverter" IEEE PESC Record, 1991, pp. 96-103.
- [7] V. RAJAGOPALAN "Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems", Marcel Dekker inc. New York 1987, Chapitre 5.
- [8] S. R. BOWES, M. J. MOUNT "Microprocessor Control of PWM Inverters" IEE Proceedings, Vol. 128, Pt.B, No 6, November 1981, pp. 293-305.
- [9] T. L. GRANT, T. H. BARTON "A Highly Flexible Controller For a Pulse Width Modulation Inverter", IEEE IAS Annual Meeting Conference Record 1978, pp. 486-492.

- [10] G. SRIDHARA RAO, et al., "An Efficient Method of PWM Waveform Generation Using a Microprocessor", Canadian Electric Engineering Journal, Vol. 11, No 4, 1986, pp. 146-150.
- [11] R. SIMARD et al. "A Digital PWM Control Circuit for Three-Phase Inverter", IEEE IAS Annual Meeting Conference Record 1987, pp. 869-871.
- [12] R. SIMARD et Al. "An EPROM-Based PWM Modulator for a Three-Phase Soft Commutated Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.38, No.1, February 1991, pp. 79-80.
- [13] TEXAS INSTRUMENTS "Standard TTL" Volume 2, 1985, p. 3-487.

ANNEXE A

```

$----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$
$          FICHER DE DONNÉES DU
$          CONVERTISSEUR À DEUX NIVEAUX DE SORTIE
$-----
$ DÉBUT D'ÉNUMÉRATION DES DONNÉES POUR LES NŒUDS.
$-----
E, V001, 000, 001
R, R001, 001, 003, 0.001
R, R002, 006, 022, 10
R, R003, 004, 026, 10
R, R004, 004, 027, 10
R, R005, 008, 028, 10
R, R006, 006, 029, 10
L, L001, 003, 004, 1E-05
L, L002, 022, 008, 1E-05
C, C001, 026, 006, 4.7E-07
C, C002, 027, 008, 4.7E-07
C, C003, 028, 000, 4.7E-07
C, C004, 029, 000, 4.7E-07
D, D001, 006, 004, 2E-05
D, D002, 008, 004, 2E-05
D, D003, 000, 008, 2E-05
D, D004, 000, 006, 2E-05
T, Q001, 004, 006, 1E-06
T, Q002, 004, 008, 1E-06
T, Q003, 008, 000, 1E-06
T, Q004, 006, 000, 1E-06
$-----
$ FIN DE L'ÉNUMÉRATION DES DONNÉES POUR LES NŒUDS.
$-----
*
$-----
$ DONNÉES POUR LES CONDITIONS INITIALES.
$-----
0
$-----
$ DONNÉES POUR LES SOURCES CONTROLLÉES.
$-----
0
$-----
$ DONNÉES POUR LES VARIABLES D'ÉTAT ADDITIONNELLES.
$-----
0
$-----
$ NOMBRE TOTAL DE SEMI-CONDUCTEURS.
$-----
8
$-----
$ DONNÉES POUR LES SOURCES.

```

```

$ -----
1, -40, 0, 0, 0, 0
$ -----
$ DONNÉES POUR LES TENSIONS DE SYNCHRONISATION
$ DES SEMI-CONDUCTEURS
$ -----
1, 0, 0, 0, 0, 0
1, 0, 0, 0, 0, 0
1, 0, 0, 0, 0, 0
1, 0, 0, 0, 0, 0
3, 360, 60, 0, 0, 0
3, 360, 60, -180, 0, 0
3, 360, 60, 0, 0, 0
3, 360, 60, -180, 0, 0
$ -----
$ CONDITIONS INITIALES DES SEMI-CONDUCTEURS.
$ -----
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
$ -----
$ VALEURS DU COURANT DE MAINTIEN DES SEMI-CONDUCTEURS.
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.1
0.1, 0.1, 0.1
$ -----
$ TENSION MINIMALE DE MISE EN CONDUCTION DES SEMI-CONDUCTEURS.
$ -----
1, 1, 1, 1, 2
2, 2, 2
$ -----
$ LARGEUR DES IMPULSIONS DE COMMANDE DE BASE.
$ -----
0, 0, 0, 0, 178
178, 178, 178
$ -----
$ TEMPS DE RECOUVREMENT.
$ -----
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0
$ -----
$ PARAMETRES DE CONTROLE.
$ -----
0, 0.01666666, 1E-05, 0, 0, 0, 1, 78, 0
2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
$ -----
$ VARIABLES VISUALISÉES AUCOURS DE LA SIMULATION.
$ -----
X14
10X14+CX14
END

```


ANNEXE B

```

$ FICHER DE DONNÉES DU CONVERTISSEUR CC-CA À TROIS NIVEAUX DE TENSION DE
$ SORTIE
E, V001, 000, 001
R, R001, 001, 003, 0.001
R, R002, 006, 022, 10
R, R003, 004, 026, 10
R, R004, 004, 027, 10
R, R005, 008, 028, 10
R, R006, 006, 029, 10
L, L001, 003, 004, 1E-05
L, L002, 022, 008, 1E-05
C, C001, 026, 006, 4.7E-07
C, C002, 027, 008, 4.7E-07
C, C003, 028, 000, 4.7E-07
C, C004, 029, 000, 4.7E-07
D, D001, 006, 004, 2E-05
D, D002, 008, 004, 2E-05
D, D003, 000, 008, 2E-05
D, D004, 000, 006, 2E-05
T, Q001, 004, 006, 1E-06
T, Q002, 004, 008, 1E-06
T, Q003, 008, 000, 1E-06
T, Q004, 006, 000, 1E-06
*
0
0
0
8
1, -40, 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
3, 360, 60, 0, 0, 0
3, 360, 60, -180, 0, 0
3, 360, 60, -30, 0, 0
3, 360, 60, -210, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.1
0.1, 0.1, 0.1
1, 1, 1, 1, 2
2, 2, 2
0, 0, 0, 0, 150
150, 148, 148
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0
0, 0.01666666, 1E-05, 0, 0, 0, 1, 78, 0
2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
10X14+CX14
END

```

ANNEXE C

```

c   Modifications dans SUBROUTINE OUT (ATO5SIM5.FOR)
c
IF (SL1.EQ.6.OR.SL1.EQ.7.OR.SL1.EQ.313.OR.SL1.EQ.314) GO TO 271
GO TO 300
IF (NPWM.EQ.0) GO TO 300
271  IF (SOUDAT (L,1).EQ.313).OR.(SOUDAT (L,1).EQ.314) GO TO 270
270  IF (NSTAT (I) ) 340, 340, 280

```

```

c   Modifications dans SUBROUTINE SOLVE (ATO5SIM3.FOR)
c
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313.OR.SOUDAT (L,1).EQ.314) GO TO 498
.
.
.
498  TFREQ = 1.0 / (SOUDAT (L,3))
TFREQ2 = 0.5 * TFREQ
TCOMP = MOD (T,TFREQ)
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313) TPWP31 = TFREQ * 22.7 / 360.
IF (SOUDAT (L,1).EQ.314) TPWP31 = TFREQ * 32.8 / 360.
TPWN31 = TFREQ2 + TPWP31
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313) TPWP32 = TFREQ * 37.85 / 360.
IF (SOUDAT (L,1).EQ.314) TPWP32 = TFREQ * 65.47 / 360.
TPWN32 = TFERQ2 + TPWP32
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313) TPWP51 = TFREQ * 46.8 / 360.
IF (SOUDAT (L,1).EQ.314) TPWP51 = TFREQ * 68.99 / 360.
TPWN51 = TFREQ2 + TPWP51
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313) TPWP52 = TFREQ * 133.2 / 360.
IF (SOUDAT (L,1).EQ.314) TPWP52 = TFREQ * 111.01 / 360.
TPWN52 = TFREQ + TPWP52
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313) TPWP71 = TFREQ * 142.15 / 360.
IF (SOUDAT (L,1).EQ.314) TPWP71 = TFREQ * 114.53 / 360.
TPWN71 = TFREQ2 + TPWP71
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313) TPWP72 = TFREQ * 157.3 / 360.
IF (SOUDAT (L,1).EQ.314) TPWP72 = TFREQ * 147.2 / 360.
TPWN72 = TFRQ2 + TPWP72
IF (SOUDAT (L,1).EQ.313.OR.SOUDAT (L,1).EQ.314 ) THEN
IF (SOUDAT (L,4).GE.0) THEN
IF (TCOMP.LT.TPWP31) LSW = 0
IF (TCOMP.GE.TPWP31.AND.TCOMP.LT.TPWP32) LSW = 1
IF (TCOMP.GE.TPWP32.AND.TCOMP.LT.TPWP51) LSW = 0
IF (TCOMP.GE.TPWP51.AND.TCOMP.LT.TPWP52) LSW = 1
IF (TCOMP.GE.TPWP52.AND.TCOMP.LT.TPWP71) LSW = 0
IF (TCOMP.GE.TPWP71.AND.TCOMP.LT.TPWP72) LSW = 1
IF (TCOMP.GE.TPWP72.AND.TCOMP.LT.TFREQ2) LSW = 0
GO TO 500
ENDIF
ENDIF
ENDIF

```

ANNEXE D

\$ FICHER DE DONNÉES DU CONVERTISSEUR CC-CA À MODULATION SINUSOÏDALE DE
\$ LARGEUR D'IMPULSIONS

E, V001, 000, 001
R, R001, 001, 003, 0.001
R, R002, 006, 022, 10
R, R003, 004, 026, 10
R, R004, 004, 027, 10
R, R005, 008, 028, 10
R, R006, 006, 029, 10
L, L001, 003, 004, 1E-05
L, L002, 022, 008, 1E-05
C, C001, 026, 006, 4.7E-07
C, C002, 027, 008, 4.7E-07
C, C003, 028, 000, 4.7E-07
C, C004, 029, 000, 4.7E-07
D, D001, 006, 004, 2E-05
D, D002, 008, 004, 2E-05
D, D003, 000, 008, 2E-05
D, D004, 000, 006, 2E-05
T, Q001, 004, 006, 1E-06
T, Q002, 004, 008, 1E-06
T, Q003, 008, 000, 1E-06
T, Q004, 006, 000, 1E-06
*
0
0
0
8
1, -40, 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
314, 360, 60, 0, 0, 0
314, 360, 60, -180, 0, 0
3, 360, 60, 0, 0, 0
3, 360, 60, -180, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.1
0.1, 0.1, 0.1
1, 1, 1, 1, 2
2, 2, 2
0, 0, 0, 0, 178
178, 178, 178
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0
10, 0.01666666, 1E-05, 0, 0, 0, 1, 98, 2
5, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
10X14+CX14
END

ANNEXE E

```

$ FICHER DE DONNÉES DU CONVERTISSEUR CC-CA À MODULATION DE LARGEUR
$ D'IMPULSIONS POUR ÉLIMINER LES HARMONIQUES 3, 5 ET 7
E, V001, 000, 001
R, R001, 001, 003, 0.001
R, R002, 006, 022, 10
R, R003, 004, 026, 10
R, R004, 004, 027, 10
R, R005, 008, 028, 10
R, R006, 006, 029, 10
L, L001, 003, 004, 1E-05
L, L002, 022, 008, 1E-05
C, C001, 026, 006, 4.7E-07
C, C002, 027, 008, 4.7E-07
C, C003, 028, 000, 4.7E-07
C, C004, 029, 000, 4.7E-07
D, D001, 006, 004, 2E-05
D, D002, 008, 004, 2E-05
D, D003, 000, 008, 2E-05
D, D004, 000, 006, 2E-05
T, Q001, 004, 006, 1E-06
T, Q002, 004, 008, 1E-06
T, Q003, 008, 000, 1E-06
T, Q004, 006, 000, 1E-06
*
0
0
0
8
1, -40, 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
313, 360, 60, 0, 0, 0
313, 360, 60, -180, 0, 0
3, 360, 60, 0, 0, 0
3, 360, 60, -180, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.1
0.1, 0.1, 0.1
1, 1, 1, 1, 2
2, 2, 2
0, 0, 0, 0, 178
178, 178, 178
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0
0, 0.01666666, 1E-05, 0, 0, 0, 1, 98, 10
5, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
10X14+CX14
END

```


1, 0, 0, 0, 0, 0
3, 360, 60, 0, 0, 0
3, 360, 60, -180, 0, 0
3, 360, 60, -15, 0, 0
3, 360, 60, -195, 0, 0
3, 360, 120, -90, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.01
0.01, 0.01, 0.1, 0.1, 0.1
0.1, 0.1
1, 1, 1, 1, 1
1, 1, 2, 2, 2
2, 2
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 165, 165, 165
165, 165
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0
0, 0
0, 0.01666666, 1E-05, 0, 0, 0, 1, 78, 0
2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
X22
10X22+CX22
END

ANNEXE G

\$ CONVERTISSEUR A SIX NIVEAUX AVEC DES TENSIONS DE SOURCE DE VALEURS
\$ DIFFERENTES

\$ V001=V003=26.8%V007; V002=46.4%V007 ANGLE1=0; ANGLE2=30°; ANGLE3=60°

E, V001, 020, 021
E, V002, 021, 000
E, V003, 023, 022
E, V004, 013, 023
E, V005, 016, 020
E, V006, 022, 016
E, V007, 019, 018
R, R001, 016, 017, 10
R, R002, 018, 000, 0.001
R, R003, 013, 019, 0.001
R, R004, 005, 024, 10
R, R005, 003, 025, 10
R, R006, 000, 026, 10
R, R007, 007, 027, 10
R, R008, 009, 028, 10
R, R009, 011, 029, 10
R, R010, 020, 030, 1
R, R011, 021, 031, 1
R, R012, 009, 032, 1
R, R013, 011, 033, 1
L, L001, 017, 007, 1E-05
C, C001, 024, 007, 4.7E-07
C, C002, 025, 005, 4.7E-07
C, C003, 026, 003, 4.7E-07
C, C004, 027, 009, 4.7E-07
C, C005, 028, 011, 4.7E-07
C, C006, 029, 013, 4.7E-07
C, C007, 030, 005, 4.7E-07
C, C008, 031, 003, 4.7E-07
C, C009, 032, 022, 4.7E-07
C, C010, 033, 023, 4.7E-07
D, D001, 007, 005, 2E-05
D, D002, 005, 003, 2E-05
D, D003, 003, 000, 2E-05
D, D004, 009, 007, 2E-05
D, D005, 011, 009, 2E-05
D, D006, 013, 011, 2E-05
D, D007, 020, 005, 2E-05
D, D008, 021, 003, 2E-05
D, D009, 009, 022, 2E-05
D, D010, 011, 023, 2E-05
T, Q001, 005, 007, 1E-06
T, Q002, 003, 005, 1E-06
T, Q003, 000, 003, 1E-06
T, Q004, 007, 009, 1E-06
T, Q005, 009, 011, 1E-06
T, Q006, 011, 013, 1E-06
*

```
0
0
0
16
1, -18.564, 0, 0, 0, 0
1, -10.718, 0, 0, 0, 0
1, -18.564, 0, 0, 0, 0
1, -10.718, 0, 0, 0, 0
1, -10.718, 0, 0, 0, 0
1, -10.718, 0, 0, 0, 0
1, -40, 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
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
3, 360, 60, 0, 0, 0
3, 360, 60, -30, 0, 0
3, 360, 60, -60, 0, 0
3, 360, 60, -180, 0, 0
3, 360, 60, -210, 0, 0
3, 360, 60, -240, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.01
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.01
0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1
1, 1, 1, 1, 1
1, 1, 1, 1, 1
2, 2, 2, 2, 2
2
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0
178, 120, 60, 178, 120
60
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0
0
0, 0.016666, 1E-05, 0, 0, 0, 1, 78, 2
2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
X27
10X27+CX27
END
```


ANNEXE H

§ CONVERTISSEUR À MODULATION POUR ÉLIMINER LES HARMONIQUES D'ORDRE 3, 5
 § ET 7 (charge résistive-inductive) Commande avec modulateur types 313 et 301

E, V001, 000, 001
 R, R001, 001, 003, 0.001
 R, R002, 006, 022, 10
 R, R003, 004, 026, 10
 R, R004, 004, 027, 10
 R, R005, 008, 028, 10
 R, R006, 006, 029, 10
 L, L001, 003, 004, 1E-05
 L, L002, 022, 008, 10E-3
 C, C001, 026, 006, 4.7E-07
 C, C002, 027, 008, 4.7E-07
 C, C003, 028, 000, 4.7E-07
 C, C004, 029, 000, 4.7E-07
 D, D001, 006, 004, 2E-05
 D, D002, 008, 004, 2E-05
 D, D003, 000, 008, 2E-05
 D, D004, 000, 006, 2E-05
 T, Q001, 004, 006, 100E-06
 T, Q002, 004, 008, 100E-06
 T, Q003, 008, 000, 100E-06
 T, Q004, 006, 000, 100E-06
 *
 0
 0
 0
 8
 1,-40,0,0,0,0
 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
 313, 360, 60, 0, 0, 0
 313, 360, 60, -180, 0, 0
 3, 360, 60, 0, 202, 301
 3, 360, 60, -180, 202, 301
 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
 0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.1
 0.1, 0.1, 0.1
 1, 1, 1, 1, 2
 2, 2, 2
 0, 0, 0, 0, 120
 120, 175, 175
 0, 0, 0, 0, 0
 0, 0, 0
 0, 0.01666666, 2E-05, 0, 0, 0, 1, 78, 1
 10, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
 10X14+CX14

END

3, 360, 60, -195, 0, 0
3, 360, 60, 0, 194, 301
3, 360, 60, -180, 194, 301
3, 360, 120, -90, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0.01, 0.01, 0.01, 0.01, 0.01
0.01, 0.01, 0.1, 0.1, 0.1
0.1, 0.1
1, 1, 1, 1, 1
1, 1, 2, 2, 2
2, 2
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 150, 150, 195
195, 180
0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0
0, 0
0, 0.016666, 1E-05, 0, 0, 0, 1, 78, 2
2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
10X22+CX22
X22
END

ANNEXE J

```

REM Programme pour la génération des signaux de commande d'un convertisseur
REM à modulation pour éliminer les harmoniques 3, 5 et 7
DIM bit1 (256), bit2 (256), bit3 (256), bit4 (256), bitx (256)
FOR k% = 0 TO 359
    i% = INT (256 * k% / 360)
    IF k% < 180 THEN
        bit1(i%) = 1
    ELSE
        bit1(i%) = 0
    ENDIF
    IF k% > 180 THEN
        bit 2 (i%) = 1
    ELSE
        bit 2 (i%) = 0
    ENDIF
    IF ( k% >= 23 AND k% < 38) OR ( k% >= 47 AND k% < 133) OR
        ( k% >= 142 AND k% < 152) THEN
        bit 3 (i%) = 1
    ELSE
        bit 3(i%) = 0
    ENDIF
    IF ( k% >= 203 AND k% < 218) OR ( k% >= 227 AND k% < 313) OR
        ( k% >= 322 AND k% < 337) THEN
        bit 4 (i%) = 1
    ELSE
        bit 4 (i%) = 0
    ENDIF
NEXT k%
OPEN "O", #1, "doumbia.dat"
FOR i% = 0 TO 255
    bitx (i%) = bit1 (i%) + 2bit2 (i%) + 4bit3 (i%) + 8bit4 (i%)
    out #1, bitx (i%)
    PRINT bitx (i%)
NEXT i%
CLOSE #1

```