

UNIVERSITE DU QUEBEC

MÉMOIRE

PRESENTÉ À  
L'UNIVERSITE DU QUÉBEC À TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAITRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR

JALEL AISSAOUI

CONVERTISSEURS HYBRIDES À FACTEUR  
DE DÉPLACEMENT AJUSTABLE

DECEMBRE 1990

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.

## SOMMAIRE

L'addition d'un ou deux thyristors blocables au convertisseur triphasé de Graetz ou au convertisseur monophasé améliore énormément les performances de ces circuits lorsqu'ils fonctionnent en onduleur. L'addition de ces thyristors permet de régler presque à volonté le facteur de déplacement du convertisseur. La plage de réglage s'étend de capacitif à inductif en passant par l'unité. Son utilisation dans une cascade hyposynchrone devrait permettre de réaliser un entraînement à facteur de déplacement unitaire.

La réalisation d'un prototype du convertisseur généralisé hybride à sept thyristors est effectuée sans difficultés majeures. Le circuit de déclenchement des thyristors a été obtenu en adaptant une commande existante pour les ponts modifiés à huit et à sept thyristors. Le convertisseur hybride généralisé à sept thyristors fonctionne aussi bien en redresseur qu'en onduleur, ce qui fait de lui un convertisseur qui englobe le convertisseur à sept thyristors; ce dernier fonctionne seulement en onduleur.

Les résultats expérimentaux confirment la validité de l'étude analytique.

## REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier sincèrement M. Guy Olivier, co-directeur de ce projet, pour sa disponibilité, sa patience et surtout ses conseils inestimables qui ont rendu possible ce travail.

Je tiens également à remercier M. Phieu Le-Huy, directeur de ce projet, qui m'a permis d'effectuer mes recherches en commandite à l'École Polytechnique. Mes remerciements s'adressent aussi à l'ensemble du personnel de la section d'électrotechnique de l'École, professeurs (messieurs G.E. April et Gilles Roy), techniciens, étudiants gradués et secrétaires, pour leur amitié et leur aide apportées tout au long du projet.

Finalement, je désire exprimer mes sentiments les plus distingués envers ma femme et ma famille, qui ont su me soutenir dans les moments les plus difficiles.

## TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION . . . . .	1
CHAPITRE 1 - ÉTUDE ANALYTIQUE DES CONVERTISSEURS HYBRIDES A GTO . . . . .	8
1.1 Introduction . . . . .	8
1.2 Description des convertisseurs hybrides . . . . .	8
1.2.1 Nouvelle famille de convertisseurs . . . . .	8
1.2.2 Pont classiques . . . . .	16
1.2.3 Pont à cinq thyristors . . . . .	17
1.2.4 Pont à huit thyristors . . . . .	25
1.2.5 Ponts à sept thyristors . . . . .	25
1.2.5.1 Pont à sept thyristors . . . . .	28
1.2.5.2 Pont généralisé à sept thyristors . . . . .	30
1.3 Explication des diagrammes d'opération des convertisseurs . . . . .	31
1.4 Analyse des convertisseurs hybrides . . . . .	37
1.4.1 Analyse générale . . . . .	37
1.4.2 Convertisseur à cinq thyristors . . . . .	42
1.4.3 Convertisseur à quatre thyristors . . . . .	44
1.4.4 Convertisseur à huit thyristors . . . . .	46
1.4.5 Convertisseur à sept thyristors . . . . .	48
1.4.5.1 Calcul des paramètres . . . . .	49
1.4.5.2 Formes d'onde . . . . .	57
1.4.5.3 Diagrammes d'opération . . . . .	61
1.4.5.4 Diagrammes de phaseurs . . . . .	63
1.4.5.5 Conclusion . . . . .	66

1.5	Comparaison entre le GTO et le transistor de puissance . . . . .	68
1.5.2	Tableau de comparaison . . . . .	71
1.5.3	Choix . . . . .	75
<b>CHAPITRE 2 - COMMANDE DES CONVERTISSEURS HYBRIDES A GTO . . . . .</b>		<b>77</b>
2.1	Introduction . . . . .	77
2.2	Description des circuits de la commande . . . . .	77
2.2.1	Introduction . . . . .	77
2.2.2	Le micro-ordinateur . . . . .	82
2.2.3	Commande des thyristors . . . . .	83
2.2.4	Calcul des angles du programme principal . . . . .	86
2.2.4.1	Définition des paramètres . . . . .	86
2.2.4.2	Calcul des angles et de leurs limites . . . . .	87
	(a) convertisseur à sept thyristors . . . . .	88
	(b) convertisseur généralisé à sept thyristors . . . . .	90
2.3	Description du logiciel principal . . . . .	92
2.3.1	Introduction . . . . .	92
2.3.2	Programme principal . . . . .	92
2.3.3	Calcul des intervalles . . . . .	93
2.3.4	Interruption par $T_2$ . . . . .	93
2.3.5	Calcul de l'erreur de phase . . . . .	94
<b>CHAPITRE 3 - RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX . . . . .</b>		<b>95</b>
3.1	Introduction . . . . .	95
3.2	Résultats expérimentaux . . . . .	95
3.2.1	Mode onduleur . . . . .	95

3.2.2	Mode redresseur . . . . .	116
3.2.3	Transition d'un mode à l'autre . . . . .	131
	CONCLUSION . . . . .	132
	BIBLIOGRAPHIE . . . . .	134
	ANNEXE 1 - LOGICIEL DE LA COMMANDE DES THYRISTORS . . . . .	136
	ANNEXE 2 - HYBRID INVERTER WITH ADJUSTABLE POWER FACTOR FOR SLIP-ENERGY RECOVERY DRIVES . . . . .	159
	GENERALIZED ANALYSIS OF LINE COMMUTED CONVERTERS AND CLOSE RELATIVES . . . . .	167

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 - Équations des quatres convertisseurs . . . . .	56
Tableau 1.2 - Tableau de commutation en mode redresseur . . . . .	61
Tableau 1.3 - Tableau de commutation en mode onduleur . . . . .	61
Tableau 1.4 - Tableau de comparaison entre le GTO et le transistor de puissance . . . . .	71
Tableau 2.1 - Tableau recapitulatif des angles du convertisseur à sept thyristors . . . . .	88
Tableau 2.2 - Tableau recapitulatif des angles du convertisseur généralisé à sept thyristors . . . . .	90
Tableau 3.1 - Tableau des valeurs mesurées et calculées pour le convertisseur en mode onduleur . . . . .	98
Tableau 3.2 - Tableau des valeurs mesurées et calculées pour le convertisseur en mode redresseur . . . . .	118



## LISTE DES FIGURES

Figure 0.1	- Pont à sept thyristors . . . . .	2
Figure 0.2	- Pont à huit thyristors . . . . .	3
Figure 0.3	- Pont généralisé à sept thyristors (7 GTO) . . . . .	4
Figure 0.4	- Pont généralisé à sept thyristors (2 GTO) . . . . .	4
Figure 1.1	- Cascade hyposynchrone . . . . .	6
Figure 1.2	- Convertisseur à 5 thyristors . . . . .	11
Figure 1.3	- Convertisseur à 4 thyristors . . . . .	11
Figure 1.4	- Convertisseur à 8 thyristors . . . . .	12
Figure 1.5	- Convertisseur à 7 thyristors . . . . .	12
Figure 1.6	- Convertisseurs généralisés à 7 thyristors . . . . .	13
Figure 1.7	- Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 5 thyristors . . . . .	14
Figure 1.8	- Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 7 thyristors . . . . .	14
Figure 1.9	- Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 4 thyristors . . . . .	15
Figure 1.10	- Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 8 thyristors . . . . .	15
Figure 1.11	- Schéma du convertisseur à 6 thyristors . . . . .	18
Figure 1.12	- Schéma du convertisseur classique monophasé . . . . .	18
Figure 1.13	- Formes d'onde pour les convertisseurs classiques . . . . .	19
Figure 1.14	- Schéma du convertisseur à 5 thyristors . . . . .	20
Figure 1.15	- Formes d'onde pour le convertisseur à 5 thyristors . . . . .	20
Figure 1.16	- Schéma du convertisseur à 8 thyristors . . . . .	23

Figure 1.17 - Formes d'onde pour le convertisseur à 8 thyristors . . . . .	24
Figure 1.18 - (a) Schéma du convertisseur à 7 thyristors . . . . .	26
Figure 1.18 - (b) Schéma du convertisseur généralisé à 7 thyristors . . . . .	26
Figure 1.19 - Formes d'onde pour le convertisseur à 7 thyristors . . . . .	27
Figure 1.20 - Diagramme d'opération pour le convertisseur à 5 thyristors . . . . .	33
Figure 1.21 - Diagramme d'opération pour le convertisseur à 8 thyristors . . . . .	35
Figure 1.22 - Diagramme d'opération pour le convertisseur à 7 thyristors . . . . .	36
Figure 1.23 - Détermination de la tension moyenne de la tension continue . . . . .	38
Figure 1.24 - Formes d'onde du pont à 5 thyristors généralisé . . . . .	57
Figure 1.25 - Formes d'onde du pont généralisé à 7 thyristors . . . . .	57
Figure 1.26 - Formes d'onde pour le convertisseur généralisé à 7 thyristors en mode redresseur . . . . .	59
Figure 1.27 - Formes d'onde pour le convertisseur généralisé à 7 thyristors en mode onduleur . . . . .	60
Figure 1.28 - Diagramme d'opération en mode redresseur . . . . .	61
Figure 1.29 - Diagramme d'opération en mode onduleur . . . . .	61
Figure 1.30 - Diagramme d'opération en mode onduleur de différents convertisseurs . . . . .	62
Figure 1.31 - Diagramme d'une cascade hyposynchrone avec un pont généralisé à sept thyristors . . . . .	64

Figure 1.32 - Diagrammes de phaseurs pour différents convertisseurs . . . . .	65
Figure 1.33 - Facteur de puissance vs vitesse pour différents convertisseurs . . . . .	67
Figure 1.34 - Formes d'onde illustrant l'importance de $C_S$ sur les pertes dans le GTO . . . . .	76
Figure 2.1 - Schéma synoptique de la réalisation . . . . .	78
Figure 2.2 - Circuit de l'amplificateur de gâchette . . . . .	80
Figure 2.3 - Carte de commande du GTO . . . . .	81
Figure 2.4 - Schéma électrique du micro-ordinateur . . . . .	82
Figure 2.5 - Interface micro-thyristors pour un pont à sept thyristors . . . . .	84
Figure 2.6 - Interface micro-thyristors pour un pont généralisé à sept thyristors . . . . .	85
Figure 2.7 - Définition des angles pour le programme principal . .	86
Figure 2.8 - Organigramme du convertisseur à 7 thyristors . . . .	89
Figure 2.9 - Organigramme du convertisseur généralisé à 7 thyristors . . . . .	91

#### FORMES D'ONDE EN MODE ONDULEUR

Figure 3.0 - Situation des points expérimentaux en mode onduleur sur le diagramme d'opération . . . . .	97
Figure 3.1 - $\alpha=90^\circ$ , $E_d=0$ , $k=0$ , $\varphi_1=90^\circ$ . . . . .	99
Figure 3.2 - $\alpha=120^\circ$ , $E_d=56$ , $k=0$ , $\varphi_1=120^\circ$ . . . . .	100
Figure 3.3 - $\alpha=240^\circ$ , $E_d=58$ , $k=0.27$ , $\varphi_1=232^\circ$ . . . . .	101

Figure 3.4	- $\alpha=192^\circ$ , $E_d=90$ , $k=0.27$ , $\varnothing_1=184^\circ$	102
Figure 3.5	- $\alpha=141^\circ$ , $E_d=59$ , $k=0.27$ , $\varnothing_1=133^\circ$	103
Figure 3.6	- $\alpha=112^\circ$ , $E_d=20$ , $k=0.27$ , $\varnothing_1=104^\circ$	104
Figure 3.7	- $\alpha=158^\circ$ , $E_d=20$ , $k=0.77$ , $\varnothing_1=135^\circ$	105
Figure 3.8	- $\alpha=240^\circ$ , $E_d=21$ , $k=0.8$ , $\varnothing_1=216^\circ$	106
Figure 3.9	- $\alpha=205^\circ$ , $E_d=21$ , $k=0.83$ , $\varnothing_1=180^\circ$	107
Figure 3.10	- $\alpha=200^\circ$ , $E_d=43$ , $k=0.67$ , $\varnothing_1=180^\circ$	108
Figure 3.11	- $\alpha=195^\circ$ , $E_d=63$ , $k=0.5$ , $\varnothing_1=180^\circ$	109
Figure 3.12	- $\alpha=184^\circ$ , $E_d=103$ , $k=0.13$ , $\varnothing_1=180^\circ$	110
Figure 3.13	- $\alpha=255^\circ$ , $E_d=40$ , $k=0.4$ , $\varnothing_1=243^\circ$	111
Figure 3.14	- $\alpha=255^\circ$ , $E_d=30$ , $k=0.6$ , $\varnothing_1=237^\circ$	112
Figure 3.15	- $\alpha=255^\circ$ , $E_d=12$ , $k=0.87$ , $\varnothing_1=229^\circ$	113
Figure 3.16	- $\alpha=255^\circ$ , $E_d=39$ , $k=0.13$ , $\varnothing_1=251^\circ$	114
Figure 3.17	- $\alpha=255^\circ$ , $E_d=41$ , $k=0.21$ , $\varnothing_1=249^\circ$	115

#### FORMES D'ONDES EN MODE REDRESSEUR

Figure 3.18	- Situation des points expérimentaux en mode redresseur sur le diagramme d'opération	117
Figure 3.19	- $\alpha=11^\circ$ , $E_d=59$ , $k=0$ , $\varnothing_1=11^\circ$	119
Figure 3.20	- $\alpha=48^\circ$ , $E_d=25$ , $k=0.5$ , $\varnothing_1=33^\circ$	120
Figure 3.21	- $\alpha=25^\circ$ , $E_d=11$ , $k=0.83$ , $\varnothing_1=0^\circ$	121
Figure 3.22	- $\alpha=20^\circ$ , $E_d=21$ , $k=0.67$ , $\varnothing_1=0^\circ$	122
Figure 3.23	- $\alpha=16^\circ$ , $E_d=29$ , $k=0.52$ , $\varnothing_1=0^\circ$	123
Figure 3.24	- $\alpha=60^\circ$ , $E_d=33$ , $k=0.12$ , $\varnothing_1=57^\circ$	124
Figure 3.25	- $\alpha=11^\circ$ , $E_d=30$ , $k=0.5$ , $\varnothing_1=-4^\circ$	125
Figure 3.26	- $\alpha=11^\circ$ , $E_d=6$ , $k=0.92$ , $\varnothing_1=-17^\circ$	126

Figure 3.27 - $\alpha=92^\circ$ , $E_d=68$ , $k=0.5$ , $\varphi_1=77^\circ$ . . . . .	127
Figure 3.28 - $\alpha=70^\circ$ , $E_d=21$ , $k=0$ , $\varphi_1=70^\circ$ . . . . .	128
Figure 3.29 - $\alpha=92^\circ$ , $E_d=14$ , $k=0.36$ , $\varphi_1=76^\circ$ . . . . .	129
Figure 3.30 - $\alpha=90^\circ$ , $E_d=7$ , $k=0.08$ , $\varphi_1=27^\circ$ . . . . .	130
Figure 3.31 - Transitions d'un mode à l'autre . . . . .	131

## LISTE DES SYMBOLES

- $\alpha$  : angle d'amorçage des thyristors principaux.
- $\lambda_{\phi_1}$  : facteur de déplacement =  $\cos \phi_1$
- $\lambda_{\delta}$  : facteur de distorsion =  $I_1/I$
- $\lambda$  : facteur de puissance =  $P/S = \lambda_{\delta} \cdot \lambda_{\phi_1}$
- $\phi_1$  : déplacement de la composante fondamentale du courant de ligne
- $E_d$  : tension moyenne de charge
- $E_{d0}$  : tension continue idéale maximale (valeur moyenne)
- $E_1$  : tension efficace de ligne
- $E_m$  : tension de ligne (valeur crête)
- $E_p$  : tension efficace de phase
- $I_d$  : courant continu (valeur moyenne)
- $I_{gt1}$  : courant efficace dans le GT01
- $I_{gt2}$  : courant efficace dans le GT02
- $I$  : courant efficace de ligne
- $I_t$  : courant efficace dans le thyristor principal
- $I_n$  : courant efficace du  $n^{\text{ème}}$  harmonique
- $I_N$  : courant efficace dans le neutre
- $k$  : facteur d'utilisation du GTO
- $n$  : ordre d'harmonique
- $p$  : nombre de pulsations
- $P$  : puissance active
- $q$  : nombre de phase
- $Q_1$  : puissance réactive
- $S$  : puissance apparente totale
- $E_{p1}$  : tension de phase du stator
- $E_{p2}$  : tension de phase du rotor
- $m_2$  : rapport du transformateur de l'onduleur

## INTRODUCTION

Pour entraîner les machines à vitesse variable, l'une des commandes électroniques utilisées est la cascade hyposynchrone (figure 1.1).

Cette commande est utilisée en grande partie dans les installations de très grande puissance: le plus souvent pour des pompes ou des ventilateurs où la variation de la vitesse est toujours limitée à une gamme restreinte. Pour des champs d'application de 200 kW à 2 MW, cette commande représente une solution très coûteuse. Pour ce genre d'application, il s'agit d'ajuster la vitesse en fonction de la tension continue de l'onduleur en changeant l'angle d'amorçage  $\alpha$ .

La tension continue est maximale lorsque la vitesse est faible et minimale en pleine vitesse. La pleine charge est obtenue à la vitesse nominale; l'onduleur opère alors avec un angle d'amorçage de l'ordre de  $90^\circ$ , cela a pour effet de causer une puissance réactive très élevée de sorte que le facteur de déplacement dépasse rarement 0.5 ou 0.6. Cette médiocrité du facteur de déplacement combiné avec la présence de bagues dans le rotor explique le peu d'intérêt pour ce type d'entraînement à vitesse variable.

Pour une faible ou moyenne puissance, un bon facteur de puissance combiné à une faible distorsion peut être réalisé par un convertisseur approprié tout en utilisant la technique P.W.M; cependant pour une

puissance de 100 kW et plus, l'utilisation de la commutation à haute fréquence devient économiquement injustifiable et techniquement peu fiable. Parmi les solutions proposées, on trouve:

- \* Une solution parfois utilisée est le contrôle en séquence de l'onduleur dans lequel la moitié des thyristors du convertisseur classique est amorcée à un angle maximale, alors que l'autre moitié contrôle la tension d.c.; cette solution produit toutes les harmoniques au niveau du courant de ligne.
- \* Utilisation de deux convertisseurs en série, un commandé en retard de phase et l'autre en avance; ce qui ramènerait le facteur de déplacement de l'ensemble à l'unité.
- \* Plusieurs des solutions proposent l'utilisation des diodes de retour, thyristors ou des éléments à commutation forcée (GTO) qui opèrent généralement à une fréquence comprise entre 120 Hz et 360 Hz.

Une des solutions possibles est l'ajout d'un ou deux thyristors à commutation forcée à un convertisseur classique:

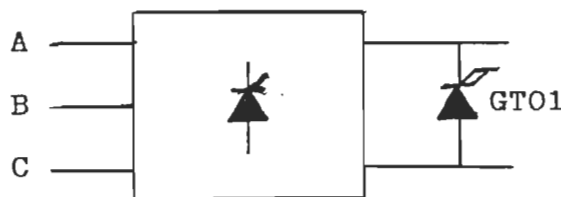


Figure 0.1 - Pont à sept thyristors.



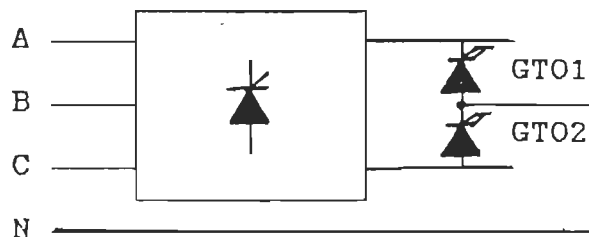


Figure 0.2 - Pont à huit thyristors.

Cette solution permet d'obtenir un réglage relativement indépendant du facteur de déplacement du convertisseur. Cette amélioration du facteur de déplacement est due au fait que les thyristors auxiliaires agissent comme interrupteurs de retour, ce qui réduit sensiblement la consommation de la puissance réactive et la valeur efficace des courants de ligne.

Cependant, avec les solutions illustrées aux figures 0.1 et 0.2, le meilleur facteur de déplacement de puissance reste le facteur de puissance interne du moteur.

Ceci s'explique par le fait que les thyristors du convertisseur classique sont à commutation naturelle, ce qui ne nous donne pas la liberté d'opération tout à fait attendue. La liberté d'opération est limitée parce qu'à l'exception de la tension continue  $e_2$ , la distorsion du courant ainsi que le facteur de puissance semblent être imposés.

Deux solutions nous permettent d'éviter ce genre de problème. La

première, est de remplacer tous les thyristors à commutation naturelle par des éléments à commutation forcée (figure 0.3).

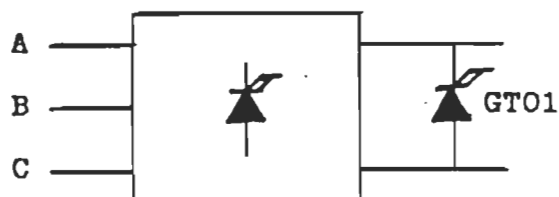


Figure 0.3 - Pont généralisé à sept thyristors (sept GTO).

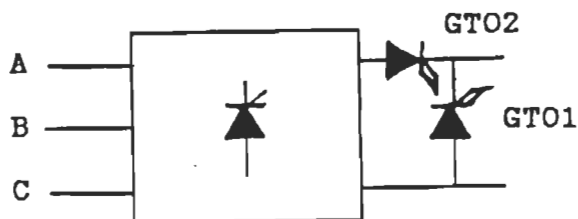


Figure 0.4 - Pont généralisé à sept thyristors (deux GTO).

La deuxième, est d'ajouter un thyristor à commutation forcée entre le pont classique et le septième thyristor (figure 0.4).

Ces deux circuits fonctionnent aussi bien en onduleur qu'en redresseur. L'extinction forcée des thyristors principaux permet l'allumage du thyristor auxiliaire (GTO1) à n'importe quel instant, de la même façon, l'extinction forcée de l'auxiliaire, nous garantit que les thyristors principaux peuvent être amorcés comme désiré.

Dans le premier cas, l'extinction des thyristors principaux se fait directement, alors que dans le deuxième cas, cette extinction se fait par l'intermédiaire du GTO2 (en annulant le courant  $I_d$ ). On peut conclure donc qu'au point de vue fonctionnement, les deux cas sont identiques. Cependant, du point de vue topologique, le deuxième convertisseur est beaucoup moins compliqué à commander, plus facile à concevoir et moins dispendieux (deux GTO au lieu de sept du premier convertisseur). Les deux solutions illustrées aux figures 0.3 et 0.4 nous permettent d'avoir un facteur de déplacement qui peut être ajusté indépendamment de la tension continue  $e_d$ .

Cette idée a été proposée par le professeur G.E. April, du département de Génie Électrique, de l'École Polytechnique de Montréal. Le premier chapitre présente l'étude analytique de cette famille. Cette étude est la continuation des travaux préliminaires effectués par M. Beaudoin et du mémoire de M. Esmail Chokri (Etude des convertisseurs hybrides et réalisation des convertisseurs à sept thyristors).

Le deuxième chapitre décrit les modifications apportées à la méthode équidistante d'enclenchement des thyristors, pour parvenir à la réalisation pratique par micro-ordinateur du membre le plus prometteur de la famille, le pont à sept thyristors généralisé.

Enfin, le troisième chapitre présente des résultats concrets du fonctionnement de ce pont.

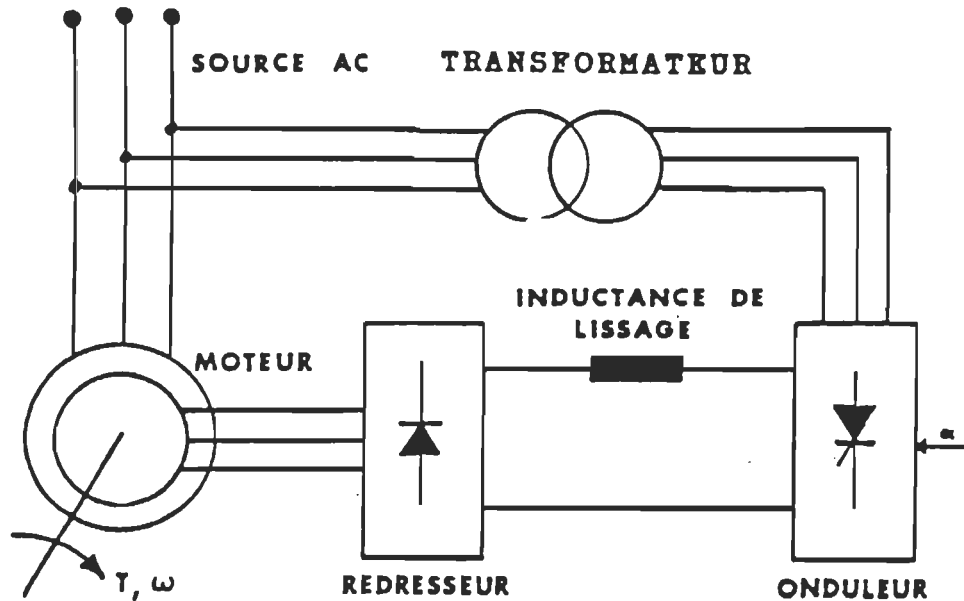
CASCADE HYPOSYNCHRONNE

Figure 1.1 - Cascade hyposynchrone.

Pour varier la vitesse d'une machine à induction, on peut envisager plusieurs solutions. Une solution possible est de faire varier le glissement  $s$ . La cascade hyposynchrone nous permet de faire varier la vitesse tout en retournant l'énergie de glissement au réseau.

Le glissement dans ce montage est donné par:

$$s = \frac{m_2 E_{p1}}{E_{p2}} \cos \alpha \quad ; \quad 0 \leq \alpha \leq \pi \quad (1.1)$$

La formule (1.1) nous montre que pour varier la vitesse on fait varier  $\alpha$ .

- L'ajout d'un hacheur constitué d'un thyristor blocable GTO1 entre le redresseur et l'onduleur, nous permet d'avoir le glissement suivant:

$$S = \frac{m_2 E_{p1}}{E_{p2}} (1-k) \cos \alpha, \quad 90^\circ \leq \alpha \leq 300^\circ \quad (1.2)$$

$k\pi/3$  dépend de  $\alpha$  (voir section 1.2.5)

Dans ce cas-ci, on varie la vitesse en faisant varier  $k$  et/ou  $\alpha$ . Ceci améliore les performances de la cascade de façon considérable.

- L'ajout d'un thyristor blocable GTO2 entre le hacheur et l'onduleur, nous permet d'avoir un glissement identique à celui du cas (1.2).

$$S = \frac{m_2 E_{p1}}{E_{p2}} (1-k) \cos \alpha, \quad \begin{array}{l} 90^\circ \leq \alpha \leq 300^\circ \\ 0^\circ \leq k\pi/3 \leq 60^\circ \end{array} \quad (1.3)$$

Cependant, la période de conduction du GTO1  $k\pi/3$  est complètement indépendante de l'angle  $\alpha$ . Ceci nous permet d'opérer dans des zones inaccessibles par le montage précédent, ce qui améliore encore davantage les performances de la cascade.

## CHAPITRE 1

### ÉTUDE ANALYTIQUE DES CONVERTISSEURS HYBRIDES À GTO

#### 1.1 Introduction

Ce chapitre décrit le fonctionnement idéalisé d'une nouvelle famille de convertisseurs dérivée des ponts classiques de Graetz monophasé et triphasé desquels elle diffère par l'ajout d'un ou de deux thyristors blocables du côté-cc-. L'analyse considère les hypothèses simplificatrices habituelles; à savoir:

- inductance de lissage infiniment grande
- inductance de commutation nulle
- dispositifs électroniques idéaux

#### 1.2 Description des convertisseurs hybrides

##### 1.2.1 Nouvelle famille de convertisseurs

L'objectif de ce travail est d'identifier une nouvelle famille de convertisseurs qui sera utilisée pour régler la vitesse d'une cascade hyposynchrone (figure 1.1). Cette famille de convertisseurs possède comme principal avantage un facteur de déplacement ajustable.

Etant donné la complexité d'opération des circuits en jeu, il a été jugé préférable de restreindre l'étude aux cas qui ne demandent qu'un ou deux dispositifs à commutation forcée. Cette approche est illustrée

aux figures 1.2 à 1.6 qui montrent les versions monophasée et triphasées.

L'ajout d'un ou de deux thyristors à extinction par la gachette ou blocables (GTO) aux bornes du convertisseur du côté -cc- permet d'obtenir un réglage quasi indépendant du facteur de déplacement du convertisseur, qui peut, à volonté, devenir inductif ou capacitif.

La figure 1.7 illustre les formes d'onde de tension obtenues à partir du circuit monophasé de la figure 1.2 pour une tension réduite de 0,5.

Les thyristors principaux sont amorcés à  $\alpha$  supérieur ou égal à 90 degrés et s'éteignent à l'instant où l'on allume le GTO. La tension continue ainsi que le facteur de déplacement dépendent de l'angle d'amorçage  $\alpha$  et de la période de conduction du GTO,  $k$ .

L'augmentation de la période de conduction du GTO diminue la tension continue. Si la tension instantanée est symétrique par rapport à une droite qui passe par le maximum de la tension de ligne, le facteur de déplacement est unitaire (point e). Pour les points a à d, le facteur de déplacement est inductif, et il est capacitif pour les points f et g. Il est important de noter que la commutation forcée est exigée pour reproduire la tension d et ceux qui ont un facteur de déplacement capacitif. Les tensions h et i illustrées en pointillés ne sont réalisables qu'avec des éléments principaux à commutation forcée (figure

1.6). Seuls les circuits de cette figure fonctionnent aussi bien en redresseur qu'en onduleur. Les formes d'onde de tension des circuits 1.3 à 1.5 se retrouvent respectivement aux figures 1.8 à 1.10.

Le deuxième circuit (figures 1.3 et 1.9), est un circuit étoile triphasé. Ce circuit est une étape intermédiaire et indispensable pour comprendre le convertisseur à 8 thyristors. Les formes d'onde de tension bizarres illustrées à la figure 1.10 s'expliquent si on les considère comme la sommation de deux ondes qui proviennent du circuit à 4 thyristors (figure 1.3). Pour cette figure, les tensions sont dessinées pour une valeur de tension de 0,17. Finalement, la figure 1.5 montre le pont de Graetz modifié qui sera l'objet d'une étude expérimentale parmi cette famille. La figure 1.8 illustre quelques formes d'onde de tension.



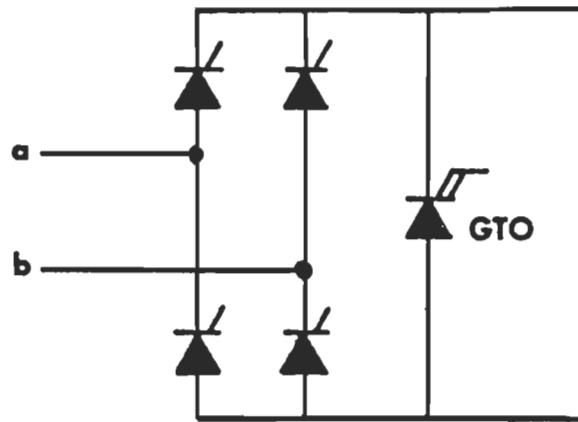


Figure 1.2 - Convertisseur à 5 thyristors.

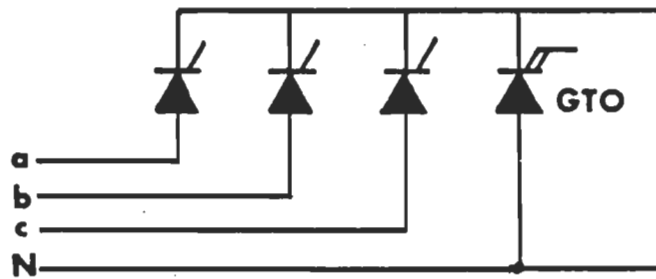


Figure 1.3 - Convertisseur à 4 thyristors.

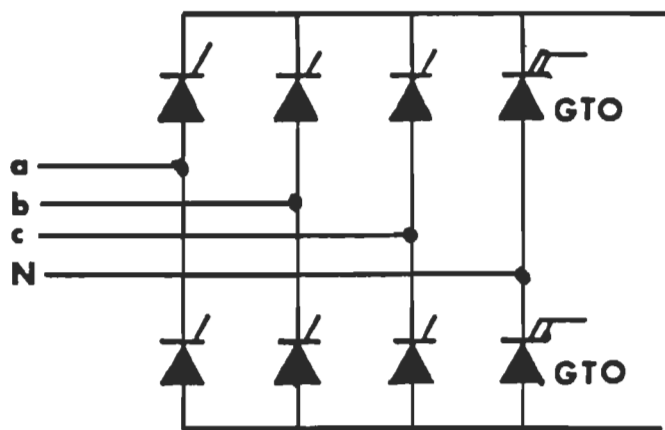


Figure 1.4 - Convertisseur à 8 thyristors.

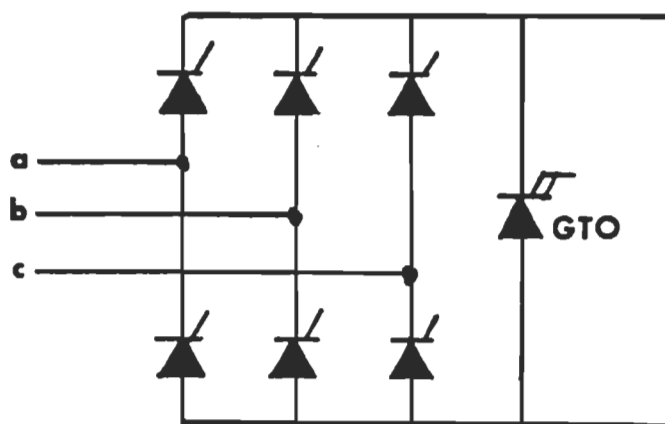


Figure 1.5 - Convertisseur à 7 thyristors.

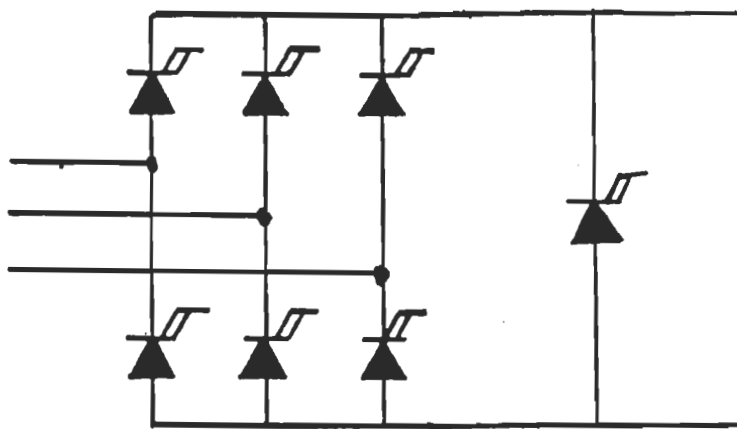
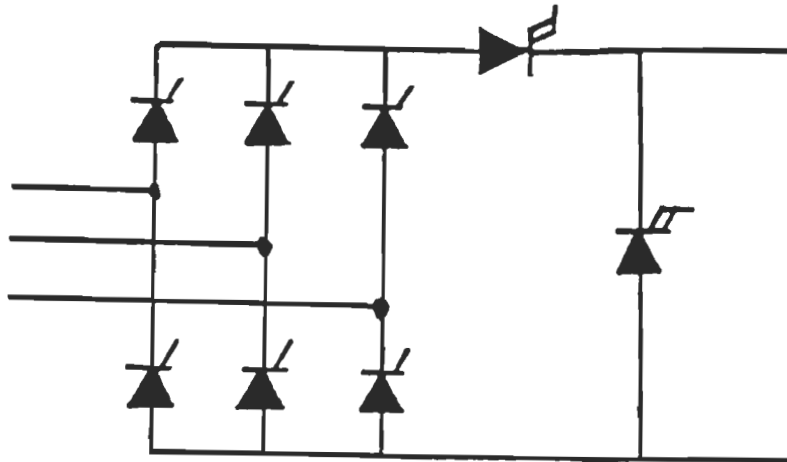


Figure 1.6 - Convertisseurs généralisés à sept thyristors.

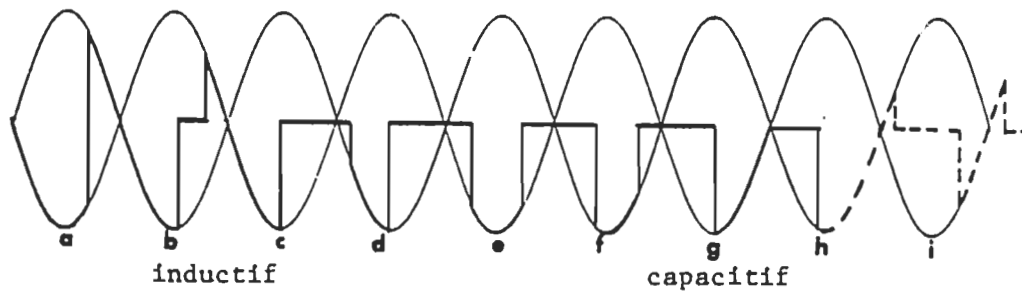


Figure 1.7 - Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 5 thyristors.

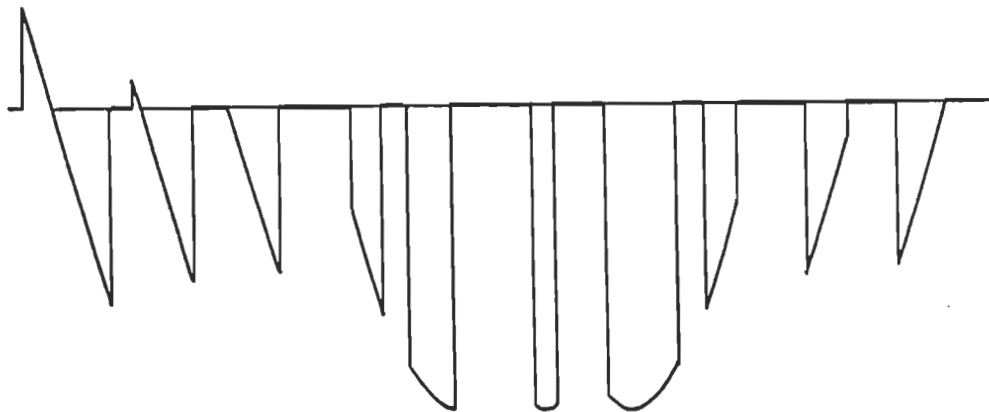


Figure 1.8 - Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 7 thyristors.

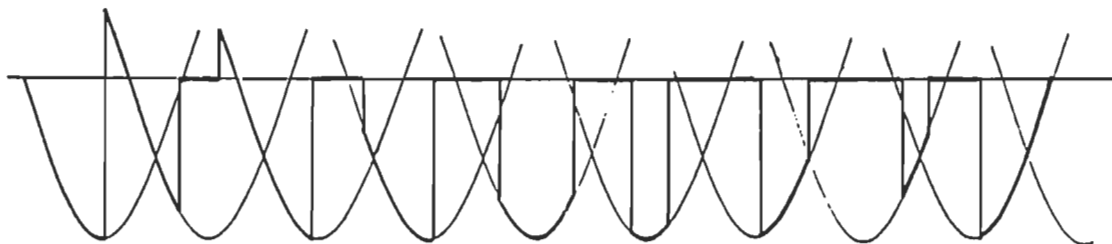


Figure 1.9 - Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 4 thyristors.

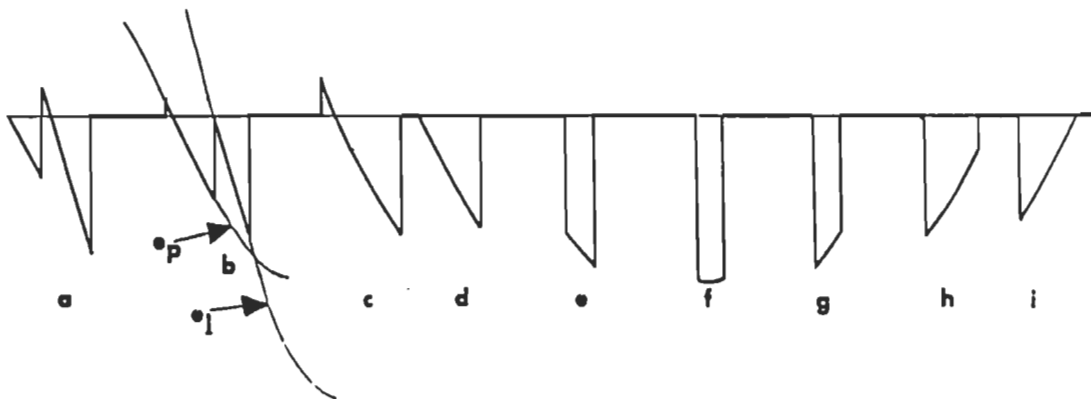


Figure 1.10 - Formes d'onde typiques pour le convertisseur à 8 thyristors pour  $E_d = 0.17$  pu.

### 1.2.2 Ponts classiques

Le pont à six thyristors, illustré à la figure 1.11, est le montage le plus utilisé actuellement. Il est en fait la connexion en série de deux groupes de commutation. Le groupe du haut, appelé groupe positif du fait de sa connexion avec la tension la plus positive, est un groupe à cathode commune. Celui du bas, raccordé à la tension la plus négative, est un groupe à anode commune. Il est appelé alors, groupe négatif. La tension de charge est formée de segments des tensions de ligne. Chaque thyristor conduit et supporte le courant continu,  $I_d$ , pendant 120 degrés et bloque durant 240 degrés. Pendant le fonctionnement normal de ce convertisseur, deux thyristors doivent conduire en même temps, un de chaque groupe.

L'ordre d'allumage des thyristors est T1 et T2, T2 et T3, T3 et T4, T4 et T5, T5 et T6. Une commutation a lieu à chaque 60 degrés.

L'instant d'allumage d'une nouvelle paire de thyristors est réglé par un angle d'amorçage appelé  $\alpha$ , qui peut être varié de 0 à 180 degrés.

Cet angle est calculé à partir du moment où le thyristor est polarisé positivement; et cela, jusqu'à l'arrivée d'une impulsion qui le met réellement en conduction.

Le convertisseur fonctionne comme redresseur pour un angle  $\alpha$  de 0 à 90 degrés, et en onduleur pour  $\alpha$  de 90 à 180 degrés. La figure 1.13(b) illustre une forme d'onde de tension ainsi que quelques courants, caractérisant le fonctionnement redresseur. La figure 1.13(a) présente une forme d'onde de tension ainsi que quelques courants mettant en évidence le fonctionnement onduleur.

La figure 1.12 montre la version monophasée du pont classique. La tension continue est formée de segments des tensions de ligne. L'instant d'allumage est déterminé par l'angle de retard d'enclenchement,  $\alpha$ , qui est dans ce montage aussi mesuré à partir du moment où le thyristor est polarisé positivement; et cela, jusqu'à l'allumage réel. La séquence de cet allumage est T1 et T2, T3 et T4.

Chaque paire de thyristors conduit et supporte le courant de charge,  $I_d$ , pendant 180 degrés, et elle est bloquée durant la même durée. Ceci est illustré aux figures 1.13(c) et 1.13(d), pour les deux modes de fonctionnement.

### 1.2.3 Pont à cinq thyristors

Le pont à 5 thyristors, illustré à la figure 1.14, est la version monophasée du pont à sept. Ce pont fonctionne dans une zone plus restreinte comparativement à celui du pont à sept. L'angle d'allumage  $\alpha$  peut être varié de 90 à 360 degrés. Alors, les thyristors principaux sont amorcés à  $\alpha$  supérieur ou égal à 90 degrés, et s'éteignent à

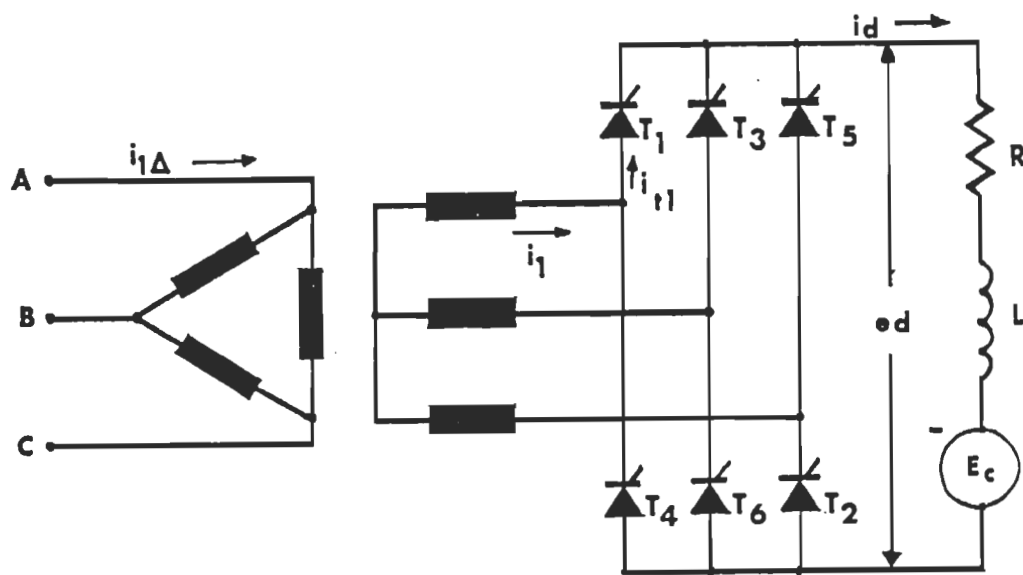


Figure 1.11 - Schéma du convertisseur à 6 thyristors.

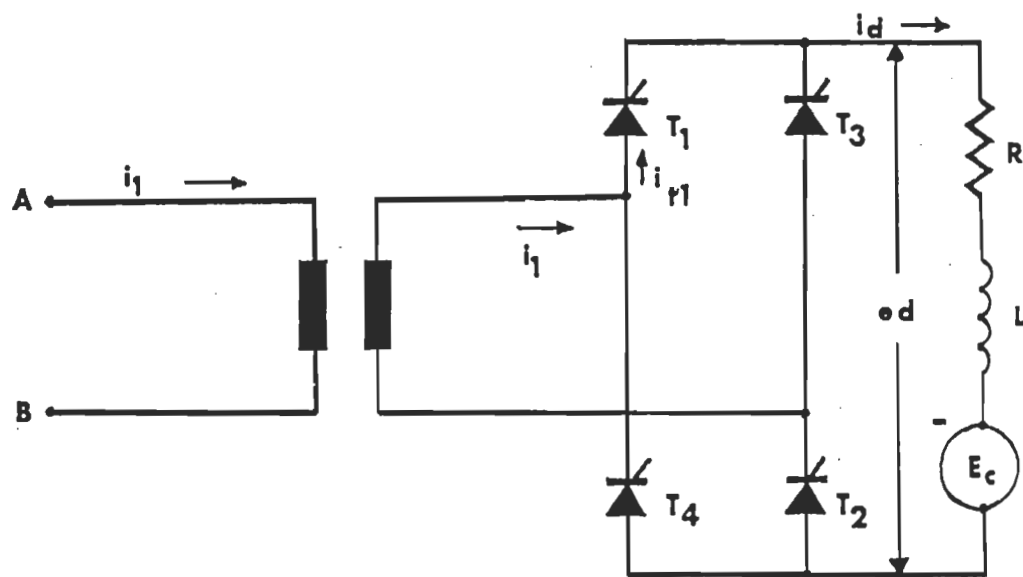


Figure 1.12 - Schéma du convertisseur classique monophasé.



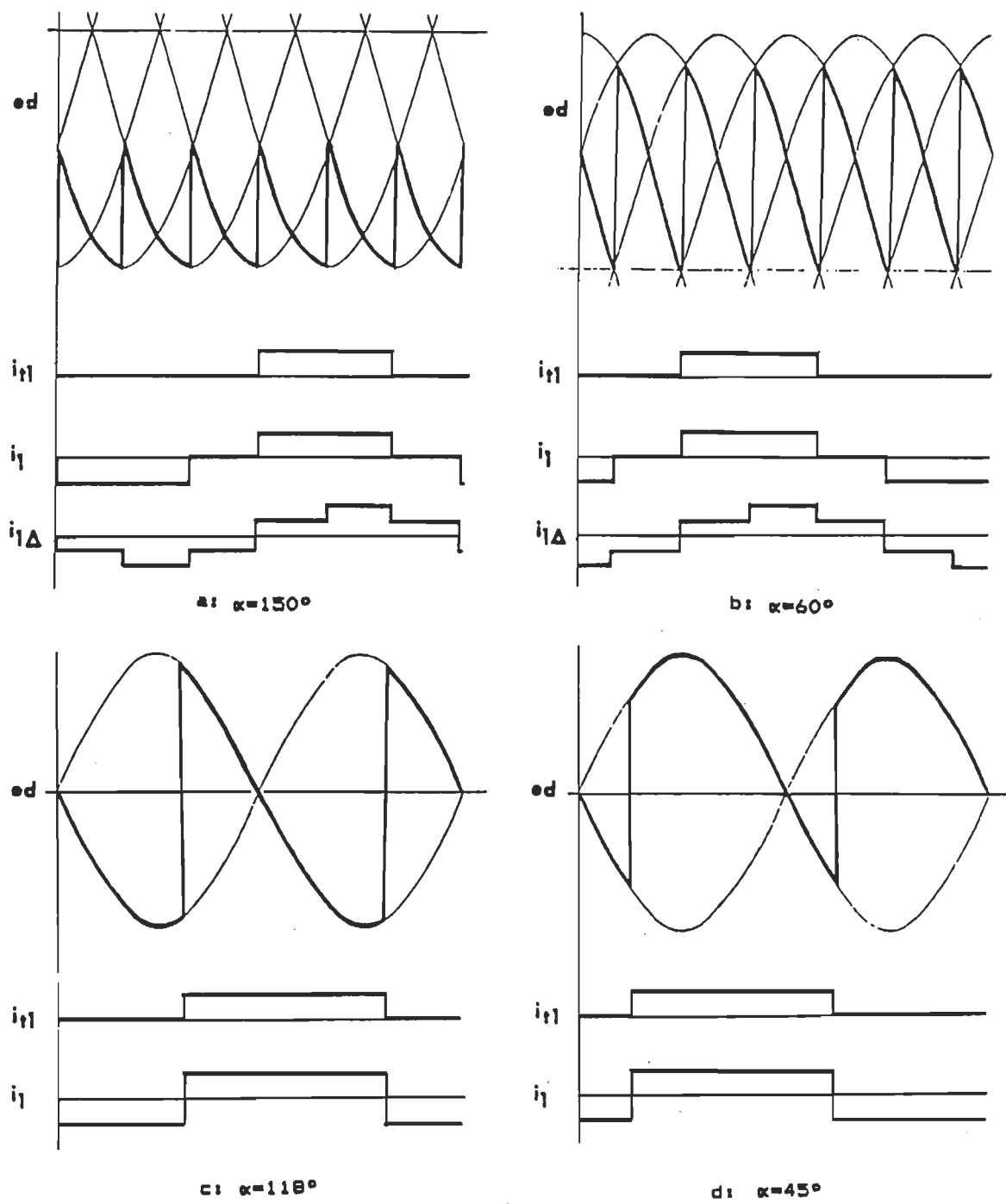


Figure 1.13 - Formes d'onde pour les convertisseurs classiques.

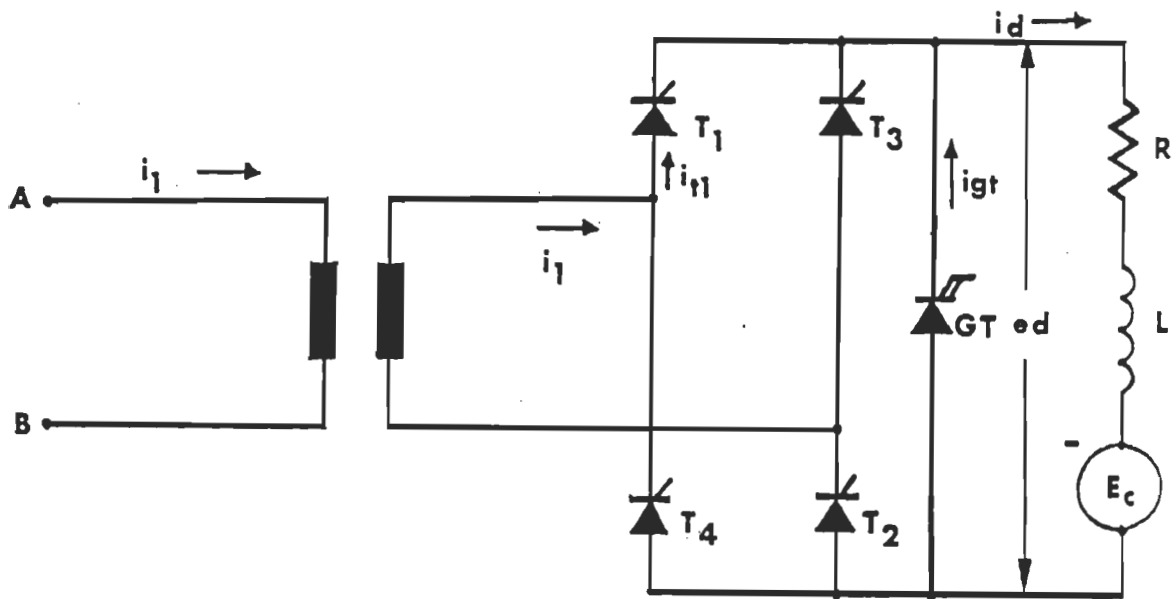


Figure 1.14 - Schéma du convertisseur à 5 thyristors.

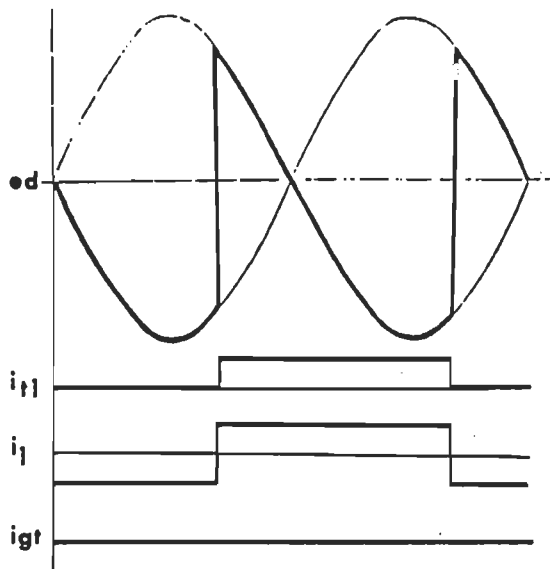
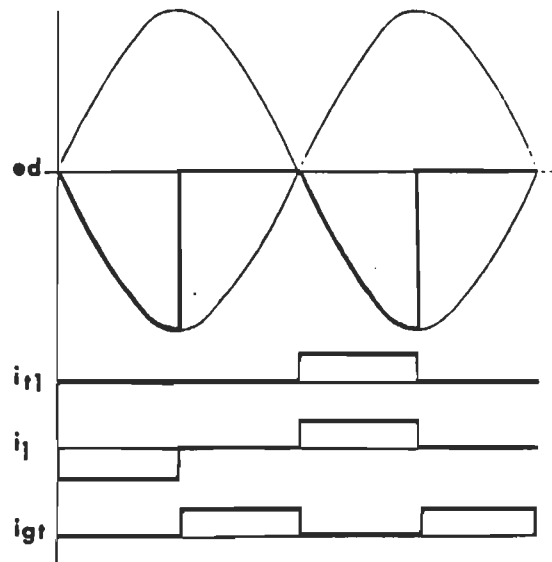
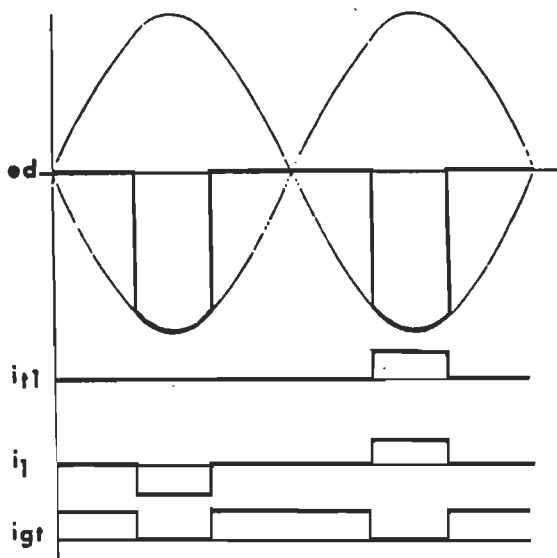
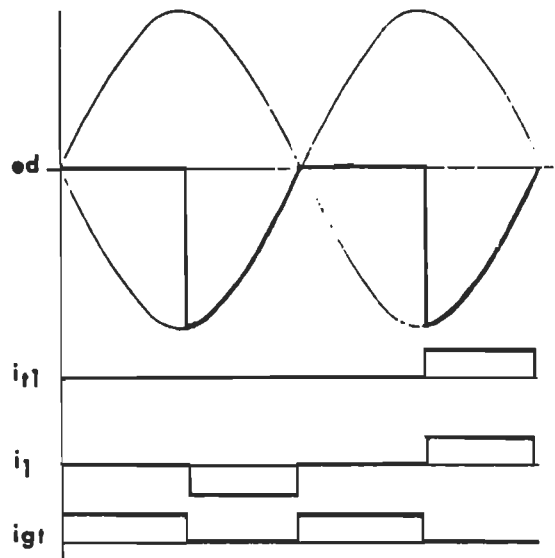
a:  $\alpha=120^\circ$ ,  $k=0$  et  $\phi_1=120^\circ$ b:  $\alpha=180^\circ$ ,  $k=0.5$  et  $\phi_1=135^\circ$ c:  $\alpha=240^\circ$ ,  $k=0.7$  et  $\phi_1=180^\circ$ d:  $\alpha=270^\circ$ ,  $k=0.5$  et  $\phi_1=225^\circ$ 

Figure 1.15 - Formes d'onde pour le convertisseur à 5 thyristors.

l'instant où l'on allume le GTO. Pour mieux visualiser le fonctionnement de ce pont, quelques formes d'onde de tension ainsi des courants sont illustrées à la figure 1.15.

#### 1.2.4 Pont à huit thyristors

Le pont à 8 thyristors est constitué d'un pont de Graetz et de deux GTO qui sont reliés à celui-ci du côté -cc- où la cathode de l'un est connectée à l'anode de l'autre au point neutre (figure 1.16).

On peut le considérer aussi comme la connexion de deux étoiles triphasés (figure 1.3) en série. Ce pont ressemble à celui à sept thyristors, sauf que cette fois-ci le neutre de la source est accessible. Ces deux ponts, bien qu'ils aient une allure différente, donnent la même variation du facteur de déplacement. La plage de variation de l'angle d'amorçage  $\alpha$  est de 90 à 330 degrés. La définition de cet angle demeure la même que celle du pont classique. L'allumage d'un GTO provoque automatiquement l'extinction d'un des thyristors principaux. La période de conduction du GTO est en fonction de son rapport cyclique,  $k$ . La tension continue varie avec l'angle d'amorçage  $\alpha$  et le rapport cyclique,  $k$ .

Pour  $k$  supérieur à 0,5, l'un ou l'autre des deux GTO est toujours en conduction. Si l'on considère l'opération sur la tension de phase  $V_a$ , le parcours de conduction est a-T1-charge-GT2-N. A l'instant où le GT1 est allumé, le thyristor principal T1 est éteint et le parcours de



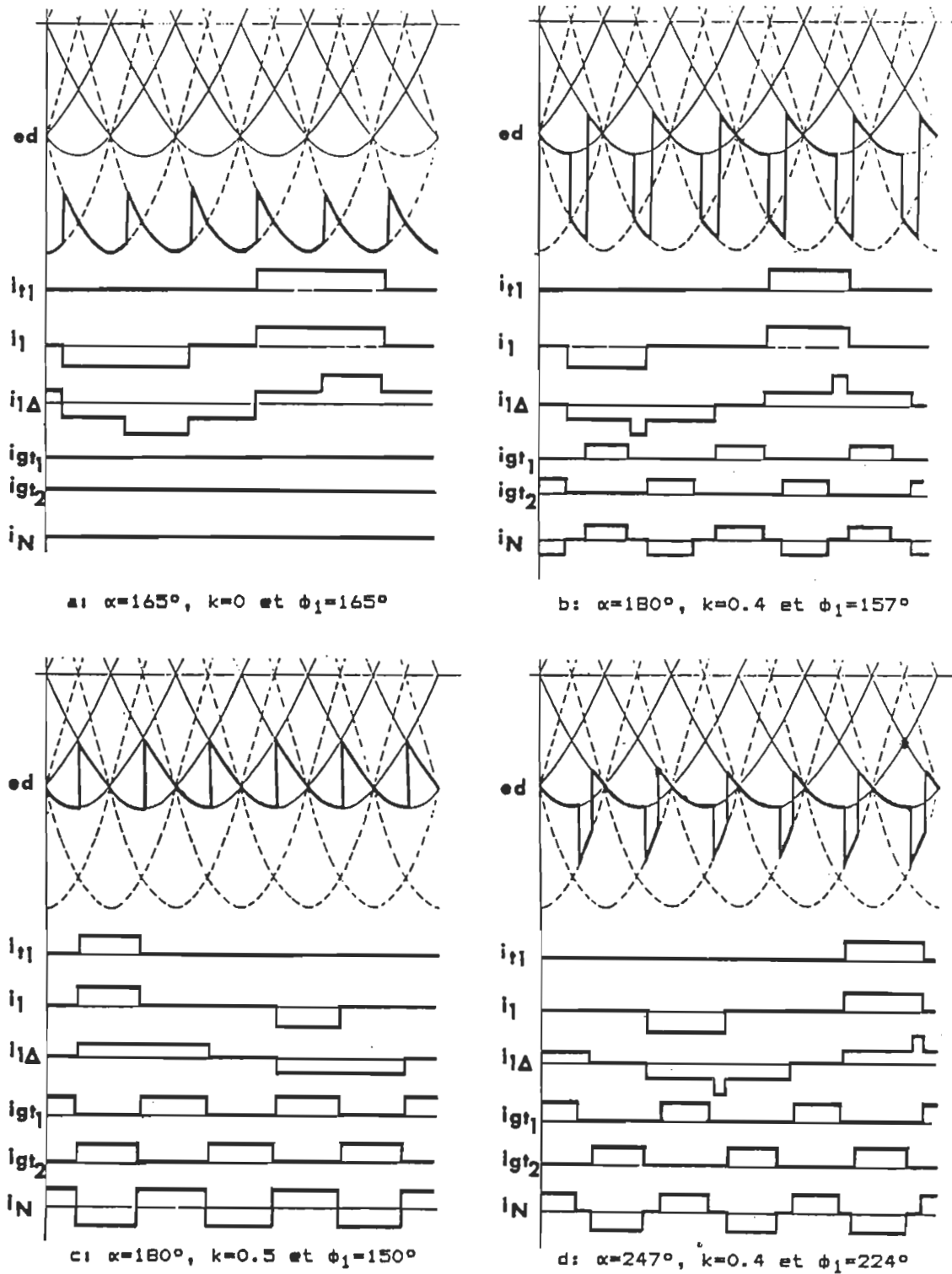


Figure 1.17 - Formes d'onde pour le convertisseur à 8 thyristors.

conduction devient alors, GT2-GT1-charge. L'arrivée de la prochaine impulsion d'allumage des thyristors principaux laisse en conduction GT1. D'autre part l'opération se transporte sur la tension de phase Vb, ce qui donne le parcours suivant: GT1-charge-T6-b-N. Pour  $k$  inférieur à 0,5, il y a une alternance de conduction des deux GTO, interrompue par l'entrée en conduction de l'un des thyristors principaux. La figure 1.17 illustre quelques formes d'onde de tension ainsi des courants qui caractérisent ce membre de la famille.

#### 1.2.5 Ponts à sept thyristors

Le pont à sept thyristors illustré à la figure 1.18a, ne diffère du pont à 6 que par l'ajout d'un seul thyristor à extinction par la gachette du côté -cc-. Ce thyristor permet de varier la tension continue, pour un angle  $\alpha$  donné, d'une valeur nulle à sa valeur atteinte par un fonctionnement du convertisseur comme pont classique.

L'angle d'amorçage,  $\alpha$ , peut être varié de 90 à 300 degrés. La définition de cet angle demeure la même que celle du pont classique, c'est le délai entre l'instant où un thyristor principal est polarisé positivement et le moment où il est réellement allumé. La période de conduction du GTO est en fonction de son rapport cyclique,  $k$ . Ce rapport est la fraction du temps pendant lequel le GTO conduit. Lorsque le GTO est appelé à fonctionner, il doit être polarisé plus positivement que le thyristor principal. L'allure des tensions et des courants pour  $E_d=0,5$  est représentée à la figure 1.19.

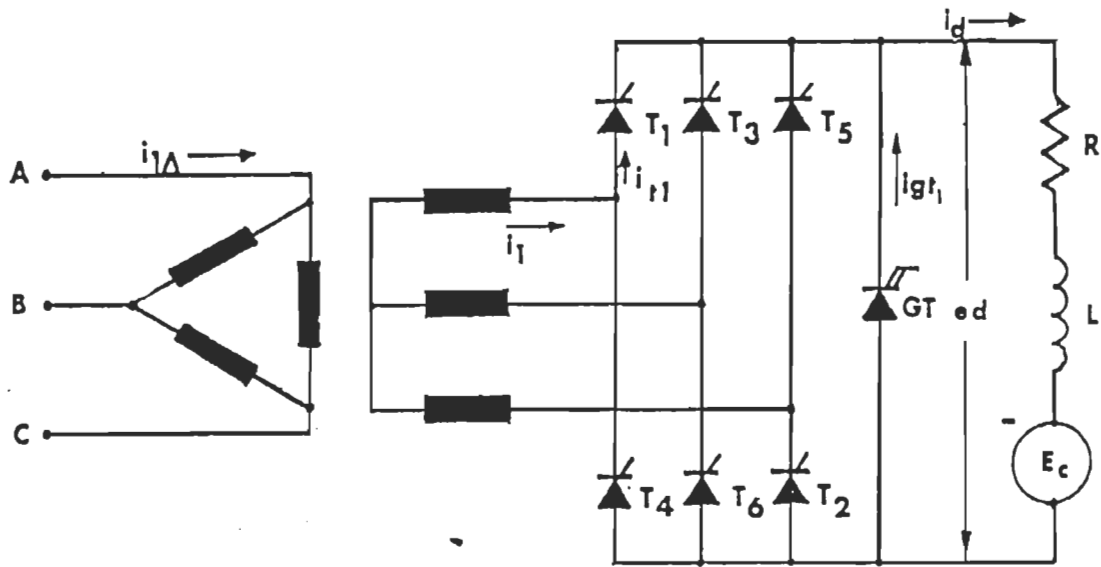


Figure 1.18 (a) - Schéma du convertisseur à 7 thyristors.

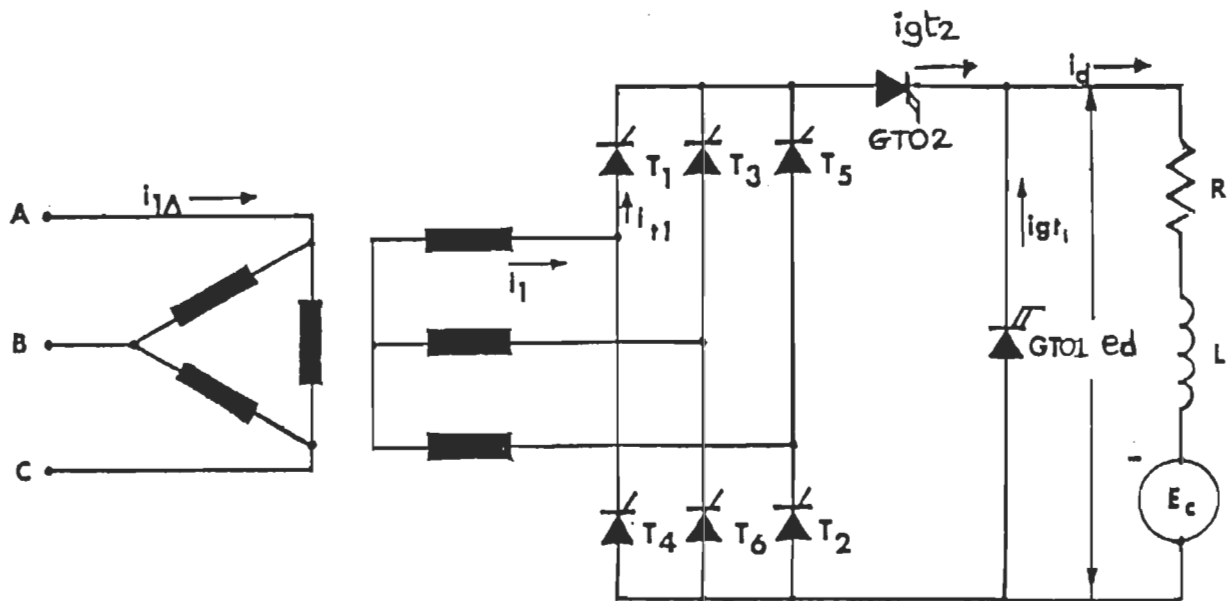


Figure 1.18 (b) - Schéma du convertisseur généralisé à 7 thyristors.



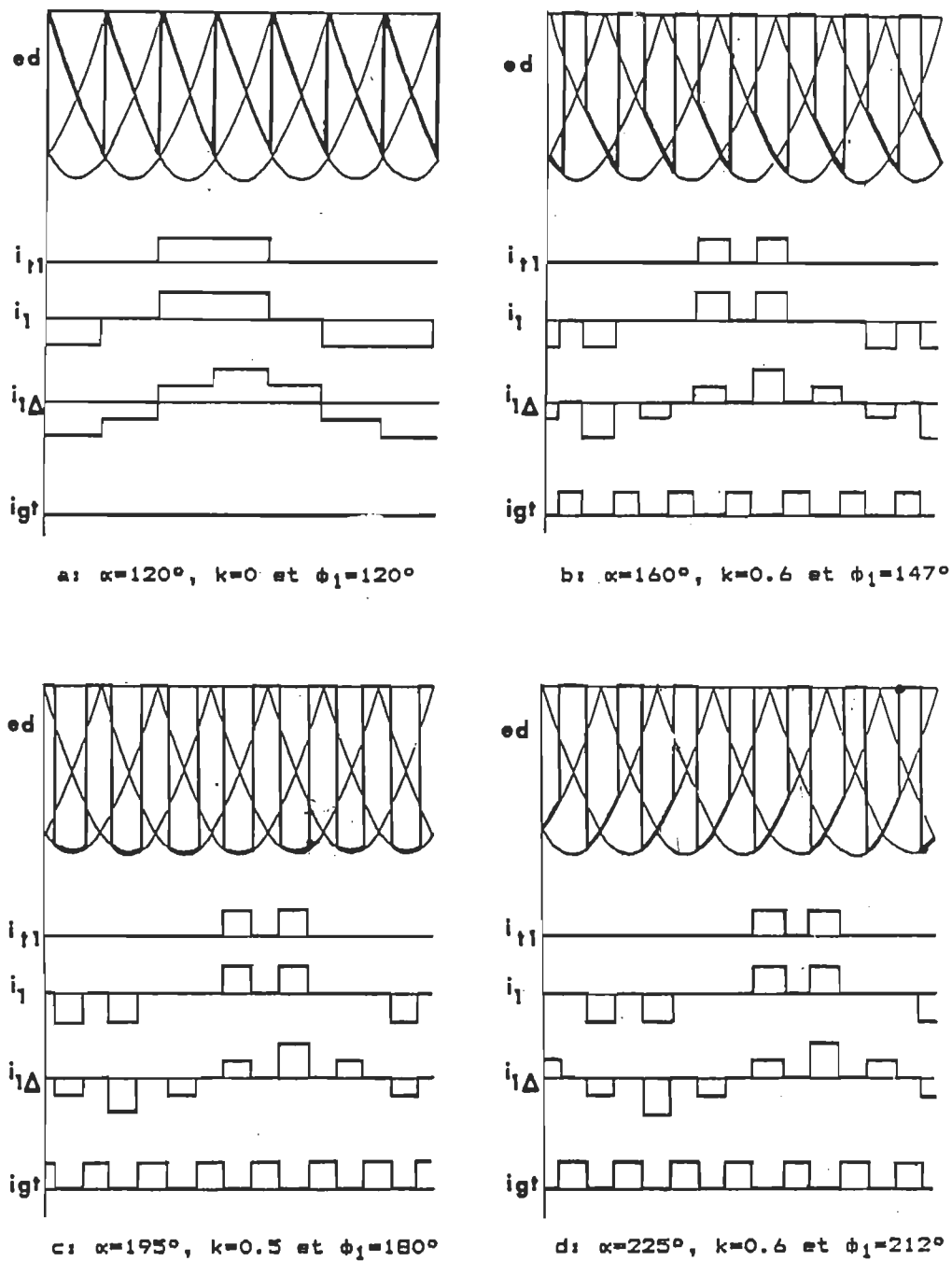


Figure 1.19 - Formes d'onde pour le convertisseur à 7 thyristors.

Le pont à sept thyristors généralisé illustré à la figure 1.18b, ne diffère du pont à sept thyristors que par l'ajout d'un GTO entre le hacheur et l'onduleur pour assurer la commutation forcée des thyristors auxiliaires.

Dans les pages suivantes, il s'agit d'expliquer les différents modes de fonctionnement de chaque convertisseur mentionné ci-haut.

#### 1.2.5.1 Pont à sept thyristors

Il est possible de distinguer six modes de fonctionnement:

- mode (1): redresseur ( $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ )

Le fonctionnement est comme celui du montage classique, la tension est toujours positive, le thyristor blocable  $GTO_1$  est polarisé négativement.

- mode (2): redresseur ( $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ )

La tension  $e_d$  est ou bien un segment de tension de ligne ou bien nulle lorsque  $GTO_1$  conduit.

- mode (3) ( $90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  ,  $0 \leq k\pi/3 \leq \alpha - 60^\circ$ )

Redresseur:  $\alpha \leq k\pi/6 + \pi/2$

Onduleur :  $\alpha \geq k\pi/6 + \pi/2$

La tension  $e_a$  peut être ou bien un segment de tension de ligne ou bien nulle.

- mode (4): onduleur ( $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  ,  $0 \leq k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

Le pont peut fonctionner comme le pont classique si  $k\pi/3 = 0$ . La période de conduction du GTO1 peut être choisie indépendamment de  $\alpha$ .

- mode (5): onduleur ( $180^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ$  ,  $0 < k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

Le pont fonctionne en onduleur, il faut absolument que le GTO1 conduise ( $k\pi/3 \neq 0$ ) pour éviter la commutation forcée des thyristors principaux.

- mode (6): onduleur ( $240^\circ < \alpha \leq 300^\circ$  ,  $\alpha - 240^\circ \leq k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

Il faut absolument que le GTO1 conduise pendant au moins une période de  $(\alpha - 240^\circ)$  pour éviter la commutation forcée des thyristors principaux.

Remarques:

On constate d'après les modes de fonctionnement du convertisseur à sept thyristors que:

- La période de conduction de GTO1  $k\pi/3$  peut dépendre de  $\alpha$ , dépendamment du mode de fonctionnement.
- $0^\circ \leq \alpha \leq 300^\circ$ .

#### 1.2.5.2 Pont généralisé à sept thyristors

Il est possible de distinguer 5 modes de fonctionnement.

- mode (1): redresseur ( $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  ,  $0^\circ \leq k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

La tension peut être ou bien un segment de tension de ligne ou bien nulle.

- mode (2) ( $90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  ,  $0 \leq k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

Redresseur:  $\alpha \leq k\pi/6 + \pi/2$

Onduleur :  $\alpha \geq k\pi/6 + \pi/2$

Le pont peut fonctionner aussi bien en onduleur qu'en redresseur, dépendamment de  $\alpha$  et de  $k$ , la tension est ou bien nulle ou bien une tension de ligne.

- mode (3): onduleur ( $120^\circ \leq \alpha \leq 270^\circ$  ;  $0^\circ \leq k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

La tension est ou bien nulle ou bien segment de tension de ligne.

- mode (4) ( $270 \leq \alpha \leq 300^\circ$  ,  $0 \leq k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

Redresseur:  $\alpha \geq 4\pi/3 + k\pi/6$

Onduleur :  $\alpha \leq 4\pi/3 + k\pi/6$

La tension est ou bien nulle ou bien un segment de tension de ligne.

- mode (5): redresseur ( $300^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$  ,  $0 \leq k\pi/3 \leq 60^\circ$ )

La tension est ou bien nulle ou bien un segment de tension de ligne.

Remarques:

On remarque que dans le cas du pont généralisé à sept thyristors, il n'y a absolument aucune limitation pour la période de conduction du thyristor auxiliaire (GT01). Autrement dit,  $k\pi/3$  ne dépend absolument pas de  $\alpha$ .

- $0^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$

### 1.3 Explication des diagrammes d'opération des convertisseurs

A partir de quelques équations qui caractérisent les nouveaux convertisseurs et qui seront décrites ultérieurement, il a été possible de dessiner des diagrammes appelés diagrammes d'opération. Ces diagrammes permettent de mieux comprendre l'utilité de l'ajout d'un ou

de deux GTO du côté -cc- au convertisseur classique. La figure 1.20 montre le diagramme d'opération du convertisseur modifié monophasé. Ce diagramme permet de déterminer la période de conduction du GTO requise pour produire une tension continue donnée, ainsi que la valeur du courant de ligne correspondant à n'importe quel point d'opération. La période de conduction du GTO est exprimée par son rapport cyclique,  $k$ .

L'opération sur le segment de droite OA correspond au fonctionnement d'un convertisseur classique sans aucun composant de roue libre. Dans ce cas, le facteur de déplacement est égal à l'angle d'amorçage  $\alpha$  et le courant de ligne est au maximal. L'opération sur le segment OB correspond au cas où le circuit est doté d'un thyristor de roue libre. Le thyristor auxiliaire est amorçé d'une manière à ce qu'il ressemble au redresseur avec diode de roue libre. Cette ligne est la limite entre la zone A et la zone B. Dans la zone B (points c et d de la figure 1.7), la tension instantanée de charge est toujours négative, par contre dans la zone A, il y a des excursions de tension instantanée positive. La zone C (points f et g) et la zone D (points h et i) sont analogues respectivement aux zones A et B mais avec un facteur de déplacement capacitif. L'opération dans les zones B et C nécessite une extinction forcée du thyristor auxiliaire par contre l'opération dans la zone D est impossible sans commutation forcée des thyristors principaux d'où la ligne OD constitue l'extrême limite du fonctionnement de l'onduleur. La droite OC représente l'opération de l'onduleur avec un facteur de déplacement unitaire (point e) et un courant minimal de ligne.

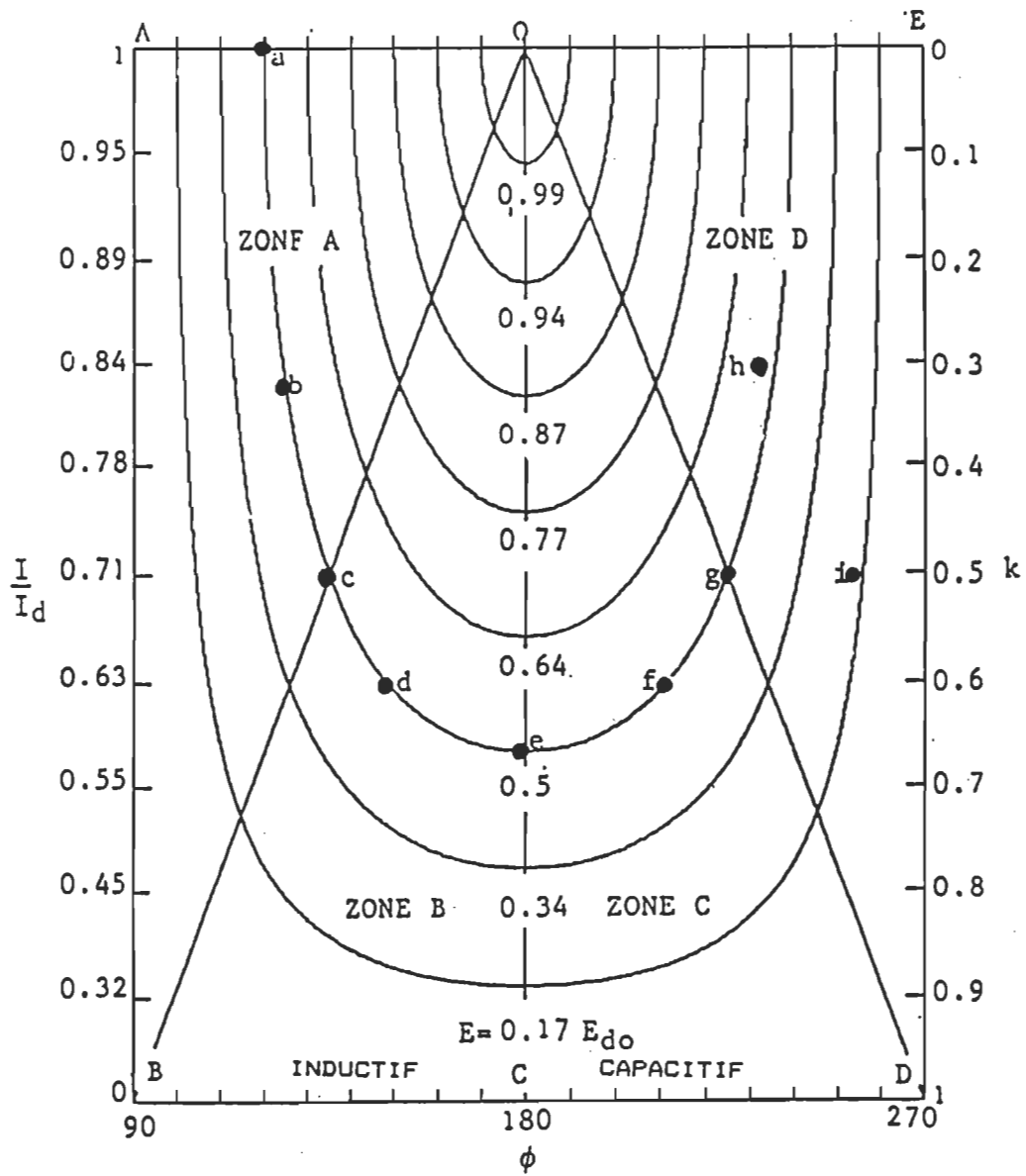


Figure 1.20 - Diagramme d'opération pour le convertisseur à 5 thyristors.

Afin d'avoir un courant minimal de ligne aussi le cas où la distorsion est minimale, il faut opérer près de cette droite; les lignes équipotentielles indiquent les limites du facteur de déplacement qu'il est possible d'obtenir.

La figure 1.21 représente le diagramme d'opération du convertisseur à 8 thyristors. Ce diagramme est divisé en deux parties par l'équipotentielle,  $k=0.5$ . Dans la partie du dessous, la tension instantanée est constituée d'une partie de tension de phase et d'une partie nulle (points c à i de la figure 1.10). En dessus, la tension instantanée devient une combinaison de segment de tension de phase et de segment de tension de ligne (points a et b de la figure 1.10). Les points de la figure 1.21 localisent les formes d'onde de tension de la figure 1.10. L'opération sur la ligne OA, a été décrite dans /2/.

Le diagramme du pont à 7 thyristors apparaît à la figure 1.22. Son fonctionnement est similaire à celui du pont monophasé.



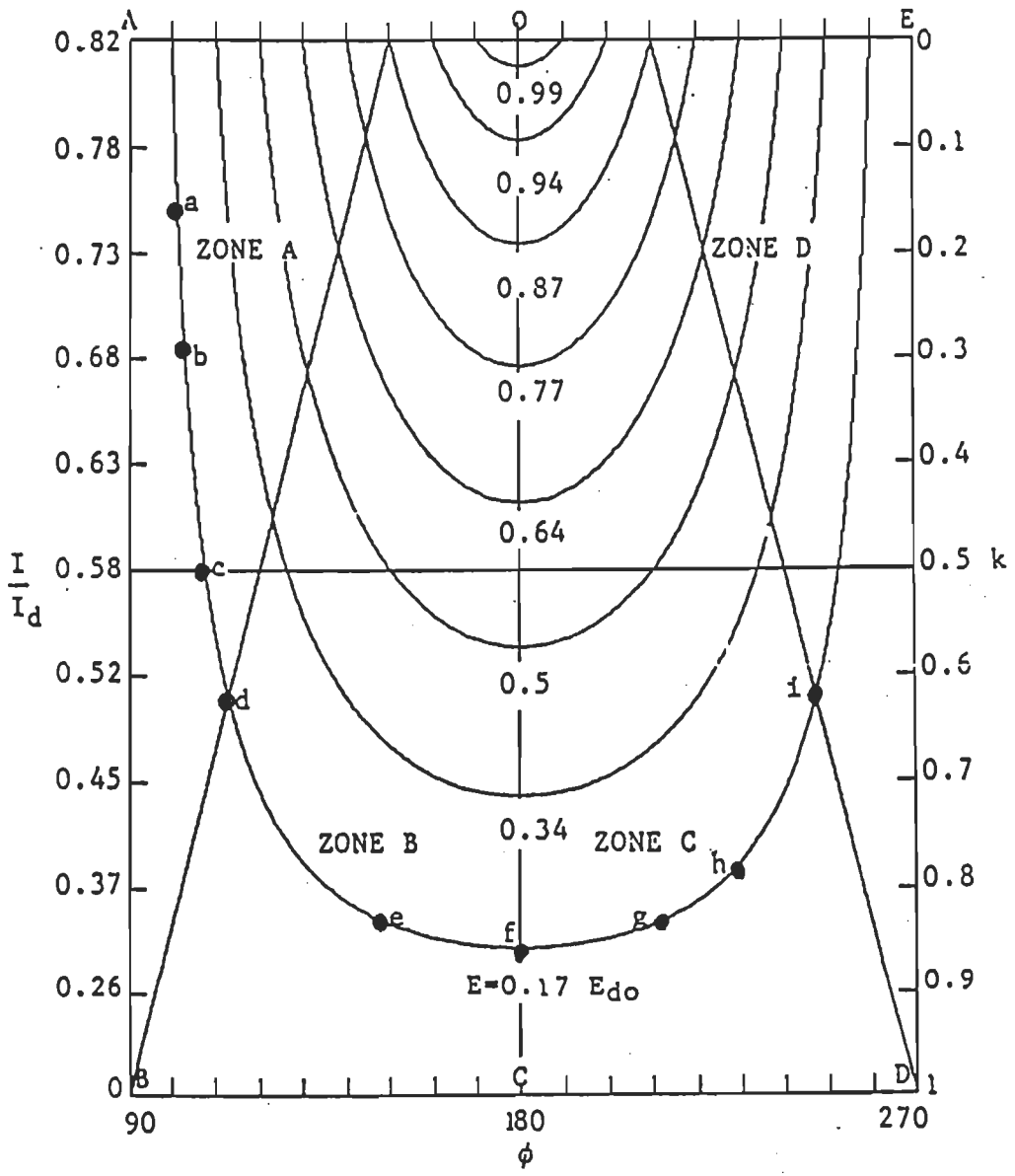
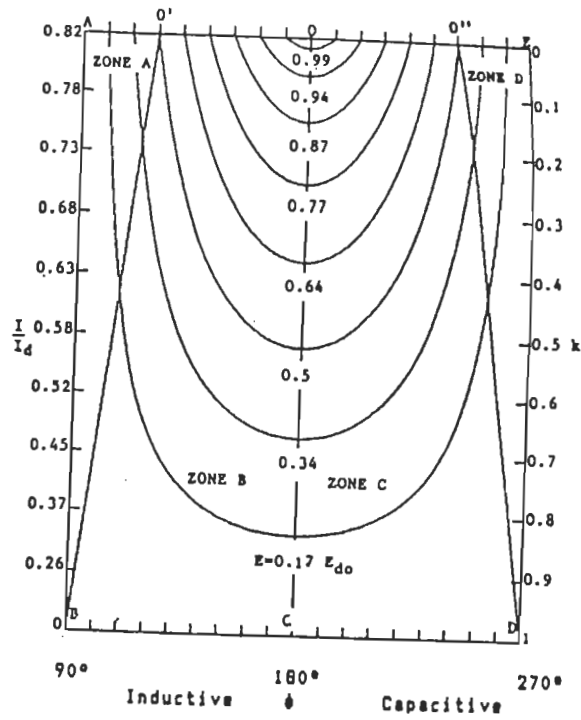
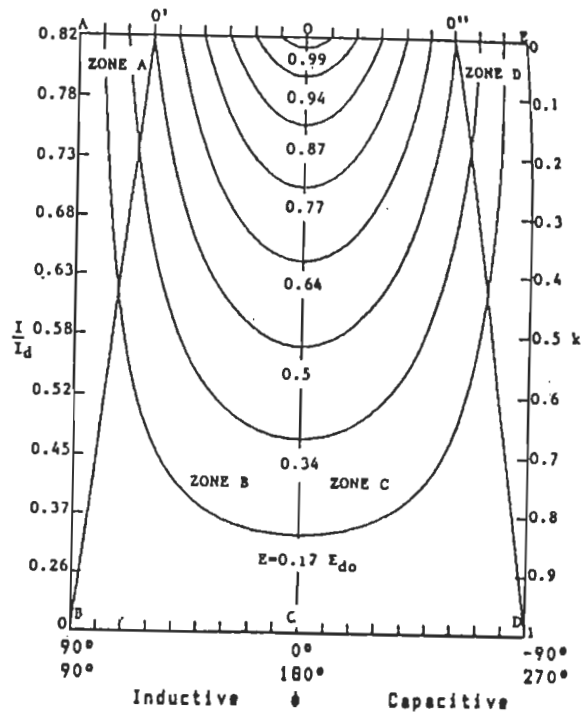


Figure 1.21 - Diagramme d'opération pour le convertisseur à 8 thyristors.



(a) Diagramme pour le convertisseur à 7 thyristors



(b) Diagramme pour le convertisseur généralisé à sept thyristors

Figure 1.22 - Diagrammes d'opération pour les convertisseurs à 7 thyristors.

## 1.4 Analyse des convertisseurs hybrides

### 1.4.1 Analyse générale

D'après la figure 1.23, la valeur moyenne de la tension continue peut être évaluée à partir de l'expression suivante:

$$E_d = \frac{p}{2\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{k\pi}{p}}^{\alpha + \frac{\pi}{p} - \frac{k\pi}{p}} E_m \cos(\omega t) d\omega t \quad (1.4.1)$$

$$E_d = E_m \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{p}\right) \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{p}\right] \quad (1.4.2)$$

Donc, la tension continue est fixée par l'angle d'allumage des thyristors principaux,  $\alpha$ , et par la période de conduction du GTO,  $k$ . Cette tension est maximale lorsque le convertisseur fonctionne comme pont à diodes ( $\alpha=0$  et  $k=0$ ).

Le convertisseur fonctionne comme redresseur (tension moyenne positive) si:

$$\frac{k\pi}{p} - \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{p} + \frac{\pi}{2} \quad (1.4.3)$$

et en onduleur (tension moyenne négative) si:

$$\frac{k\pi}{p} + \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{p} + \frac{3\pi}{2} \quad (1.4.4)$$

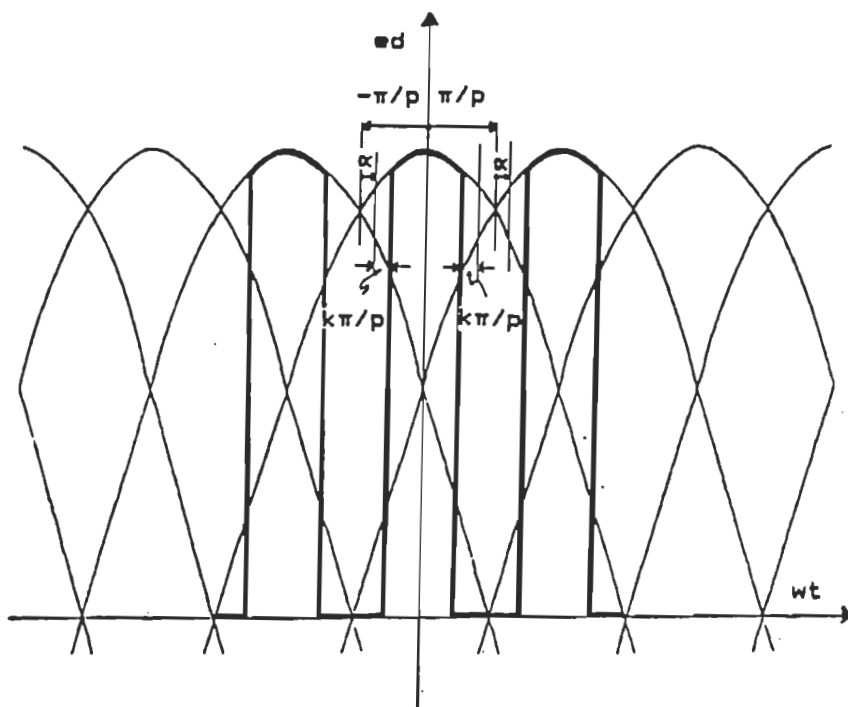


Figure 1.23 - Détermination de la valeur moyenne de la tension continue.

De plus, le facteur de déplacement est égal à :

$$\varphi_1 = \alpha - \frac{k\pi}{p} \quad (1.4.5)$$

Si l'élément auxiliaire est hors d'opération ( $k=0$ ) l'équation 1.4.1 est réduite à l'équation généralisée habituelle du convertisseur classique élaborée par Rissik [6]. L'angle  $\varphi_1$  représente le déphasage de la fondamentale du courant de ligne causé par l'action combinée des thyristors principaux et auxiliaires par rapport à la tension de phase correspondante. En fonctionnement redresseur,  $\varphi_1$  varie de  $-\pi/2$  à  $\pi/2$  et de  $\pi/2$  à  $3\pi/2$  pour le fonctionnement onduleur.

Il serait peut-être possible de déterminer une équation généralisée pour les courants de ligne de tous les convertisseurs. Cependant, comme ces courants sont constitués d'un train de créneaux, d'où les équations spécifiques de chaque convertisseur se réduisent à des équations relativement simples. En conséquence, les équations 1.4.7, 1.4.11 et 1.4.12 sont valides seulement pour les convertisseurs à cinq et à huit thyristors.

Le courant efficace de ligne est donné par l'équation suivante :

$$I = I_d \sqrt{\gamma/\pi} \quad (1.4.6)$$

et le courant efficace du n(ème) harmonique par :

$$I_n = \frac{2\sqrt{2} I_d}{n\pi} \sin\left(\frac{n\gamma}{4}\right) \quad (1.4.7)$$

pour le pont à 7 thyristors:

$$I_n = \frac{4\sqrt{2} I_d}{n\pi} \sin\left(\frac{n\gamma}{4}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad (1.4.8)$$

pour le pont à 4 thyristors:

$$I = I_d \sqrt{\gamma/2\pi} \quad (1.4.9)$$

et

$$I_n = \frac{\sqrt{2} I_d}{n\pi} \sin\left(\frac{n\gamma}{2}\right) \quad (1.4.10)$$

En se basant sur les définitions données par Shepperd [7], les expressions du facteur de puissance,  $\lambda$  et de distorsion,  $\lambda_\delta$  sont les suivantes:

$$\lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\gamma n}} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \quad (1.4.11)$$

et

$$\lambda = \lambda_{\phi_1} \lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\gamma\pi}} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos\left(\phi_1\right) \quad (1.4.12)$$

pour le pont à 7 thyristors.

$$\lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{6}}{\sqrt{\gamma\pi}} \sin\left(\frac{\gamma}{4}\right) \quad (1.4.13)$$

et

$$\lambda = \lambda_{\phi_1} \lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{6}}{\sqrt{\gamma\pi}} \sin\left(\frac{\gamma}{4}\right) \cos\left(\phi_1\right) \quad (1.4.14)$$

pour le pont à 4 thyristors.

$$\lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2}{\sqrt{\gamma\pi}} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \quad (1.4.15)$$

et

$$\lambda = \lambda_{\phi_1} \lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2}{\sqrt{\gamma\pi}} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos\left(\phi_1\right) \quad (1.4.16)$$

Enfin, on peut distinguer par analogie avec le facteur de puissance deux différentes puissances apparentes: la puissance apparente totale,  $S$  et la puissance apparente associée à la fondamentale,  $S_1$ . Ces deux puissances sont évaluées à partir des équations suivantes.

$$S = q E_p I \quad (1.4.17)$$

$$S_1 = q E_p I_1 \quad (1.4.18)$$

Puisque la tension de source est sinusoïdale, la puissance réelle du côté alternatif se retrouve entièrement dans la composante de la fondamentale du courant de ligne. Par conséquent, cette puissance se détermine à partir de l'équation suivante:

$$P = P_1 = q E_p I_1 \cos(\phi_1) \quad (1.4.19)$$

Finalement, la puissance réactive associée à la fondamentale est évaluée à partir de l'équation 1.4.20. Cette puissance peut être compensée dans le cas des convertisseurs hybrides, par un choix

spécifique de l'angle d'allumage,  $\alpha$  et du rapport cyclique du GTO,  $k$ .

$$Q_1 = q E_p I_1 \sin(\varnothing_1) \quad (1.4.20)$$

#### 1.4.2 Convertisseur à cinq thyristors

Ce convertisseur est un convertisseur monophasé. Son indice de pulsation est égal à 2. La largeur de l'impulsion du courant de ligne,  $\gamma$ , est exprimée sous la forme suivante:

$$\gamma = (1-k) \pi \quad (1.4.21)$$

La tension continue à ses bornes (1.4.21) est exprimée en fonction de sa valeur maximale (1.4.23) atteinte lorsqu'il fonctionne comme pont à diodes.

$$E_d = E_{d0} \sin\left[\left(1-k\right) \frac{\pi}{2}\right] \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{2}\right] \quad (1.4.22)$$

avec:

$$\left[\frac{k+1}{2}\right] \pi \leq \alpha \leq \left[\frac{k+3}{2}\right] \pi \quad (1.4.23)$$

$$E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_1 \quad (1.4.24)$$

$$\varnothing_1 = \alpha - \frac{k\pi}{2} \quad (1.4.25)$$



Les courants efficaces de ligne,  $I$ , du  $n$ (ème) harmonique,  $I_n$ , dans un thyristor,  $I_t$ , et dans le GTO,  $I_{gt}$ , sont respectivement:

$$I = \sqrt{1-k} I_d \quad (1.4.26)$$

$$I_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \sin\left[\frac{n\pi}{2} (1-k)\right] I_d \quad (1.4.27)$$

$$I_t = \sqrt{\frac{1-k}{2}} I_d \quad (1.4.28)$$

$$I_{gt} = \sqrt{k} I_d \quad (1.4.29)$$

Le facteur de distorsion ainsi que le facteur de puissance sont exprimés respectivement comme suit:

$$\lambda_\delta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{2}\right] \quad (1.4.30)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{2}\right] \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{2}\right] \quad (1.4.31)$$

Les puissances apparente,  $S$ , apparente associée à la fondamentale,  $S_1$ , réelle,  $P$ , et réactive  $Q_1$ , s'expriment en fonction du rapport cyclique du GTO,  $k$ .

$$S = E_1 \sqrt{1-k} I_d \quad (1.4.32a)$$

$$S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left[\frac{(1-k)}{2} \pi\right] I_d \quad (1.4.32b)$$

$$P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{2} \pi\right) \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{2}\right] I_d \quad (1.4.33)$$

$$Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{2} \pi\right) \sin\left[\alpha - \frac{k\pi}{2}\right] I_d \quad (1.4.34)$$

### 1.4.3 Convertisseur à quatre thyristors

Les équations spécifiques de ce convertisseur sont similaires à celles du pont à cinq thyristors sauf que son indice de pulsation est égal à 3, qu'il est triphasé et que le neutre est accessible d'où, l'existence d'un courant homopolaire dans le conducteur neutre (équation 1.4.50).

$$\gamma = \frac{2\pi}{3} [1-k] \quad (1.4.35)$$

$$E_d = \frac{2E_{do}}{\sqrt{3}} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{3}\right] \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{3}\right] \quad (1.4.36)$$

avec

$$\left[\frac{2k+3}{6}\right] \pi \leq \alpha \leq \left[\frac{2k+9}{6}\right] \pi \quad (1.4.37)$$

$$E_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} E_1 \quad (1.4.38)$$

$$\varphi_1 = \alpha - \frac{k\pi}{3} \quad (1.4.39)$$

$$I = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d \quad (1.4.40)$$

$$I_n = \frac{\sqrt{2}}{n\pi} \sin\left[\frac{n\pi}{3} (1-k)\right] I_d \quad (1.4.41)$$

$$I_t = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d \quad (1.4.42)$$

$$I_{gt} = \sqrt{k} I_d \quad (1.4.43)$$

$$\lambda_\delta = \frac{\sqrt{6}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{3}\right] \quad (1.4.44)$$

$$\lambda_\delta = \frac{\sqrt{6}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{3}\right] \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{3}\right] \quad (1.4.45)$$

$$S = E_1 \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d \quad (1.4.46)$$

$$S_1 = E_1 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left[\frac{(1-k)}{3} \pi\right] I_d \quad (1.4.47)$$

$$P = E_1 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left[\frac{(1-k)}{3} \pi\right] \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{3}\right] I_d \quad (1.4.48)$$

$$Q_1 = E_1 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left[\frac{(1-k)}{3} \pi\right] \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{3}\right] I_d \quad (1.4.49)$$

$$I_N = \sqrt{1-k} I_d \quad (1.4.50)$$

#### 1.4.4 Convertisseur à huit thyristors

Ce convertisseur est la connexion de deux convertisseurs à quatre thyristors, l'un à cathode commune et l'autre à anode commune. Cependant, il présente des équations similaires à celui à quatre thyristors. Le courant efficace du neutre est exprimé sous deux équations différentes selon la valeur du rapport cyclique du GTO,  $k$  (1.4.65 et 1.4.66).

$$\gamma = \frac{2\pi}{3} (1-k) \quad (1.4.51)$$

$$E_d = \frac{2E_{do}}{\sqrt{3}} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{3}\right] \cos\left[\alpha - \frac{k}{3}\right] \quad (1.4.52)$$

avec

$$\left(\frac{2k+3}{6}\right) \pi \leq \alpha \leq \left(\frac{2k+9}{6}\right) \pi \quad (1.4.53)$$

$$E_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1 \quad (1.4.54)$$

$$\varnothing_1 = \alpha - \frac{k\pi}{3} \quad (1.4.55)$$

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} (1-k) I_d \quad (1.4.56)$$

$$I_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \sin\left[\frac{n\pi}{3} (1-k)\right] I_d \quad (1.4.57)$$

$$I_t = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d \quad (1.4.58)$$

$$I_{gt} = \sqrt{k} I_d \quad (1.4.59)$$

$$\lambda_\delta = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right) \quad (1.4.60)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right) \quad (1.4.61)$$

$$S = E_1 \sqrt{\frac{2(1-k)}{3}} I_d \quad (1.4.62)$$

$$S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{3} \pi\right) I_d \quad (1.4.63)$$

$$P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{3} \pi\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right) I_d \quad (1.4.64)$$

$$Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{3} \pi\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right) I_d \quad (1.4.65)$$

$$I_N = \sqrt{2k} I_d \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 0.5 \quad (1.4.66)$$

$$I_N = \sqrt{2(1-k)} I_d \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 0.5 \quad (1.4.67)$$

#### 1.4.5 Convertisseur à sept thyristors

Ce convertisseur est un convertisseur triphasé avec un indice de pulsation égal à 6. Les équations spécifiques suivent:

$$\gamma = \frac{2\pi}{3}(1-k) \quad (1.4.68)$$

$$E_d = 2E_{d0} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{6}\right] \cos\left[\alpha - \frac{k\pi}{6}\right] \quad (1.4.69)$$

avec

$$\left(\frac{k+3}{6}\right) \pi \leq \alpha \leq \left(\frac{k+9}{6}\right) \pi \quad (1.4.70)$$

$$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1 \quad (1.4.71)$$

$$\varnothing_1 = \alpha - \frac{k\pi}{6} \quad (1.4.72)$$

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} (1-k) I_d \quad (1.4.73)$$

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}}{n\pi} \sin\left[\frac{n\pi}{6} (1-k)\right] \cos\left[\frac{n\pi}{6}\right] I_d \quad (1.4.74)$$

$$I_t = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d \quad (1.4.75)$$

$$I_{gt} = \sqrt{k} I_d \quad (1.4.76)$$

$$\lambda_\delta = \frac{6}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left[(1-k) \frac{\pi}{6}\right] \quad (1.4.77)$$

$$\lambda = \frac{6}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{6}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{6}\right) \quad (1.4.78)$$

$$S = E_1 \sqrt{\frac{2(1-k)}{3}} I_d \quad (1.4.79)$$

$$S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{6} \pi\right) I_d \quad (1.4.80)$$

$$P = E_1 \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{6} \pi\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{6}\right) I_d \quad (1.4.81)$$

$$Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)}{6} \pi\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{6}\right) I_d \quad (1.4.82)$$

#### 1.4.5.1 Calcul des paramètres

Cette section contient la démonstration théorique pour parvenir aux expressions des paramètres suivants:  $E_d$ ,  $I$ ,  $I_n$ ,  $\lambda_{\phi 1}$ ,  $\lambda_{\delta}$ ,  $\lambda$ .

$$e_{an} = \sqrt{2} E_{ph} \sin(\omega t) \quad , \quad E_{ph}: \text{ tension de phase}$$

$$e_{ab} = e_{an} - e_{bn} = \sqrt{2} E_{ph} \cos(\omega t - \pi/3)$$

a) Calcul de la tension continue  $E_d$ :

$$E_d = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\pi/6}^{\alpha+\pi/2-k\pi/3} \sqrt{6} E_{ph} \cos\left(\omega t - \pi/3\right) d\omega t$$

$$E_d = \frac{3}{\pi} \left[ \sqrt{6} E_{ph} \right] \sin \left( \omega t - \pi/3 \right) \begin{array}{l} \alpha + \pi/2 - k\pi/3 \\ \alpha + \pi/6 \end{array}$$

$$E_d = 2 E_{d0} \sin \left[ \left( 1-k \right) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left[ \alpha - \frac{k\pi}{6} \right] \quad (1.4.69)$$

Lorsque le convertisseur fonctionne comme un pont à six diodes, c'est-à-dire  $\alpha=k=0$ , on obtient:

$$E_d = E_{d0} = \frac{3\sqrt{6}E_{ph}}{\pi}$$

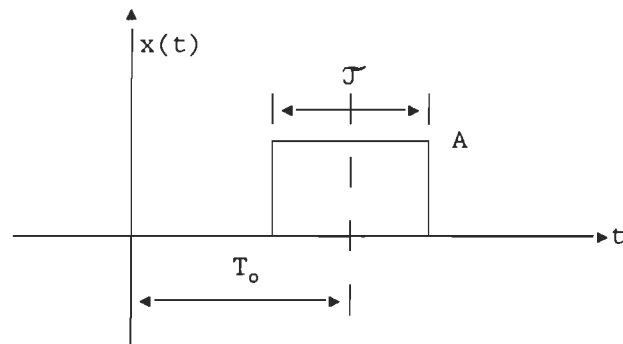
b) Calcul de I et  $I_n$

$$I = \sqrt{\frac{4\pi/3 \cdot (1-k)}{2\pi}} \cdot I_d$$

$$I = \sqrt{\frac{2}{3} (1-k)} \cdot I_d$$



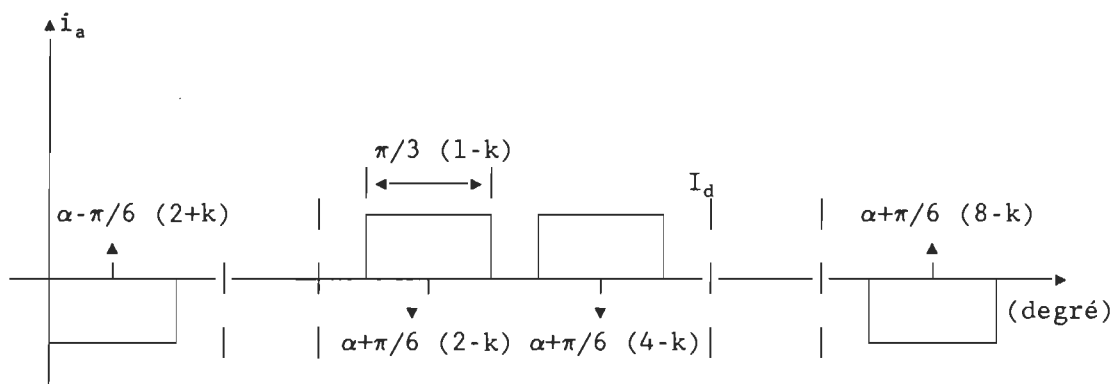
On sait que le  $C_n$  du signal suivant est:



$x(t)$  est un signal périodique

$$C_n = \frac{A}{n\pi} \cdot \sin\left[n \frac{\tau}{2}\right] e^{-jn\tau_0} \quad (1.4.90)$$

La forme du courant de ligne  $i_a$  est la suivante:



d'après la formule (1.4.90) on peut déduire le  $C_n$  du courant  $i_a$ :

$$C_n = \frac{I_d}{\pi n} \sin \left[ \frac{n\pi}{6} (1-k) \right] \left[ e^{-jn(\alpha - k\pi/6 + \pi/3)} + e^{-jn(\alpha - k\pi/6 + 2\pi/3)} \right. \\ \left. - e^{-jn(\alpha - k\pi/6 + 4\pi/3)} - e^{-jn(\alpha - k\pi/6 - \pi/3)} \right]$$

$$C_n = \frac{I_d}{\pi n} \sin \left[ \frac{n\pi}{6} (1-k) \right] e^{-jn(\alpha - k\pi/6)} \left[ e^{-jn\pi/3} (1 - (-1)^n) + e^{-jn2\pi/3} (1 - (-1)^n) \right]$$

$C_n = 0$  pour  $n$  paire.

Après développement, on obtient:

$$\boxed{|C_n| = \frac{4I_d}{\pi n} \sin \left[ \frac{n\pi}{6} (1-k) \right] \cos \left[ \frac{n\pi}{6} \right]} \quad \begin{array}{l} n = 1, 5, 7, 11 \\ (1.4.91) \end{array}$$

$I_n$ : valeur efficace de la  $n^{\text{ième}}$  harmonique de  $i_a$ .

$$i(t) = C_o + \sum_{n=1}^{\infty} 2|C_n| \cos(n\omega t + \varphi_n)$$

$$i(t) = I_o + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varnothing_n)$$

$$C_n = |C_n| \angle \varphi_n \longrightarrow \varnothing_n = \varphi_n + n\pi/2$$

$$I_n = |C_n| \sqrt{2}$$

$I_n$  = existe seulement pour  $n = 1, 5, 7, 11, 13$

On constate donc que les harmoniques sont les mêmes que dans le pont classique.

D'après (1.4.91), on obtient pour le pont à sept thyristors:

$$I_n = \frac{4\sqrt{2} I_d}{\pi n} \sin\left(\frac{n\pi}{6} (1-k)\right) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad n = 1, 5, 7, 11, 13 \quad (1.4.74)$$

d) Calcul de  $\lambda$ ,  $\lambda_s$  et de  $\lambda_{\varphi_1}$

$$C_1 = \frac{2I_d}{\pi} \sin\left[(1-k)\pi/6\right] e^{-j(\alpha - k\pi/6 + \pi/3)} \left[1 + e^{-j\pi/3}\right]$$

$$C_1 = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi} \sin\left[\pi/6 \cdot (1-k)\right] e^{-j(\alpha - k\pi/6 + \pi/3)} e^{-j\pi/6}$$

$$C_1 = |C_1| \angle \varphi_1$$

$$\varphi_1 = \varphi_1 + \pi/2$$

$$\varphi_1 = -(\alpha - k\pi/6 + \pi/3) - \pi/6 + \pi/2$$

$$\varphi_1 = k\pi/6 - \alpha$$

(1.4.72)

$$\lambda_{\varphi_1} = \cos(\varphi_1) = \cos(k\pi/6 - \alpha)$$

$$I_1 = \frac{4\sqrt{2} I_d}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{6}(1-k)\right) \cos\pi/6$$

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2} I_d}{\pi} \sin\left((1-k)\frac{\pi}{6}\right)$$

$$\lambda_{\delta} = \frac{I_1}{I}$$

$$\lambda_{\delta} = \frac{6}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k)\frac{\pi}{6}\right)$$

(1.4.77)

$$\lambda = \lambda_{\varphi_1} \cdot \lambda_{\delta}$$

$$\lambda = \frac{6}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k)\frac{\pi}{6}\right) \cos\left[\alpha - k\pi/6\right]$$

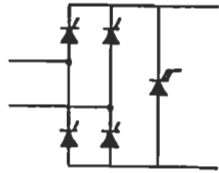
(1.4.78)

Remarques:

- Les équations du pont à sept thyristors sont identiques à celles du pont généralisé à sept thyristors, la seule différence ce sont les limites du rapport cyclique  $k$  et de l'angle  $\alpha$  qui s'élargissent.
- A partir des équations du pont à sept thyristors, on peut déduire les équations d'autres ponts, comme pour:
  - \* le pont classique avec diode de retour, lorsque:  $k\pi/6 = \alpha/2 - \pi/6$
  - \* le pont classique, lorsque:  $k = 0$
  - \* le pont de diodes, lorsque:  $\alpha = 0$  et  $k = 0$

Le tableau 1.1 résume les équations de ces quatre convertisseurs hybrides.

**CONVERTISSEUR HYBRIDE A 5 THYRISTORS**



$$q = 1$$

$$v = (1-k) v$$

$$E_d = E_{d0} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{2}\right)$$

with:  $\left(\frac{k+1}{2}\right) \pi < \alpha < \left(\frac{k+3}{2}\right) \pi$

$$E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_1$$

$$\theta_1 = \alpha - \frac{k\pi}{2}$$

$$I = \sqrt{1-k} I_d$$

$$I_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-k)\right) I_d$$

$$\lambda_c = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{2}\right)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{2}\right)$$

$$I_q = \sqrt{\frac{1-k}{2}} I_d$$

$$I_{qt} = \sqrt{k} I_d$$

$$S = E_1 \sqrt{1-k} I_d$$

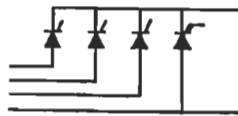
$$S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{2}\right) I_d$$

$$P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{2}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{2}\right) I_d$$

$$Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{2}\right) \sin\left(\alpha - \frac{k\pi}{2}\right) I_d$$

TABLEAU 111  
EQUATIONS DES QUATRE CONVERTISSEURS

**CONVERTISSEUR HYBRIDE A 4 THYRISTORS**



$$q = 3$$

$$v = \frac{2x}{3} (1-k)$$

$$E_d = \frac{2E_{d0}}{\sqrt{3}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right)$$

with:  $\left(\frac{2k+1}{6}\right) \pi < \alpha < \left(\frac{2k+5}{6}\right) \pi$

$$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} E_1$$

$$\theta_1 = \alpha - \frac{k\pi}{3}$$

$$I = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d$$

$$I_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}(1-k)\right) I_d$$

$$\lambda_c = \frac{\sqrt{6}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right)$$

$$\lambda = \frac{\sqrt{6}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right)$$

$$I_q = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d$$

$$I_{qt} = \sqrt{k} I_d$$

$$S = E_1 \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d$$

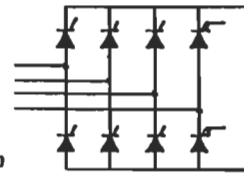
$$S_1 = E_1 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{3}\right) I_d$$

$$P = E_1 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right) I_d$$

$$Q_1 = E_1 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right) I_d$$

$$I_M = \sqrt{1-k} I_d$$

**CONVERTISSEUR HYBRIDE A 6 THYRISTORS**



$$q = 3$$

$$v = \frac{2x}{3} (1-k)$$

$$E_d = \frac{2E_{d0}}{\sqrt{3}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right)$$

with:  $\left(\frac{2k+1}{6}\right) \pi < \alpha < \left(\frac{2k+5}{6}\right) \pi$

$$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1$$

$$\theta_1 = \alpha - \frac{k\pi}{3}$$

$$I = \sqrt{\frac{2(1-k)}{3}} I_d$$

$$I_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}(1-k)\right) I_d$$

$$\lambda_c = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right)$$

$$I_q = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d$$

$$I_{qt} = \sqrt{k} I_d$$

$$S = E_1 \sqrt{\frac{2(1-k)}{3}} I_d$$

$$S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{3}\right) I_d$$

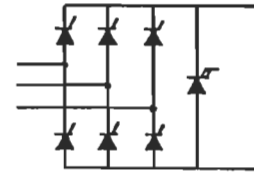
$$P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right) I_d$$

$$Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{k\pi}{3}\right) I_d$$

$$I_M = \sqrt{2k} I_d \quad \text{for } 0 < k < 0.5$$

$$I_M = \sqrt{2(1-k)} I_d \quad \text{for } 0.5 < k < 1$$

**CONVERTISSEUR HYBRIDE A 7 THYRISTORS**



$$q = 3$$

$$v = \frac{2x}{3} (1-k)$$

$$E_d = 2E_{d0} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{6}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{6}\right)$$

with:  $\left(\frac{k+1}{6}\right) \pi < \alpha < \left(\frac{k+5}{6}\right) \pi$

$$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_1$$

$$\theta_1 = \alpha - \frac{k\pi}{6}$$

$$I = \sqrt{\frac{2(1-k)}{3}} I_d$$

$$I_n = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{6}(1-k)\right) \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) I_d$$

$$\lambda_c = \frac{6}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{6}\right)$$

$$\lambda = \frac{6}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left((1-k) \frac{\pi}{6}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{6}\right)$$

$$I_q = \sqrt{\frac{1-k}{3}} I_d$$

$$I_{qt} = \sqrt{k} I_d$$

$$S = E_1 \sqrt{\frac{2(1-k)}{3}} I_d$$

$$S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{6}\right) I_d$$

$$P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{6}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{6}\right) I_d$$

$$Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{6}\right) \sin\left(\alpha - \frac{k\pi}{6}\right) I_d$$

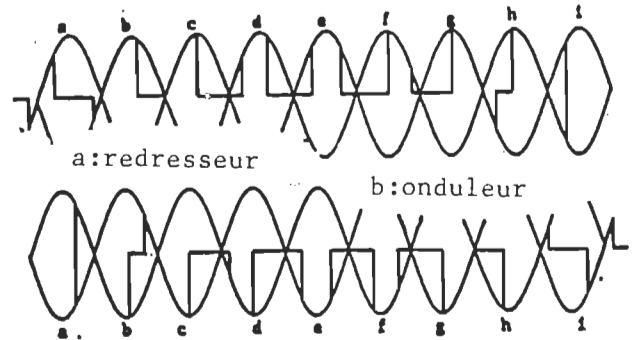
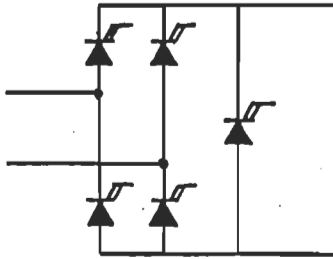
1.4.5.2 Formes d'onde

Figure 1.24 - Formes d'onde du pont généralisé à 5 thyristors.

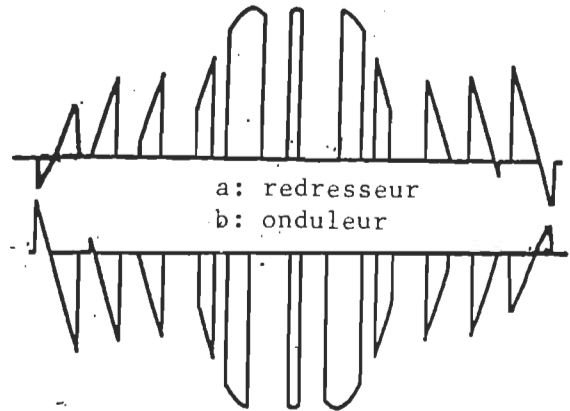
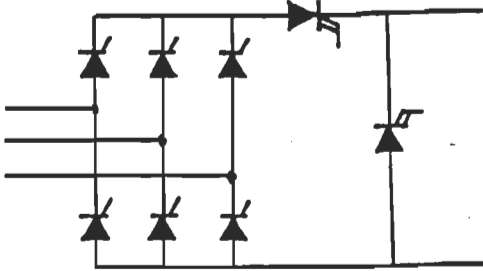


Figure 1.25 - Formes d'onde du pont généralisé à 7 thyristors.

- **MODE REDRESSEUR**

Les formes d'onde (a → f) de la figure 1.24 peuvent être obtenues par l'extinction forcée des thyristors principaux; alors que (g → i) peuvent être obtenues par la commutation naturelle des thyristors principaux.

- MODE ONDULEUR

Pour le mode onduleur, les formes d'onde (a → g) nécessitent l'extinction forcée du thyristor auxiliaire, alors que les formes d'onde (g → i) peuvent être obtenues seulement par l'extinction forcée des thyristors principaux, c'est-à-dire par le désamorçage de GT02 (blocage).

Dans les pages suivantes, on traitera de sept cas différents, dont quatre pour le mode onduleur et trois pour le mode redresseur. Ensuite, on situera ces cas sur le diagramme d'opération pour mieux comprendre l'effet de l'ajout de GT01 et GT02 à la sortie de l'onduleur.



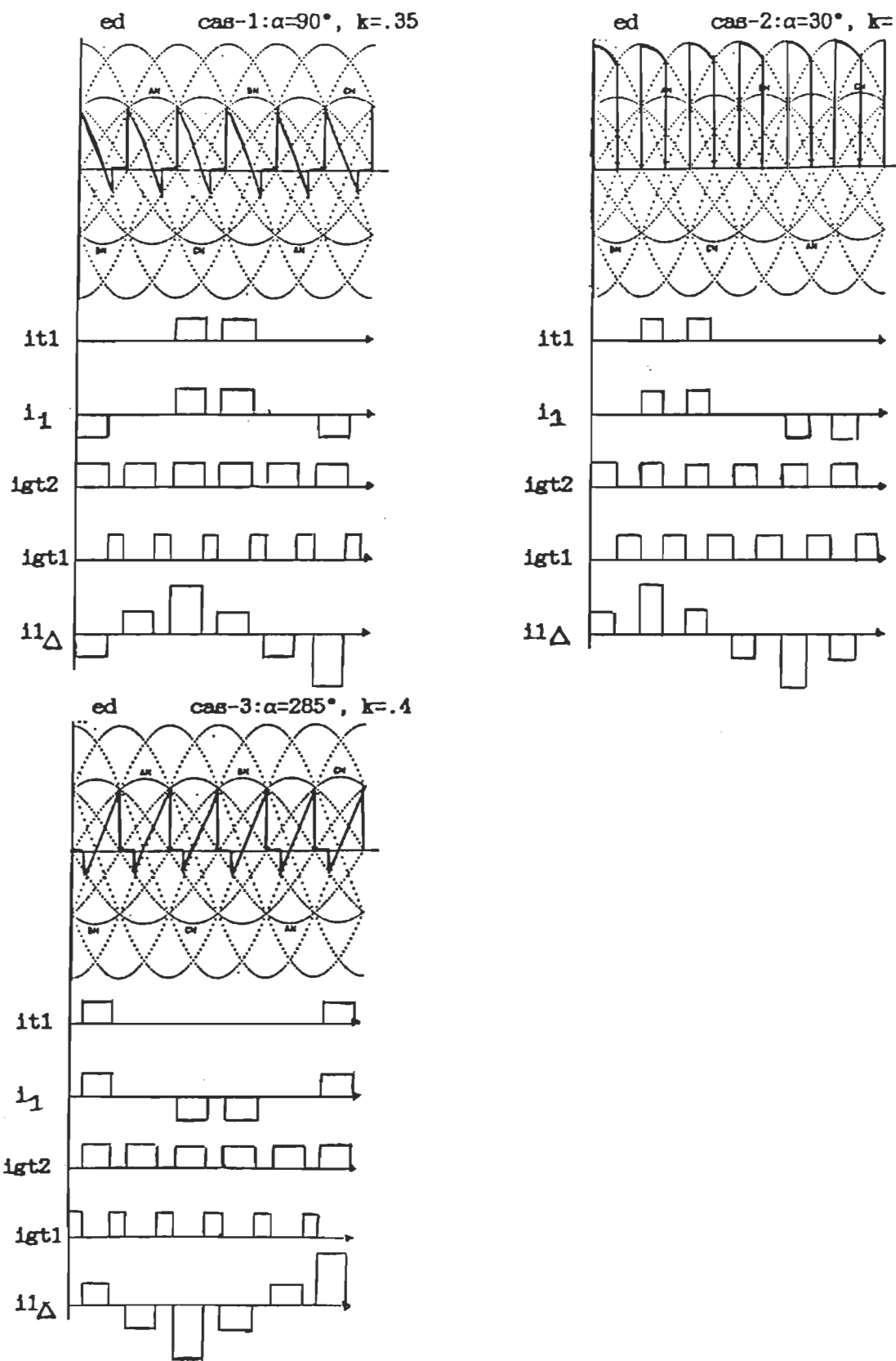


Figure 1.26 - Formes d'onde pour le convertisseur à sept thyristors généralisé en mode redresseur.

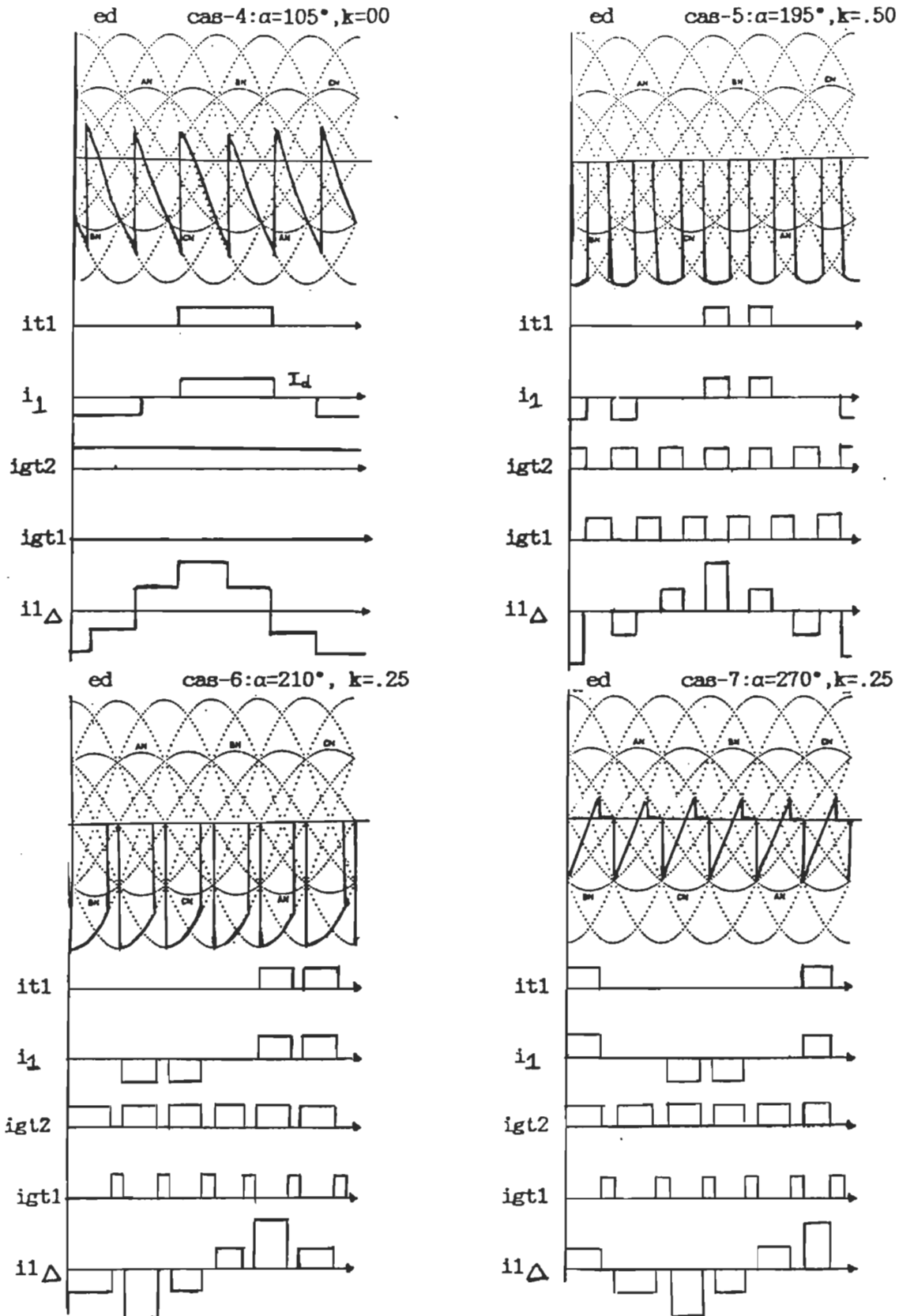
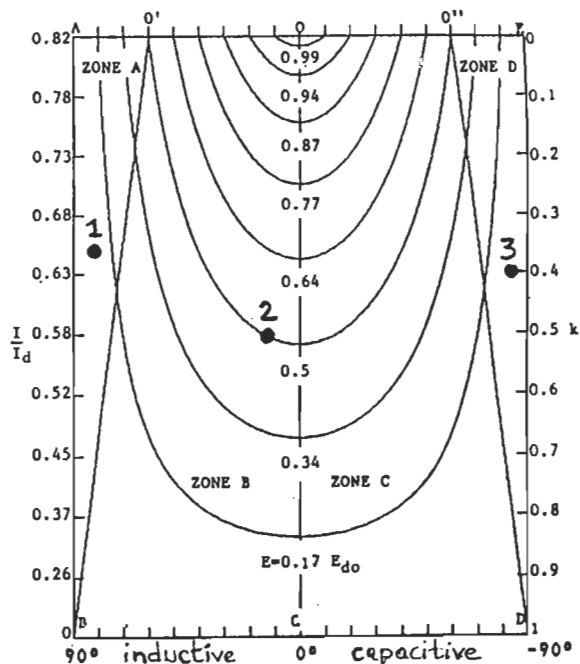


Figure 1.27 - Formes d'onde pour le convertisseur à sept thyristors généralisé en mode ondulateur.

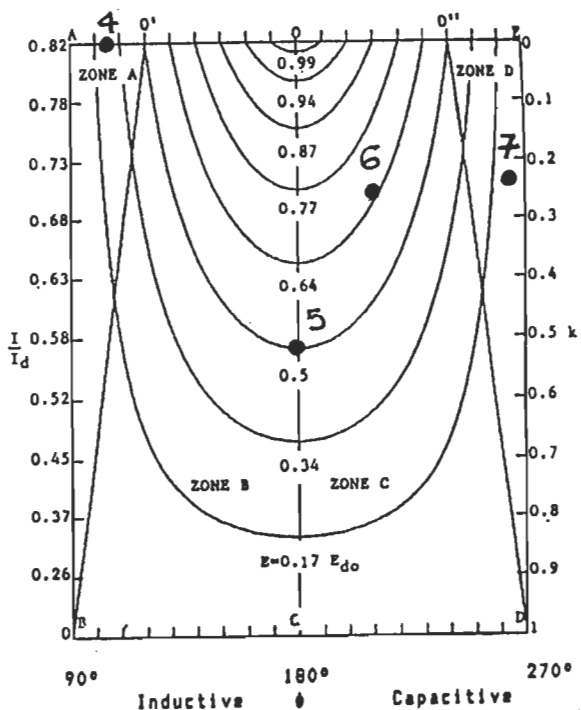
1.4.5.3 Diagrammes d'opération



	Thyristors principaux	Thyristors auxiliaires
point 1 Zone A	naturelle	naturelle
point 2 Zones B et C	forcée	naturelle
point 3 Zone D	naturelle	forcée

Tableau 1.2 - Tableau de commutation en mode redresseur.

Figure 1.28 - Diagramme d'opération en mode redresseur.



	Thyristors principaux	Thyristors auxiliaires
point 4 Zone A	naturelle	naturelle
Points 5 et 6 Zones B et C	naturelle	forcée
point 7 Zone D	forcée	forcée

Tableau 1.3 - Tableau de commutation en mode onduleur.

Figure 1.29 - Diagramme d'opération en mode onduleur.

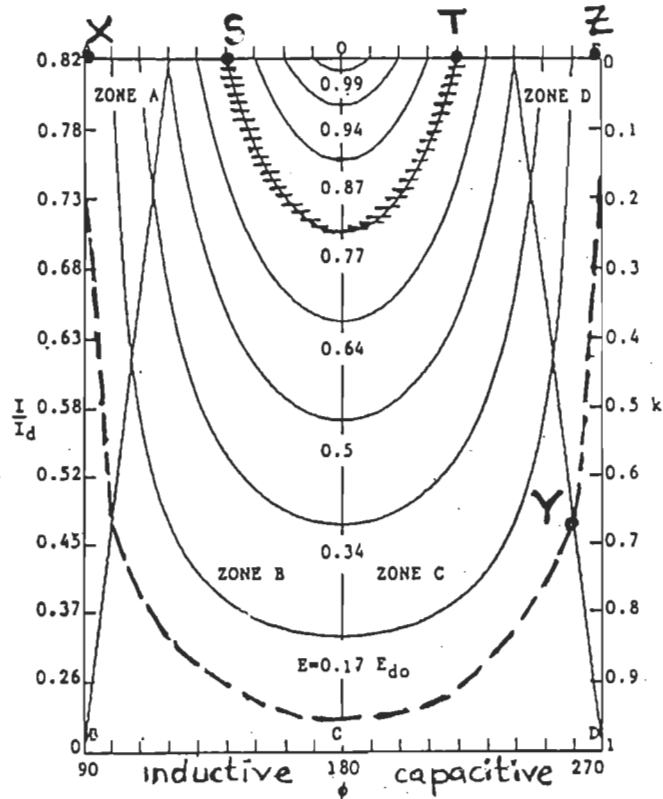
- COMMENTAIRES

Figure 1.30 - Diagramme d'opération en mode onduleur de différents convertisseurs.

1) A pleine charge la vitesse est maximale, ce qui veut dire que  $E_d \approx 0$ .

- Le pont classique nous permet d'opérer seulement au point (X).
- Le pont à sept thyristors nous permet d'opérer sur l'arc  $\widehat{XY}$  là où  $E_d \approx 0 \approx \text{cte}$ , en fait ce qui change c'est la période de conduction  $k\pi/3$ , ce qui fait varier  $I/I_d$  et  $\phi_1$ .

On peut constater ainsi que le facteur de déplacement  $\lambda_{\phi_1}$  peut être inductif, unitaire ou capacitif.

- Le pont généralisé à sept thyristors nous permet d'opérer sur l'arc  $\widehat{YZ}$  de plus que le circuit (2).

2. A faible vitesse, la tension est élevée. Prenons l'exemple de  $E_d = 0.87 E_{d0}$ .

- Le pont classique nous permet d'opérer seulement au point S.
- Le pont à sept thyristors nous permet d'opérer sur l'arc  $\widehat{ST}$ .
- Le pont généralisé à sept thyristors ne nous apporte rien de nouveau.

#### 1.4.5.4 Diagrammes de phaseurs

On sait maintenant que l'ajout d'un septième thyristor nous permet d'avoir un angle  $\varnothing_1$  capacitif. On sait aussi que dans une cascade hyposynchrone le moteur se comporte comme une charge inductive.

Donc, ce qu'on peut faire c'est avoir un onduleur qui se comporte comme charge capacitive et ainsi il compense pour la cascade (figure 1.31).

#### - Diagrammes de phaseurs

Les diagrammes de la figure 1.32 sont faits pour le cas où la vitesse est maximale (pleine charge), c'est-à-dire  $E_d \approx 0$ .

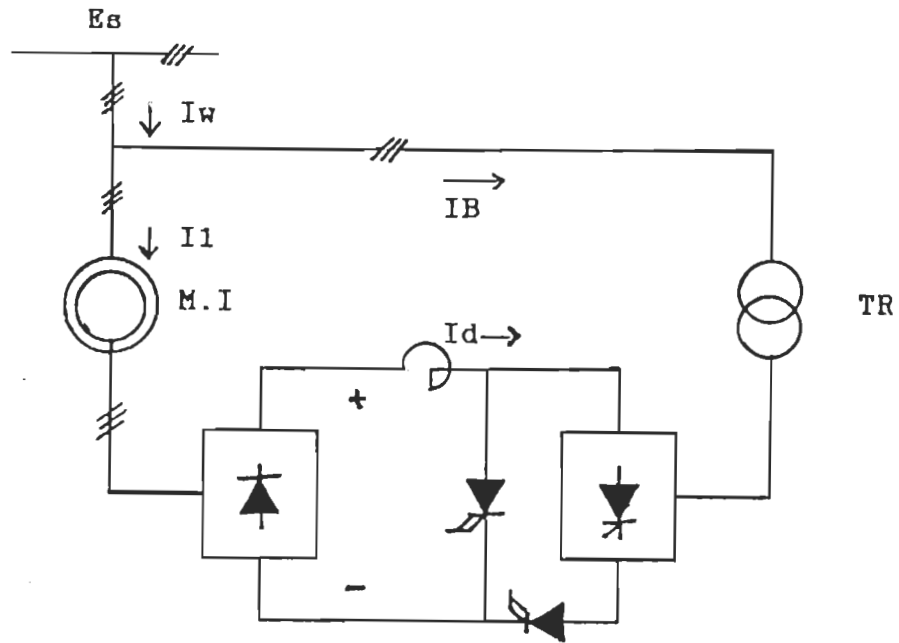


Figure 1.31 - Diagramme d'une cascade hyposynchrone avec un pont généralisé à sept thyristors.

$\vec{E}_S$ : phaseur de la tension d'alimentation

$\vec{I}_1$ : phaseur de courant du stator du moteur

$\vec{I}_W$ : phaseur de courant de la cascade d'alimentation

$\vec{I}_B$ : phaseur de courant de l'onduleur

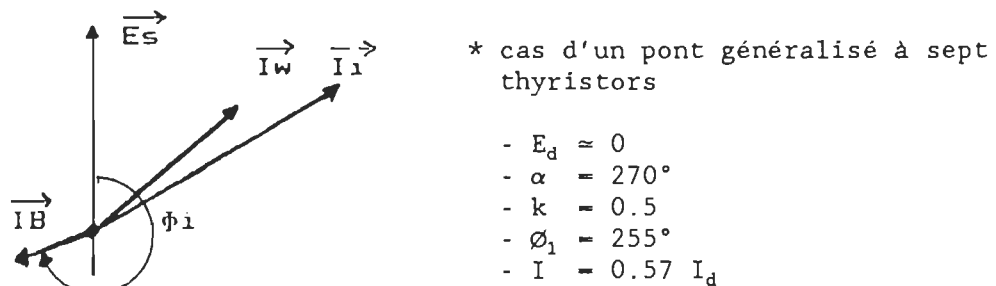
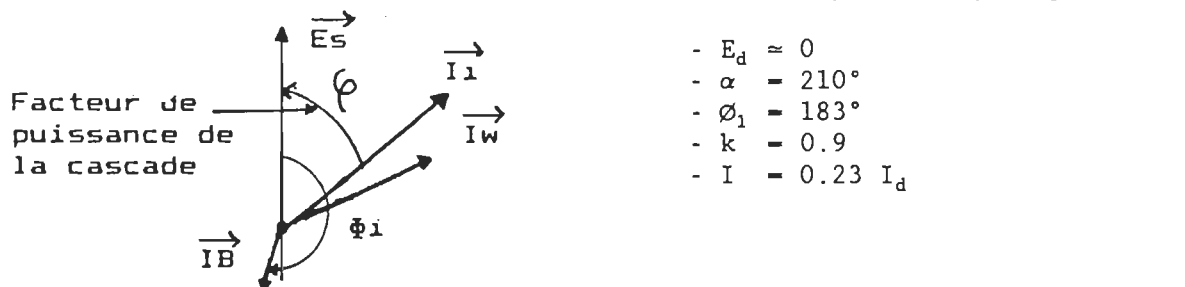
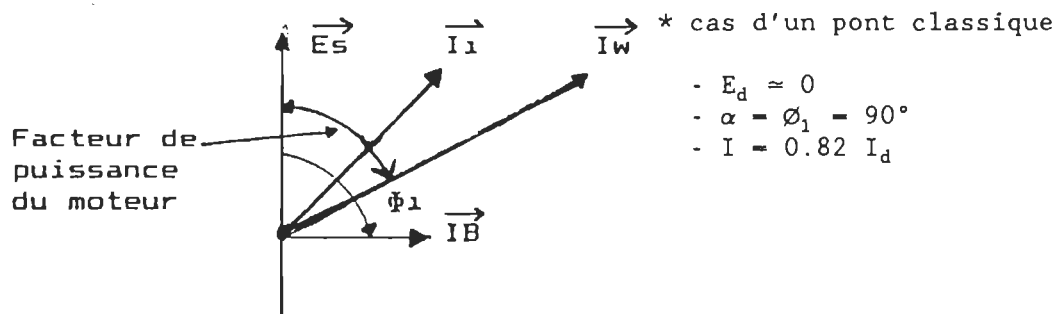


Figure 1.32 - Diagrammes de phaseurs pour différents convertisseurs.

Le facteur de puissance du système au complet est  $F.P. = \cos \varphi$ .

S: puissance consommée par la cascade  $S = E_S I_W$ .

#### 1.4.5.5 Conclusion

D'après les raisons qu'on vient de voir, on peut dire que pour le :

- PONT CLASSIQUE, un facteur de déplacement faible ( $\phi_1 = \alpha$  et  $\alpha \approx 90^\circ$  pour la pleine charge) combiné à un courant de ligne maximal  $I = \sqrt{2/3} I_d$ , qui engendre un facteur de puissance de la cascade très faible.
- PONT A SEPT THYRISTORS, un courant de ligne faible combiné à un facteur de déplacement unitaire ou capacitif, donne un facteur de puissance très proche de celle du moteur.

Cette limite du facteur de puissance s'explique par le fait qu'en pratique  $\phi_1$  est limité.

- PONT GÉNÉRALISÉ A SEPT THYRISTORS

Lorsqu'on ajoute GTO2 pour permettre la commutation forcée des thyristors principaux, l'accès à toutes les zones (A, B, C et D) sur le diagramme d'opération devient possible.

On obtient donc un courant de ligne faible et un facteur de déplacement complètement indépendant de la tension  $E_d$ .

En ce qui concerne le facteur de puissance de l'ensemble, il peut être même meilleur que celui du moteur.

Ce pont nous permet d'avoir un fonctionnement aussi bien en redresseur



qu'en onduleur.

Cette conclusion nous permet d'avoir la comparaison graphique suivante:

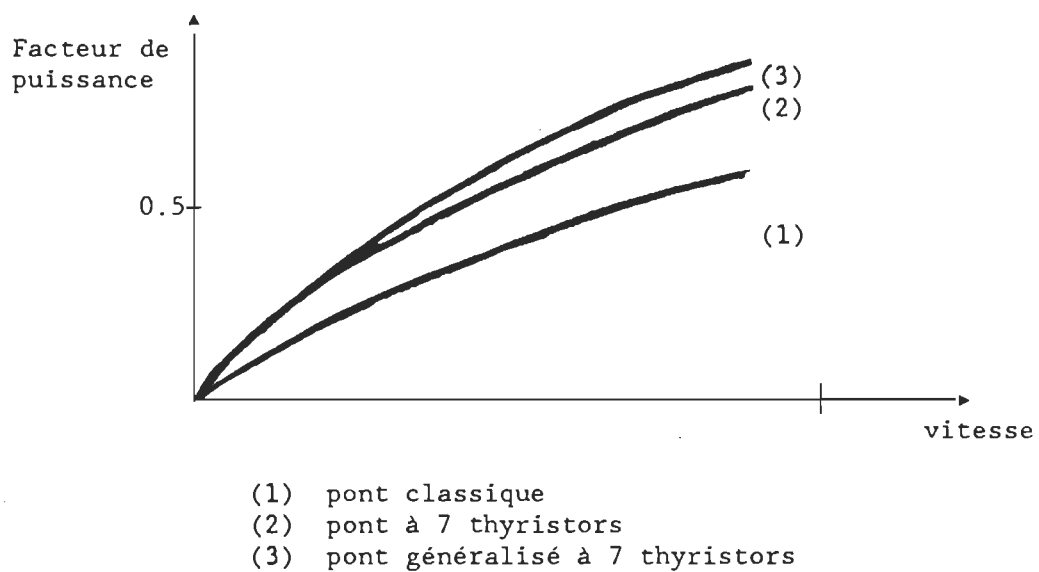


Figure 1.33 - Facteur de puissance versus la vitesse pour différents convertisseurs.

### 1.5 Comparaison entre le GTO et le transistor de puissance

Les techniques de l'électronique de puissance ont fait des progrès notables ces dernières années grâce à l'utilisation des thyristors. On ne peut plus concevoir un équipement moderne avec une fonction puissance sans utiliser les thyristors ou autres semi-conducteurs, que ce soit pour la commande d'un petit moteur de perceuse d'une centaine de watts ou pour la réalisation des transferts d'énergie électrique en courant continu qui véhiculent des centaines de mégawatts.

Les progrès spectaculaires accomplis ces dernières années par les transistors de puissance permettent de réaliser des équipements de plusieurs dizaines de kW aux performances remarquables.

Il serait cependant absurde de conclure que même dans cette gamme de puissance, le transistor est susceptible de remplacer le thyristor dans toutes ses applications.

Comme on le sait, le thyristor est un composant qui est capable de tenir des tensions élevées et de passer des courants importants, mais n'a aucun pouvoir de coupure.

Lorsqu'on veut réaliser avec un thyristor un commutateur capable de se fermer mais aussi de s'ouvrir, on est obligé de lui associer un dispositif composé d'un condensateur réservoir et d'un thyristor auxiliaire.

En déchargeant le condensateur dans le thyristor principal, on peut ainsi annuler le courant et bloquer le commutateur. Ce procédé est connu sous le nom de commutation forcée, il fait appel à des circuits souvent complexes et volumineux.

Le transistor, lui, a longtemps souffert d'avoir été développé par les techniciens des courants faibles. Les progrès de la technologie permettent de réaliser maintenant avec des transistors des commutateurs de 1400 V, 300 A et dans le futur, on atteindra des puissances plus élevées,

Comme ce composant est un commutateur blocable et comme les avantages du transistor sont connus depuis longtemps:

- blocage facile
- fonctionnement à des fréquences élevées
- réduction du nombre de composants nécessaires au commutateur

le transistor devient un candidat de plus en plus présent dans les domaines de moyennes puissances (plusieurs centaines de kilowatts en puissance commutée peuvent être commandées avec les transistors).

Ceci est obtenu grâce à:

- l'augmentation des surfaces actives des jonctions des transistors
- l'optimisation de la technologie des transistors
- la simplification de la mise en parallèle des transistors
- le montage en Darlington

- la conception des commandes de base adaptées à la grande puissance.

#### Exemple

- Le montage Darlington permet d'augmenter le gain en courant et donc, d'utiliser un courant de base plus faible.
- Deux transistors en parallèle permettent de doubler le courant du commutateur.

Il est donc évident que le transistor est beaucoup plus simple qu'un thyristor à commutation forcée, cependant cette évidence est remise en cause lorsqu'on est porté à comparer entre le GTO et le transistor de puissance.

Donc, dans ce travail il s'agit de choisir un des deux pour notre application (40A, 200V), ceci va dépendre de plusieurs facteurs:

- facilités d'utilisation
- pertes des semi-conducteurs
- commutations, etc.

1.5.2 Tableau de comparaison

Tableau 4.1

	GTO	TRANSISTOR
charge ( $i^2t$ )	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bonne capacité en <math>i^2t</math>.</li> <li>• Peut être protégé par des fusibles.</li> <li>• Plus le temps de surcharge est bref, plus la capacité augmente.</li> </ul>	Mauvaise capacité, on ne peut pas utiliser des fusibles, mais on peut annuler $I_B$ en utilisant un circuit simple (détecteur de surintensité de courant $I_C$ qui agit sur $I_B$ par la suite).
commande	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Puissance de commande faible.</li> </ul>	Puissance de commande importante.
temps de commutation	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>t_{on} \approx 3 \mu s</math></li> <li>• <math>t_{off} \approx 10 \mu s</math></li> </ul>	$0.5 \mu s \leq t_{on} \leq 3 \mu s$ $1 \mu s \leq t_{off} \leq 5 \mu s$
température de jonction	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>T_{jmax} \approx 125^\circ C</math></li> </ul>	$T_{jmax}$ : $125^\circ C$ à $200^\circ C$
amorçage	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Le GTO comme le SCR possède un amorçage facile surtout lorsqu'on applique des pointes de <math>I_G</math> deux à dix fois le <math>I_{Gmin}</math>, le <math>I_G</math> peut être maintenu pour prévenir les pannes, cependant cette technique diminue les performances de la commande, et <math>t_{on}</math>, ce qui réduira les pertes de commutation.</li> </ul>	<p>L'amorçage est facile surtout lorsqu'on applique des pointes de <math>I_B</math> deux fois <math>I_{Bsat}</math>.</p> <p>Avoir un <math>diB/dt</math> très grand.</p>

	GTO	TRANSISTOR
limite de courant	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <u>Rapport excellent</u></li> </ul> $I_{TRMS} = 40 \text{ A}$ $I_{TSM} \approx 400 \text{ A}$ [non répétitif] $I_{TCM} \approx 120 \text{ A}$ [contrôlable]	<p>Le rapport entre le courant maximal et le courant permanent est faible (<math>I_C = 40 \text{ A}</math> ; <math>I_{CM} = 50 \text{ A}</math>)</p> <p>A partir d'un certain niveau de courant collecteur, il n'est plus possible même en augmentant le courant de base de maintenir le transistor saturé, <math>V_{CE}</math> diminue beaucoup, entraînant un échauffement pouvant causer la destruction</p>
Limite de tension	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Excellente tenue en tension comme un SCR</li> </ul>	$V_{CEO(SUS)} = 1400 \text{ V}$ (base ouverte)  $V_{CEO(SUS)} < V_{CEX}$
blochage	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Blocage relativement difficile.</li> </ul> $V_G < 0$ <p>Il en résulte la variation de la tension "KICK bak", ce qui augmente les contraintes sur le GTO à cause de la présence simultanée de la haute tension, courant et <math>Temp_j</math>.  L'optimisation du circuit de commande est recommandée pour réduire les pertes.  Donc, les performances du GTO dépendent du circuit de commande et du circuit de protection.</p>	<p>Blocage facile.</p> <p>Il suffit de couper le courant de base <math>I_B</math>.</p> <p>Le transistor est très fiable lorsqu'on parle de blocage.</p>

	GTO	TRANSISTOR
$\frac{di}{dt}$ (amorçage)	<ul style="list-style-type: none"> <li>Le GTO a une excellente capacité en <math>di/dt</math> et peut ne pas avoir besoin d'une inductance pour limiter le <math>di/dt</math>.</li> </ul> <p>Cependant, à cause de la charge et du circuit de protection, un autre courant vient s'ajouter à <math>I_A</math>, pour cela on utilise généralement une inductance (saturable).</p>	<p>Comme le GTO, le transistor résiste bien à la montée du courant <math>di/dt</math>.</p> <p>On utilise aussi une inductance pour les mêmes raisons que celles du GTO.</p> <p>Dans les deux cas, il faut respecter le <math>di/dt</math> donné par le manufacturier.</p>
$\frac{dv}{dt}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>Le <math>dv/dt</math> (limite) d'un GTO est plus faible que celui du SCR.</li> </ul> <p>Le <math>dv/dt</math> est la cause principale de l'incertitude du blocage d'un GTO et par conséquent, de sa destruction.</p> <p>Cependant, avec un bon circuit de protection (bien calculé) ces problèmes peuvent être évités.</p>	<p>Le <math>dv/dt</math> cause beaucoup moins de complications chez le transistor que chez le GTO.</p> <p>Le <math>dv/dt</math> peut être un cas dangereux</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>à cause des perturbations extérieures</li> <li>lorsque le transistor est en phase de conduction inverse.</li> </ul>
second claquage	<ul style="list-style-type: none"> <li>Le phénomène de second claquage pose beaucoup moins de complications dans le cas d'un GTO que dans le cas d'un BJT.</li> </ul> <p>Cependant, il reste un problème à considérer.</p>	<p>Pendant la commutation courant et tension peuvent être appliqués simultanément pouvant causer la destruction du transistor; des précautions sont donc à prendre et plus particulièrement, à l'ouverture (blocage).</p>

	GTO	TRANSISTOR
Puissance dissipée	$P = P_{\text{conduction}} + P_{\text{commutation}}$ $P = V_T \times I_A + P_{\text{commutation}}$ $P = 80 + 20 \approx 100 \text{ W}$ <ul style="list-style-type: none"> <li>• Il faut tenir compte des pertes au blocage: <math>dv/dt</math> et <math>I_{g\text{achette}}</math></li> </ul>	$P = [V_{CE}I_C + V_{BE}I_B]_{\text{conduction}} + P_{\text{commutation}}$ $P = V_{CE}I_C + P_{\text{commutation}}$ $P = 150\text{W (moyenne totale)}$ <p>Ce qui limite le transistor de puissance à 25 kHz ce sont les pertes de commutation.</p>
Perturbations	<ul style="list-style-type: none"> <li>• LE GTO s'adapte très bien aux contraintes importantes           <ul style="list-style-type: none"> <li>- coupure de charge</li> <li>- secondaire d'un transfor. ouvert</li> <li>- blocage d'un moteur</li> <li>- charge non-linéaire</li> <li>- décharge du circuit de protection</li> <li>- faute d'interrupteurs: fusibles</li> <li>- inductance de câblage</li> <li>- capacité parasite</li> </ul> </li> </ul>	<p>Le transistor est plus vulnérable aux perturbations extérieures, et ceci à cause que:</p> $I_{C\text{MAX}}/I_{C\text{moy}} = \text{faible}$ <p>Il faut faire très attention au câblage (à cause des inductances)</p>



1.5.3 Choix

AVANTAGES	
GTO	TRANSISTOR
<ul style="list-style-type: none"> <li>* Capacité de tenir de très hautes tensions de blocage</li> <li>* <math>I_{TGQ}/I_T</math> : élevé               <ul style="list-style-type: none"> <li>• Ceci est un avantage dans les techniques P.W.M.</li> <li>• Le GTO peut couper un courant beaucoup plus important que le BJT lorsqu'il y a une faute.</li> </ul> </li> <li>* <math>I_{TSM}/I_T</math> : très élevé (10:1). L'action de commutation régénératrice d'un GTO le conduit dans une saturation profonde, alors que le BJT tend à sortir de sa saturation.</li> <li>* Gain élevé (conduction) <math>I_{TGQ}/I_G = 600</math> pour (160 PFT).</li> <li>* Robuste aux perturbations.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>* Blocage facile en diminuant le courant de base.</li> <li>* Fonctionnement à des fréquences élevées.</li> <li>* Réduction du nombre de composants nécessaires au commutateur.</li> </ul>

$I_{TGQ}$  : courant de crête tolérable

$I_{TSM}$  : courant maximal éteignable

$I_T$  : courant moyen

Etant donné que pour notre application la fréquence n'est pas élevée  $f \approx 360$  Hz, ceci nous amène à comparer entre le GTO et le transistor à cause du blocage facile de ce dernier.

Selon le tableau précédent, les multiples avantages du GTO nous conduisent à rejeter le transistor pour cette application.

Ce choix est d'autant plus sûr lorsqu'on sait que le blocage du GTO peut se faire convenablement lorsqu'on utilise un bon circuit de commande d'une part, et un circuit de protection bien calculé, d'autre part.

La figure 1.34 nous montre l'importance de la valeur  $C_s$  (capacité du circuit amortisseur) sur les pertes dans le GTO, ce qui peut causer sa destruction. Tout cela pour dire que si on prend toutes nos précautions, on peut avoir un bon blocage pour le GTO.

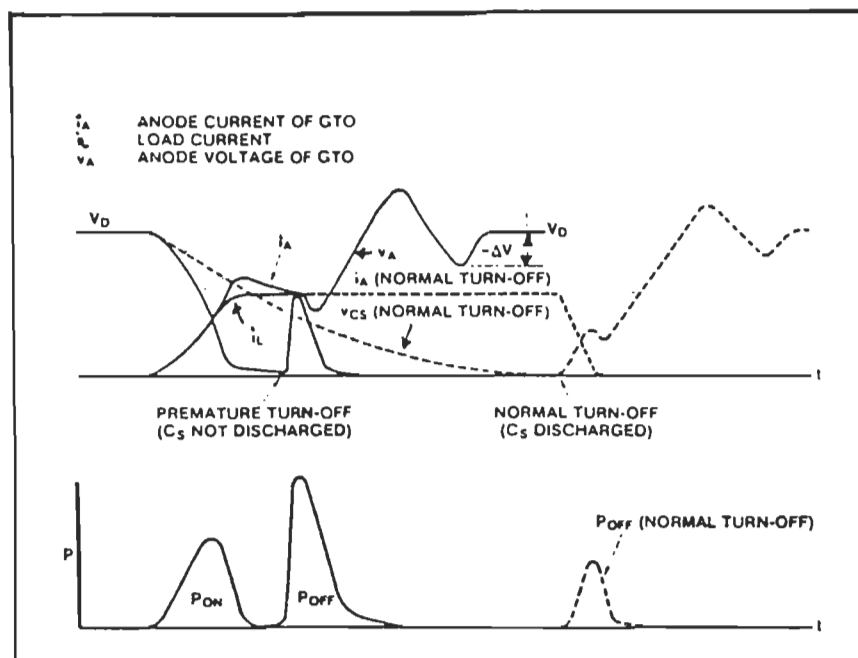


Figure 1.34 - Formes d'onde illustrant l'importance de  $C_s$  sur les pertes dans le GTO.

## CHAPITRE 2

### COMMANDE DES CONVERTISSEURS HYBRIDES À GTO

#### 2.1 Introduction

Le deuxième chapitre décrit les circuits de commande du pont hybride triphasé (généralisé à sept thyristors).

On trouve également dans ce chapitre le logiciel de commande. Le logiciel de commande a été adapté à partir des travaux de M. Guy Olivier sur les ponts à sept et huit thyristors ainsi que selon le mémoire de maîtrise (M.Sc.A.) de M. E. Chokri.

#### 2.2 Description des circuits de la commande

##### 2.2.1 Introduction

Trois cartes, constituent les circuits de la commande du pont modifié. Ce sont un micro-ordinateur, une carte contenant le détecteur de zéro et la dernière, un circuit de commande des thyristors.

Ce dernier est considéré comme étant un circuit d'interface entre le micro-ordinateur et les cartes d'amplificateur de gâchette.

Le schéma synoptique de cette réalisation est illustré à la figure

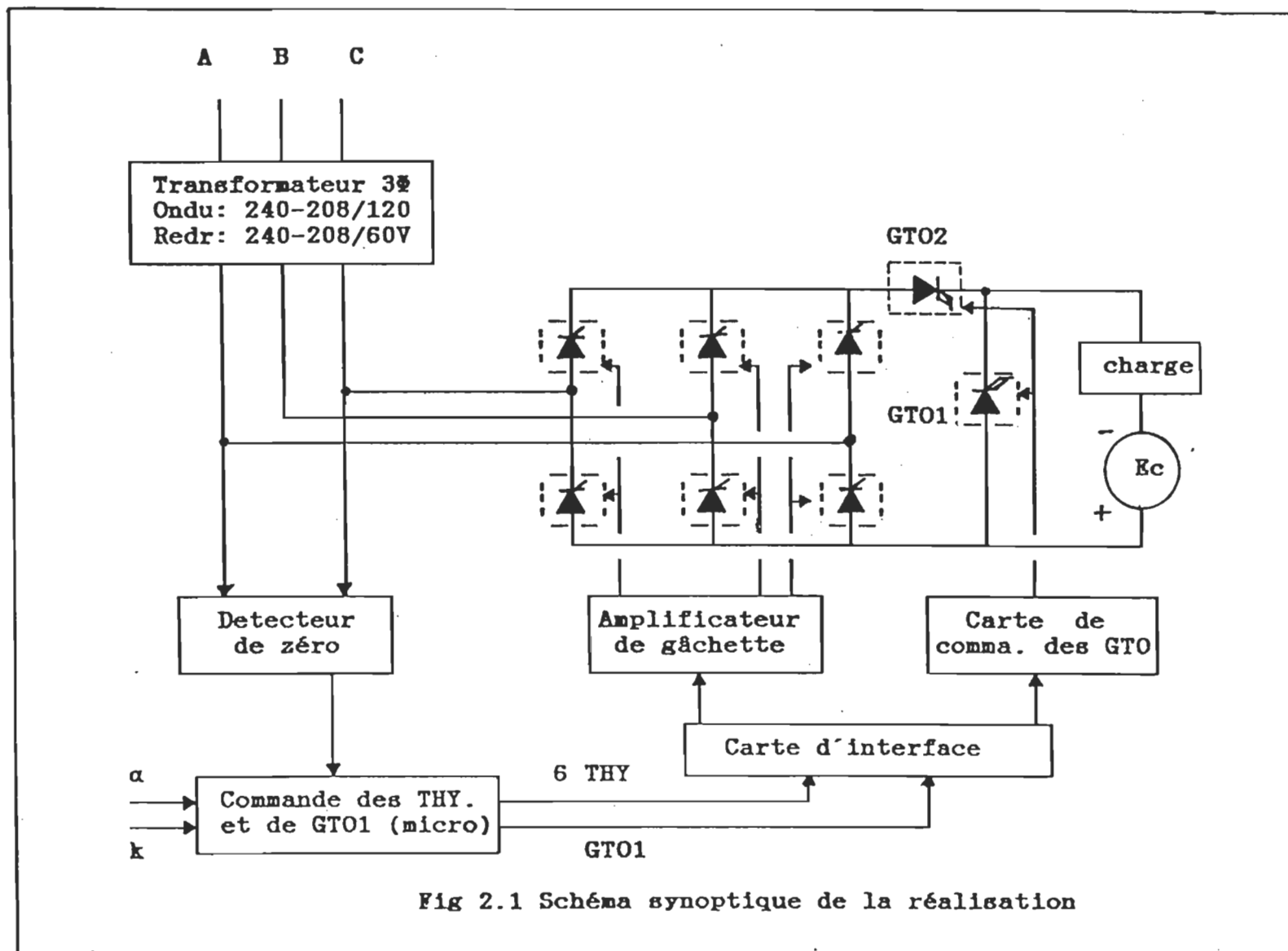


Fig 2.1 Schéma synoptique de la réalisation

Le micro-ordinateur détermine les instants d'allumage des thyristors principaux et des deux GTO, tout en étant synchronisé avec la tension de ligne  $e_{AC}$ . Par la suite, les impulsions d'allumage des thyristors et de deux GTO sont réalisées par la carte d'interface.

Ces impulsions arrivent aux gâchettes des thyristors principaux par l'intermédiaire d'amplificateurs de gâchette (figure 2.2) et au GTO par une carte de commande (figure 2.3). Cette carte est le module GK2AN d'International Rectifier. La description du circuit restant provient de la thèse de doctorat de M. Guy Olivier et du mémoire de maîtrise de Monsieur Chokri.

### 2.2.2 Le micro-ordinateur

La carte du micro-ordinateur est illustrée à la figure 2.4. Elle est constituée d'un microprocesseur à 8 bits (6502), de deux circuits périphériques (VIA 6522), d'une mémoire vive 6810 de 128 octets, de deux embases pour recevoir des mémoires mortes, de quatre ports d'entrées-sorties, d'une horloge à 4 MHz et d'un circuit d'initialisation (555). Cette carte est connue sous le nom de carte ST1.

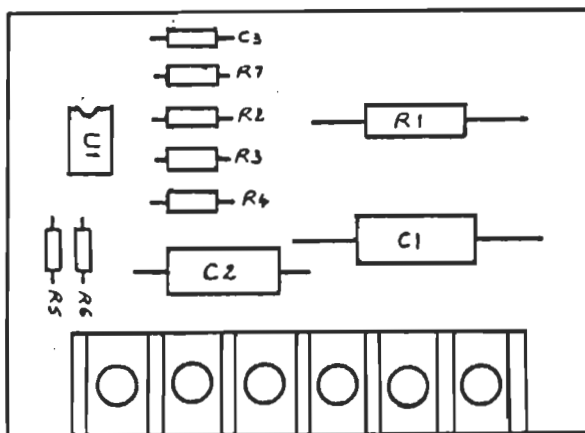
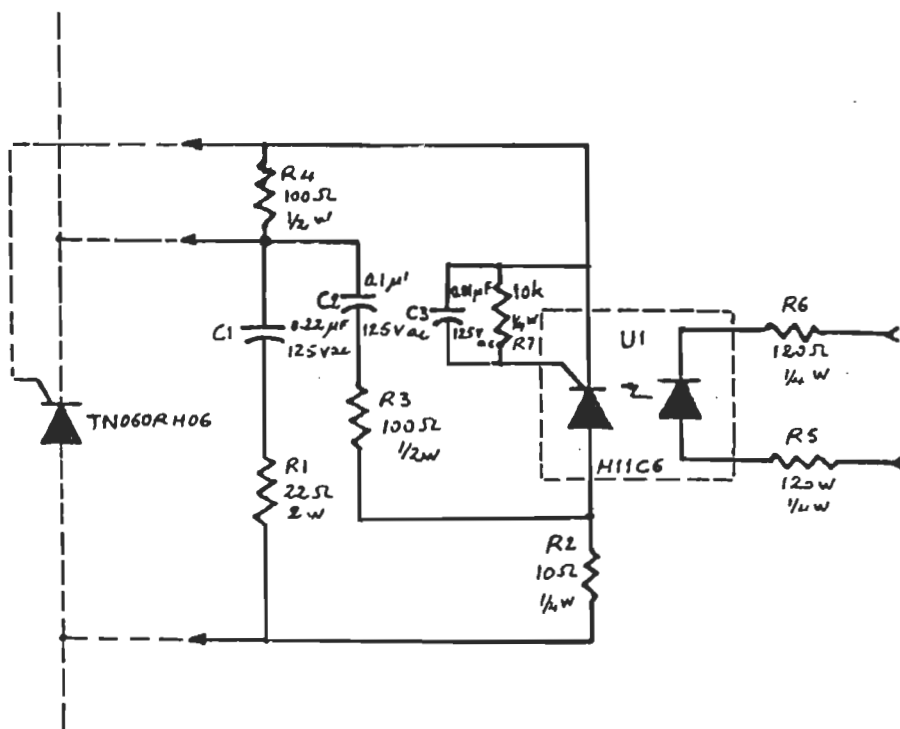


Schéma de disposition des composants



circuit

Figure 2.2 - Circuit de l'amplificateur de gâchette.

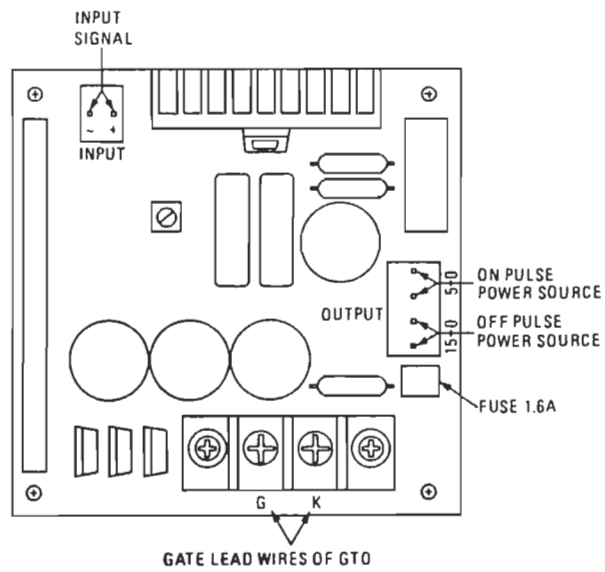
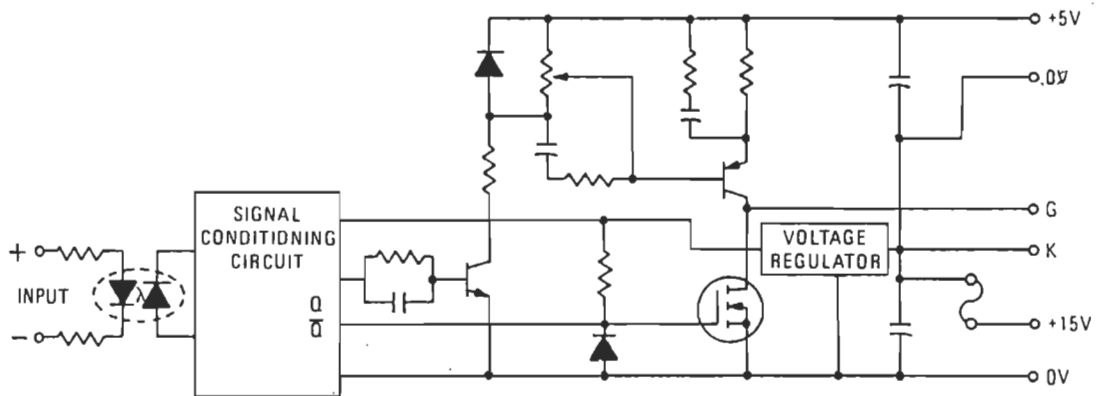


Schéma de disposition des composants

**IOR** INTERNATIONAL RECTIFIER

**GK2BN Module**



circuit

Figure 2.3 - Carte de commande du GTO.

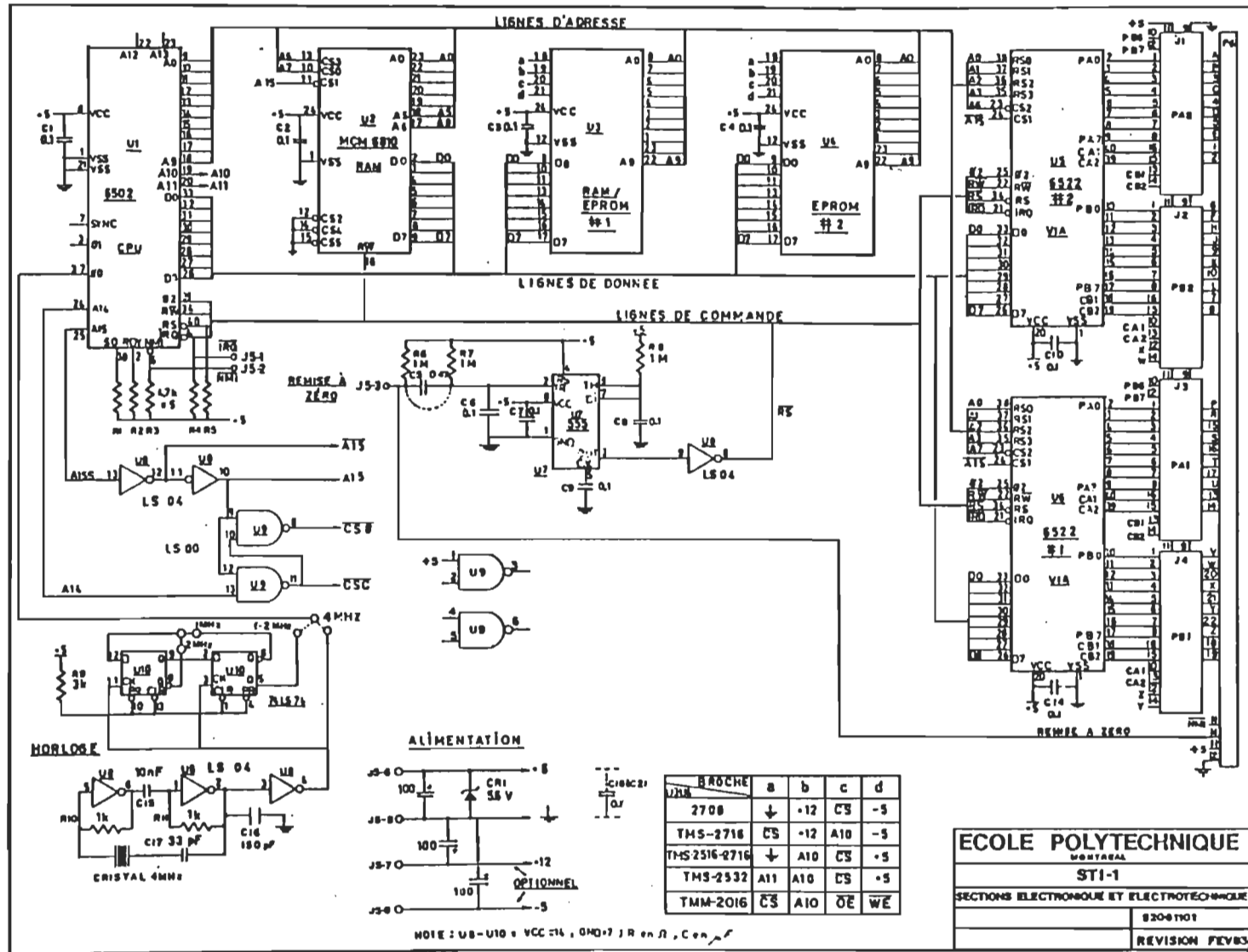


Fig. 2.4 : Schéma électrique du micro-ordinateur



### 2.2.3 Commande des thyristors

La carte de commande des thyristors (figure 2.6) est constituée d'un circuit d'interface entre le micro-ordinateur et les amplificateurs de gâchette ainsi que les cartes de commande des deux GTO. Cette carte est réalisée à partir de la carte de commande du pont à sept thyristors avec un GTO (figure 2.5).

Cette carte possède deux entrées, une pour la commande d'allumage des thyristors principaux et l'autre, pour la commande d'allumage de GT01. L'allumage de n'importe quel thyristor principal allume GT02 et remet à zéro l'impulsion de déclenchement de GT01.

L'allumage de GT01 remet à son tour à zéro l'impulsion de déclenchement de GT02 et du thyristor principal. Par conséquent, la sortie de cette carte fournit six impulsions d'une durée qui varie de 0 à 120 degrés, qui commandent les cartes d'amplificateur de gâchette et deux trains d'impulsions complémentaires pour la commande de GT01 et de GT02.

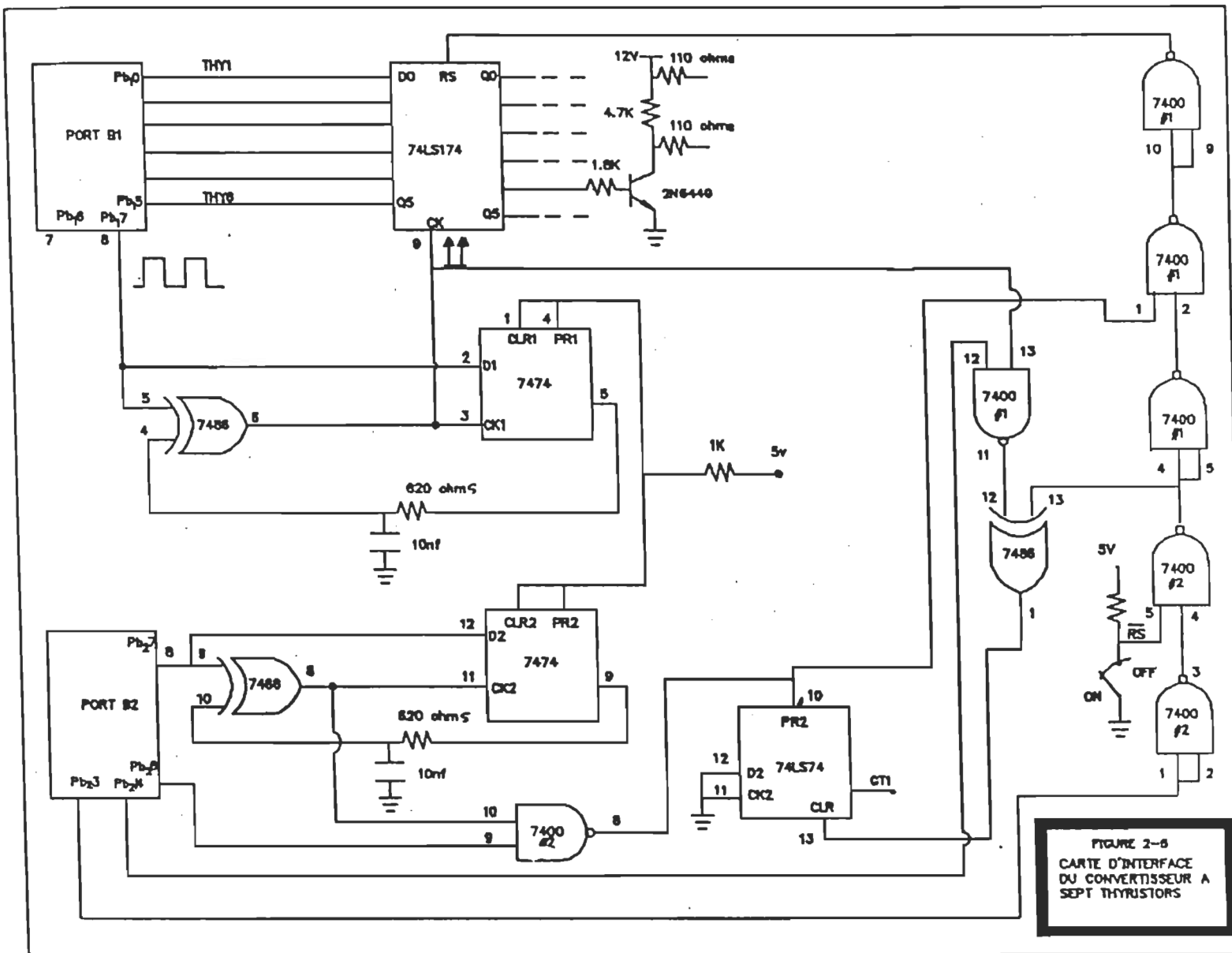


FIGURE 2-6  
 CARTE D'INTERFACE  
 DU CONVERTISSEUR A  
 SEPT THYRISTORS

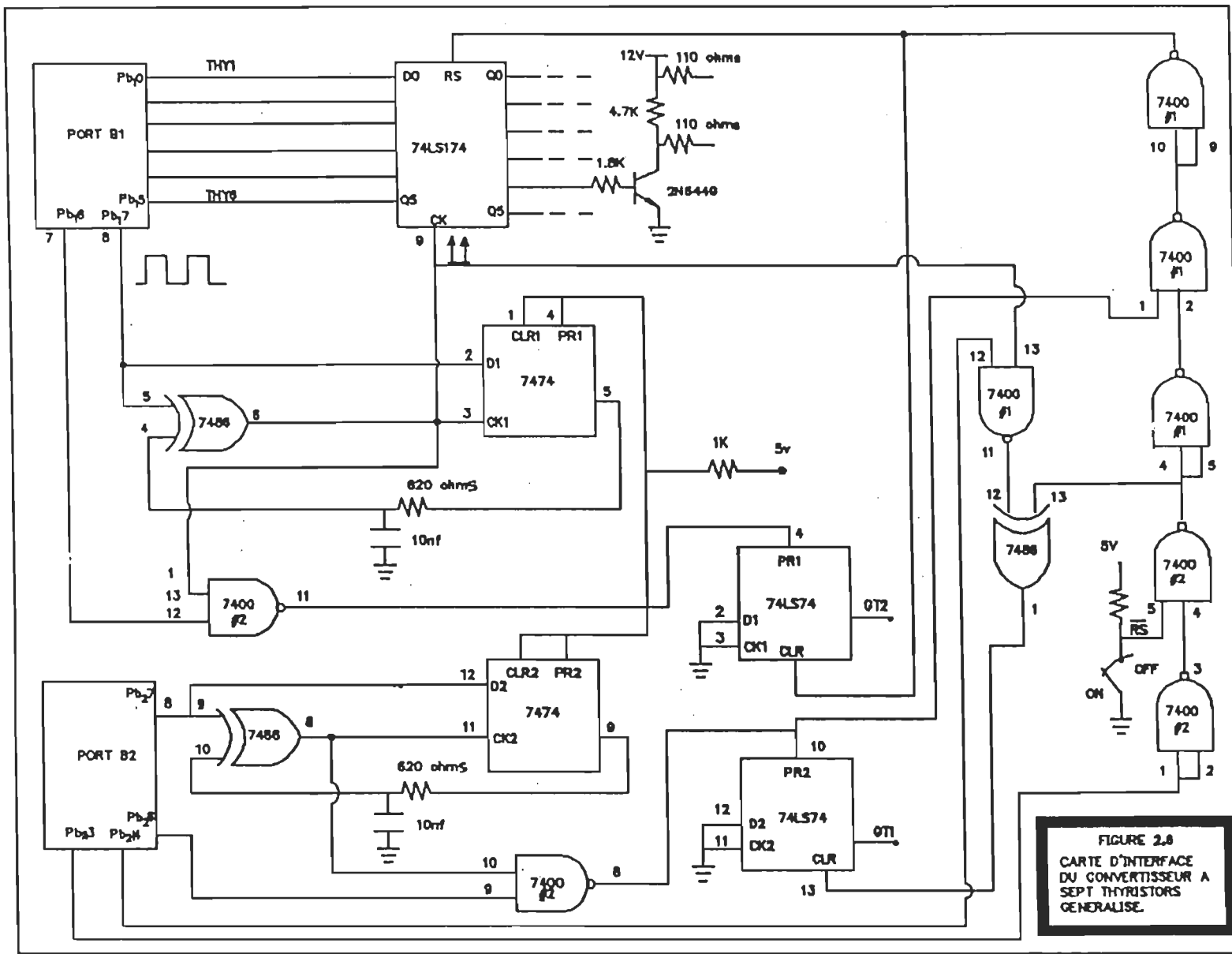


FIGURE 2.8  
 CARTE D'INTERFACE  
 DU CONVERTISSEUR A  
 SEPT THYRISTORS  
 GENERALISE.

## 2.2.4 Calcul des angles du programme principal

### 2.2.4.1 Définition des paramètres

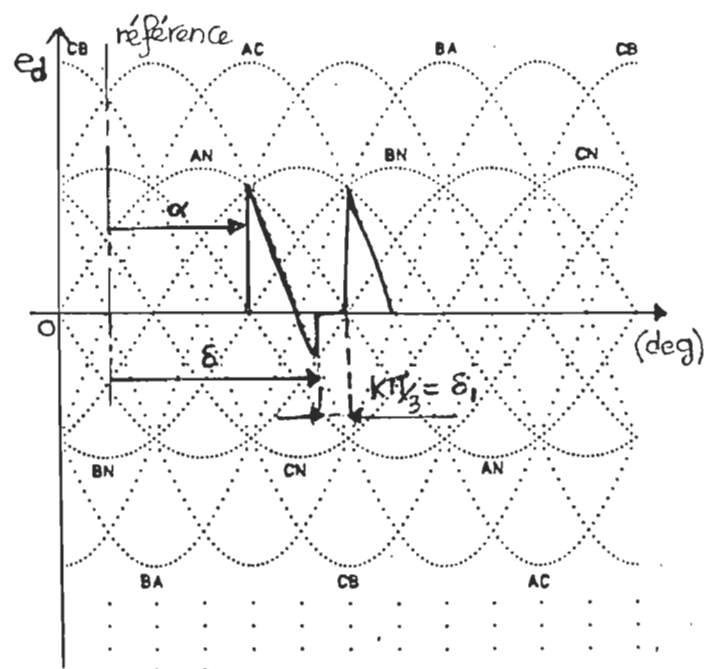


Figure 2.7 - Définition des angles pour le programme principal.

$\alpha$  : angle d'amorçage des thyristors

$\delta$  : angle d'amorçage du GT01

$k\pi/3 = \delta_1$  : période de conduction du GT01

On constate d'après la figure 2.7 que:

\*  $k\pi/3 \leq \alpha$ , on a:

$$\delta = \alpha - k\pi/3 = \alpha - \delta_1$$

A cause de la périodicité des angles, on peut déduire:

\*  $k\pi/3 > \alpha$ , on a:

$$\delta = \alpha + 60 - k\pi/3 = \alpha + 60 - \delta_1$$

Ces deux formules nous permettent de connaître l'angle d'amorçage du GT01 à partir de  $\alpha$  et de  $k$ .

#### 2.2.4.2 Calcul des angles et de leurs limites

En fonction des modes de fonctionnement du pont à sept thyristors (section 1.2.5.2) et du pont à sept thyristors généralisé (section 1.2.5.3), on peut dresser pour chaque convertisseur un tableau récapitulatif ainsi qu'un organigramme pour les angles de conduction et d'amorçage.

L'organigramme va servir plus tard dans la réalisation du programme principal du logiciel de commande.

a) Convertisseur à sept thyristorsa.1 Tableau récapitulatif

VARIABLES	CONDITIONS À RESPECTER
$0 \leq \alpha \leq 60^\circ$	$\delta_1 = 0$
$60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$	ou $\begin{cases} \delta_1 \leq \alpha - 60^\circ \\ \alpha \geq \delta_1 + 60^\circ \end{cases}$
$120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$	_____
$\delta_1 = 0$	$\alpha \leq 180^\circ$
$180^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ$	$\delta_1 \neq 0$
$\alpha \geq 240^\circ$	ou $\begin{cases} \delta_1 \geq \alpha - 240^\circ \\ \alpha \leq \delta_1 + 240^\circ \end{cases}$

Tableau 2.1

Pour fonctionner dans les zones sécuritaires, il faut d'une part respecter les conditions du tableau précédent et d'autre part, avoir quelques degrés comme marge de sécurité pour éviter les transitions dangereuses (marge =  $5^\circ$ ).

## a.2 Organigramme

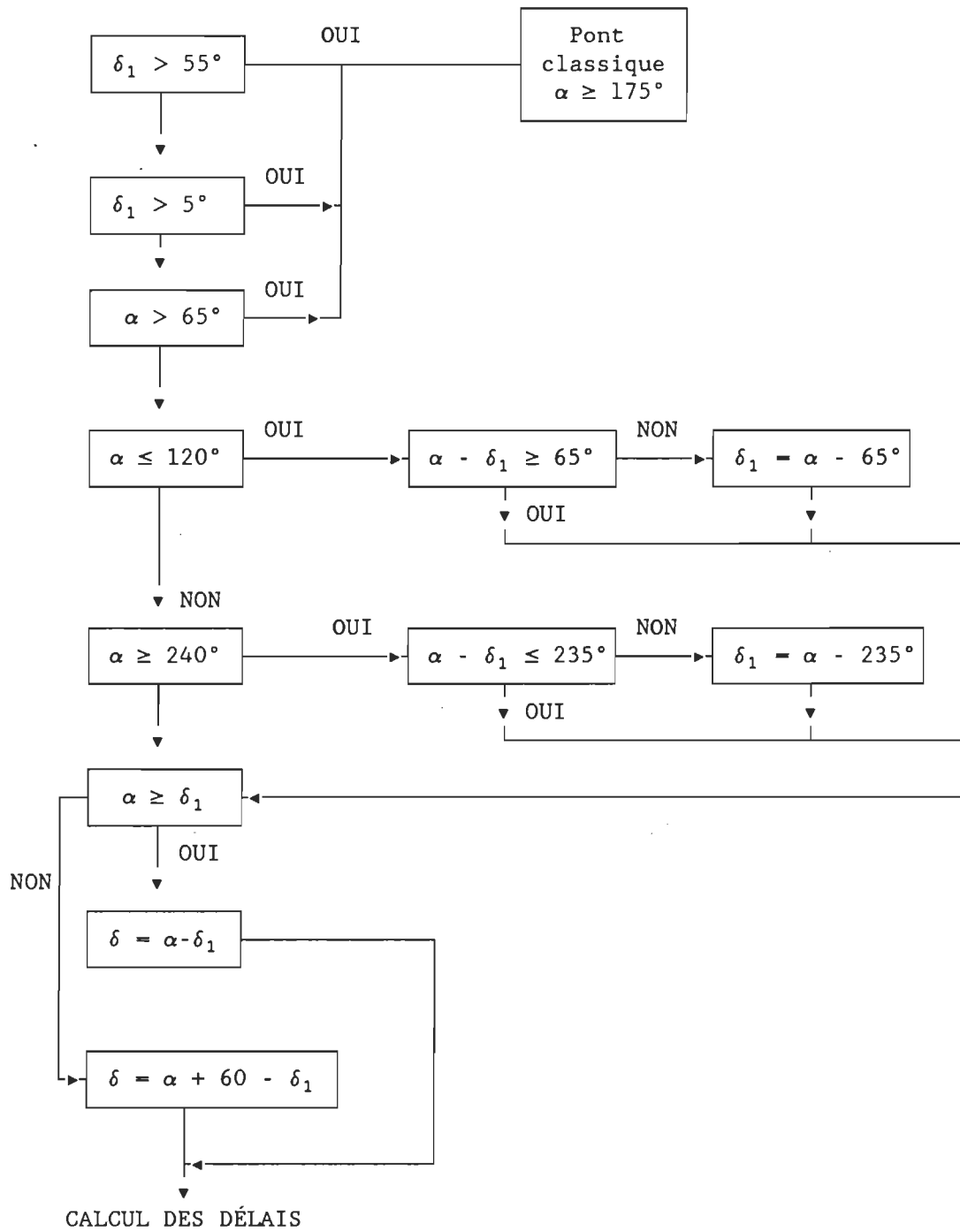


Figure 2.8 - Organigramme du convertisseur à 7 thyristors.

b) Convertisseur à sept thyristors généralisé

Lorsqu'on a un deuxième thyristor blocable GTO2 qui assure la commutation forcée des thyristors principaux, toutes les zones de fonctionnement deviennent accessibles et les intervalles des angles de conduction et d'amorçage s'élargissent.

L'organigramme b-2 est celui du programme principal du logiciel de commande de l'annexe 1.

b.1 Tableau récapitulatif

VARIABLES	CONDITIONS À RESPECTER
$0 \leq \alpha \leq 60^\circ$	_____
$60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$	_____
$120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$	_____
$\delta_1 = 0$	$\alpha \leq 180^\circ$
$180^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ$	$\delta_1 \neq 0$
$\alpha \geq 240^\circ$	$\delta_1 \neq 0$

Tableau 2.2



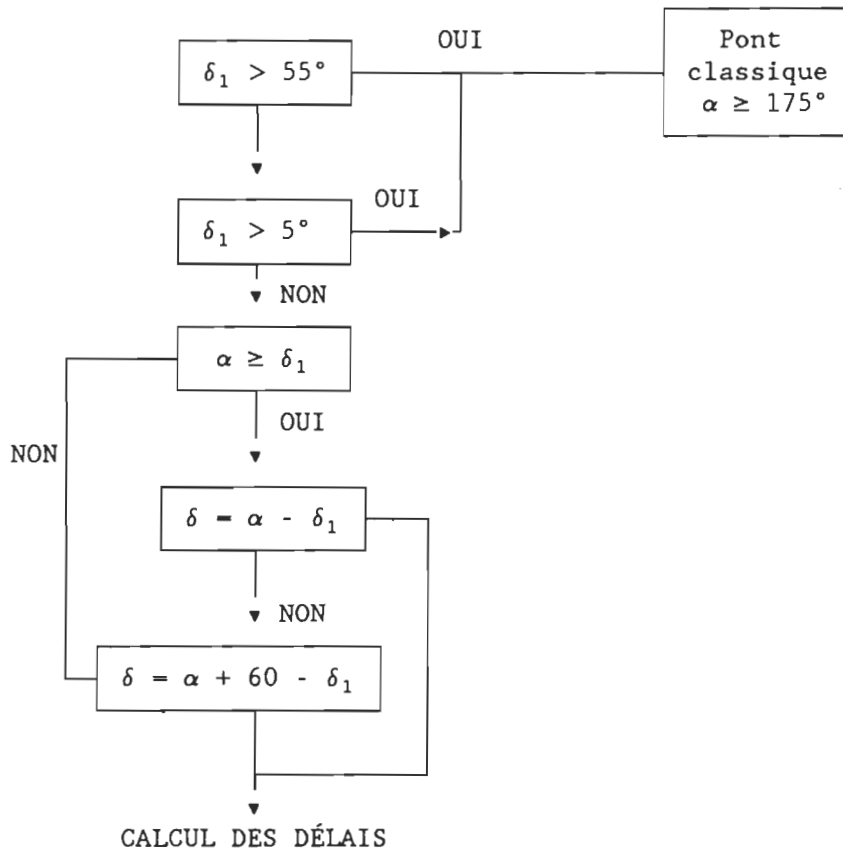
b.2 Organigramme

Figure 2.9 - Organigramme du convertisseur à sept thyristors généralisé.

## 2.3 Description du logiciel principal

### 2.3.1 Introduction

Cette partie décrit le logiciel de la commande des thyristors exécuté par le micro-ordinateur. Ce logiciel, dont le contenu se trouve dans l'annexe 1, est une version adaptée de l'originale, tirée de la thèse de doctorat de M. Guy Olivier. Il a proposé une méthode de déclenchement équidistante. Il s'agit du réglage de l'angle d'amorçage des thyristors en modifiant directement l'intervalle de temps entre deux déclenchements successifs. Les instants d'allumage sont synchronisés avec la tension de ligne  $e_{AC}$ . La description des parties restantes se trouvent dans le document mentionné ci-haut.

### 2.3.2 Programme principal

En premier lieu, le programme principal lit l'angle d'amorçage des thyristors principaux ainsi que la durée de conduction du GTO1. Si la durée de conduction du GTO1 n'est pas comprise entre 4 et 55 degrés, le pont fonctionne comme un pont classique. L'angle d'amorçage du GTO est égal à  $\alpha$  moins la durée de conduction du GTO ( $k\pi/3$ ) si cette dernière est inférieure à  $\alpha$ ; sinon l'angle est égal à  $\alpha$  plus 60 degrés moins ( $k\pi/3$ ).

Par la suite, le programme calcule successivement le prochain intervalle entre l'allumage de deux thyristors principaux (sous-routine PRIMO) et de deux allumages du GTO (sous-routine SECO). Ainsi, se

termine la boucle du programme principal.

### 2.3.3 Calcul des intervalles

Cette sous-routine compare l'angle désiré à l'angle en cours et calcule, en conséquence, le prochain intervalle. Si la différence est nulle, le prochain intervalle est fixé à 60 degrés et si en plus l'erreur de phase est nulle, l'angle d'amorçage, que ce soit pour les thyristors principaux ou pour le GTO, reste inchangé. Si elle est positive, le prochain intervalle est égal à 60 degrés plus cette différence plus l'erreur de phase s'il y a lieu. Enfin, si elle est négative, le prochain intervalle est égal à 60 degrés moins cette différence avec une limite inférieure de 20 degrés après correction s'il y a lieu. Pour ce cas, l'intervalle est calculé par étapes successives s'il devait être inférieur à 20 degrés.

### 2.3.4 Interruption par T2

Cette sous-routine est appelée lorsque le GTO1 est déclenché. La première étape à faire est la vérification du compteur de séquence du fonctionnement du GTO1. S'il a fonctionné six fois, le compteur est remis à zéro. Par la suite, la sous-routine vérifie si le fanion (FAN5) qui indique que le pont fonctionne en pont classique. Si oui, il inhibe l'allumage du GTO sinon, il autorise son allumage. Si le compteur indique 1, l'erreur de phase est calculée par des appels à une suite de sous-routines: T3, TI2, CER et FSYN. Enfin, les indicateurs sont

enlevés, un nombre correspondant à une durée de 60 degrés est placé dans les registres tampons du générateur d'intervalle T2 et les registres principaux sont récupérés.

#### 2.3.5 Calcul de l'erreur de phase

Cette sous-routine calcule l'erreur de phase en soustrayant la valeur désirée de l'angle d'amorçage de la valeur mesurée depuis la dernière interruption du détecteur de zéro. Si l'erreur est supérieure à 16.6 degrés, l'indicateur de synchronisme prend la valeur FF (le système est hors de synchronisme). Pour corriger cette erreur, le prochain intervalle entre deux allumages successifs devient 62.7 degrés. Par la suite, l'erreur est passée à travers un filtre passe-bas (division par quatre).

## CHAPITRE 3

### RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

#### 3.1 Introduction

Ce chapitre présente les résultats expérimentaux obtenus à partir du pont à sept thyristors généralisé, ces résultats sont prélevés dans un premier temps lorsque le pont est en mode redresseur.

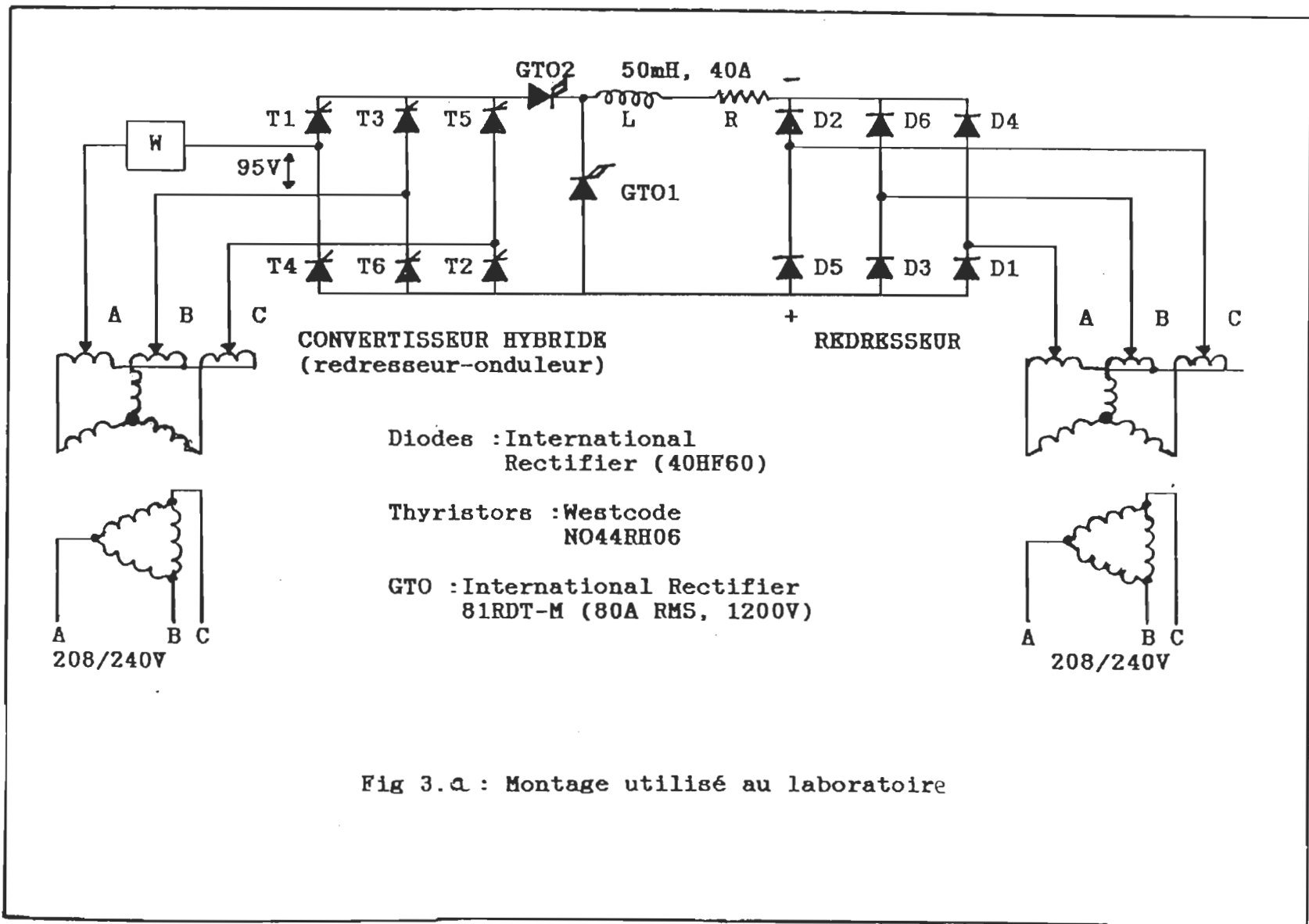
Les résultats sont présentés sous les deux formes suivantes:

- des tableaux qui contiennent les valeurs des paramètres calculées et mesurées à partir du montage utilisé au laboratoire (fig. 3.x);
- des courbes enregistrées à l'aide d'un oscilloscope Tektronix et d'un traceur HP7475A.

#### 3.2 Résultats expérimentaux

##### 3.2.1 Mode onduleur

Les courbes des figures 3.1 à 3.17 illustrent quelques formes d'onde de tension et de courant. Ces formes montrent l'évolution de la tension instantanée,  $e_d$ , le courant de ligne  $i_a$ , le courant dans GT01,  $igt_1$ , et le courant dans GT02,  $igt_2$ . Le tableau 3.1 résume des valeurs prélevées pratiquement en fonction de deux consignes: le facteur de déplacement



Diodes : International Rectifier (40HF60)  
 Thyristors : Westcode NO44RH06  
 GTO : International Rectifier 81RDT-M (80A RMS, 1200V)

Fig 3.a : Montage utilisé au laboratoire

$\phi_1 = f(\alpha, k)$  et de la tension réduite,  $(E_d/E_{d0})$ .

Ces valeurs sont le courant efficace de ligne  $I_a$ , la tension efficace  $E_d$ , le courant efficace de la charge  $I_d$  et le facteur de déplacement mesuré à partir de la méthode de deux wattmètres en utilisant l'équation suivante:

$$\phi_{1\text{mesuré}} = \arctan\left(\sqrt{3} \frac{PC - PA}{PC + PA}\right)$$

Cette valeur est mesurée pour fin de comparaison avec la consigne. Le tableau contient aussi le facteur de puissance  $\lambda$  calculé à partir de la formule suivante:

$$\lambda = \frac{6}{\pi\sqrt{1-k}} \sin\left[\left(1 - k\right)\pi/6\right] \cos\left[\alpha - k\pi/6\right]$$

Les figures 3.1, 3.2 illustrent les formes d'onde pour un rapport cyclique du GT01  $k = 0$ .

Les figures 3.3, 3.4, 3.5 et 3.6 illustrent les formes d'onde pour un rapport cyclique  $k = \text{cte}$ .

Les figures 3.6, 3.7, 3.8 et 3.9 illustrent les formes d'onde pour une tension réduite de 0.17,  $E_d/E_{d0} = 0.17$ .

Les figures 3.9, 3.10, 3.11 et 3.12 illustrent les formes d'onde pour un facteur de déplacement unitaire  $\cos\phi_1 = 1$ .

Les figures 3.13, 3.14, 3.15, 3.16 et 3.17 illustrent les formes d'onde pour un facteur de déplacement très capacitif.

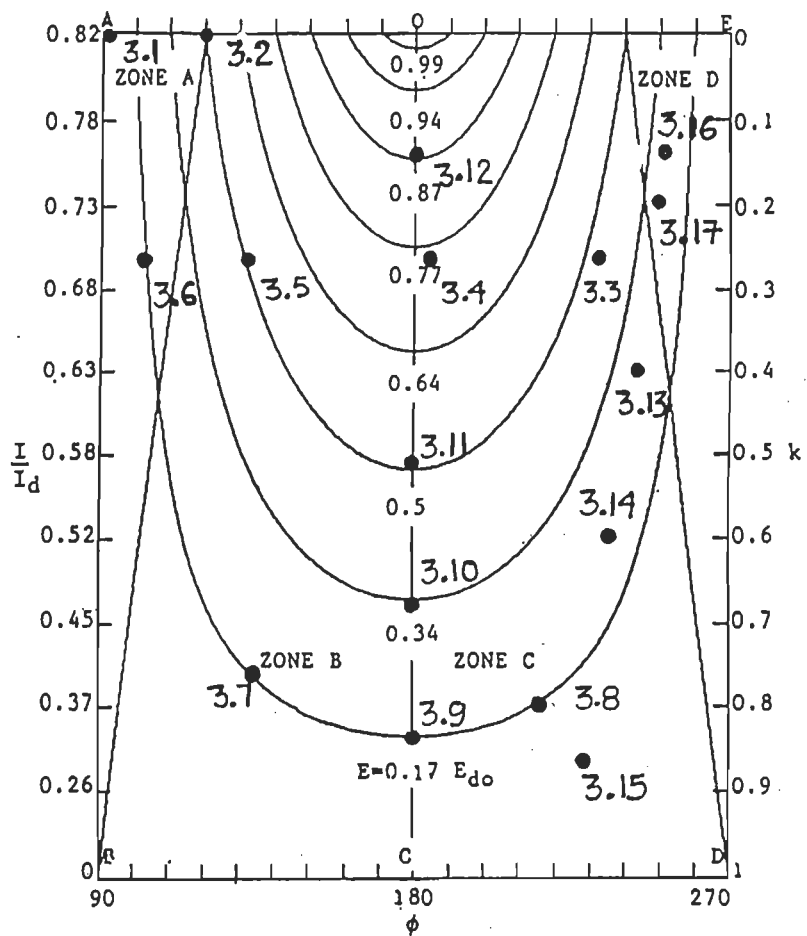


Figure 3.6 - Situation des points expérimentaux en mode onduleur sur le diagramme d'opération.



\*\*\*\* TABLEAU \*\*\*\*

$\Phi 1$ cons deg	k %	$\alpha$ deg	PA w	PC w	$\Phi 1$ mesu deg	Ed V	Ed — Edo	Ia A	Id A	$\lambda$ F.P	PTS N°	VALEURS POUR
90°	0	90°	-128	154	87°	0	0	4.20	5	0	3.1	k = 0
120°	0	120°	-106	7	117°	56	.467	1.90	2.3	.48	3.2	
232°	.27	240°	-17	-98	231°	58	.483	1.25	1.8	.51	3.3	k = 0.27
184°	.27	192°	-24	-26	184°	90	.750	0.45	0.8	.83	3.4	
133°	.27	141°	-90	-18	131°	59	.490	1.50	2.2	.56	3.5	
104°	.27	112°	-110	46	103°	19	.160	2.70	3.9	.20	3.6	
104°	.27	112°	-110	46	103°	20	.167	2.70	3.9	.20	3.6	Ed — = 0.17 Edo
135°	.77	158°	-50	-12	133°	20	.167	1.40	3.7	.34	3.7	
216°	.80	240°	-21	-48	214°	21	.175	1.20	3.5	.37	3.8	
180°	.83	205°	-29	-29	180°	21	.175	1.10	3.6	.41	3.9	
180°	.83	205°	-29	-29	180°	21	.175	1.10	3.6	.41	3.9	$\Phi 1 = 180^\circ$ cos( $\Phi 1$ )=1
180°	.67	200°	-48	-51	183°	43	.360	1.20	2.7	.57	3.10	
180°	.50	195°	-44	-48	185°	63	.525	1.10	2.0	.70	3.11	
180°	.13	184°	-23	-22	178°	103	.860	0.30	0.6	.90	3.12	
243°	.40	255°	-06	-96	236°	40	.330	1.65	2.7	.38	3.13	cos( $\Phi 1$ ) très capacitif
237°	.60	255°	-08	-72	234°	30	.250	1.50	3.0	.36	3.14	
229°	.87	255°	-08	-36	227°	12	.100	1.15	4.0	.24	3.15	
251°	.13	255°	16	-80	249°	39	.325	1.90	2.5	.31	3.16	
249°	.20	255°	16	-98	246°	41	.340	1.80	2.5	.33	3.17	

TABLEAU 3.1 : Tableau des valeurs mesurées et calculées pour le convertisseur en mode onduleur Edo = 120V E11 = 90V

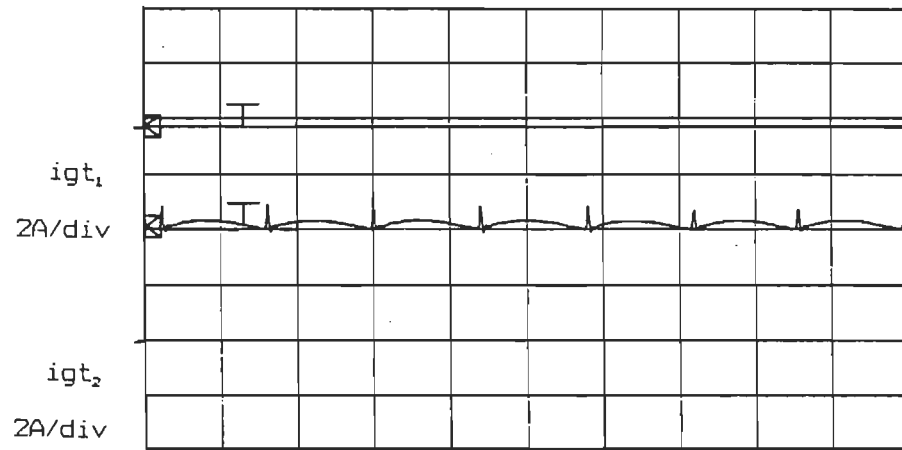
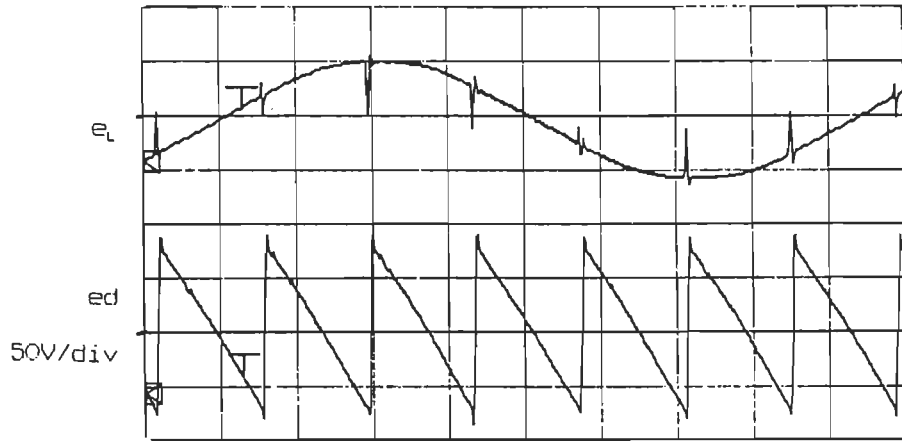
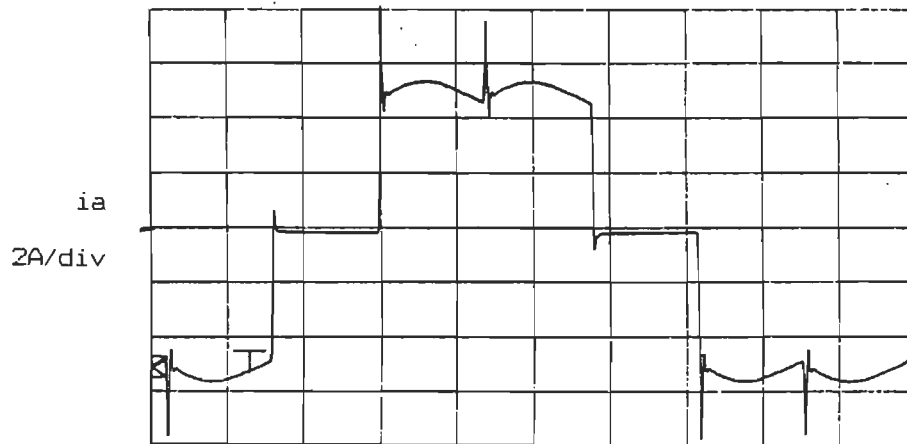


Figure 3.1

$E_d = 0 \text{ V}$   
 $\alpha = 90^\circ$   
 $k = 0$   
 $\phi_1 = 90^\circ$



2ms/div

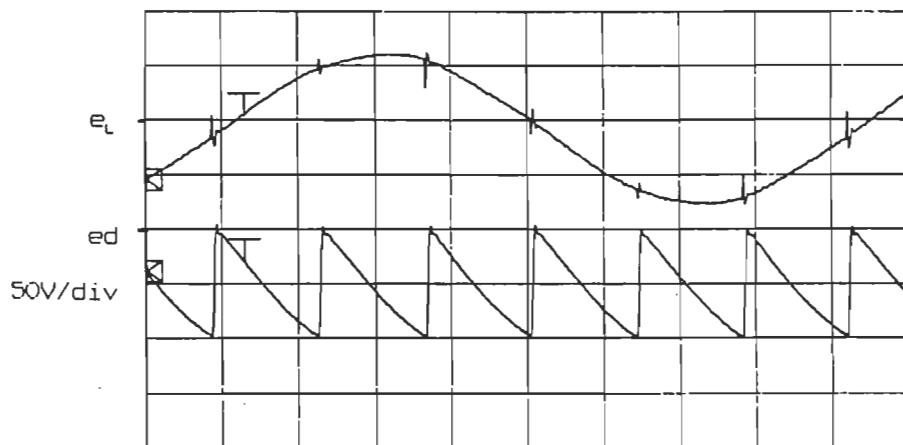
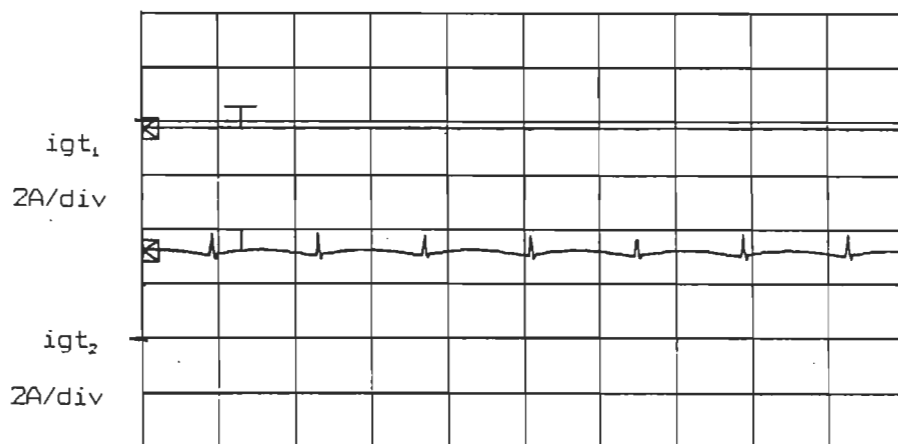
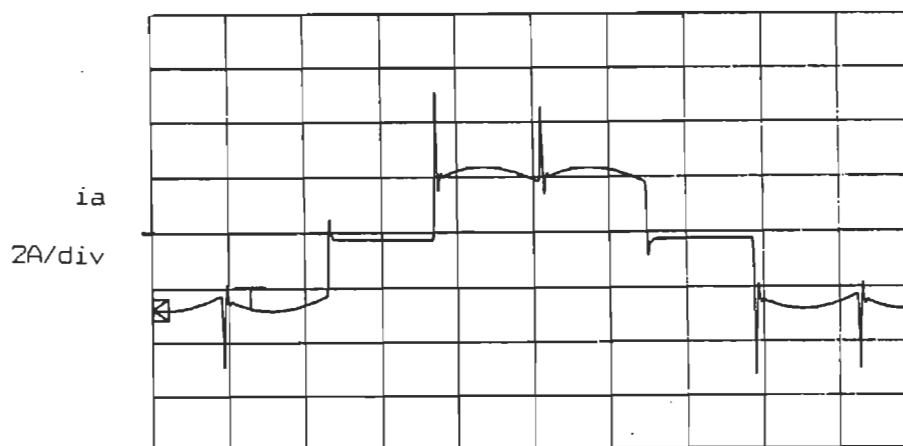


Figure 3.2



$E_d = 56 \text{ V}$   
 $\alpha = 120^\circ$   
 $k = 0$   
 $\phi_1 = 120^\circ$



2ms/div

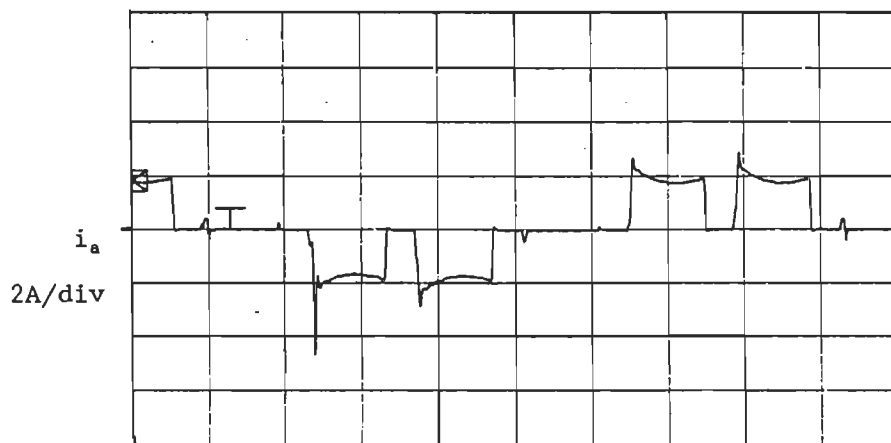
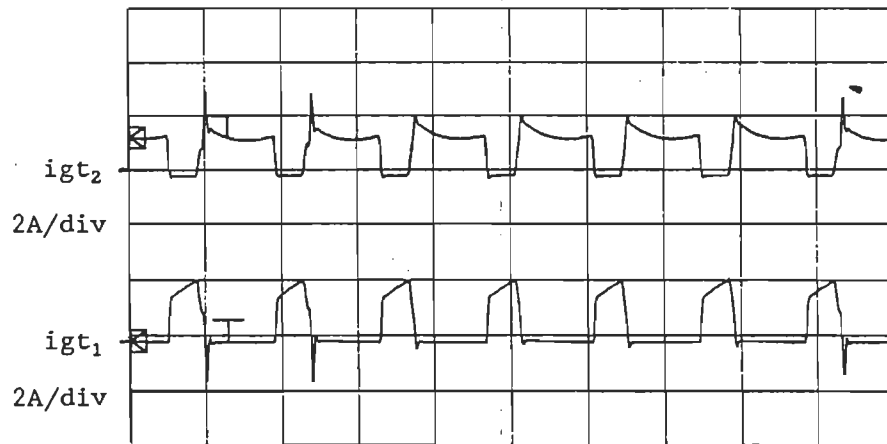
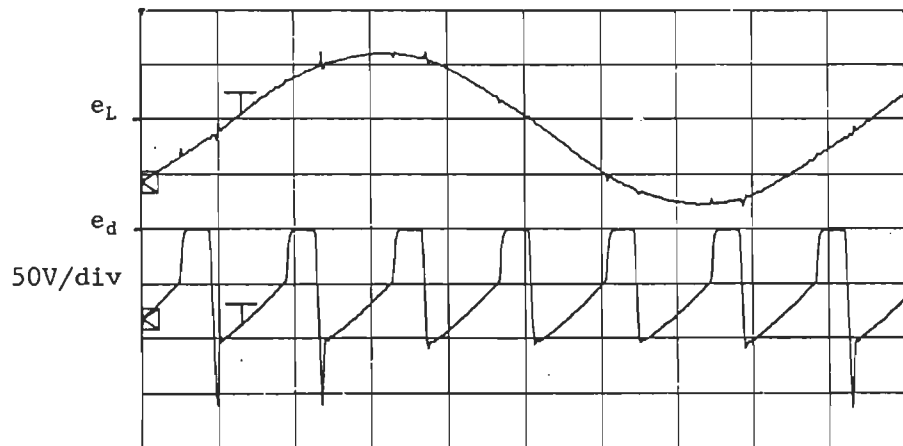


Figure 3.3

$E_d = 58 \text{ V}$   
 $\alpha = 240^\circ$   
 $k = 0.27$   
 $\phi_1 = 232^\circ$

2ms/div

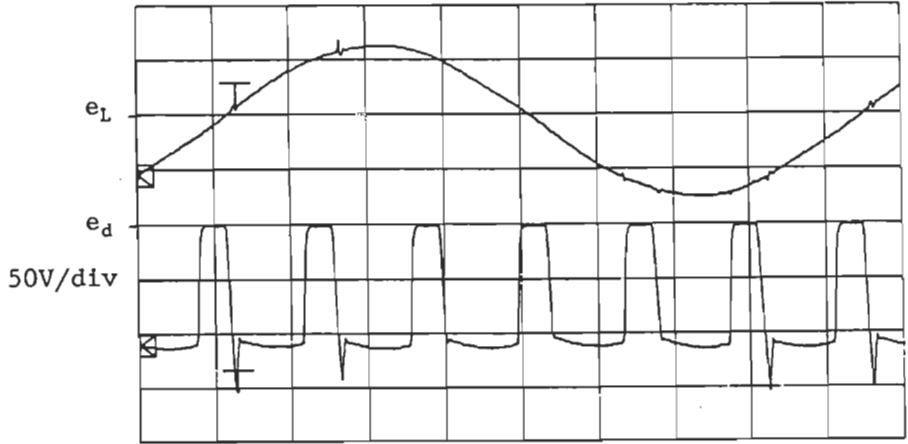
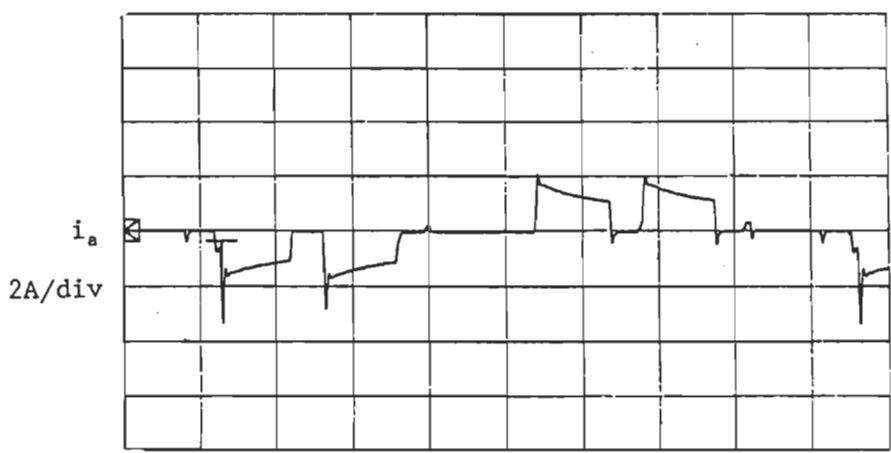
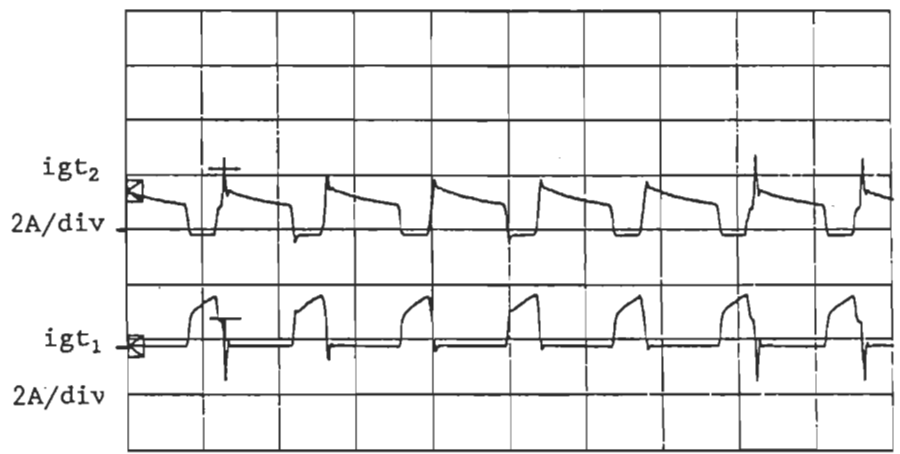


Figure 3.4

$E_d = 90 \text{ V}$   
 $\alpha = 192^\circ$   
 $k = 0.27$   
 $\phi_1 = 184^\circ$



2ms/div

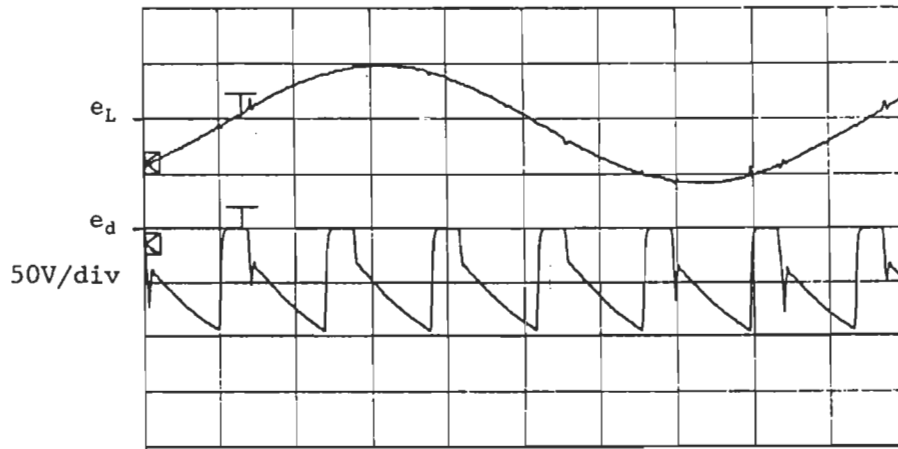
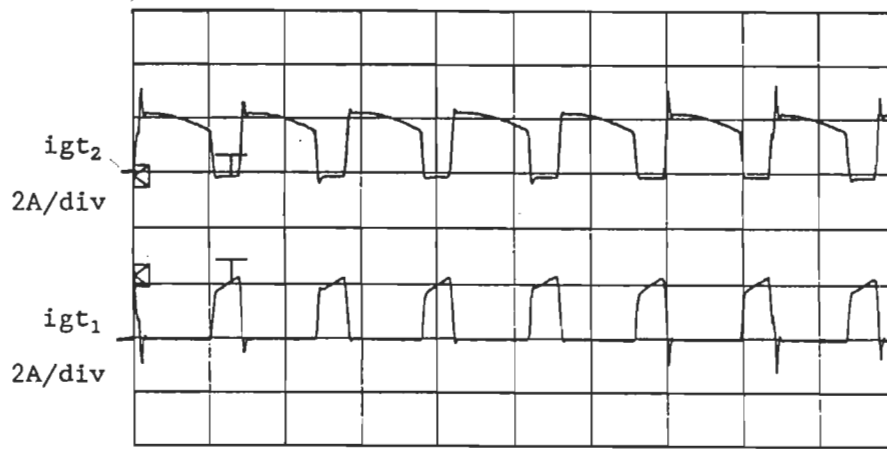
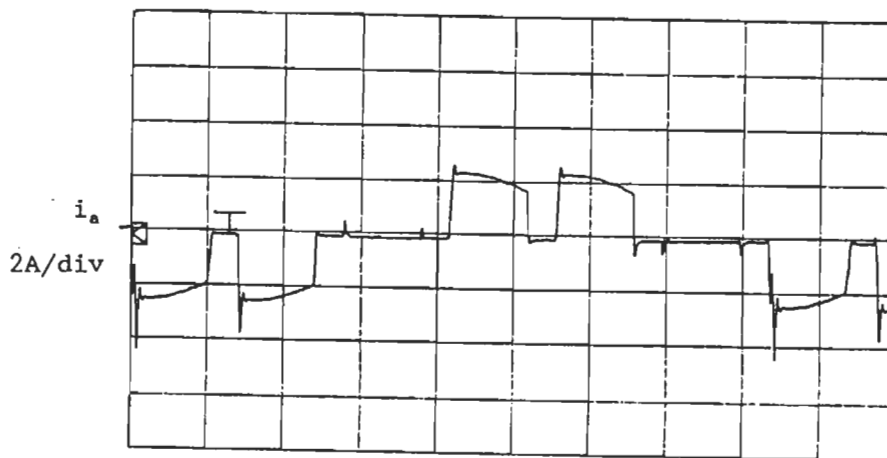


Figure 3.5



$E_d = 59 \text{ V}$   
 $\alpha = 141^\circ$   
 $k = 0.27$   
 $\varnothing_1 = 133^\circ$



2ms/div

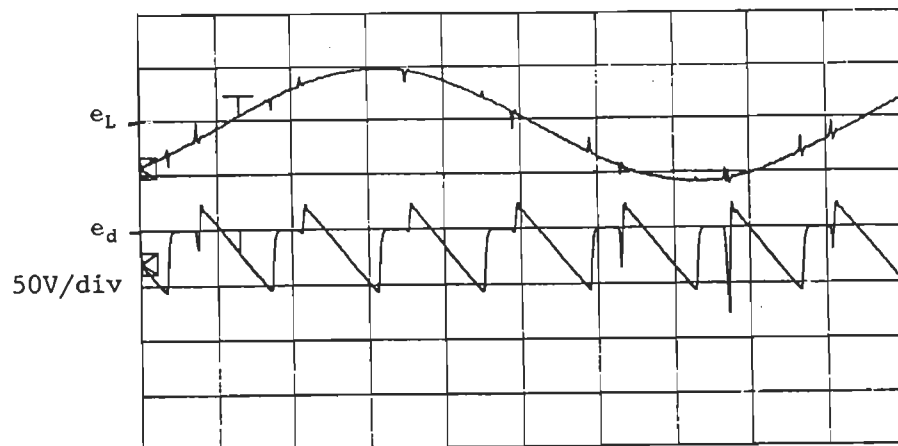
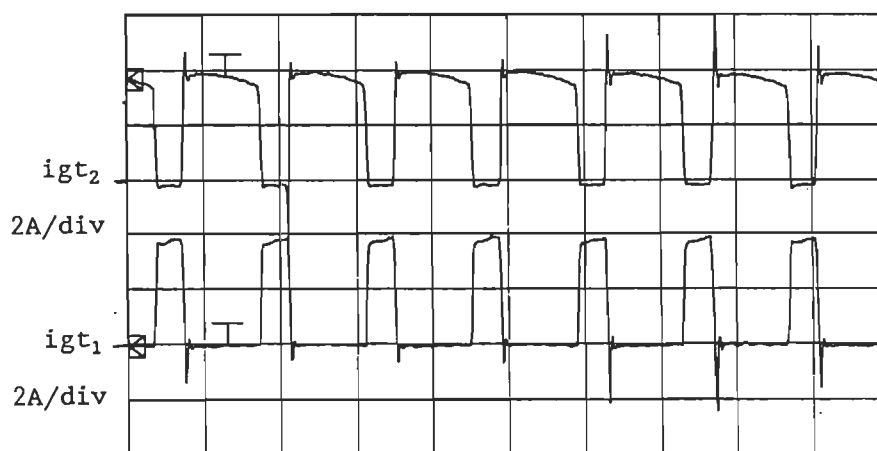
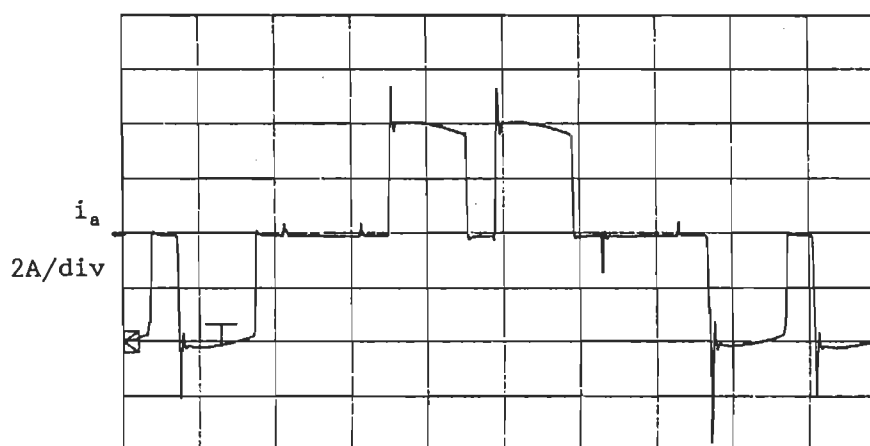


Figure 3.6



$E_d = 20 \text{ V}$   
 $\alpha = 112^\circ$   
 $k = 0.27$   
 $\varnothing_1 = 104^\circ$



2ms/div

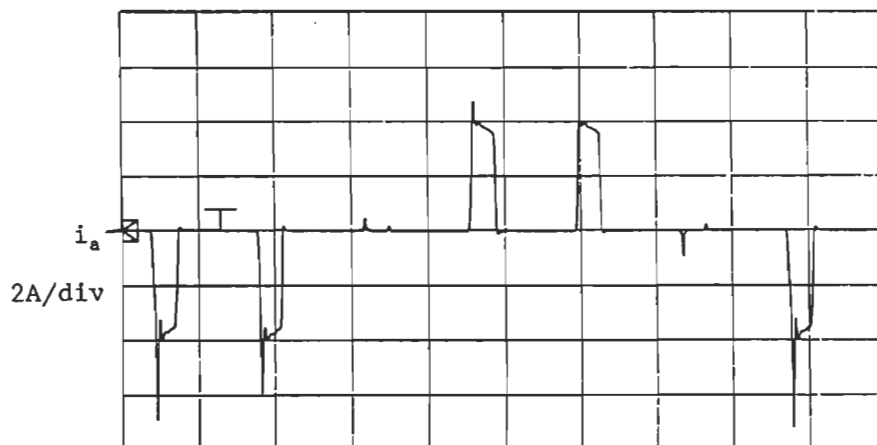
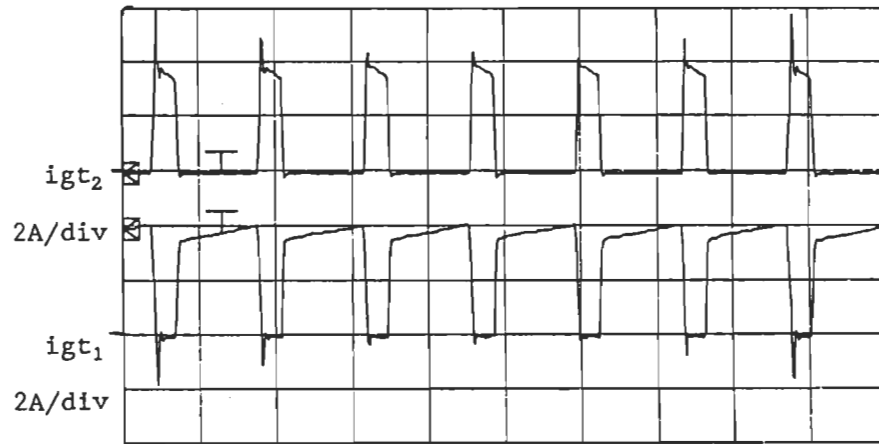
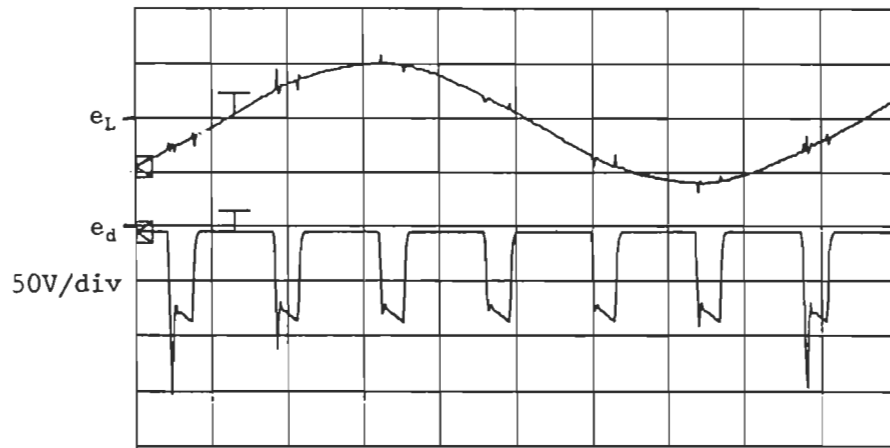


Figure 3.7

$E_d = 20 \text{ V}$   
 $\alpha = 158^\circ$   
 $k = 0.77$   
 $\phi_1 = 135^\circ$

2ms/div



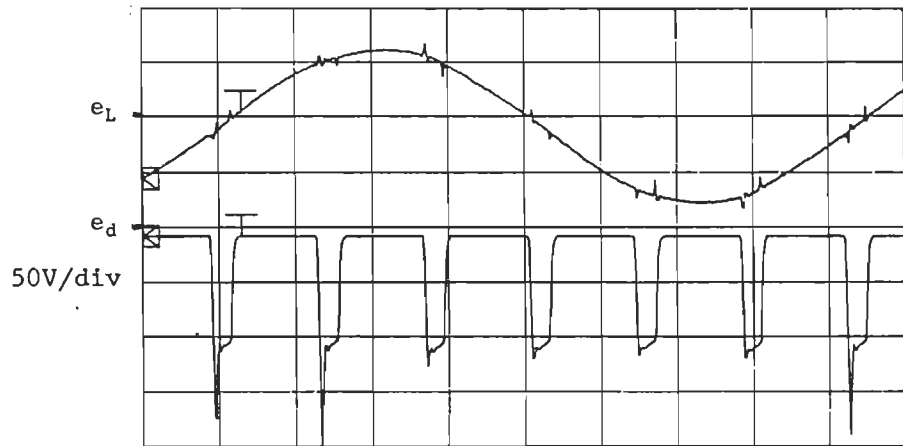
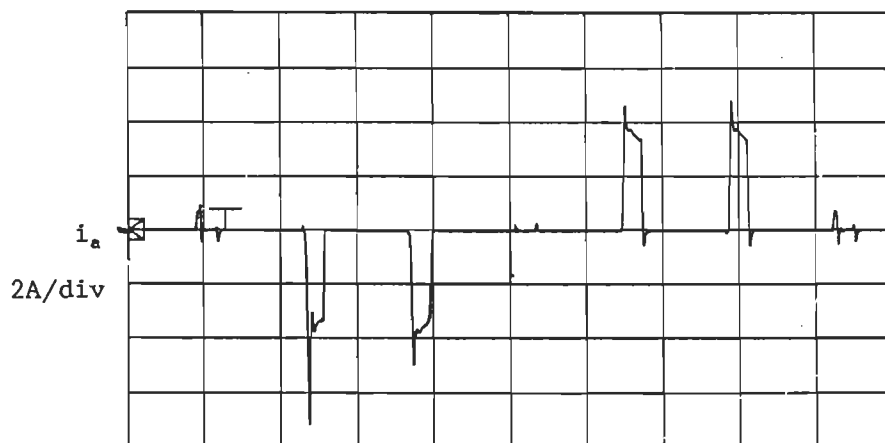
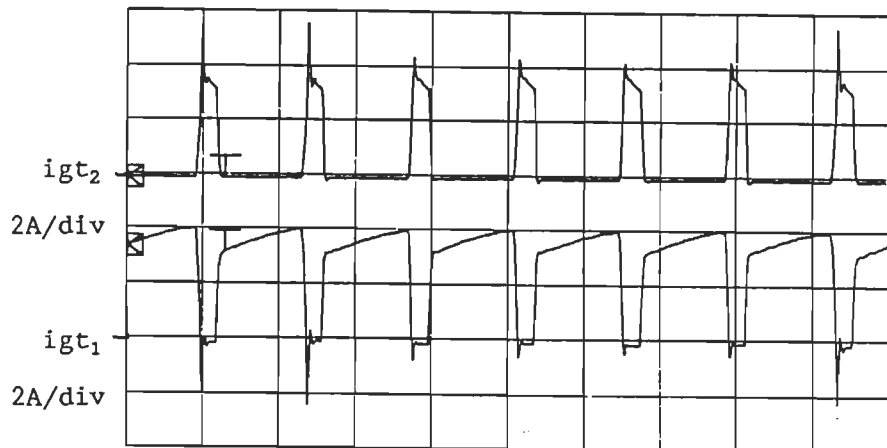


Figure 3.8

$E_d = 21 \text{ V}$   
 $\alpha = 240^\circ$   
 $k = 0.8$   
 $\phi_1 = 216^\circ$



2ms/div

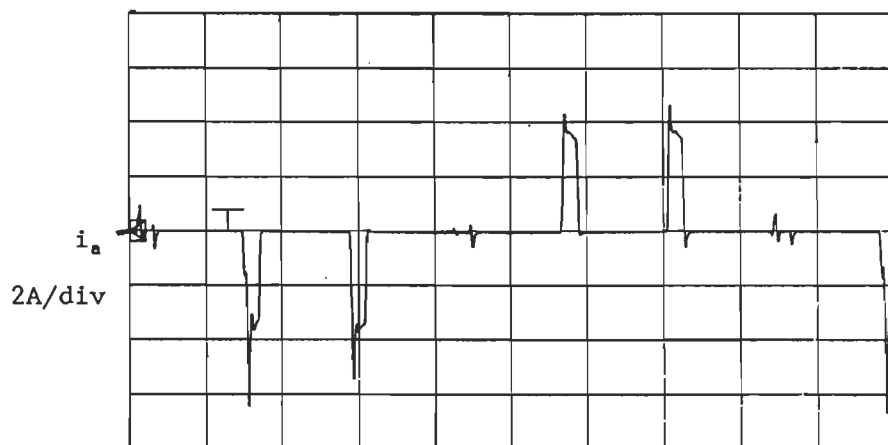
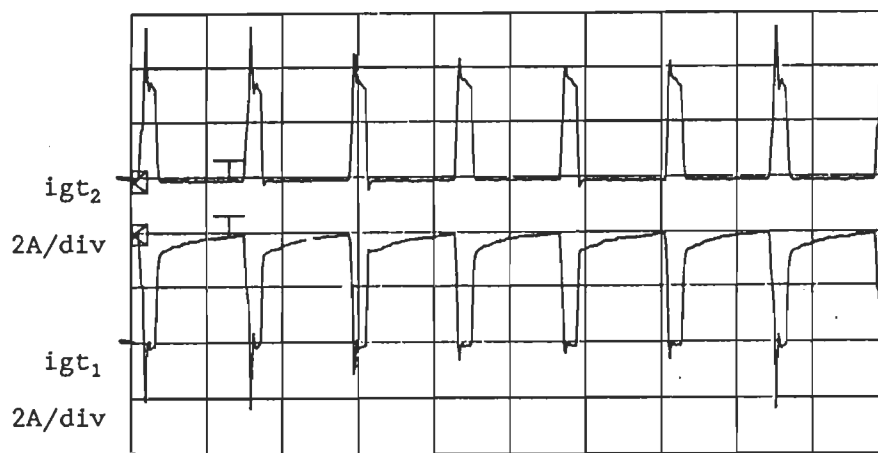
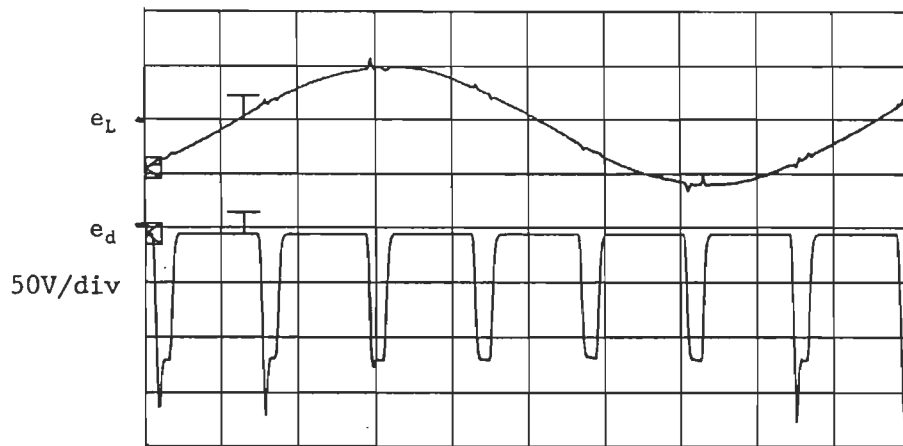


Figure 3.9

$E_d = 21 \text{ V}$   
 $\alpha = 205^\circ$   
 $k = 0.83$   
 $\phi_1 = 180^\circ$

2ms/div

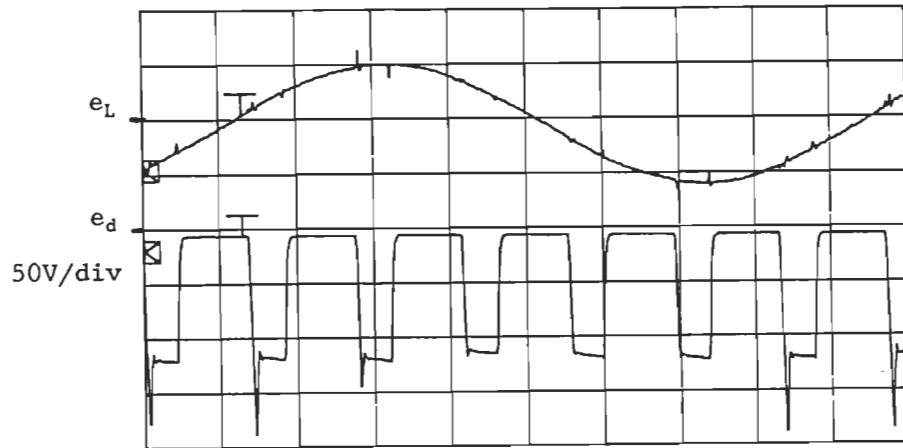
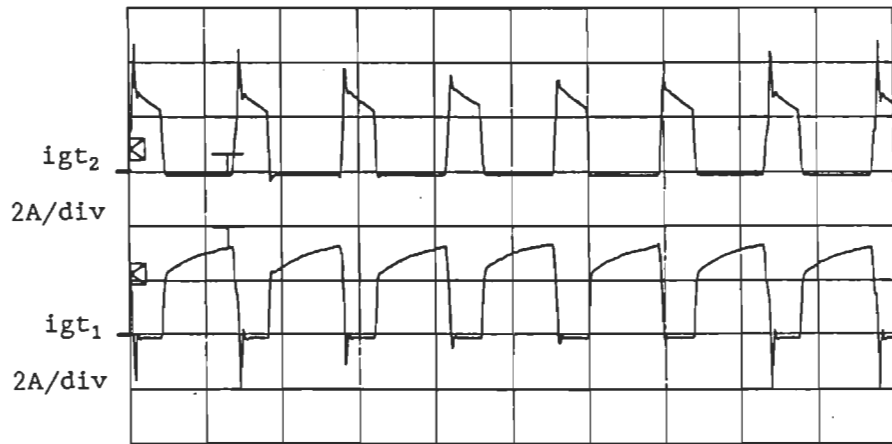
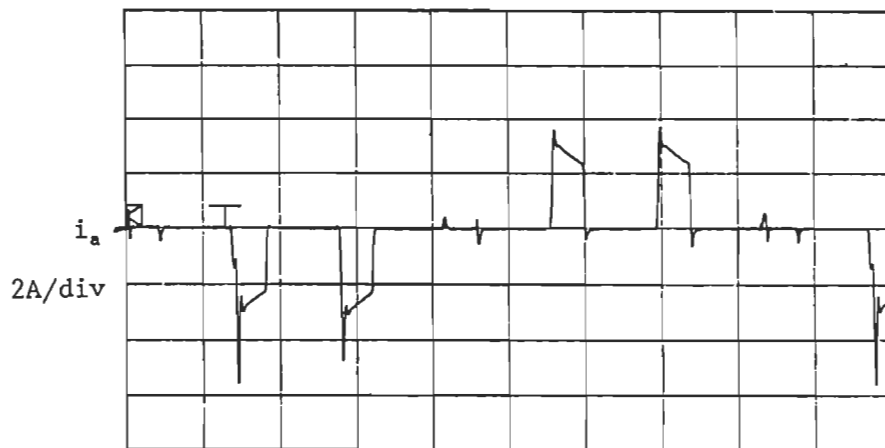


Figure 3.10



$E_d = 43 \text{ V}$   
 $\alpha = 200^\circ$   
 $k = 0.67$   
 $\varnothing_1 = 180^\circ$



2ms/div

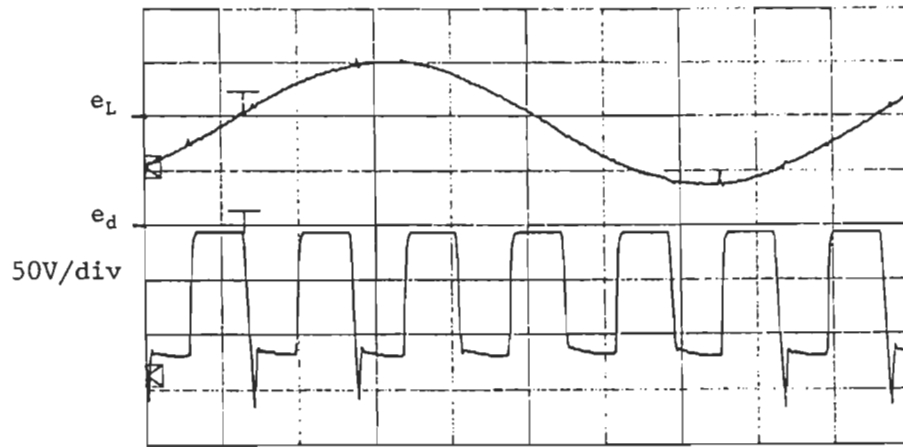
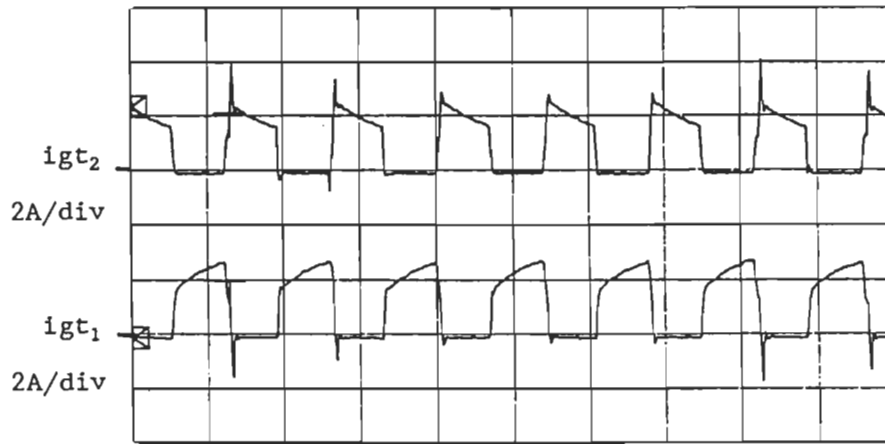
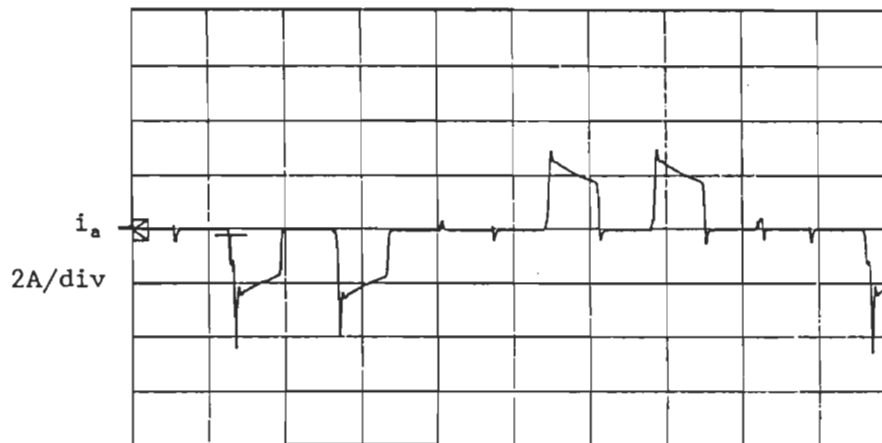


Figure 3.11



$E_d = 63 \text{ V}$   
 $\alpha = 195^\circ$   
 $k = 0.5$   
 $\phi_1 = 180^\circ$



2ms/div

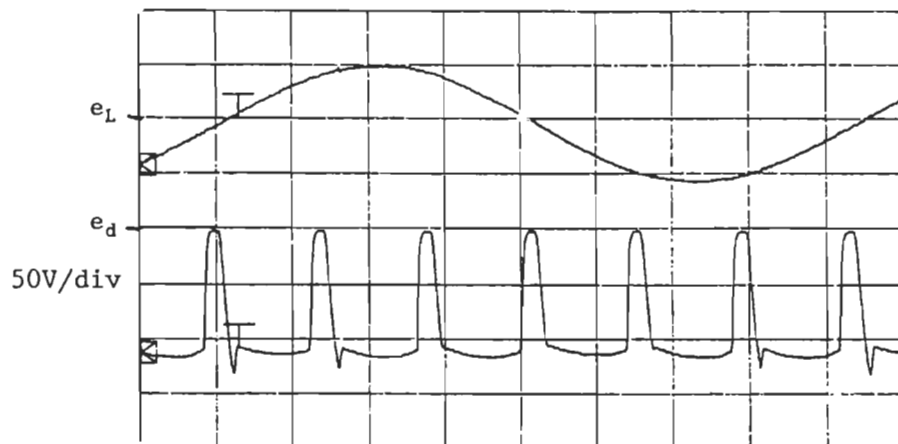
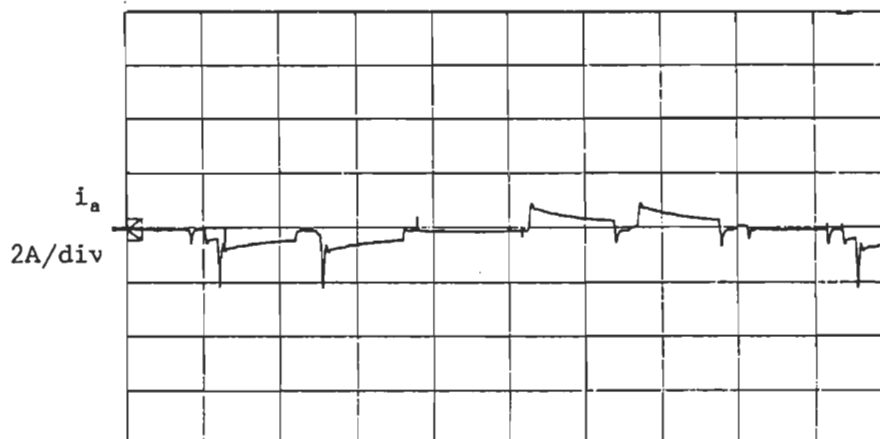


Figure 3.12



$E_d = 103 \text{ V}$   
 $\alpha = 184^\circ$   
 $k = 0.13$   
 $\varnothing_1 = 180^\circ$



2ms/div

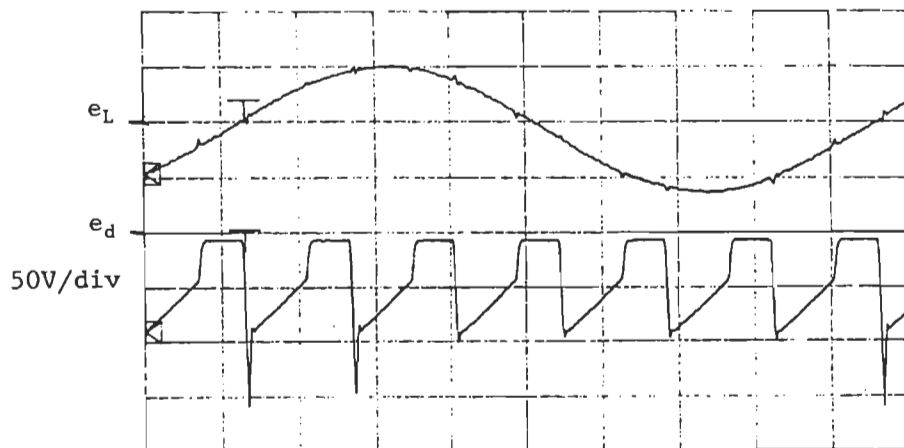
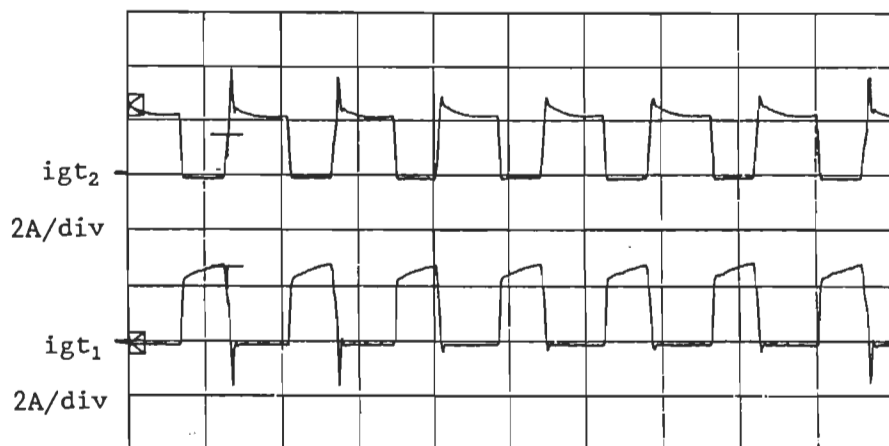
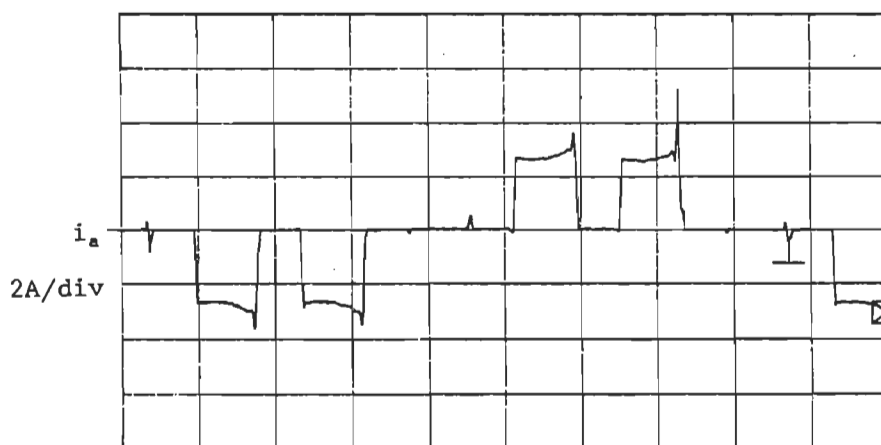


Figure 3.13



$E_d = 40 \text{ V}$   
 $\alpha = 255^\circ$   
 $k = 0.40$   
 $\varnothing_1 = 243^\circ$



2ms/div

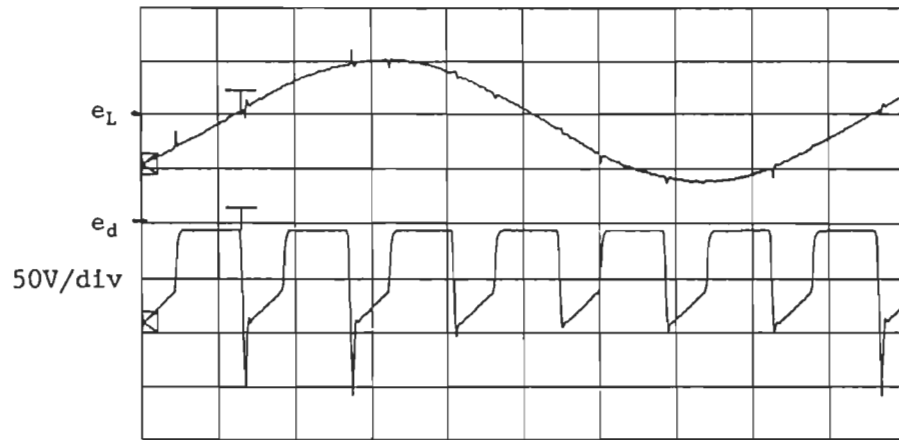
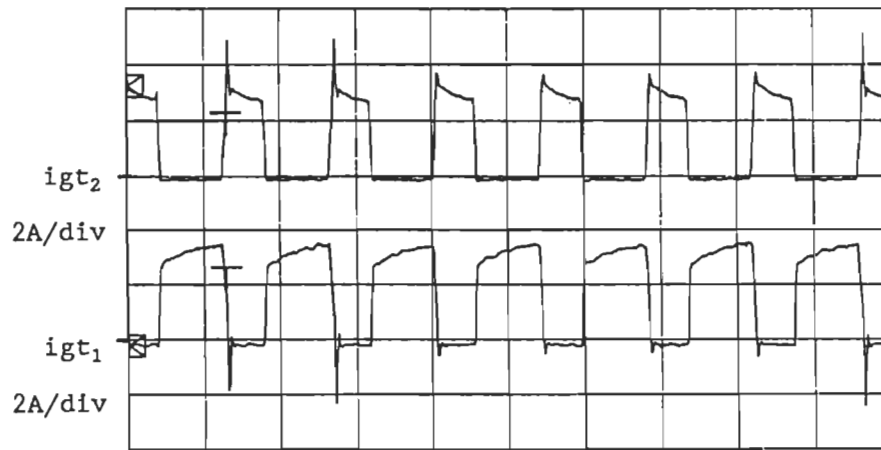
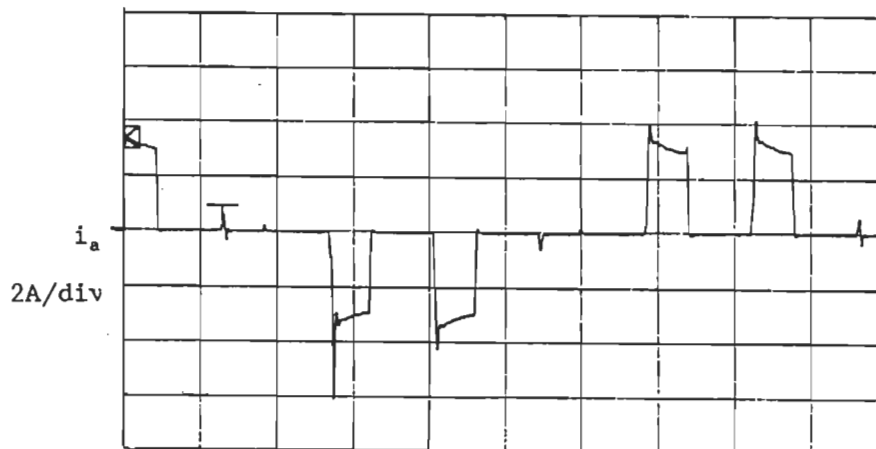


Figure 3.14



$E_d = 30 \text{ V}$   
 $\alpha = 255^\circ$   
 $k = 0.6$   
 $\varnothing_1 = 237^\circ$



2ms/div

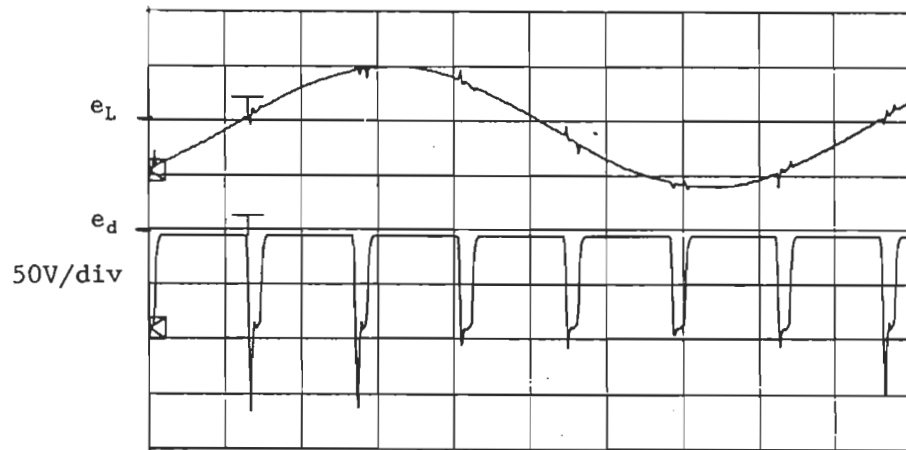
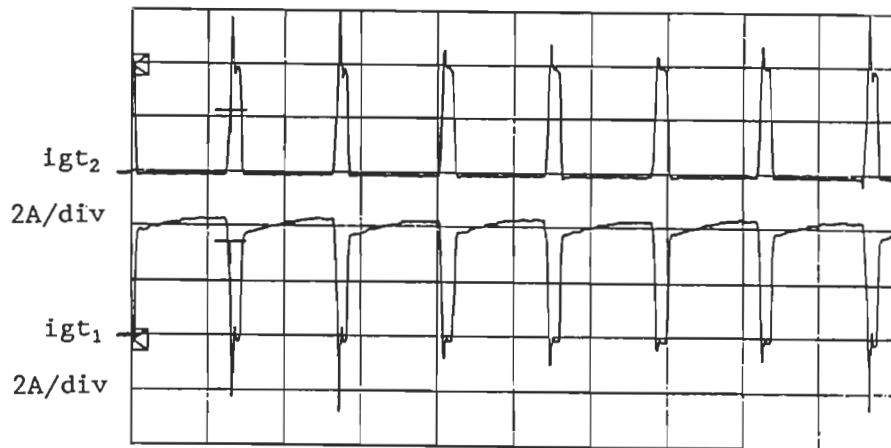
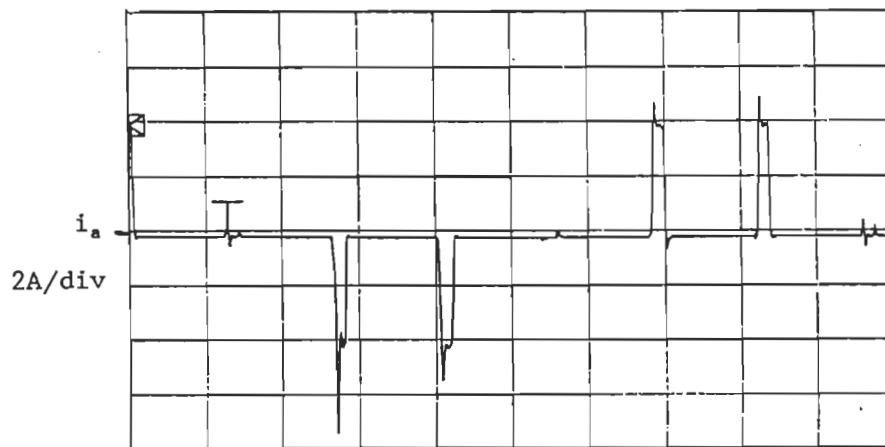


Figure 3.15



$E_d = 12\text{ V}$   
 $\alpha = 255^\circ$   
 $k = 0.87$   
 $\phi_1 = 229^\circ$



2ms/div



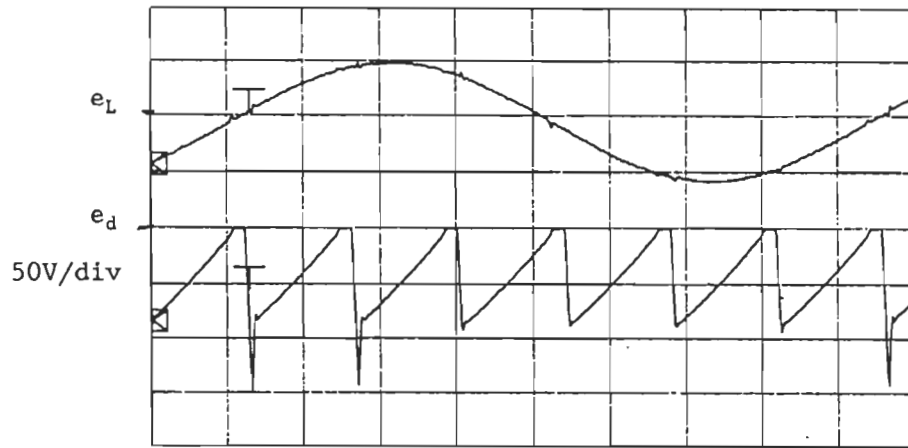
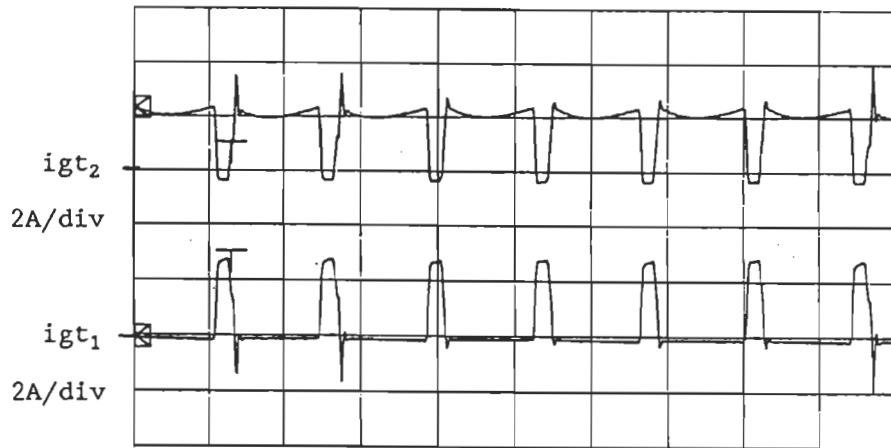
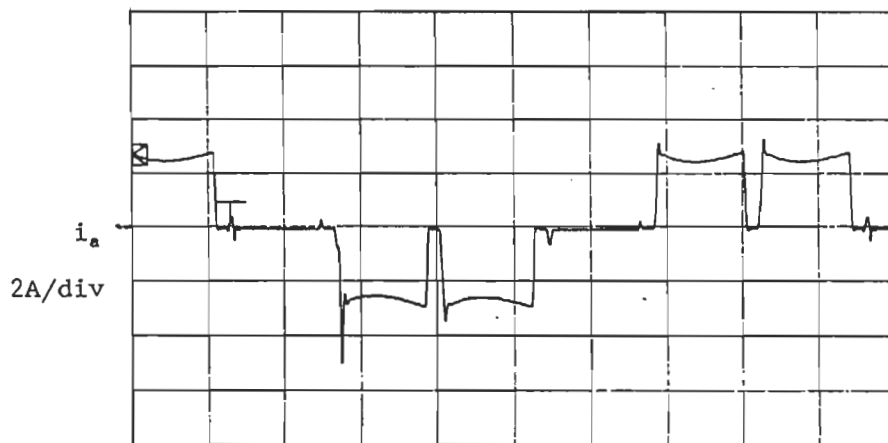


Figure 3.16



$E_d = 39 \text{ V}$   
 $\alpha = 255^\circ$   
 $k = 0.13$   
 $\varnothing_1 = 251^\circ$



2ms/div

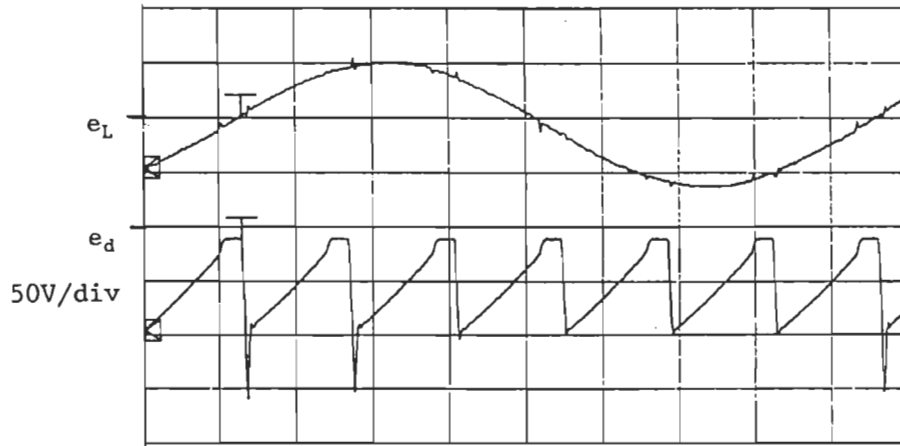
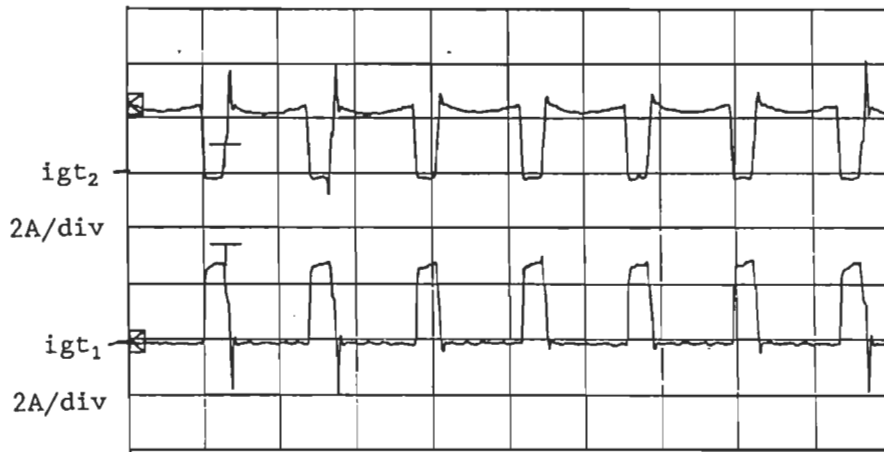
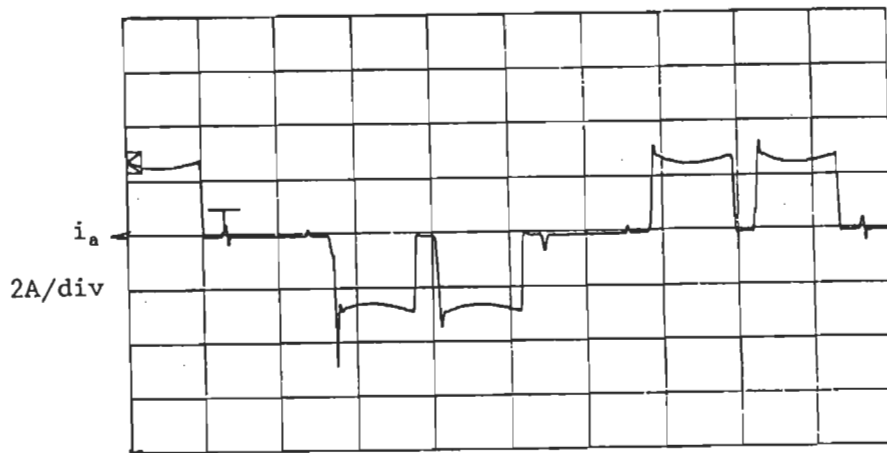


Figure 3.17



$E_d = 41 \text{ V}$   
 $\alpha = 255^\circ$   
 $k = 0.20$   
 $\phi_1 = 249^\circ$



2ms/div

### 3.2.2 Mode redresseur

Les courbes des figures 3.19 à 3.30 illustrent quelques formes d'onde de tension et de courant. Ces formes montrent l'évolution de la tension instantanée  $e_d$ , le courant de la ligne  $i_a$ , le courant  $igt_1$  dans GT01, le courant  $igt_2$  dans GT02 et la tension aux bornes de la charge (R,L) soit  $V_c$ .

Le tableau 3.2 résume les mêmes valeurs prélevées pratiquement en fonction des mêmes consignes que celles du tableau 3.1.

Les figures 3.19 et 3.28 illustrent les formes d'ondes pour un rapport cyclique de GT01  $k = 0$ .

Les figures 3.21, 3.22 et 3.23 illustrent les formes d'onde pour un facteur de déplacement unitaire  $\cos\phi_1 = 1$  où  $\phi_1 = 0^\circ$ .

Les figures 3.23, 3.24 et 3.25 illustrent les formes d'onde pour une tension réduite de  $0.5 E_d/E_0 = 0.5$ .

Les figures 3.25 et 3.26 illustrent les formes d'onde pour un facteur de déplacement le plus capacitif possible qu'on peut obtenir grâce à notre montage.

Les figures 3.27, 3.28, 3.29 et 3.30 illustrent les formes d'onde dans la zone A (voir fig. 3.18) là où GT02 n'est pas nécessaire à cause de la commutation des thyristors principaux qui se fait naturellement.

Les figures 3.20, 3.23 3.25 et 3.27 illustrent les formes d'onde pour  $k = 0.5$ .

Remarque

Comme on peut le voir à la figure 3.18, la zone D et une partie de la zone C semblent être inaccessibles, alors qu'en théorie tout est possible. Ceci est dû au fait que l'angle  $\alpha_{max}$  est limité à  $255^\circ$  à cause de notre port d'entrée qui est limité à 8 bits.

On remarque aussi que pour tous les points, 3.19 jusqu'à 3.26 GT01 peut être remplacé par une diode.

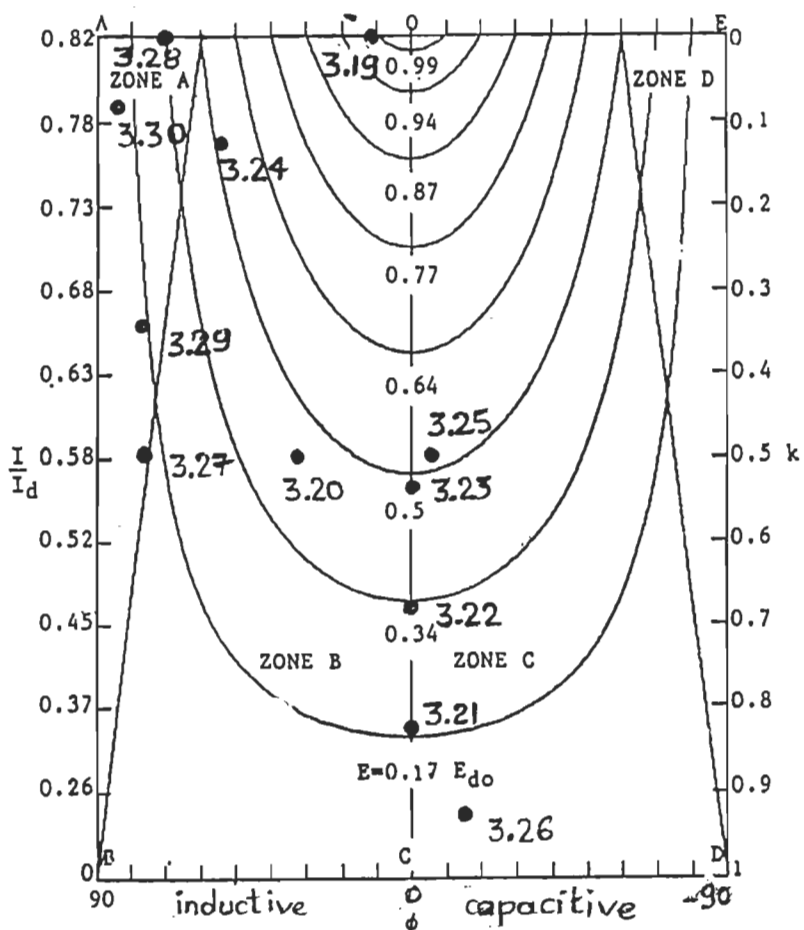


Figure 3.18 - Situation des points expérimentaux en mode redresseur sur le diagramme d'opération.

\*\*\*\*\* TABLEAU \*\*\*\*\*

$\Phi_1$ cons deg	k %	$\alpha$ deg	PA w	PC w	$\Phi_1$ mesu deg	Ed V	Ed — Edo	Ia A	Id A	$\lambda$ F.P	PTS N°	VALEURS FOUR
11°	0	11°	125	154	10°	59	.980	3.70	4.6	.937	3.19	k = 0
70°	0	70°	-6	56	65°	25	.417	1.88	3.1	.327	3.28	
0°	.83	25°	14	15	3°	11	.183	0.90	2.35	.419	3.21	$\Phi_1 = 0^\circ$ cos( $\Phi_1$ )=1
0°	.67	20°	31	32	2°	21	.350	1.40	2.80	.572	3.22	
0°	.52	16°	51	49	-2°	29	.483	1.88	3.20	.686	3.23	
0°	.52	16°	51	49	-2°	29	.483	1.88	3.20	.686	3.23	Ed — = 0.5 Edo
57°	.12	60°	14	122	54°	33	.550	2.60	3.30	.493	3.24	
-4°	.50	11°	56	50	-6°	30	.500	1.90	3.20	.697	3.25	
-4°	.50	11°	56	50	-6°	30	.500	1.90	3.20	.697	3.25	cos( $\Phi_1$ ) très capacitif
-17°	.92	11°	10	7	-17°	06	.100	0.65	2.20	.270	3.26	
77°	.50	92°	-10	28	75°	08	.133	1.45	2.30	.157	3.27	GTO2 n'est pas indispensable
70°	0	70°	-06	56	65°	21	.467	2.50	3.00	.327	3.28	
76°	.36	92°	-10	30	74°	14	.233	1.50	2.30	.190	3.29	
87°	.08	90°	-27	39	84°	07	.116	1.70	2.20	.048	3.30	
33°	.50	48°	30	58	29°	25	.417	1.88	3.10	.586	3.20	k = 0.5
0°	.52	16°	51	49	-2°	29	.483	1.88	3.20	.686	3.23	
-4°	.50	11°	56	50	-6°	30	.500	1.90	3.20	.697	3.25	
77°	.50	92°	-10	28	75°	08	.133	1.45	2.30	.157	3.27	

TABLEAU 3.2 : Tableau des valeurs mesurées et calculées Edo = 60V  
pour le convertisseur en mode redresseur Ell = 52V

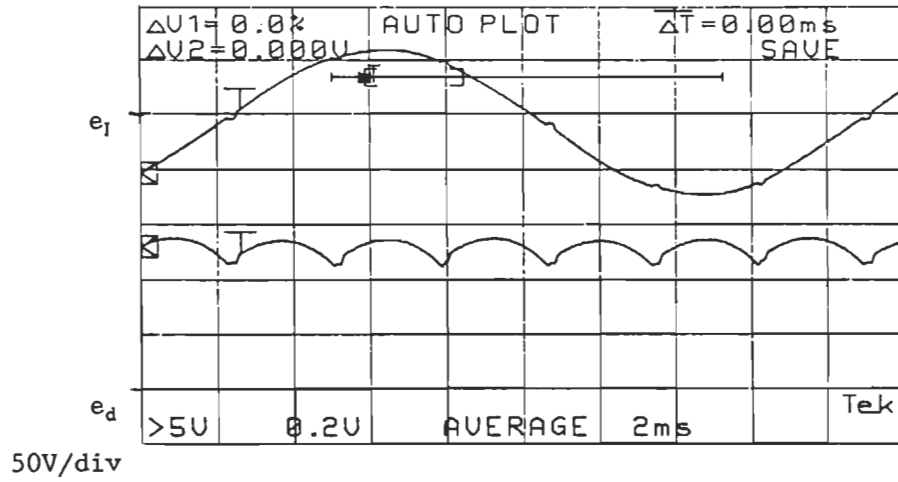
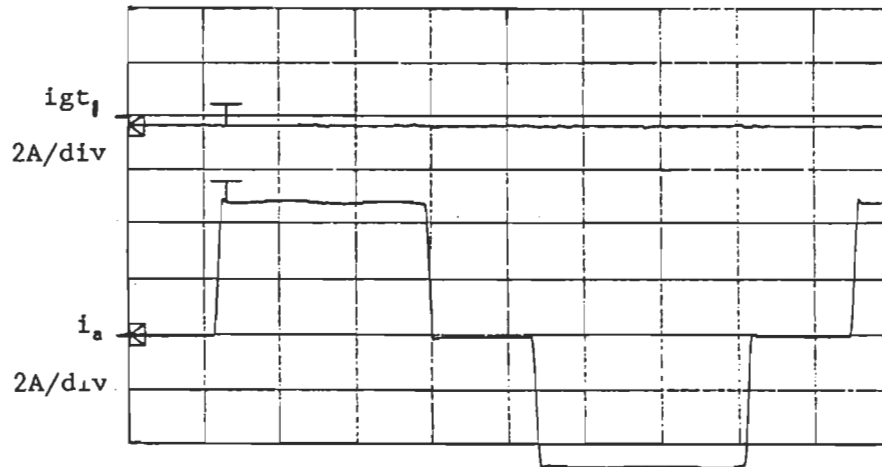
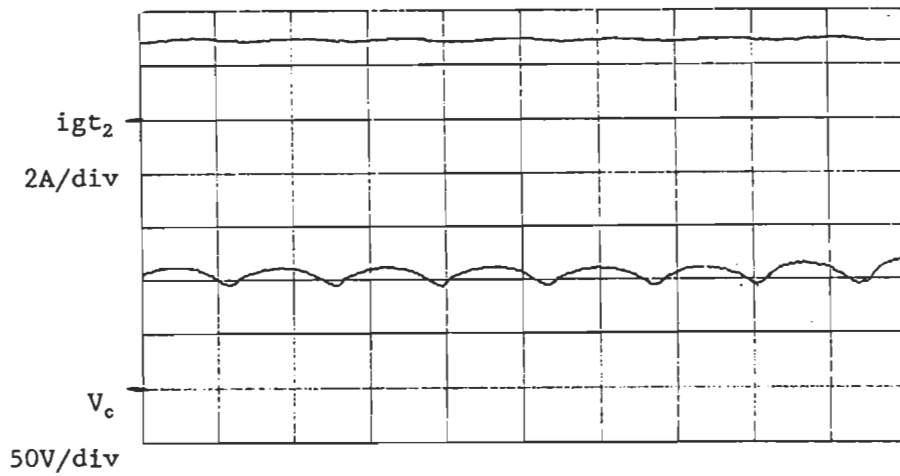


Figure 3.19



$\alpha = 11^\circ$   
 $E_d = 59$   
 $k = 0$   
 $\phi_1 = 11^\circ$



2ms/div

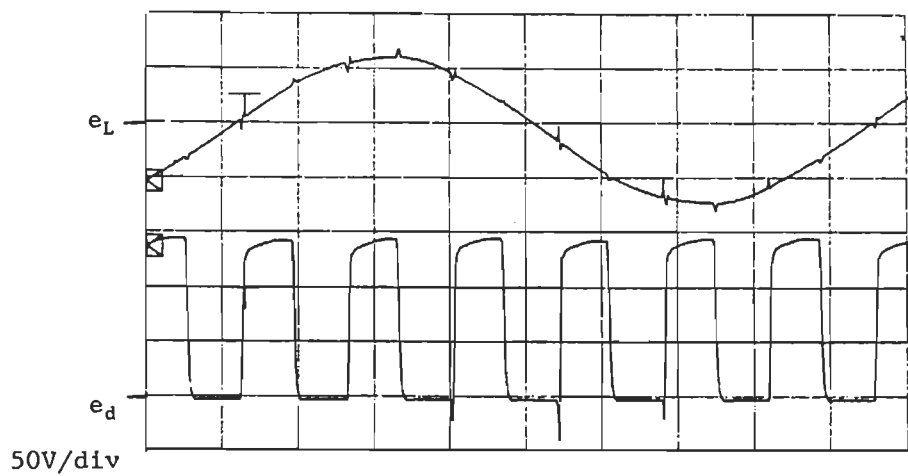
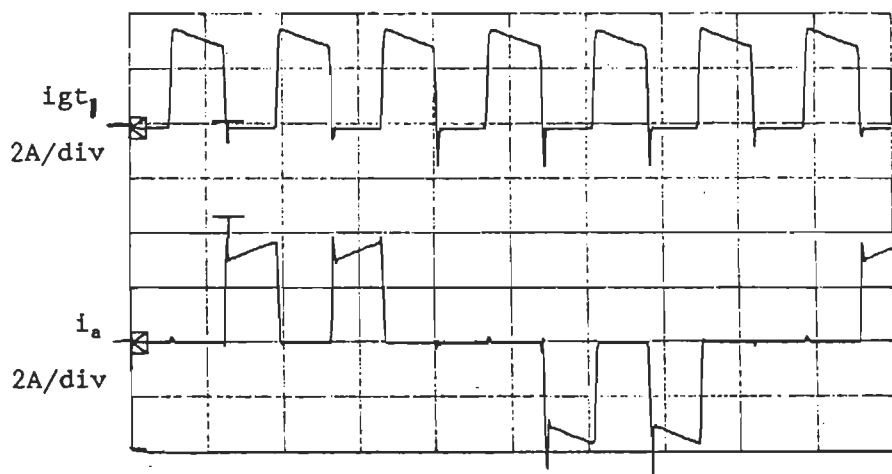
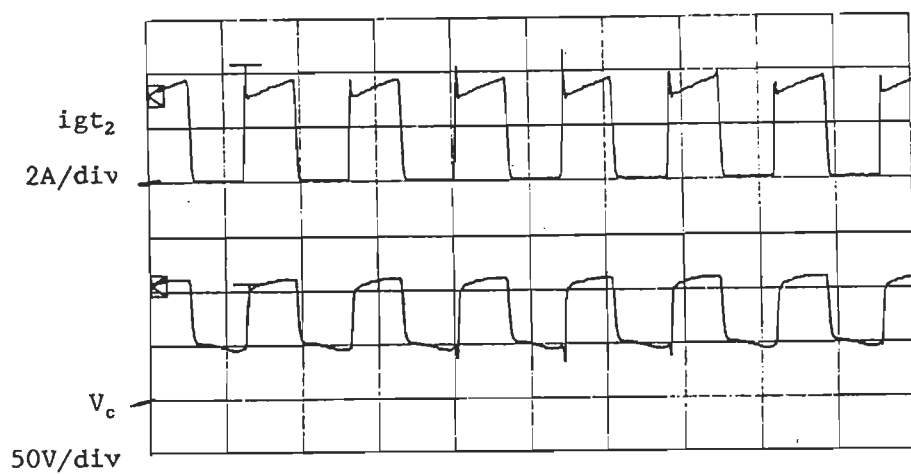


Figure 3.20



$\alpha = 48^\circ$   
 $E_d = 25$   
 $k = 0.5$   
 $\phi_1 = 33^\circ$



2ms/div

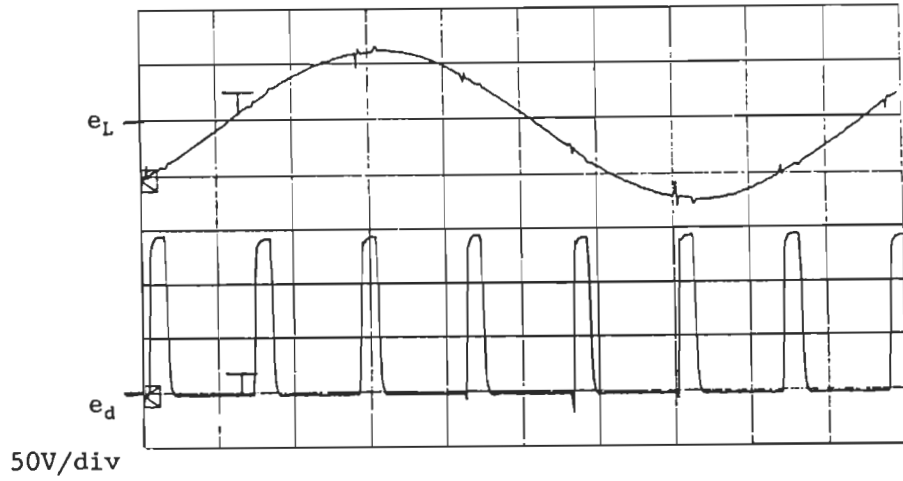
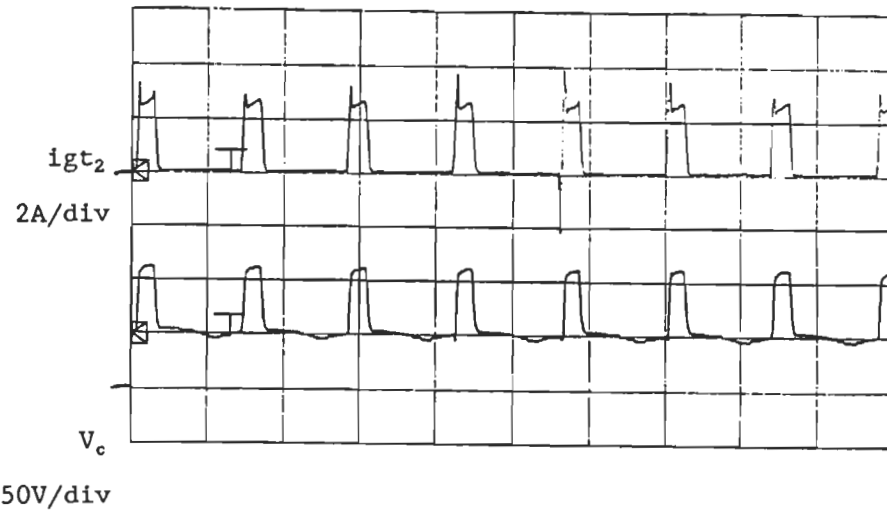
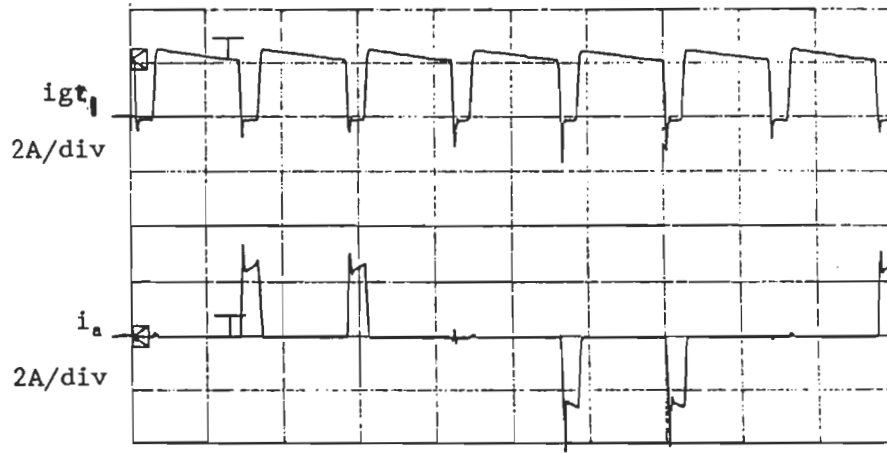


Figure 3.21

$\alpha = 25^\circ$   
 $E_d = 11$   
 $k = 0.83$   
 $\phi_1 = 0^\circ$

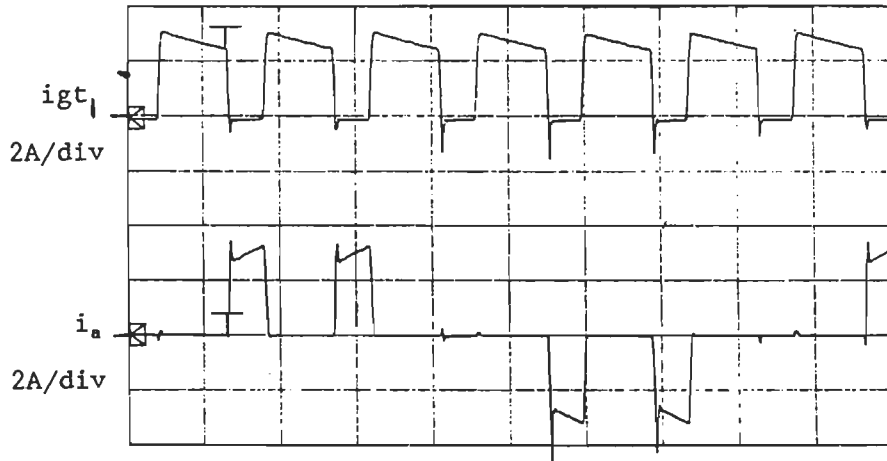


2ms/div

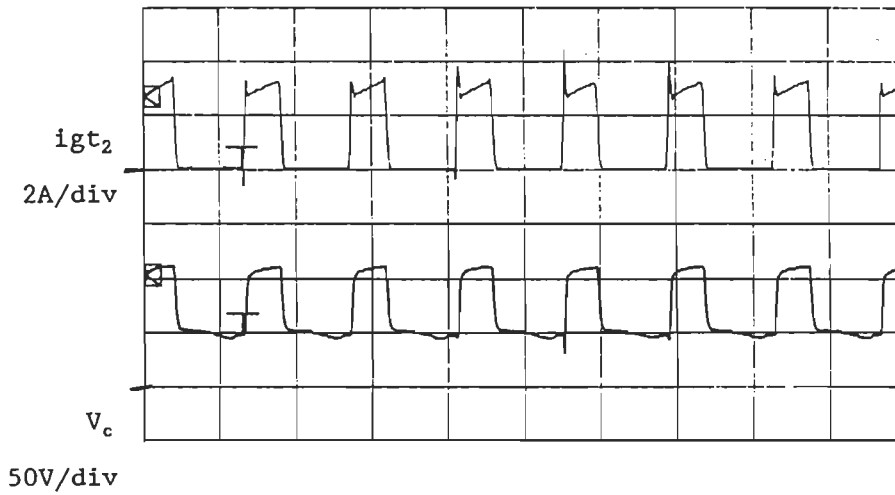




Figure 3.22



$\alpha = 20^\circ$   
 $E_d = 21$   
 $k = 0.67$   
 $\phi_1 = 0^\circ$



2ms/div

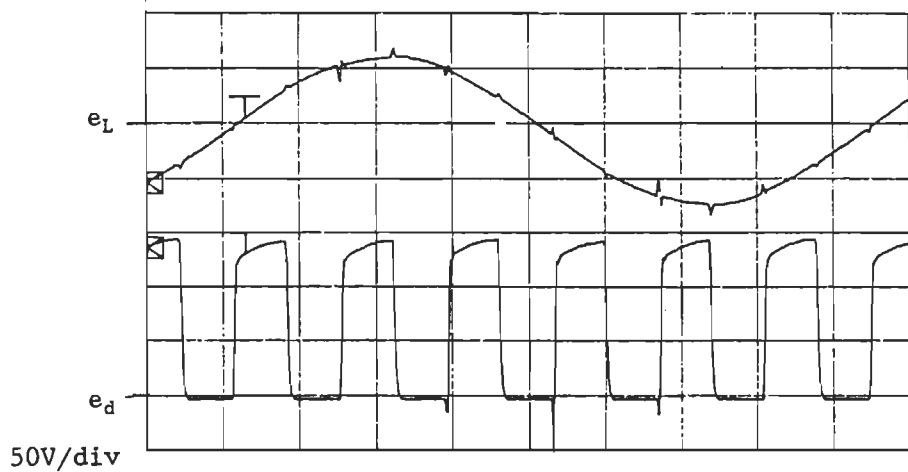
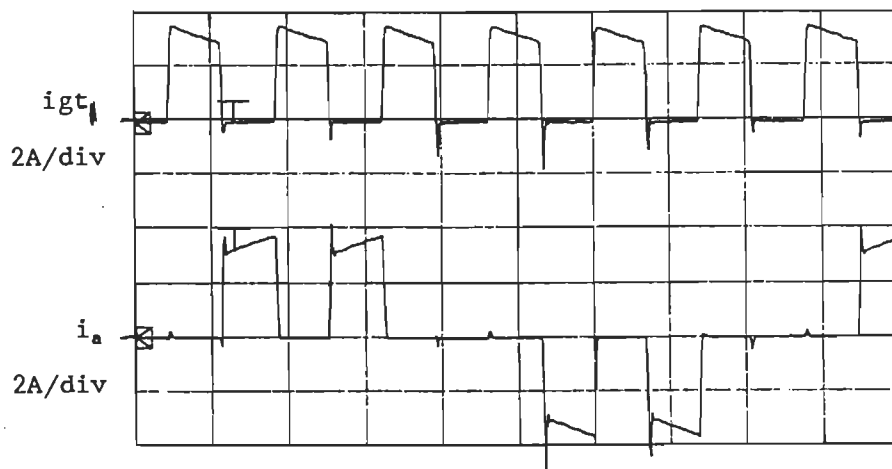
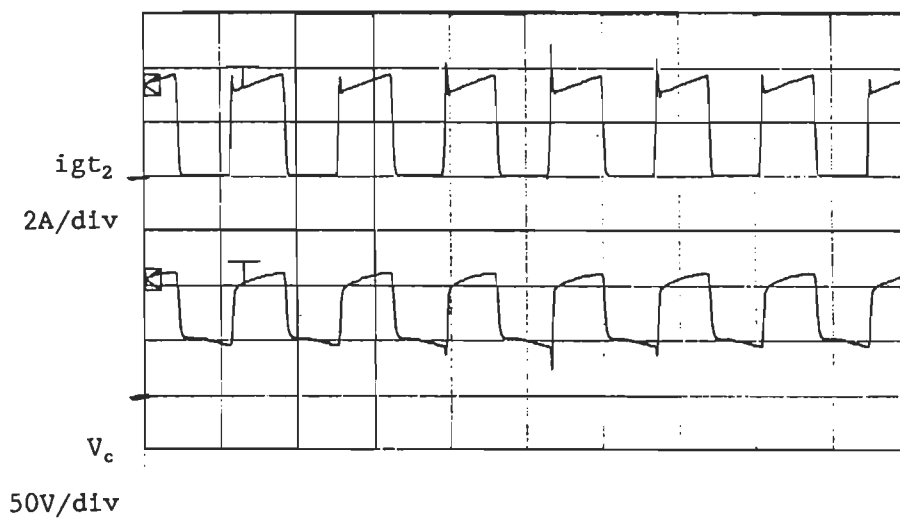


Figure 3.23



$\alpha$  -  $16^\circ$   
 $E_d$  - 29  
 $K_d$  - 0.52  
 $\theta_1$  -  $0^\circ$



2ms/div

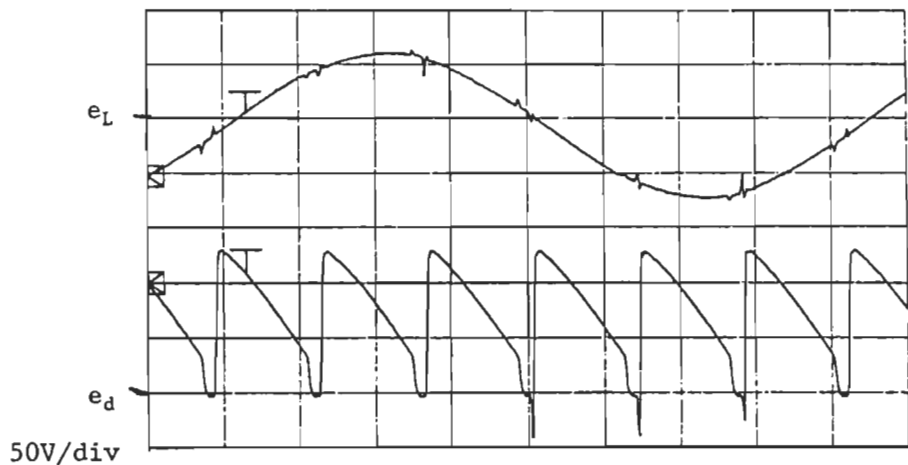
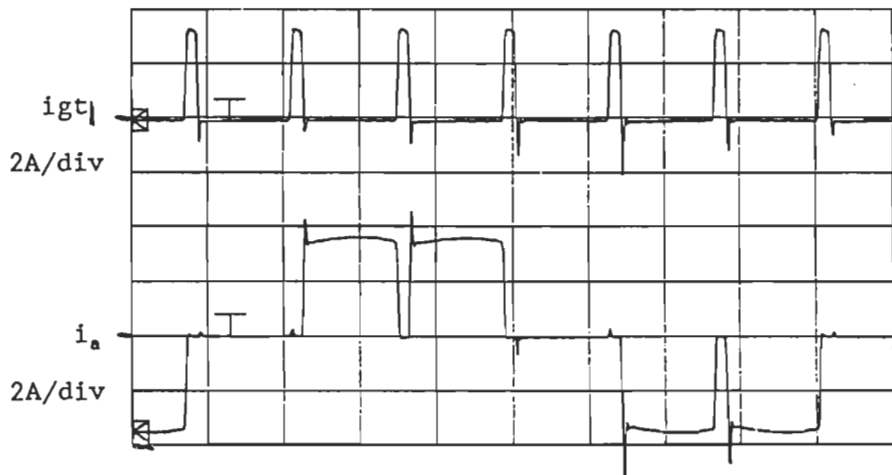
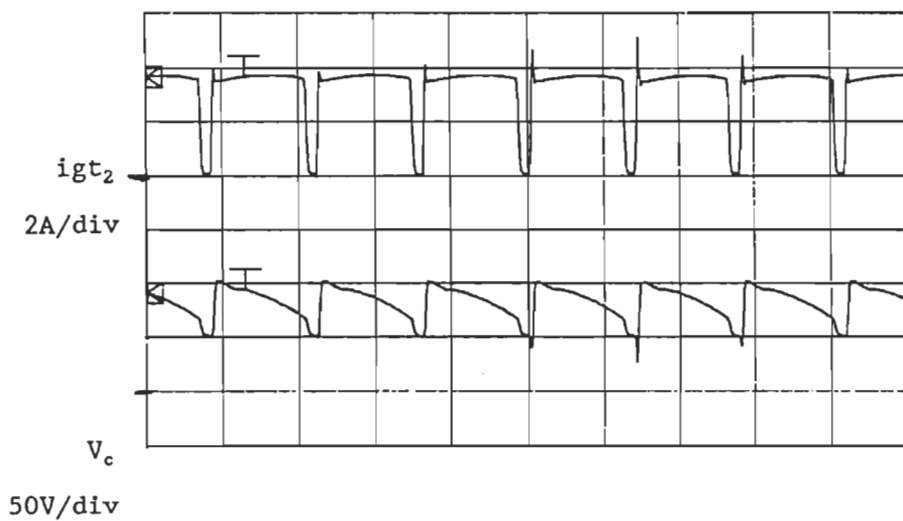


Figure 3.24



$\alpha = 60^\circ$   
 $E_d = 33$   
 $k = 0.12$   
 $\phi_1 = 57^\circ$



2ms/div

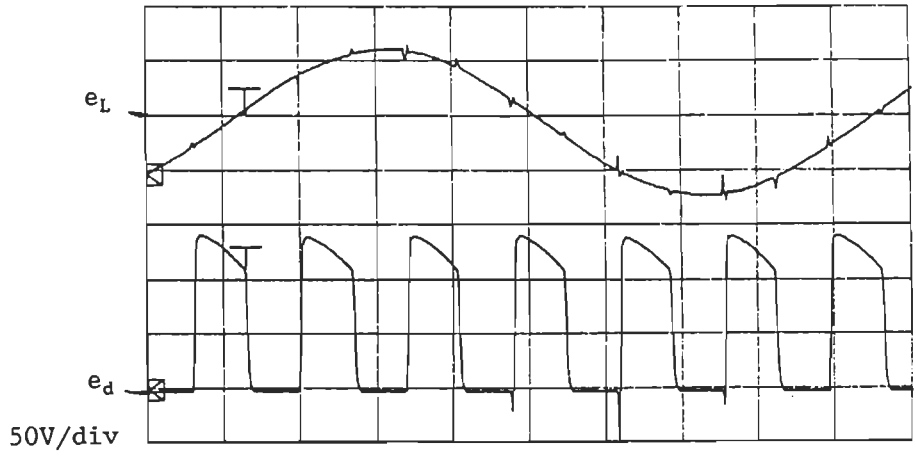
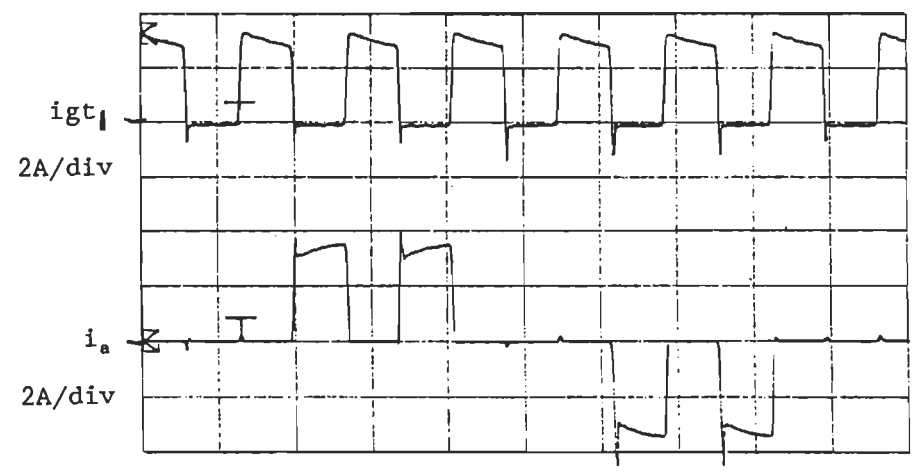
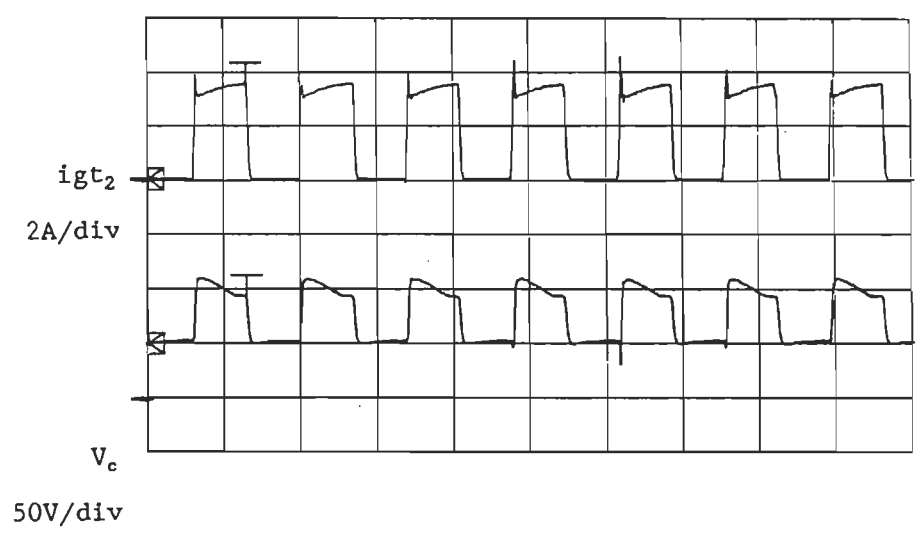


Figure 3.25



$\alpha = 11^\circ$   
 $E_d = 30$   
 $k = 0.5$   
 $\phi_1 = -4^\circ$



2ms/div

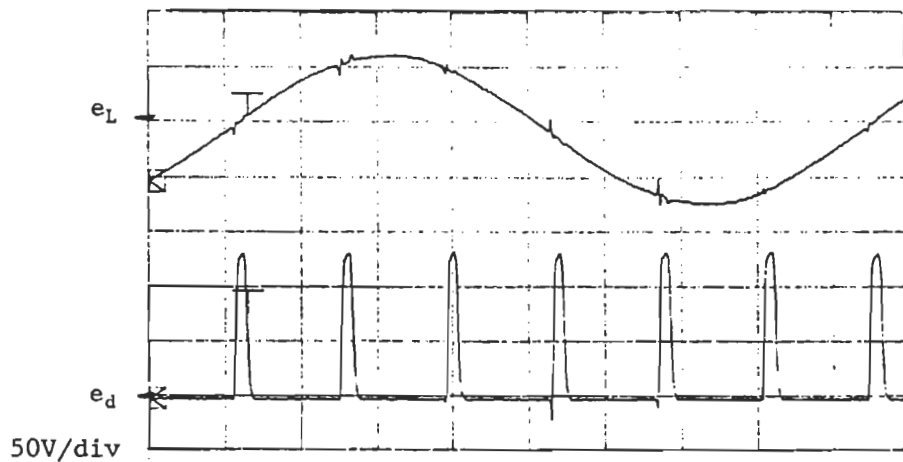
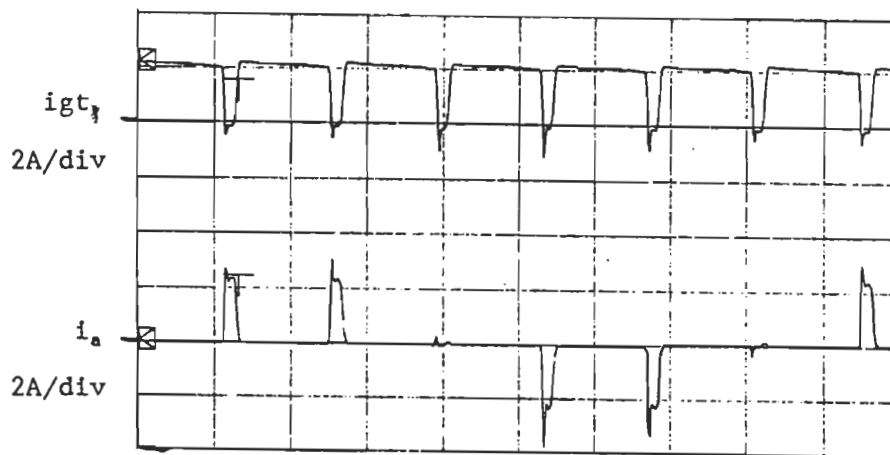


Figure 3.26



$\alpha = 11^\circ$   
 $E_d = 6$   
 $k = 0.92$   
 $\phi_1 = -17^\circ$



2ms/div

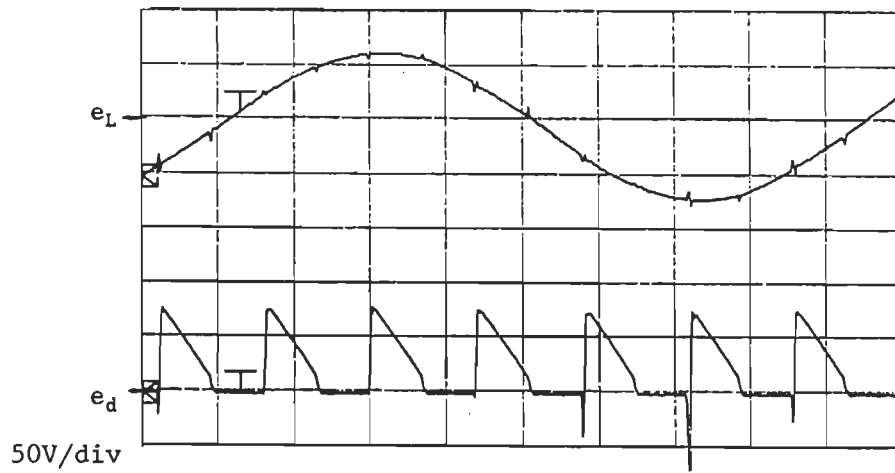
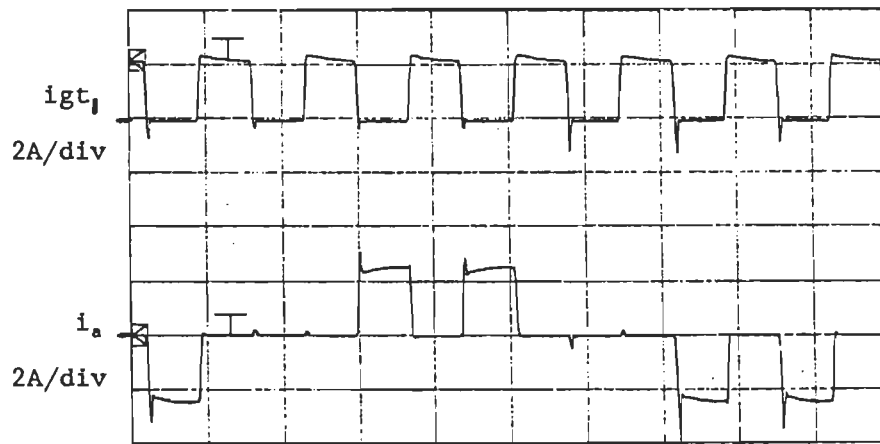
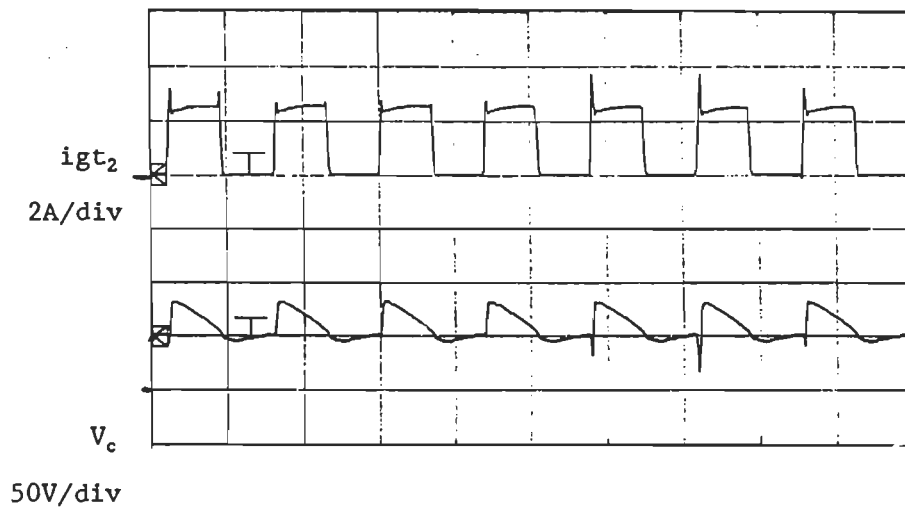


Figure 3.27



$\alpha = 92^\circ$   
 $E_d = 8$   
 $k = 0.5$   
 $\phi_1 = 77^\circ$



2ms/div

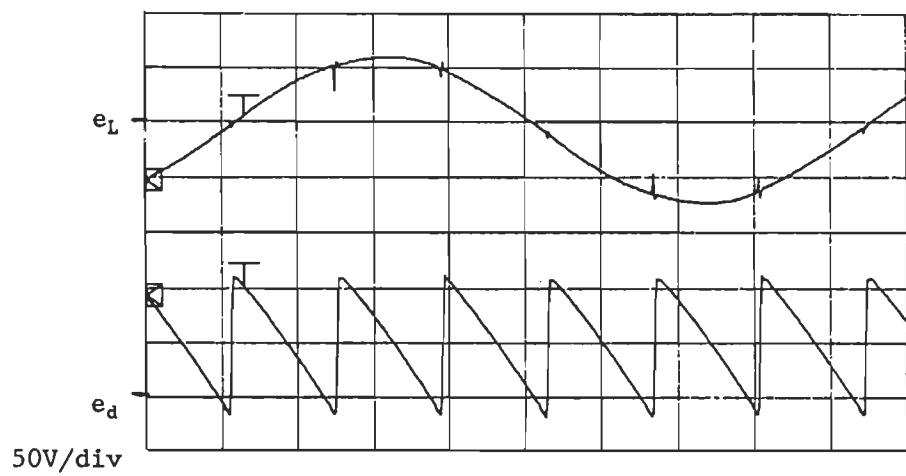
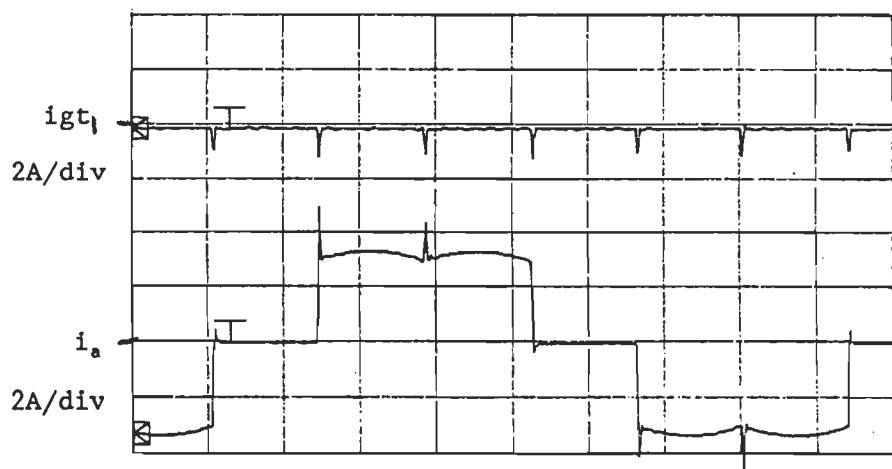
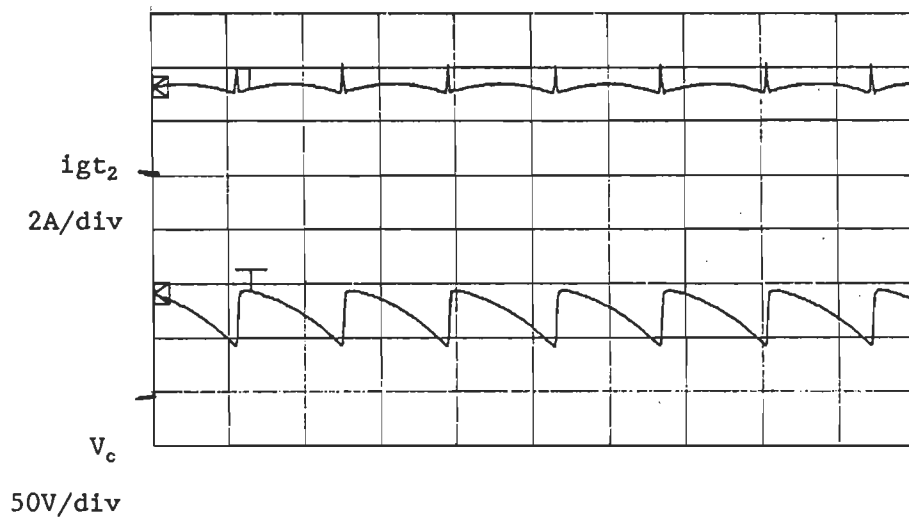


Figure 3.28



$\alpha = 70^\circ$   
 $E_d = 21$   
 $k = 0$   
 $\phi_1 = 70^\circ$



2ms/div

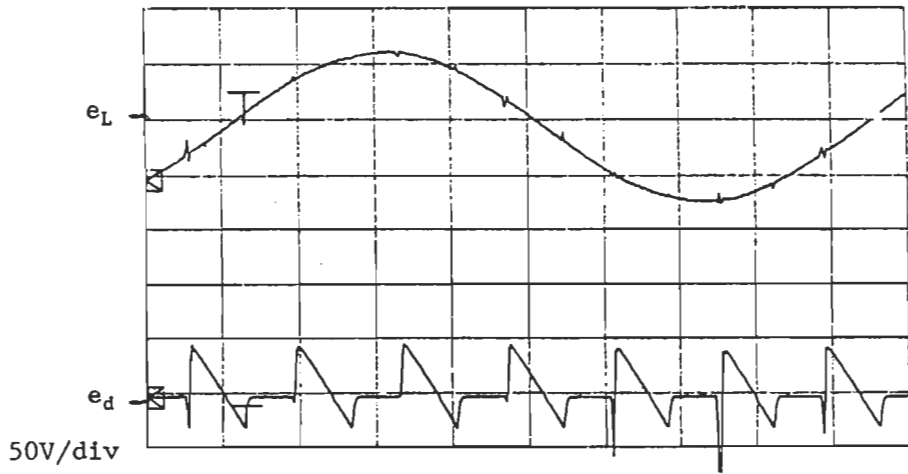
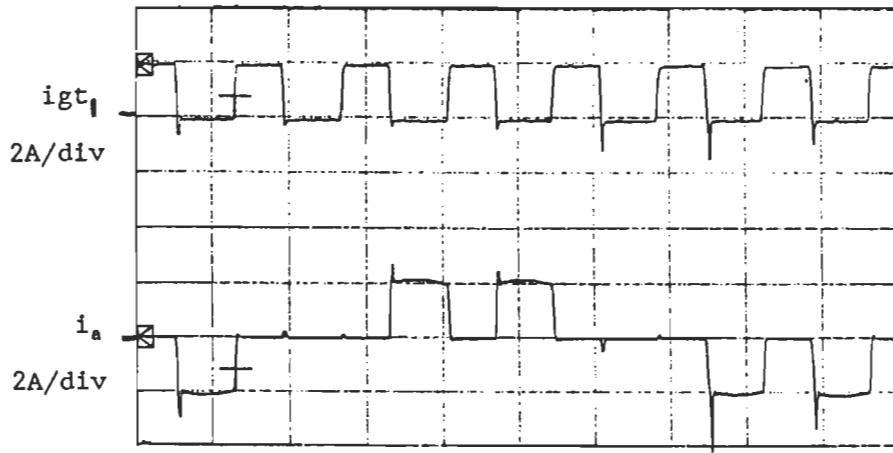
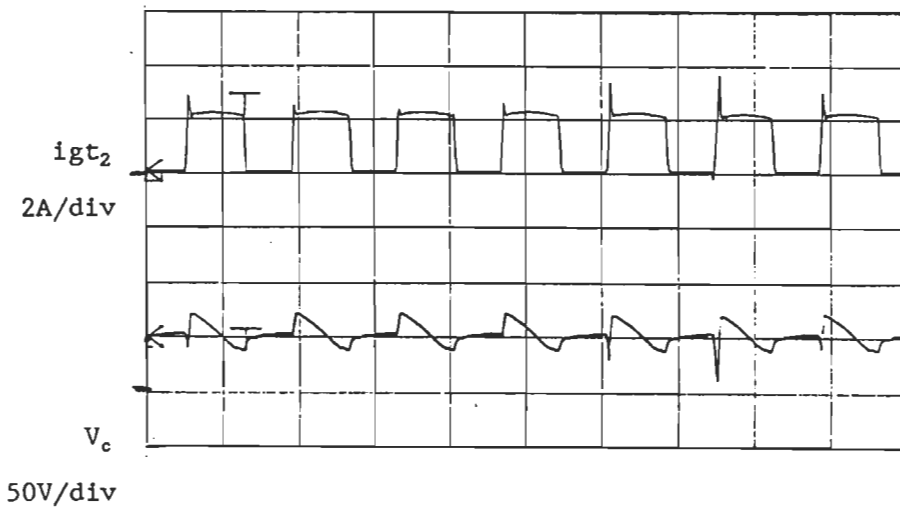


Figure 3.29



$\alpha$  -  $92^\circ$   
 $E_d$  - 14  
 $k$  - 0.36  
 $\phi_1$  -  $76^\circ$



2ms/div



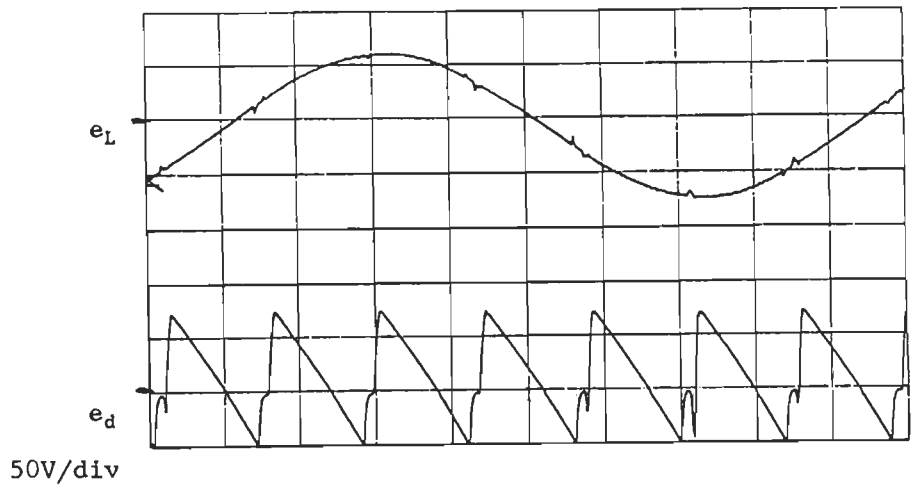
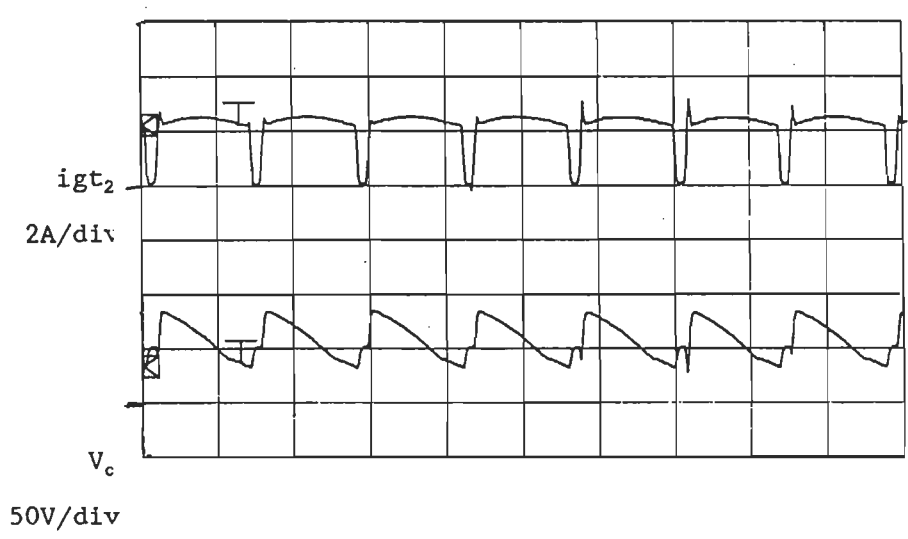


Figure 3.30

$\alpha = 90^\circ$   
 $E_d = 7$   
 $k = 0.08$   
 $\phi_1 = 87^\circ$



2ms/div

## 3.2.3 Transitions d'un mode à l'autre

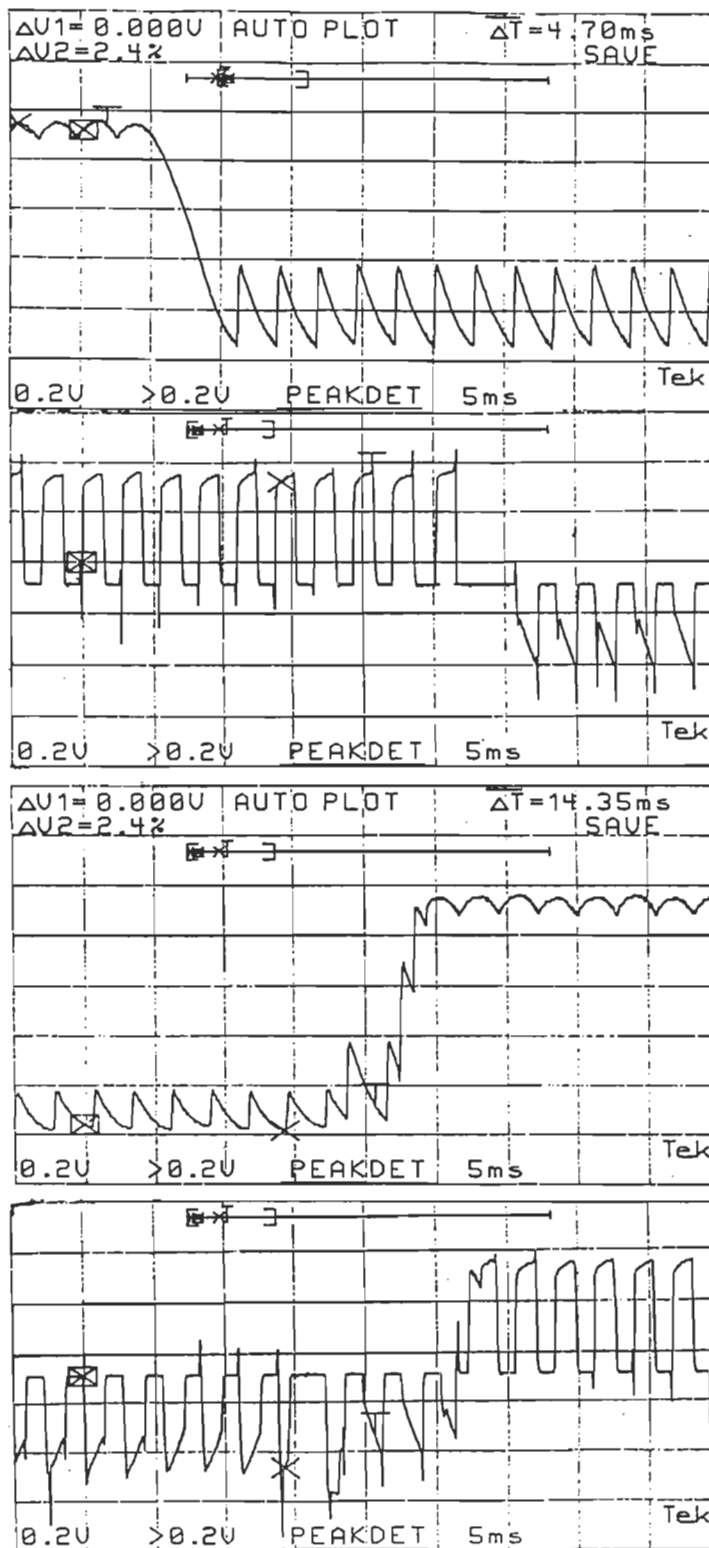


Figure 3.31 - Transitions d'un mode à l'autre.

## CONCLUSION

Ce mémoire présente une étude analytique complète d'une nouvelle famille hybride de convertisseurs. Cette famille diffère des ponts classiques par l'ajout d'un ou de deux thyristors blocables. Cet ajout permet d'ajuster le facteur de déplacement qui peut être inductif ou capacitif, ou bien unitaire. Cette variabilité, améliore considérablement les performances des ponts qui deviennent d'excellents candidats pour divers entraînements de machines électriques à vitesse variable, dont la cascade hyposynchrone.

Dans ce mémoire, l'intérêt est mis plus particulièrement sur le convertisseur à sept thyristors généralisé. Ce convertisseur fonctionne aussi bien en onduleur qu'en redresseur et qui par conséquent, englobe le cas du convertisseur à sept thyristors; ce dernier fonctionne surtout en onduleur.

En mode onduleur, il y a la zone (D) sur le diagramme d'opération (figure 3.0) qui est inaccessible par le convertisseur à sept thyristors, parce qu'elle nécessite la commutation forcée des thyristors principaux. Cette même zone est accessible à l'aide du convertisseur à sept thyristors généralisé, ce qui lui donne un avantage sur le pont à sept thyristors en mode onduleur (voir figure 1.33).

Dans une cascade hyposynchrone, le convertisseur est utilisé en mode onduleur, ce qui fait que le mode redresseur du convertisseur à sept

thyristors généralisé ne sera plus utile. L'avantage qu'on vient de décrire dans le paragraphe précédent, n'est pas suffisant pour justifier le remplacement du convertisseur à sept thyristors par le convertisseur à sept thyristors généralisé. Cependant, lorsqu'on parle de choisir un onduleur, un redresseur ou un convertisseur bidirectionnel avec des performances exceptionnelles, le convertisseur à sept thyristors généralisé est le candidat parfait.

Dans ce mémoire, on a montré que le convertisseur est réalisable pratiquement et que le GTO est meilleur qu'un transistor de puissance pour notre application. Cependant, un problème reste à régler; celui des surtensions qui se produisent lorsque le thyristor blocable s'éteint.

Finalement, ce mémoire a ouvert une porte à une nouvelle génération de convertisseurs de courant.

## BIBLIOGRAPHIE

- [0] CHOKRI, E., "Etudes d'onduleurs hybrides à facteur de déplacement ajustable", Mémoire de Maîtrise (M.Sc.A.), Ecole Polytechnique de Montréal.
- [1] DRURY, W., JONES, B.L. et BROWN, J.E., "Application of Controlled Flywheeling to Recovery Bridge of a Static Kramer Drive", IEEE Proc. B., Electr. Power Appl., 130(2), pp. 73-85.
- [2] OLIVIER, G., STEFANOVIC, V.R. et APRIL, G.E., "Evaluation of Phase Commutated Converters for Slip-Power Control in Induction Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-19, 105-112 (1983).
- [3] BOSE, B.K., "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, New-Jersey, U.S.A. (1986).
- [4] OLIVIER, G., APRIL, G.E. et BEAUDIN, S., "Convertisseur de courant bidirectionnels à facteur de déplacement unitaire", Conférence Canadienne sur les Communications et l'Énergie, Montréal, du 13 au 15 octobre, 193-197 (1982).
- [5] OLIVIER, G., "Étude comparative et commande de convertisseurs triphasé avec application aux machines électriques", Thèse de doctorat, Université Concordia, Montréal (1982).
- [6] RISSIK, H., "The Fundamental Theory of Arc Convertors", Chapman & Hall Ltd., London (1939).
- [7] SHEPHERD, W., et ZAND, P., "Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits", Cambridge University Press, Great Britain (1979).
- [8] BOUCHARD, M., "Prototype expérimental d'un circuit de commande d'un GTO", Projet de fin d'études, École Polytechnique de Montréal 1985.

ANNEXE A

LOGICIEL DE LA COMMANDE DES THYRISTORS

ASSIGNATION DE LA MÉMOIRE

ADRESSES	DESCRIPTION
0000 - 003F	INTERDIT
0040 - 004F	6522 #1
0050 - 007F	INTERDIT
0080 - 008F	6522 #2
0090 - 00BF	INTERDIT
00C0 - 00FF	MEMOIRE VIVE, PAGE ZERO
0100 - 01BF	INTERDIT
01C0 - 01FF	MEMOIRE VIVE, PILE
0200 - AFFF	INTERDIT
B000 - BFFF	MEMOIRE MORTE #1

## ASSIGNATION DE LA PAGE ZÉRO

ADRESSE	NOM	DESCRIPTION
C0	ANGLU,0	ALPHA DESIRE
C1	ANGLU,1	DELTA DESIRE
C2	ANGLA,0	ALPHA EN COURS, PROGRAMME PRINCIPAL
C3	ANGLA,1	DELTA EN COURS, PROGRAMME PRINCIPAL
C4	ANGLP,0	PROCHAIN ALPHA
C5	ANGLP,1	PROCHAIN DELTA
C6	ANGEC,0	ALPHA EN COURS, PROGRAMME D'INTERRUPTION
C7	ANGEC,1	DELTA EN COURS, PROGRAMME D'INTERRUPTION
C8	FAN1,0	IND. ERREUR DE PHASE SUR ALPHA CALCULEE
C9	FAN1,1	IND. ERREUR DE PHASE SUR DELTA CALCULEE
CA	FAN2,0	IND. INTERVALLE CALCULEE (ALPHA)
CB	FAN2,1	IND. INTERVALLE CALCULE (DELTA)
CC	FAN3,0	IND. INVERVALLE PRET POUR INT. (ALPHA)
CD	FAN3,1	IND. INVERVALLE PRET POUR INT. (DELTA)
CE	EREUR,0	IND. DE SYNCHRONISME (ALPHA)
CF	EREUR,1	IND. DE SYNCHRONISME (DELTA)



D0	ERL,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET INF., PROG. PRINC.
D1	ERL,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET INF., PROG. PRINC.
D2	ERH,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET SUP., PROG. PRINC.
D3	ERH,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET SUP., PROG. PRINC.
D4	ERRL,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET INF., PROG. D'INT.
D5	ERRL,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET INF., PROG. D'INT.
D6	ERRH,0	ERREUR SUR ALPHA, OCTET SUP., PROG. D'INT.
D7	ERRH,1	ERREUR SUR DELTA, OCTET SUP., PROG. D'INT.
D8	DELP,0	INTERVALLE EN DEGRES (ALPHA)
D9	DELP,1	INTERVALLE EN DEGRES (DELTA)
DA	DELPL,0	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT. INF., ALPHA
DB	DELPL,1	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT. INF., DELTA
DC	DELPH,0	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT. SUP., ALPHA
DD	DELPL,1	INTERVALLE EN MICROSEC., OCT. SUP., DELTA
DE	————	LIBRE
DC	SYN	INDICATEUR DE PERTE DE SYNCHRONISME

E0	————	LIBRE
E1	————	LIBRE
E2	SEQP	SEQUENCE DES THYRISTORS PRINCIPAUX
E3	SEQA	SEQUENCE DU GTO
E4	————	LIBRE
E5	TEMPS	REGISTRE TEMPORAIRE DE CALCUL
E6	CAL1L	REGISTRE DE CALCUL #1, OCTET INF.
E7	CAL1H	REGISTRE DE CALCUL #1, OCTET SUP.
E8	CAL2L	REGISTRE DE CALCUL #2, OCTET INF.
E9	CAL2H	REGISTRE DE CALCUL #2, OCTET SUP.
EA	FAN4	IND. FONCTIONNEMENT EN PONT A SIX? PR. PRINC.
EB	FAN5	IND. FONCTIONNEMENT EN PONT A SIX? PR. D'INT.
EC	DELT1	PERIODE DE CONDUCTION DU GTO
ED A FF	————	LIBRES

## TABLES

## ADRESSES

F6B5 A F734	TABL	TABLE DE CONVERSION DEGRES A MICROSECONDES, OCTETS INFERIEURS
F735 A F7B4	TABH	TABLE DE CONVERSION DEGRES A MICROSECONDES, OCTETS SUPERIEURS
F7B5 A F7BA	TSP	SEQUENCE D'ALLUMAGE DES THYRISTORS PRINCIPAUX

## CIRCUITS 6522

ADRESSE	ETIQUETTE	DESCRIPTION
40	PORB1	PORT B1
41	PORA1	PORT A1
42		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT B1
43		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT A1
44	TIL	REGISTRE COMPTEUR DE T1, OCTET INFERIEUR
45	TIH	REGISTRE COMPTEUR DE T1, OCTET SUPERIEUR
46	LT1L	REGISTRE TAMPON DE T1, OCTET INFERIEUR
47	LT1H	REGISTRE TAMPON DE T1, OCTET SUPERIEUR
48	T3L	REGISTRES DE T3, OCTET INFERIEUR
49	T3H	REGISTRES DE T3, OCTET SUPERIEUR
4A		LIGNE SERIELLE
4B		REGISTRE AUXILIAIRE DE COMMANDE
4C		REGISTRE DE COMMANDE DES PERIPHERIQUES
4D		REGISTRES DES INDICATEURS D'INTERRUPTION
4E	IERT1	REGISTRE DES MASQUES D'INTERRUPTION
4F		PORT A1

80	PORB2	PORT B2
81	PORA2	PORT A2
82		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT B2
83		REGISTRE DE COMMANDE DU PORT A2
84	T2L	REGISTRE COMPTEUR DE T2, OCTET INFERIEUR
85	T2H	REGISTRE COMPTEUR DE T2, OCTET SUPERIEUR
86	LT2L	REGISTRE TAMPON DE T2, OCTET INFERIEUR
87	LT2H	REGISTRE TAMPON DE T2, OCTET SUPERIEUR
88		REGISTRE DE T4, OCTET INFERIEUR
89		REGISTRE DE T4, OCTET SUPERIEUR
8A		LIGNE SERIELLE
8B		REGISTRE AUXILIAIRE DE COMMANDE
8C		REGISTRE DE COMMANDE DE PERIPHERIQUES
8D		REGISTRES DES INDICATEURS D'INTERRUPTION
8E	IERT2	REGISTRE DES MASQUES D'INTERRUPTION
8F		PORT A2

## ASSIGNATION DES PORTS D'ENTRÉE-SORTIE

NOTE: E - ENTRÉE

S - SORTIE

PORT A1 0: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

(41) 1: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

2: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

3: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

4: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

5: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

6: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

7: ANGLE D'AMORCAGE EN DEGRES  $\alpha$  (E)

PORT B1 0: THYRISTOR #1 (S)

(40) 1: THYRISTOR #2 (S)

2: THYRISTOR #3 (S)

3: THYRISTOR #4 (S)

4: THYRISTOR #5 (S)

5: THYRISTOR #6 (S)

6: LIBRE

7: ALLUMAGE DES THYRISTORS PRINCIPAUX (HORLOGE) (S)

PORT A2 0: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)  
(81) 1: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)  
2: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)  
3: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)  
4: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)  
5: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)  
6: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)  
7: ANGLE DE CONDUCTION DU GTO (E)

PORT B2 0: LIBRE  
(80) 1: LIBRE  
2: COMMANDE EN SYNCHRONISME (S)  
4: LECTURE CONTINUELLE DU MOMENTANEE DES ANGLES  
5: LIBRE  
6: COMMANDE DU GTO  
7: ALLUMAGE DU GTO (HORLOGE)

:PROGRAMME PRINCIPAL

00C0	ANGLU	= \$00C0
00C0	ALFA	= \$00C0
00C1	DELTA	= \$00C1
00C2	ANGLA	= \$00C2
00C4	ANGLP	= \$00C4
00C6	ANGEC	= \$00C6
00C8	FAN1	= \$00C8
00CA	FAN2	= \$00CA
00CC	FAN3	= \$00CC
00CE	EREUR	= \$00CE
00CF	ER1	= \$00CF
00D0	ERL	= \$00D0
00D2	ERH	= \$00D2
00D4	ERRL	= \$00D4
00D6	ERRH	= \$00D6
00D8	DELP	= \$00D8
00DA	DELPL	= \$00DA
00DC	DELPH	= \$00DC
00DF	SYN	= \$00DF
00E2	SEQP	= \$00E2
00E3	SEQA	= \$00E3
00E5	TEMP	= \$00E5
00E6	CAL1L	= \$00E6
00E7	CAL1H	= \$00E7
00E8	CAL2L	= \$00E8
00E9	CAL2H	= \$00E9
00EA	FAN4	= \$00EA
00EB	FAN5	= \$00EB
00EC	DELTA1	= \$00EC
0040	PORB1	= \$0040
0041	PORA1	= \$0041
0044	T1L	= \$0044
0045	T1H	= \$0045
0046	LT1L	= \$0046
0047	LT1H	= \$0047
0048	T3L	= \$0048
0049	T3H	= \$0049
004C	PCR1	= \$004C
004D	IFR1	= \$004D
004E	IERT1	= \$004E
0080	PORB2	= \$0080
0081	PORA2	= \$0081
0084	T2L	= \$0084
0085	T2H	= \$0085
0086	LT2L	= \$0086
0087	LT2H	= \$0087
008E	IERT2	= \$008E
F6B5	TABL	= \$F6B5
F735	TABH	= \$F735
F7B5	TSP	= \$F7B5



```

*= $F000
;DETERMINATION DES ANGLES ALFA ET DELTA.
F000 D8          DEBUT:   CLD
F001 58          CLI
F002 A9FF        LDA #$FF   ;INDICATEUR DE FONCTIONNEMENT
F004 85EA        STA FAN4   ;A 7 THYRISTORS
F006 A580        LDA PORB2
F008 2910        AND #$10
F00A F014        BEQ DEB3
F00C A541        DEB1:    LDA PORA1 ;Lecture d'alpha
F00E 85C0        STA ALFA
F010 A541        LDA PORA1
F012 C5C0        CMP ALFA
F014 D0F6        BNE DEB1
F016 A581        DEB2:    LDA PORA2 ;Lire la durée de conduction
F018 85EC        STA DELTA1;du GTO
F01A A581        LDA PORA2
F01C C5EC        CMP DELTA1
F01E D0F6        BNE DEB2

;CE QUI SUIT PERMET DE DETERMINER LA VALEUR
;PERMISE D'ALPHA.
F020 A5EC        DEB3:    LDA DELTA1
F022 C938        CMP #56
F024 B021        BCS CLAS
F026 C905        CMP #5
F028 901D        BCC CLAS
F02A A5C0        LDA ALFA
F02C C5EC        CMP DELTA1;ALFA >DELTA1 ? SINON SAUT
F02E 900A        BCC COND3
F030 A5C0        LDA ALFA   ;DELTA = ALFA - DELTA1
F032 38          SEC
F033 E5EC        SBC DELTA1
F035 85C1        STA DELTA
F037 4C55F0      JMP COREC
F03A A5C0        COND3:   LDA ALFA   ;DELTA = ALFA + 60 - DELTA1
F03C 18          CLC
F03D 693C        ADC #60
F03F 38          SEC
F040 E5EC        SBC DELTA1
F042 85C1        STA DELTA
F044 4C55F0      JMP COREC
F047 A900        CLAS:    LDA #0     ;FONCTIONNEMENT EN PONT
F049 85EA        STA FAN4   ;CLASSIQUE
F04B A5C0        LDA ALFA
F04D C9A5        CMP #165
F04F 9002        BCC YYYY ;Alpha >165 degres? si non saut
F051 A9A5        LDA #165 ;Alpha=165 degres
F053 85C0        YYYY:    STA ALFA
F055 A200        COREC:   LDX #0
F057 2062F0      JSR PRIMO ;CALCUL DE DELAI QUI CORRESPOND
;A ALPHA

```

```

F05A A201          LDX #1
F05C 2097F0       JSR SECO ;CALCUL DE DELAI QUI CORRESPOND
                  ;A DELTA
F05F 4C00F0       JMP DEBUT ;SAUT AU DEBUT; CA RECOMMENCE

```

### ;GENERATEUR D'INTERVALLE T1

```

;CE SOUS PROGRAMME COMMANDE LE GENERATEUR
;D'INTERVALLE T1 QUI PRODUIT LES SIGNAUX
;D'ALLUMAGE DES THYRISTORS PRINCIPAUX

```

```

F062 A5CC          PRIMO:  LDA FAN3  ;RETOUR SI LA DERNIERE VALEUR
F064 F001          BEQ FFFF  ;CALCULEE
F066 60            RTS      ;N'A PAS ENCORE ETE ACCEPTEE
F067 A97F          FFFF:  LDA #$7F  ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS
F069 854E          STA IERT1 ;DE T1
F06B 2072F1       JSR TRANS ;TRANSFERT DE DONNEES
F06E A9C0          LDA #$C0  ;ACCEPTER LES INTERRUPTIONS
F070 854E          STA IERT1 ;DE T1
F072 20D4F0       JSR DEL   ;CALCUL DU PROCHAIN INTERVALLE
                  ;ENTRE DEUX THYRIS. PRINCIPAUX
F075 A5CA          LDA FAN2  ;SI = 60 DEGRES, RETOUR
F077 D001          BNE GGGG
F079 60            RTS
F07A A545          GGGG:  LDA T1H  ;ATTENDRE SI T1 EST SUR LE
F07C F0FC          BEQ GGGG  ;POINT D'INTERROMPRE
F07E A97F          LDA #$7F  ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS
F080 858E          STA IERT2 ;DE T2
F082 A5DA          LDA DELPL ;RECHARGER LES REGISTRES
F084 8546          STA LT1L  ;DE T1
F086 A5DC          LDA DELPH
F088 8547          STA LT1H
F08A A9FF          LDA #$FF  ;PLACER INDICATEUR T1
F08C 85CC          STA FAN3  ;RECHARGER
F08E A900          LDA #0
F090 85CA          STA FAN2
F092 A9C0          LDA #$C0  ;ACCEPTER LES INTERRUPTIONS
F094 858E          STA IERT2 ;DE T2
F096 60            RTS

```

### ;GENERATEUR D'INTERVALLE T2

```

;CE SOUS PROGRAMME COMMANDE LE GENERATEUR
;D'INTERVALLE T2 QUI PRODUIT LES SIGNAUX
;D'ALLUMAGE DES THYRISTORS AUXILIAIRES

```

```

F097 B5CC          SECO:  LDA FAN3,X;RETOUR SI LA DERNIERE VALEUR
F099 F001          BEQ HHHH  ;CAL. N'A PAS ETE ACCEPTEE
F09B 60            RTS

```

```

F09C A97F      HHHH:   LDA #$7F ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS
F09E 858E      STA IERT2 ;DE T2
FOA0 2072F1    JSR TRANS;TRANSFERT DE DOJNEES
FOA3 A9C0      LDA #$C0 ;ACCEPTER LES INTERRUPTIONS
FOA5 858E      STA IERT2 ;DE T2
FOA7 20D4F0    JSR DEL      ;CALCUL DU PROCHAIN INTERVALLE
FOAA A5CB      LDA FAN2+1 ;ENTRE DEUX THYRISTORS AUXILI.
FOAC D005      BNE IIII   ;SI = 60 DEGRES, RETOUR
FOAE A5EA      LDA FAN4
FOB0 85EB      STA FAN5
FOB2 60        RTS
FOB3 A585      IIII:   LDA T2H     ;ATTENDRE SI T2 SUR LE POINT
FOB5 F0FC      BEQ IIII   ;D'INTERROMPRE
FOB7 A97F      LDA #$7F ;INTERDIRE LES INTERRUPTIONS
FOB9 854E      STA IERT1 ;DE T1
FOBB A5DB      LDA DELPL+1 ;RECHARGER LES REGISTRES
FOBD 8586      STA LT2L   ;DE T2
FOBF A5DD      LDA DELPH+1
FOC1 8587      STA LT2H
FOC3 A5EA      LDA FAN4
FOC5 85EB      STA FAN5
FOC7 A9FF      LDA #$FF ;PLACER INDICATEUR T2 RECHARGE
FOC9 85CD      STA FAN3+1
FOCB A900      LDA #0
FOCD 85CB      STA FAN2+1
FOCF A9C0      LDA #$C0 ;ACCEPTER LES INTERRUPTIONS
FOD1 854E      STA IERT1 ;DE T1
FOD3 60        RTS

```

### ;CALCUL DES INTERVALLES

;CE SOUS PROGRAMME DETERMINE LA LONGUEUR DES INTERVALLES  
;ENTRE L'ALLUMAGE DE DEUX THYRISTORS SUCCESSIFS

```

FOD4 B5C0      DEL:   LDA ANGLU,X ;AJUSTEMENT=ANGLE DESIRES -
FOD6 38        SEC           ;ANGLE EN COURS
FOD7 F5C2      SBC ANGLA,X
FOD9 F035      BEQ EGAL   ;SAUT SI EGAL A 60
FODB 900C      BCC DIM    ;SAUT SI PLUS PETIT QUE 60
FODD 18        CLC         ;SINON PLUS GRAND QUE 60
FODE 693C      ADC #60    ;PROCHAIN INTERVALLE = 60 +
FOE0 95D8      STA DELP,X ;AJUSTEMENT
FOE2 B5C0      LDA ANGLU,X ;ANGLE PROCH. = ANGLE DESIRE
FOE4 95C4      STA ANGLP,X
FOE6 4C18F1    JMP DELAI
FOE9 49FF      DIM:   EOR #$FF ;INTERVALLE < QUE 60 DEGRES
FOEB 18        CLC         ;PROCHAIN INTERVALLE < 30? SI
FOEC 6901      ADC #1     ;OUI SAUT
FOEE C928      CMP #40
FOF0 1010      BPL PT1

```

```

FOF2 85E5          STA TEMP;PROCHAIN INTERVALLE ENTRE 30
FOF4 38            SEC      ;ET 60 PROCHAIN INTERVALLE =
FOF5 A93C          LDA #60 ;60 - AJUSTEMENT
FOF7 E5E5          SBC TEMP
FOF9 95D8          STA DELP,X
FOFB B5C0          LDA ANGLU,X
FOFD 95C4          STA ANGLP,X;ANGLE PROCH. =ANGLE DESIRE
FOFF 4C18F1        JMP DELAI
F102 A914          PT1:    LDA #20 ;PROCHAIN INTERVALLE =20
F104 95D8          STA DELP,X
F106 B5C2          LDA ANGLA,X ;ANGLE PROCH.=ANG EN COURS-40
F108 38            SEC
F109 E928          SBC #40
F10B 95C4          STA ANGLP,X
F10D 4C18F1        JMP DELAI
F110 A93C          EGAL:   LDA #60 ;PROCH. INTERVALLE = 60 DEGRES
F112 95D8          STA DELP,X
F114 B5C0          LDA ANGLU,X ;ANGLE PROCH.= ANGLE DESIRE
F116 95C4          STA ANGLP,X ;CALCUL DU PROCH. INTERVALLE
F118 A93C          DELAI:   LDA #60 ;SI L'INTERVALLE = 60 ET QUE
F11A D5D8          CMP DELP,X ;L'ERREUR DE PHASE EST NULLE
F11C D005          BNE PT2 ;RETOUR
F11E B5C8          LDA FAN1,X
F120 3001          BMI PT2
F122 60            RTS
F123 B5D8          PT2:    LDA DELP,X;INTERVALLE <128 DEG?SI OUI SAUT
F125 1015          BPL PT2A ;INTERVALLE > 128 DEGRES
F127 297F          AND #$7F
F129 A8            TAY      ;INTERVALLE = 128 DEGRES + TABLE
F12A 18            CLC
F12B B9B5F6        LDA TABL,Y
F12E 6926          ADC #$26
F130 95DA          STA DELPL,X
F132 B935F7        LDA TABH,Y
F135 6917          ADC #$17
F137 95DC          STA DELPH,X
F139 4C48F1        JMP PT2B
F13C B4D8          PT2A:   LDY DELP,X ;INTERVALLE < 128, LECTURE
F13E B935F7        LDA TABH,Y ;DE LA TABLE
F141 95DC          STA DELPH,X
F143 B9B5F6        LDA TABL,Y
F146 95DA          STA DELPL,X
F148 A9FF          PT2B:   LDA #$FF ;INDICATEUR NOUVELLE VALEUR
F14A 95CA          STA FAN2,X ;PRETE
F14C B5C8          LDA FAN1,X ;ERREUR DE PHASE?
F14E D001          BNE JJJJ
F150 60            RTS
F151 A900          JJJJ:   LDA #0 ;ADDITION DE L'ERREUR DE PHASE
F153 95C8          STA FAN1,X
F155 18            CLC
F156 B5D0          LDA ERL,X
F158 75DA          ADC DELPL,X

```

```

F15A 95DA      STA DELPL,X
F15C B5D2      LDA ERH,X
F15E 75DC      ADC DELPH,X
F160 95DC      STA DELPH,X
F162 3005      BMI KKKK
F164 C903      CMP #03      ;INTERVALLE < 16.6 OU NEGATIF?
F166 3001      BMI KKKK
F168 60        RTS
F169 A99E      KKKK:  LDA #$9E      ;SI OUI INTERVALLE = 20 DEGRES
F16B 95DA      STA DELPL,X
F16D A903      LDA #03
F16F 95DC      STA DELPH,X
F171 60        RTS

```

### ; TRANSFERT

```

F172 B5C6      TRANS:  LDA ANGEC,X
                ;CE SOUS PROGRAMME TRANSFERE LA VALEUR
                ;DE L'ANGLE EN COURS D'EXECUTION
                ;ET DE L'ERREUR DE PHASE AU
                ;PROGRAMME PRINCIPAL
F174 95C2      STA ANGLA,X
F176 B5D4      LDA ERRL,X
F178 95D0      STA ERL,X
F17A B5D6      LDA ERRH,X
F17C 95D2      STA ERH,X
F17E 60        RTS

```

### ; PROGRAMME D'INTERRUPTION

; SAUVEGARDER LES REGISTRES SUR LA PILE

```

F17F 48      ETZ:  PHA
F180 8A      TXA
F181 48      PHA
F182 98      TYA
F183 48      PHA
F184 244D    BIT IFR1      ;DETERMINER L'ORIGINE DE
F186 7003    BVS POI      ;L'INTERRUPTION
F188 4CD0F1  JMP T2

```

### ; INTERRUPTION PAR T1

```

F18B A200    POI:  LDX #0
F18D A544    LDA T1L      ;ENLEVER LE SIGNAL
F18F E6E2    INC SEQP    ;D'INTERRUPTION DETERMINER LA
F191 A905    LDA #5      ;SEQUENCE DES PROCHAINS THYR.
F193 C5E2    CMP SEQP    ;PRINCIPAUX A ALLUMER
F195 1004    BPL NNNN

```

```

F197 A900          LDA #0
F199 85E2          STA SEQP
                   ;DETERMINER LES DEUX PROCHAINS THYRISTORS
                   ;A ALLUMER :PORT-B1-0 A B1-5
F19B A4E2          NNNN:  LDY SEQP
F19D B9B5F7        LDA TSP,Y
F1A0 0940          ORA #$40
F1A2 8540          STA PORB1
F1A4 A901          LDA #1          ;SI LES PROCHAINS THYRISTORS
F1A6 C5E2          CMP SEQP      ;SONT Q1 ET Q2 CALCULER
F1A8 D00C          BNE PTB1      ;L'ERREUR DE PHASE
F1AA 201FF2        JSR T3       ;LIRE GENERATEUR D'INTERVALLE T3
F1AD 2036F2        JSR TI1      ;LIRE GENERATEUR D'INTERVALLE T1
F1B0 2072F2        ETO:  JSR CER       ;CALCULER L'ERREUR DE PHASE
F1B3 20EDF2        JSR FSYN      ;PHASE VERROUILLEE ?
F1B6 A5CC          PTB1:  LDA FAN3      ;NOUVELLE VALEUR ? NON SAUT
F1B8 F008          BEQ PTB2
F1BA A5C4          LDA ANGLP      ;ANGLE EN COURS D'EXECUTION =
F1BC 85C6          STA ANGEC      ;ANGLE PROCHAIN
F1BE A900          LDA #0         ;ENLEVER L'INDICATEUR
F1C0 85CC          STA FAN3
F1C2 A9D9          PTB2:  LDA #$D9      ;METTRE 60 DEGRES DANS LES
F1C4 8546          STA LT1L      ;REGISTRES DE T1
F1C6 A90A          LDA #$0A
F1C8 8547          STA LT1H
F1CA 68            PLA           ;RECUPERER LES REGISTRES
F1CB A8            TAY
F1CC 68            PLA
F1CD AA            TAX
F1CE 68            PLA
F1CF 40            RTI

```

## ;INTERRUPTION PAR T2

```

F1D0 A201          T2:  LDX #1
F1D2 A584          LDA T2L      ;ENLEVER LE SIGNAL D'INTERRUPT.
F1D4 E6E3          INC SEQA     ;DETERMINER LA SEQUENCE DES
F1D6 A905          LDA #5       ;PROCHAINS THYRISTORS AUXILI.
F1D8 C5E3          CMP SEQA     ;A ALLUMER
F1DA 1004          BFL PFPF
F1DC A900          LDA #0
F1DE 85E3          STA SEQA

```

;AU TOUR DU GTO PORT-B2-6

```

F1E0 A5EB          PFPF:  LDA FAN5
F1E2 D007          BNE PS
F1E4 A580          LDA PORB2
F1E6 299F          AND #$9F
F1E8 4CF1F1        JMP PK
F1EB A580          PS:  LDA PORB2 ;ALLUMER LE GTO.

```

```

F1ED 299F          AND #$9F
F1EF 0940          ORA #$40
F1F1 8580          PK:   STA PORB2
F1F3 A901          LDA #1   ;SI LA SEQUENCE EST 1 ,CALCULER
F1F5 C5E3          CMP SEQA ;L'ERREUR DE PHASE DE T2
F1F7 D00C          BNE PTB5
F1F9 201FF2        JSR T3   ;LIRE GENERATEUR D'INTERVALLE T3
F1FC 2054F2        JSR TI2  ;LIRE GENERATEUR D'INTERVALLE T2
F1FF 2072F2        JSR CER
F202 20EDF2        JSR FSYN
F205 A5CD          PTB5:  LDA FAN3+1 ;NOUVELLE VALEUR ? NON SAUT
F207 F008          BEQ PTB6
F209 A5C5          LDA ANGLP+1 ;ANGLE EN COURS D'EXECUTION
F20B 85C7          STA ANGEC+1 ;ANGLE = PROCHAIN
F20D A900          LDA #0   ;ENLEVER L'INDICATEUR
F20F 85CD          STA FAN3+1
F211 A9D9          PTB6:  LDA #$D9  ;METTRE 60 DEGRES DANS LES
F213 8586          STA LT2L ;REGISTRES DE T2
F215 A90A          LDA #$0A
F217 8587          STA LT2H
F219 68           PLA           ;RECUPERER LES REGISTRES
F21A A8           TAY
F21B 68           PLA
F21C AA           TAX
F21D 68           PLA
F21E 40           RTI

```

;**LECTURE DU GENERATEUR D'INTERVALLE T3**

;**LECTURE DU TEMPS ECOULE DEPUIS LA DERNIERE  
;INTERRUPTION PAR ZERO**

```

F21F A549          T3:   LDA T3H
F221 49FF          EOR #$FF
F223 85E7          STA CAL1H
F225 A548          LDA T3L
F227 49FF          EOR #$FF
F229 85E6          STA CAL1L
F22B C910          CMP #$10
F22D B006          BCS PTW
F22F A549          LDA T3H
F231 49FF          EOR #$FF
F233 85E7          STA CAL1H
F235 60           PTW:   RTS

```

;**LECTURE DU GENERATEUR D'INTERVALLE T1**

;**LECTURE DU COMPTEUR DE T1**

```

F236 A545          TI1:  LDA T1H
F238 85E9          STA CAL2H
F23A A544          LDA T1L
F23C 85E8          STA CAL2L
F23E C9F0          CMP #$F0

```

```

F240 9004      BCC PTB
F242 A545      LDA T1H
F244 85E9      STA CAL2H

```

```

;CALCUL DU DELAI ECOULE DEPUIS
;L'INSTANT D'ALLUMAGE DU DERNIER THYRISTOR
;PRINCIPAL

```

```

F246 38        PTB:      SEC
F247 A546      LDA LT1L
F249 E5E8      SBC CAL2L
F24B 85E8      STA CAL2L
F24D A547      LDA LT1H
F24F E5E9      SBC CAL2H
F251 85E9      STA CAL2H
F253 60        RTS

```

```

;LECTURE DU GENERATEUR D'INTERVALLE T2

```

```

;LECTURE DU COMPTEUR DE T2
TI2:  LDA T2H
      STA CAL2H
      LDA T2L
      STA CAL2L
      CMP #$F0
      BCC PTK
      LDA T2H
      STA CAL2H

```

```

;CALCUL DU DELAI ECOULE DEPUIS LE DERNIER
;INSTANT D'ALLUMAGE DU THYRISTOR
;A EXTINCTION PAR LA GACHETTE (GTO)

```

```

F264 38        PTK:      SEC
F265 A586      LDA LT2L
F267 E5E8      SBC CAL2L
F269 85E8      STA CAL2L
F26B A587      LDA LT2H
F26D E5E9      SBC CAL2H
F26F 85E9      STA CAL2H
F271 60        RTS

```

```

;CALCUL DE L'ERREUR DE PHASE

```

```

F272 38        CER:      SEC
;AJUSTEMENT POUR LE CIRCUIT DE DETECTION DU ZERO
;ET DES DELAIS DANS LA REPONSE A L'INTERRUPTION
F273 A5E9      LDA CAL2H
F275 E902      SBC #2
F277 85E9      STA CAL2H
F279 38        SEC

```



```

F27A A5E8          LDA CAL2L
F27C E940          SBC #64
F27E 85E8          STA CAL2L
;CALCUL DU TEMPS ECOULE DEPUIS LE DERNIER PASSAGE A
;ZERO ET L'INSTANT D'ALLUMAGE DU DERNIER THYRISTOR
;CE LAPS DE TEMPS DOIT ETRE EGAL A ALPHA OU A DELTA

F280 38           SEC
F281 A5E6          LDA CAL1L
F283 E5E8          SBC CAL2L
F285 85E6          STA CAL1L
F287 A5E7          LDA CAL1H
F289 E5E9          SBC CAL2H
F28B 85E7          STA CAL1H
F28D B5C6          LDA ANGEC,X
;DETERMINER LA VALEUR EN MICROSECONDES
;DE L'ANGLE EN COURS
;CF. LE PROGRAMME PRINCIPAL POUR PLUS DE DETAILS

F28F 1015          BPL PTAA
F291 297F          AND #$7F
F293 A8            TAY
F294 18           CLC
F295 B9B5F6        LDA TABL,Y
F298 6925          ADC #$25
F29A 85E8          STA CAL2L
F29C B935F7        LDA TABH,Y
F29F 6917          ADC #$17
F2A1 85E9          STA CAL2H
F2A3 4CB2F2        JMP PTAB
F2A6 B4C6          PTAA: LDY ANGEC,X
F2A8 B935F7        LDA TABH,Y
F2AB 85E9          STA CAL2H
F2AD B9B5F6        LDA TABL,Y
F2B0 85E8          STA CAL2L

;ENFIN CALCUL DE L'ERREUR DE PHASE
;EN SOUSTRAYANT LA VALEUR DESIREE DE L'ANGLE
;DE LA VALEUR MESUREE
PTAB: SEC
F2B2 38           LDA CAL2L
F2B3 A5E8          SBC CAL1L
F2B5 E5E6          STA ERRL,X
F2B7 95D4          LDA CAL2H
F2B9 A5E9          SBC CAL1H
F2BB E5E7          STA ERRH,X
F2BD 95D6          ;SI L'ERREUR EST PLUS PETITE QUE 16.6 DEGRES
;L'INDICATEUR DE SYNCHRONISME PREND
;LA VALEUR 0 SINON IL PREND LA VALEUR FF
PTAD: CMP #3
F2BF C903          BCC PTAE
F2C1 9011          CMP #$FC
F2C3 C9FC          BCS PTAE
F2C5 B00D          LDA #$FF
F2C7 A9FF

```

```

F2C9 95CE          STA EREUR,X
F2CB A900          LDA #0 ;LE PROCHAIN DELAI DEVIENT 62.7 DEG
F2CD 95D6          STA ERRH,X
F2CF A980          LDA #$80
F2D1 95D4          STA ERRL,X
F2D3 60            RTS
F2D4 A900          PTAE:  LDA #0
F2D6 95CE          STA EREUR,X
                    ;L'ERREUR DE PHASE EST PASSEE AU TRAVERS
                    ;D'UN FILTRE PASSE BAS (DIVISION PAR QUATRE)
F2D8 B5D6          PTAF:  LDA ERRH,X
F2DA 18            CLC
F2DB 1001          BPL QQQQ
F2DD 38            SEC
F2DE 08            QQQQ:  PHP
F2DF 6A            ROR A
F2E0 76D4          ROR ERRL,X
F2E2 28            PLP
F2E3 6A            ROR A
F2E4 76D4          ROR ERRL,X
F2E6 95D6          STA ERRH,X
                    ;INDICATEUR ERREUR DE PHASE
                    ;CALCULEE
F2E8 A9FF          LDA #$FF
F2EA 95C8          STA FAN1,X
F2EC 60            RTS

                    ;PHASE VERROUILLEE ?

                    ;SI L'ERREUR DE PHASE EST SUPERIEURE A 4 DEGRES
                    ;LES THYRISTORS SONT ETEINTS VIA LE PORT B2-3
                    ;IL FAUT QUE LA COMMANDE DEMEURE EN SYNCHRONISME
                    ;DURANT UNE SECONDE AVANT D'ALLUMER LES THYRISTORS
F2ED A5CE          FSYN:  LDA EREUR
F2EF D012          BNE PTB3 ;SAUT SI HORS DE SYNCHRONISME
F2F1 A5CF          LDA ER1
F2F3 D00E          BNE PTB3 ;SAUT SI HORS DE SYNCHRONISME
F2F5 A5DF          LDA SYN
F2F7 F003          BEQ RRRR
F2F9 C6DF          DEC SYN
F2FB 60            RTS
F2FC A9F7          RRRR:  LDA #$F7
                    ;EN SYNCHRONISME
F2FE 2580          AND PORB2 ;ALLUMER LES THYRISTORS
F300 8580          STA PORB2
F302 60            RTS
F303 A920          PTB3:  LDA #$20 ;HORS DE SYNCHRONISME
F305 85DF          STA SYN
F307 A908          LDA #8 ;ETEINDRE TOUS LES THYRISTORS
F309 0580          ORA PORB2
F30B 8580          STA PORB2
F30D 60            RTS

```

## ; INTERRUPTION DE DETECTEUR DE ZERO

; REINITIALISATION DU GENERATEUR T3 A TOUTES  
; LES INTERRUPTIONS PAR ZERO

```

F30E 48      ET8:      PHA
F30F A9FF      LDA #$FF
F311 8548      STA T3L
F313 8549      STA T3H
F315 68        PLA
F316 40        RTI

```

## ; SEQUENCE D'INITIALISATION

```

F317 A97F      COMM:      LDA #$7F ; IER
; C'EST ICI QU'IL FAUT PARTIR LE MINI-ORDINATEUR
F319 854E      STA IERT1
F31B 858E      STA IERT2
F31D A9C0      LDA #$C0 ; IER
F31F 854E      STA IERT1
F321 858E      STA IERT2
F323 854B      STA $4B ; ACR
F325 858B      STA $8B
F327 A90A      LDA #$A ; GENERATEUR D'INTERVALLE
F329 8545      STA T1H
F32B 8585      STA T2H
F32D A950      LDA #$50 ; INITIALISATION DU FANION DE
F32F 85DF      STA SYN ; SYNCHRONISATION
F331 A964      LDA #100
F333 85C1      STA DELTA
F335 A987      LDA #135
F337 85C0      STA ALFA
F339 A9FF      ET9:      LDA #$FF ; PORTS ENTREE-SORTIE
F33B 8542      STA $42
F33D A968      LDA #$68
F33F 8582      STA $82
F341 A908      LDA #8
F343 8580      STA PORB2
F345 A900      LDA #$00
F347 8540      STA PORB1
F349 85C8      STA FAN1
F34B 85C9      STA FAN1+1
F34D A2FF      ETA:      LDX #$FF ; PILE
F34F 9A        TXS
F350 4C00F0    JMP DEBUT ; SAUT AU DEBUT DU PROGRAMME

```

\* = \$F7FA

```

F7FA 0EF3      .WORD ET8
F7FC 17F3      .WORD COMM
F7FE 7FF1      .WORD ETZ

```

## ;\*\*\*\*\*TABLES\*\*\*\*\*

;CORRESPONDANCE DEGRES-MICROSECONDES,60 HZ

;OCTETS INFERIEURS

\*=\$F6B5

```

F6B5 002E5D8B      .BYTE
$00,$2E,$5D,$8B,$B9,$E7,$16,$44,$72,$A1,$CF,$FD,$2C,$5A,$88,$B6
F6B9 B9E71644
F6BD 72A1CFFD
F6C1 2C5A88B6
F6C5 E5134170      .BYTE
$E5,$13,$41,$70,$9E,$CC,$FB,$29,$57,$85,$B4,$E2,$10,$3F,$6D,$9B
F6C9 9ECCFB29
F6CD 5785B4E2
F6D1 103F6D9B
F6D5 C9F82654      .BYTE
$C9,$F8,$26,$54,$83,$B1,$DF,$0E,$3C,$6A,$98,$C7,$F5,$23,$52,$80
F6D9 83B1DF0E
F6DD 3C6A98C7
F6E1 F5235280
F6E5 AEDDOB39      .BYTE
$AE,$DD,$0B,$39,$67,$96,$C4,$F2,$21,$4F,$7D,$AB,$DA,$08,$36,$65
F6E9 6796C4F2
F6ED 214F7DAB
F6F1 DA083665
F6F5 93C1F01E      .BYTE
$93,$C1,$F0,$1E,$4C,$7A,$A9,$D7,$05,$34,$62,$90,$BF,$ED,$1B,$49
F6F9 4C7AA9D7
F6FD 05346290
F701 BFED1B49
F705 78A6D403      .BYTE
$78,$A6,$D4,$03,$31,$5F,$8D,$BC,$EA,$18,$47,$75,$A3,$D2,$00,$2E
F709 315F8DBC
F70D EA184775
F711 A3D2002E
F715 5C8BB9E7      .BYTE
$5C,$8B,$B9,$E7,$16,$44,$72,$A1,$CF,$FD,$2B,$5A,$88,$B6,$E5,$13
F719 164472A1
F71D CFFD2B5A
F721 88B6E513
F725 416F9ECC      .BYTE
$41,$6F,$9E,$CC,$FA,$29,$57,$85,$B4,$E2,$10,$3E,$6D,$9B,$C9,$F8
F729 FA295785
F72D B4E2103E
F731 6D9BC9F8

```

```

;CORRESPONDANCE DEGRES-MICROSECONDES,60 HZ
;OCTETS SUPERIEURS
*= $F735

```

```

F735 00000000 .BYTE
$00,$00,$00,$00,$00,$00,$01,$01,$01,$01,$01,$01,$02,$02,$02,$02
F739 00000101
F73D 01010101
F741 02020202
F745 02030303 .BYTE
$02,$03,$03,$03,$03,$03,$03,$04,$04,$04,$04,$04,$05,$05,$05,$05
F749 03030304
F74D 04040404
F751 05050505
F755 05050606 .BYTE
$05,$05,$06,$06,$06,$06,$06,$07,$07,$07,$07,$07,$07,$08,$08,$08
F759 06060607
F75D 07070707
F761 07080808
F765 08080909 .BYTE
$08,$08,$09,$09,$09,$09,$09,$09,$0A,$0A,$0A,$0A,$0A,$0A,$0B,$0B,$0B
F769 09090909
F76D 0A0A0A0A
F771 0A0B0B0B
F775 0B0B0B0C .BYTE
$0B,$0B,$0B,$0C,$0C,$0C,$0C,$0C,$0D,$0D,$0D,$0D,$0D,$0D,$0E,$0E
F779 0C0C0C0C
F77D 0D0D0D0D
F781 0D0D0E0E
F785 0E0E0E0F .BYTE
$0E,$0E,$0E,$0F,$0F,$0F,$0F,$0F,$0F,$10,$10,$10,$10,$10,$11,$11
F789 0F0F0F0F
F78D 0F101010
F791 10101111
F795 11111111 .BYTE
$11,$11,$11,$11,$12,$12,$12,$12,$12,$12,$12,$13,$13,$13,$13,$13,$14
F799 12121212
F79D 12121313
F7A1 13131314
F7A5 14141414 .BYTE
$14,$14,$14,$14,$14,$15,$15,$15,$15,$15,$15,$16,$16,$16,$16,$16,$16
F7A9 14151515
F7AD 15151616
F7B1 16161616

```

```

;TABLES DES SEQUENCES PRINCIPALE
*= $F7B5

```

```

B5 6103460C .BYTE $61,$03,$46,$0C,$58,$30
F7B9 5830
.END DEBUT

```

ANNEXE B

## HYBRID INVERTER WITH ADJUSTABLE POWER FACTOR FOR SLIP-ENERGY RECOVERY DRIVES

OLIVIER G.    APRIL 8.-E.    ISMAIL EL HADJRI C.    ROY B.

Dept. of Electrical Engineering  
Ecole Polytechnique de Montréal  
P.O. Box 6079, Station A  
Montréal, QC, Canada, H3C 3A7

LIST OF PRINCIPAL SYMBOLS

- $\alpha$  : firing angle of main semiconductor devices, defined as usual.  
 $\lambda$  : length in radians of the individual current pulses in the ac lines  
 $\lambda_1$  : supply displacement factor =  $\cos \theta_1$   
 $\lambda_g$  : supply distortion factor =  $I_1/I$   
 $\lambda$  : supply power factor =  $P/S = \lambda_g \cdot \lambda_1$   
 $\theta_1$  : displacement of the fundamental component of the supply current  
 $E_d$  : dc-terminal average voltage  
 $E_{d0}$  : maximum dc voltage  
 $E_l$  : rms line voltage  
 $E_m$  : peak ac voltage  
 $E_p$  : rms phase voltage  
 $I_d$  : dc current  
 $I_{gt}$  : rms GTO current  
 $I$  : rms line current  
 $I_q$  : rms thyristor current  
 $I_n$  : rms value of the nth current harmonic  
 $I_N$  : rms neutral current  
 $k$  : duty cycle of auxiliary devices  
 $n$  : harmonic order  
 $p$  : converter order, i.e. frequency ratio of the lowest output harmonic to fundamental  
 $P$  : power  
 $q$  : number of phases  
 $Q_1$  : reactive voltamperes  
 $S$  : total apparent voltamperes  
 $S_1$  : apparent voltamperes of the fundamental

INTRODUCTION

Slip-energy recovery drives (Fig. 1) also known as subsynchronous cascade, are most often used in applications where the load torque is essentially constant or else, in fan and pump installations where the load torque varies essentially as the square of the speed. In both cases, speed variations are usually limited to a fairly narrow range. These drives constitute sound economical alternatives to voltage fed inverter drives or synchronous drives in applications ranging typically from 200 kW to 2 MW.

In these systems, the rotor terminals of a wound rotor induction motor are connected to a three-phase diode bridge. The dc current is smoothed by a large inductor and the slip energy returned to the supply usually, via a six-thyristor line-commutated inverter. The speed is adjusted by controlling the voltage of the inverter through the firing angle  $\alpha$ . The average dc voltage is maximum at low speed and close to zero at full speed. Often a transformer is added between the inverter and the supply in order to reduce the operating range of the inverter. On the other hand, the dc-link current can be assumed to be directly proportional to the mechanical torque. Since, for the usual fan and pump applications, full load conditions are obtained at full speed, the inverter operates in those conditions with a firing

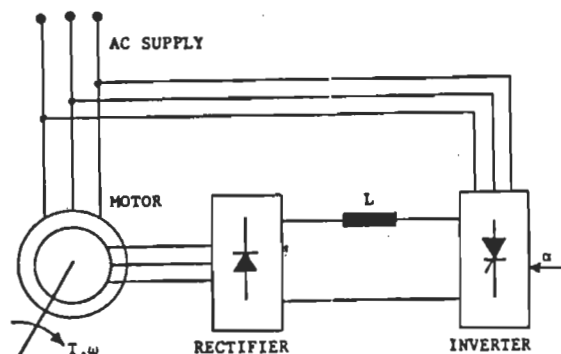


Fig. 1: Slip-energy recovery drive

angle in the vicinity of 90 degrees. Therefore, the reactive power consumption is high and the power displacement factor of the whole drive rarely exceeds 0.5 or 0.6. This, combined with the presence of sliding contacts on the rotor explains the limited use of this drive/1/.

The use of six thyristor converters with one or two free-wheeling auxiliary thyristors considerably improves the overall performance of the system by reducing the amount of reactive power consumed and by decreasing the rms value of the input line currents /2,3/. However, the best power displacement factor achievable still remains the intrinsic power factor of the motor. Furthermore, the commutation overlap phenomenon in the rotor rectifier further deteriorates the power factor. Another solution sometimes used, is sequence control of the inverter thyristors. Half the thyristors are fired at maximum triggering angle while the voltage is controlled by the other half. However, this solution produces even order harmonics in line currents.

This paper introduces a family of single phase and three-phase hybrid inverters which allow relatively independent adjustment of the inverter voltage and of the displacement factor. A detailed analysis of the operation of these converters is also included.

The addition of one or two force commutated devices (GTO's or power transistors) transforms the standard Graetz converter into a variable displacement factor inverter. The paper also defines the range of operation of the new inverters together with their firing strategy. If the standard thyristor converter is replaced by one of these novel circuits in a slip recovery drive, the displacement power factor may be adjusted to unity over a wide range of operating conditions including full-load.

Furthermore, it seems that these new inverters tend to be ideal candidates for double-fed induction generators capable of stand-alone controlled frequency operation. Other areas of application include: wind energy, wave and tidal power generation and diesel powered co-generation schemes.

**NEW FAMILY OF HYBRID INVERTERS**

The objective of the present work was to identify inverters suitable for slip-energy recovery drives. The main requirement was to reduce to a minimum the reactive voltampere consumption of the inverter or, if achievable, to propose an inverter with controllable leading power factor to compensate the entire drive. Moreover, due to the power levels of the installations under study and in order to keep the complexity and cost to the minimum, an approach with only a few force commutated devices was preferred, ruling out any transistorized high-frequency scheme.

The proposed solutions appear in figures 2 to 5. These figures show single phase and three-phase versions of the novel inverter. The addition of one or two gate turn-off thyristors across the dc-terminals allow a relatively independant control of the displacement factor which can be adjusted to be either inductive or capacitive. The fact that older installations can be easily retrofitted by the addition of a single GTO is another interesting feature of this approach.

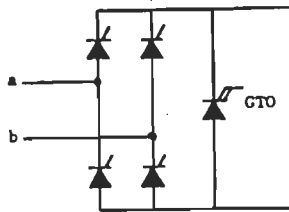


Fig. 2: 5 thyristor, single phase converter

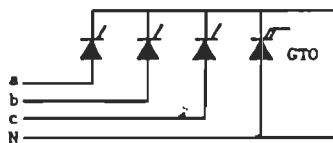


Fig. 3: 4 thyristor, three-phase, half-wave converter

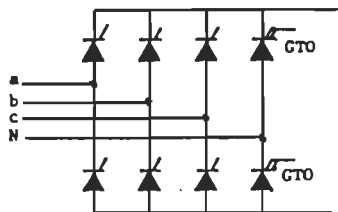


Fig. 4: 8 thyristor, three-phase, full-wave converter

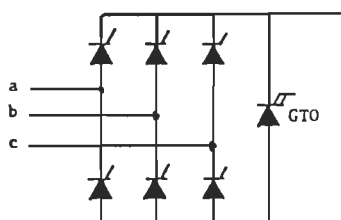


Fig. 5: 7 thyristor, three-phase, full-wave converter

Fig. 6 illustrates typical waveforms obtainable with the single phase circuit of Fig. 2 for a dc voltage of 0.5 p.u.. The main thyristors are triggered with a delay angle  $\alpha$  larger than  $90^\circ$  and turned-off by the firing of the GTO. The dc voltage depends on the triggering angle  $\alpha$  and on the period of conduction of the auxiliary device. An increase of the duty cycle of the GTO reduces the average dc voltage. On the other hand, the displacement factor is controlled by appropriately selecting the two firing instants. If the current pulse is made symmetrical, the displacement factor becomes unity (point e). For points a to d, the displacement factor is inductive and it is capacitive for points f and g. It is important to note that forced commutation is needed for point d and for capacitive operation. Points h and i, in dotted lines, are obtainable only with forced commutation of the main devices and therefore not achievable with a single GTO.

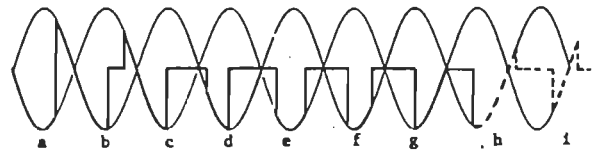


Fig. 6: Typical waveforms of the 5 thyristor converter ( $E_d=0.5$  for points a to g)

The waveforms of the circuits of Fig. 3 to 5 appear in Fig. 7 to 9 respectively. The first three-phase circuit, Fig. 3 and 7, is a half-wave or single-way converter. Taking into account the homopolar currents, this circuit has no practical interest. However, it constitutes a necessary step for the understanding of the inverter with two auxiliary GTOs. The strange waveforms appearing in Fig. 8 are easily explained if they are thought of as the summation of the outputs of two 4-thyristor, half-wave, inverters. In that figure, the waveforms are drawn for a dc voltage of 0.17 p.u.. Finally, Fig. 5 and 9, show the modified Graetz converter which is possibly the most promising member of the family.



Fig. 7: Typical waveforms of the 4 thyristor converter



Fig. 8: Typical waveforms of the 8 thyristor converter for  $E_d=0.17$

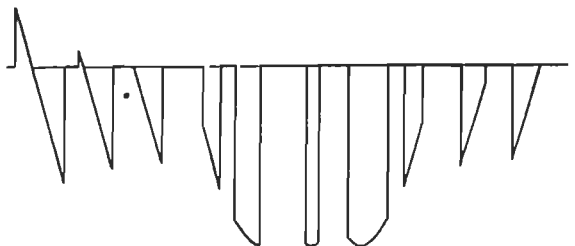


Fig. 9: Typical waveforms of the 7 thyristor converter



Fig. 10 shows the operating diagram of the single phase inverter. This diagram can be used to determine the conduction period of the BTD required to produce a given dc voltage or the line current corresponding to any operating condition. The conduction period of the BTD is expressed as its duty cycle  $k$ . Operation on segment DA corresponds to the standard inverter without any free-wheeling device. In this case, the displacement angle is equal to the triggering angle  $\alpha$  and the line currents are at a maximum. Operation on line OB corresponds to the case of free-wheeling thyristors described in /2/; the auxiliary thyristor is triggered in such a way that operation resembles that of a rectifier with a free-wheeling diode. This line is the boundary between Zone A and Zone B. In Zone B (points c and d of Fig. 6), the instantaneous dc voltage is always negative while in Zone A (points a and b), there are some instantaneous positive excursions. Zone C (points f and g) and D (points h and i) are analogous to Zone A and B respectively but with a capacitive displacement factor. Operation in Zones B and C requires forced extinction of the auxiliary device while operation in Zone D is impossible without forced commutation of the main devices and therefore, line DD constitute the extreme limit of practical operation of the inverter. Line DC represents operation with a unity displacement factor (point e) and minimum line currents. In order to achieve minimum line current and distortion, operation points must lie close to this line. Moreover, the equipotential lines indicate the limit of displacement angle that may be obtained for any voltage level.

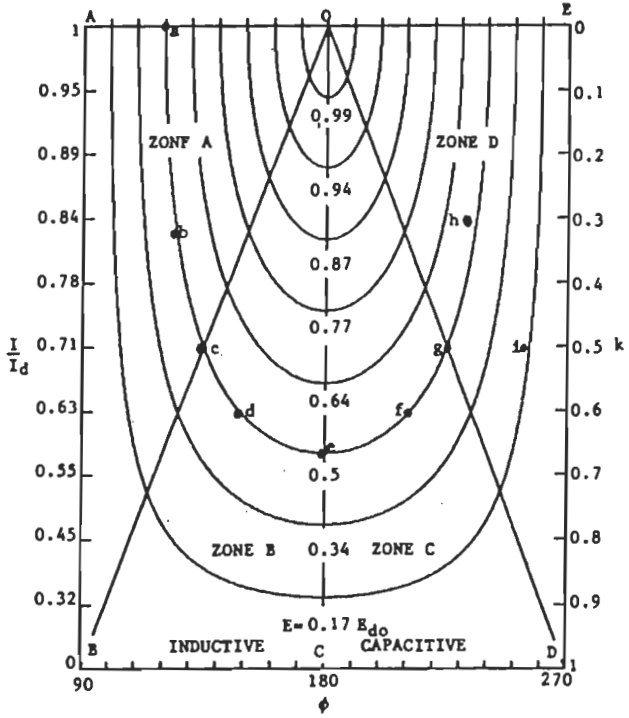


Fig. 10: Operating diagram of the 5 thyristor converter

Fig. 11 presents the operating diagram of the 8 thyristor inverter. This diagram is divided in two halves by a line at  $k = 0.5$ . Underneath this line, the instantaneous dc voltage is either zero or a segment of a phase voltage (see points c to i of Fig. 8). Above it, the dc voltage becomes partly a segment of a phase voltage and partly a segment of a line voltage (see points a and b of Fig. 8). The points indicated a to i on Fig. 11 correspond to waveforms of Fig. 8. The operating diagram of the 7-thyristor converter appears on Fig. 12.

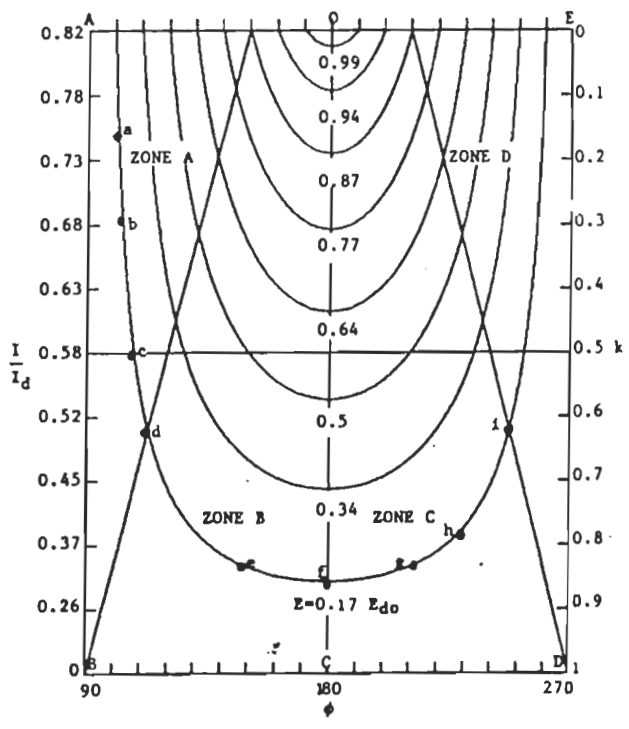


Fig. 11: Operating diagram of the 8 thyristor converter

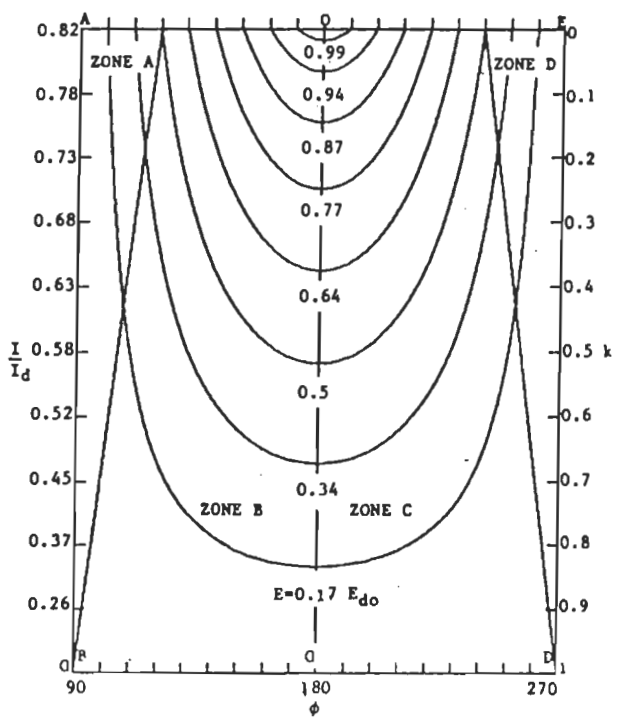


Fig. 12: Operating diagram of the 7 thyristor converter

**CONVERTER ANALYSIS**

For the derivation of the following equations, the usual assumptions were made:

- ideal semiconductor,
- infinite dc-link inductor and
- negligible commutation overlap.

Furthermore, in order to minimize complexity and commutation losses, the switching frequency of the auxiliary devices is as low as the order of the converter will allow (no PWM). The List of Principal Symbols defines the symbols used.

The dc voltage of any converter with an auxiliary device connected across its dc terminals may be evaluated by the following generalized relations:

$$E_d = E_m \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{p}\right) \cos\left(\frac{k\pi}{p}\right) \quad (1)$$

The converter operates in rectifier mode (positive average dc voltage) if:

$$\frac{k\pi}{p} - \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{k\pi}{p} + \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

and in inverter mode (negative dc voltage) if:

$$\frac{k\pi}{p} + \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{k\pi}{p} + \frac{3\pi}{2} \quad (3)$$

Furthermore, the displacement angle is equal to:

$$\theta_1 = \alpha - \frac{k\pi}{p} \quad (4)$$

With the auxiliary device(s) not operating (i.e. k=0), (1) reduces to the usual generalized expression for standard thyristor converters. The angle  $\theta_1$  represents the phase shift of the fundamental of the current wave caused by the combined action of the main and auxiliary devices. In rectifier mode,  $\theta_1$  varies between  $-\pi/2$  and  $\pi/2$  and, in inverter mode, between  $\pi/2$  and  $3\pi/2$ . The converter operates with a leading displacement factor for  $\theta_1$  between  $-\pi/2$  and zero and between  $\pi$  and  $3\pi/2$  or, alternatively expressed, between  $-\pi$  and 0.

On the other hand, even though in all cases, the line currents consist of a train of rectangular pulses, specific equations for each converter or group of converters are much more manageable than generalized expressions. Therefore, (6) to (8) are valid only for the 5-thyristor and the 8-thyristor converters. In the case of the 7-thyristor converter, they have to be slightly modified (see Table 1) to account for the fact that each half-cycle of the line current consists of two current pulses rather than one.

$$I = I_d \sqrt{\frac{p}{\pi}} \quad (5)$$

and

$$I_a = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} I_d \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad (6)$$

Based on definitions given in /4/, expressions for the distortion factor and the power factor follow.

$$\lambda_i = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{p\pi}} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \quad (7)$$

and

$$\lambda_s = \lambda_i \lambda_t = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{p\pi}} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \cos(\theta_1) \quad (8)$$

Finally, power, apparent voltamperes and reactive voltamperes may be evaluated from the equations below:

$$P = q E_p I \quad (9)$$

$$S_1 = q E_p I_1 \quad (10)$$

$$P = P_1 = q E_p I_1 \cos(\theta_1) \quad (11)$$

$$Q_1 = q E_p I_1 \sin(\theta_1) \quad (12)$$

Table 1 summarizes the specific equations for the four different hybrid inverters.

**GENERALIZED CONVERTER**

Similar operation in rectifier mode is possible but requires the forced commutation of the main devices. However, the addition of a second GTO (or in the case of the 8-thyristor converter, of a third and fourth GTO), would allow simple implementation of these modes. In fact, these converters constitute a generalized version of the standard converter family. The conventional Graetz converter, the rectifier with free-wheeling diode, or the converter with free-wheeling thyristors are particular members of this general family. A systematic analysis of these generalized converters will be presented at a future date.

**SEMICONDUCTOR SELECTION**

For the sake of simplicity and reliability, forced extinction of conventional thyristor was ruled out a-priori, leaving the gate turn-off thyristor (GTO) as the only power semiconductor truly applicable to large slip recovery drives. Several manufacturers offer devices with voltage and current ratings suitable for installations in the megawatt range. However, at power level below 500 hp, it may be possible to use large bipolar transistors.

**VARIABLE SPEED SLIP RECOVERY DRIVES**

The general torque vs speed characteristics of a slip-energy recovery drive is illustrated in Fig. 13 for a 1000 hp, 450 rpm, 60 Hz machine /5/. The equivalent circuit of the machine is given in the appendix. Because saturation data was not available, the starting torque as evaluated from the equivalent circuit is lower than in reality. Also shown on this figure are typical load curves for constant torque and fan type applications. The model used to calculate these curves include several second order effects, namely: semiconductor and dc-link inductor losses, voltage drop in the brushes and additional rotor losses caused by nonsinusoidal currents. As can be seen, the speed depends primarily on the dc-link voltage and, for a given inverter voltage, the speed-torque characteristic is similar to a poor quality separately excited dc motor.

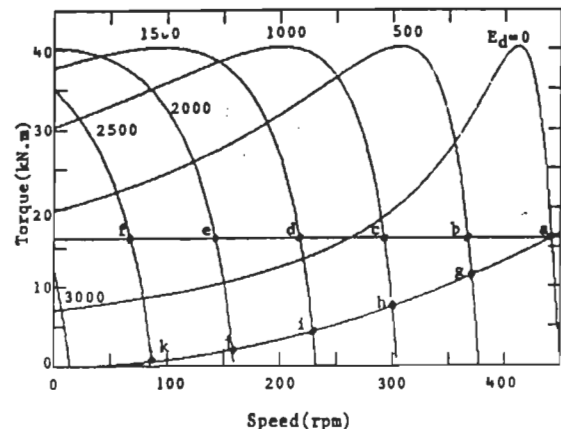


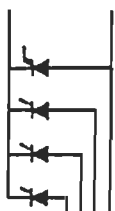



Fig. 13: Torque-speed curves at different inverter voltages for a typical 1000 hp motor

<p>CONVERTISSEUR HYBRIDE A 5 THYRISTORS</p> 	<p>CONVERTISSEUR HYBRIDE A 4 THYRISTORS</p> 	<p>CONVERTISSEUR HYBRIDE A 3 THYRISTORS</p> 	<p>CONVERTISSEUR HYBRIDE A 2 THYRISTORS</p> 
<p><math>\alpha = 1</math></p> <p><math>i = (1-b) \cdot</math></p> <p><math>E_d = E_{d0} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right)</math></p> <p>with: <math>\left(\frac{1-b}{2}\right) \leq \alpha \leq \left(\frac{1+b}{2}\right)</math></p> <p><math>E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_1</math></p> <p><math>b_1 = a - \frac{b\pi}{2}</math></p> <p><math>i = \sqrt{\frac{1-b}{2}} I_d</math></p> <p><math>I_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-b)\right) I_d</math></p> <p><math>I_b = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-b)\right) \left(\frac{2}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-b)\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p> <p><math>I_d = \sqrt{\frac{1-b}{2}} I_d</math></p> <p><math>I_{d1} = \sqrt{1-b} I_d</math></p> <p><math>S = E_1 \sqrt{1-b} I_d</math></p> <p><math>S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p> <p><math>P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p> <p><math>Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) \sin\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p>	<p><math>\alpha = 3</math></p> <p><math>i = \frac{2b}{3} (1-b)</math></p> <p><math>E_d = \frac{2\sqrt{2}}{3} E_1 \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right)</math></p> <p>with: <math>\left(\frac{2b}{3}\right) \leq \alpha \leq \left(\frac{2b+2}{3}\right)</math></p> <p><math>E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{3} E_1</math></p> <p><math>b_1 = a - \frac{b\pi}{3}</math></p> <p><math>i = \sqrt{\frac{2}{3}} (1-b) I_d</math></p> <p><math>I_a = \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{\pi}{3}(1-b)\right) I_d</math></p> <p><math>I_b = \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{\pi}{3}(1-b)\right) \left(\frac{2}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{\pi}{3}(1-b)\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d</math></p> <p><math>I_{d1} = \sqrt{2} I_d</math></p> <p><math>S = E_1 \sqrt{\frac{2(1-b)}{3}} I_d</math></p> <p><math>S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>I_M = \sqrt{2} I_d</math> for <math>0 \leq b \leq 0.5</math></p> <p><math>I_M = \sqrt{2(1-b)} I_d</math> for <math>0.5 \leq b \leq 1</math></p>	<p><math>\alpha = 3</math></p> <p><math>i = \frac{2b}{3} (1-b)</math></p> <p><math>E_d = \frac{2\sqrt{2}}{3} E_1 \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right)</math></p> <p>with: <math>\left(\frac{2b}{3}\right) \leq \alpha \leq \left(\frac{2b+2}{3}\right)</math></p> <p><math>E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{3} E_1</math></p> <p><math>b_1 = a - \frac{b\pi}{3}</math></p> <p><math>i = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d</math></p> <p><math>I_a = \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{\pi}{3}(1-b)\right) I_d</math></p> <p><math>I_b = \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{\pi}{3}(1-b)\right) \left(\frac{2}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{\pi}{3}(1-b)\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d</math></p> <p><math>I_{d1} = \sqrt{2} I_d</math></p> <p><math>S = E_1 \sqrt{\frac{2(1-b)}{3}} I_d</math></p> <p><math>S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{3} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>I_M = \sqrt{1-b} I_d</math></p>	<p><math>\alpha = 1</math></p> <p><math>i = (1-b) \cdot</math></p> <p><math>E_d = E_{d0} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right)</math></p> <p>with: <math>\left(\frac{1-b}{2}\right) \leq \alpha \leq \left(\frac{1+b}{2}\right)</math></p> <p><math>E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_1</math></p> <p><math>b_1 = a - \frac{b\pi}{2}</math></p> <p><math>i = \sqrt{\frac{1-b}{2}} I_d</math></p> <p><math>I_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-b)\right) I_d</math></p> <p><math>I_b = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-b)\right) \left(\frac{2}{3}\right) I_d</math></p> <p><math>\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}(1-b)\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p> <p><math>I_d = \sqrt{\frac{1-b}{2}} I_d</math></p> <p><math>I_{d1} = \sqrt{1-b} I_d</math></p> <p><math>S = E_1 \sqrt{1-b} I_d</math></p> <p><math>S_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p> <p><math>P = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) \cos\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p> <p><math>Q_1 = E_1 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{(1-b)\pi}{2}\right) \sin\left(\alpha - \frac{(1-b)\pi}{2}\right) I_d</math></p>
<p>TABLEAU 111</p> <p>EQUATIONS DES QUATRE CONVERTISSEURS</p>			

A severe problem of this type of system is the poor power factor presented to ac supply, if the standard Graetz converter is used as the inverter. The 7-thyristor hybrid inverter drastically improves the situation. First, if the inverter is controlled with a unity displacement factor, the power factor of the drive becomes essentially the intrinsic power factor of the machine i.e. 0.88 at full load, and is independent of the speed. From the controller point of view this scheme is the easiest to implement.

The second approach would be to control the displacement factor in order, if possible, to compensate the entire drive. Fig. 14 reproduces the right half of Fig. 12. Points indicated a to k are defined on Fig. 13. On this figure, curve 1, is the locus of operation for a constant torque load and a unity displacement factor. Except for a small range of speeds, close to full speed, unity displacement operation is easily achievable. However, the locus for the fan type, curve 2, load falls into the area of forced commutation of the main devices. Therefore, operation is limited to the FD line and power factor of the drive is slightly inductive. Furthermore, at low speeds, the inverter cannot generate enough capacitive voltamperes and operation lies on segment EO.

The situation can be improved upon further, by the addition of real capacitors providing some fixed power factor compensation as well as filtering the current harmonics returned to the network. Curves 3 and 4, Fig. 14, show the effect of adding 300 kvars which is the reactive power consumed by the motor under no-load conditions. Curves 3 and 4 respectively correspond to the constant torque load and to the fan type load. It should be noted that this also minimizes line currents.

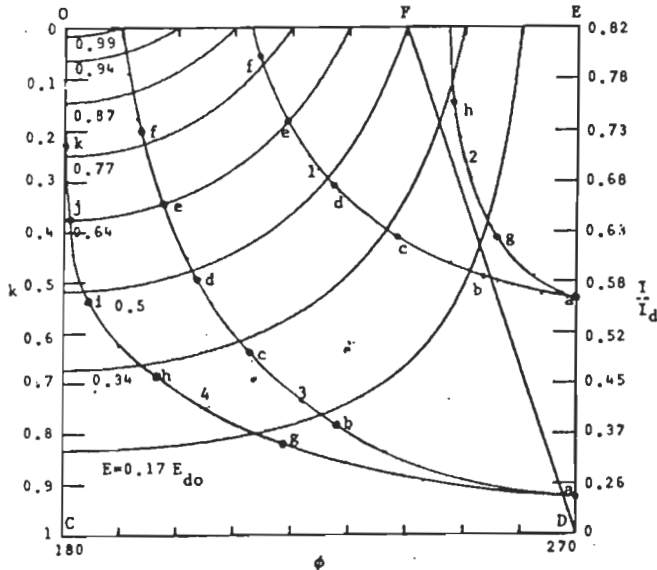


Fig. 14: Operating diagram with capacitive displacement factor (7-thyristor converter and 1000 hp motor)

#### CONVERTER CONTROL

The following is but a quick and very limited survey of some of the control schemes required by various types of applications.

#### Variable Speed Motor Drive

The first and simplest application considered is also the most common variable speed motor operation. In this case, the dc-link voltage is the primary control variable with a direct, essentially linear effect on shaft speed  $\omega$ . Simple feedback and/or feed-forward controls may be used to adjust the voltage reference in order to compensate for mechanical load variations. On

the other hand, in the case of constant torque applications, dc-link current would be the primary control variable requiring some form of current feedback to supply a voltage reference to the gate controllers.

In these cases, once the desired voltage is known, the firing angles may be chosen from the range of possible values in order to maintain the displacement factor of the whole drive close to unity.

#### Co-Generation Schemes

Another possibility is the operation of the drive in a diesel, wind or wave powered co-generation scheme /6,7/.

In these applications, line voltage and frequency are essentially determined by the power grid. However, the machine speed may vary over a more or less limited range for reasons not under independent control. For instance, in a wind powered application it might be desirable to adjust average machine speed in order to achieve maximum wind power recovery while instantaneous speed may have to vary to smooth-out torque variations /6/.

In these cases, the primary control variable is again either the dc-link voltage or dc-link current. Fig. 12 provides the range of possible firing angles. In most cases, operation at or near unity displacement factor will be desirable.

#### Stand Alone Fixed Frequency Operation

The most difficult and intriguing possibility is the operation of a slip recovery drive as a stand-alone, fixed frequency generator. This case requires levels of sophistication that depend on the desired control accuracy. The following remarks offer a glimpse of the possible solutions.

- The output frequency is obviously the difference between the shaft speed and slip. The latter being essentially a linear function of the ratio between the line voltage and the dc-link voltage, it follows that output frequency may be controlled by a proper adjustment of dc-link voltage. Feedback should of course be used to compensate any frequency error, but a much faster reaction time may be achieved by also using feedforward control to immediately compensate for shaft speed and line voltage variations.
- If all other conditions are fixed dc-link current will vary according to the electrical load on the generator.
- Generated voltage is determined by the amount of reactive voltamperes available to the machine, from the inverter, the load and whatever compensation or filtering capacitors have been added. This plays a role similar to the field current of a dc generator. Unfortunately, in the case of an induction generator, the exciter windings may not be isolated from the load carrying windings and control becomes rather difficult. However, in a properly designed machine, consumed reactive voltamperes will rise abruptly when voltage reaches design value, so that it may be sufficient to adjust inverter displacement factor to be as strongly capacitive as possible and let the saturation of the machine limit the voltage.
- If that is not sufficiently accurate, control should be based on the following considerations:
  - i) The machine will generate a voltage more or less proportional to the amount of reactive CURRENT available to it.
  - ii) This, in the presence of a capacitive load (real capacitors) will also increase with increasing line voltage so that, if only capacitors were used, voltage would either fall to zero or rise quickly to saturation.
  - iii) Converter displacement factor should therefore be adjusted by dynamically evaluating what reactive current is available from (or consumed by) the load and then calculating the amount that should be supplied (or consumed) by the inverter in order to

supply the needs of the machine. Feedback should obviously be used to compensate any errors due to machine characteristics or load variations. -Such a scheme also presents start-up problems, which shall not be discussed here.

#### CONCLUSION

Slip energy recovery drives are known to be plagued with a very poor power factor. This and the presence of sliding contacts on the rotor, explain the low level of utilization of this type of drives. The family of novel hybrid inverters described in this paper overcome this problem by allowing a relatively independent adjustment of voltage and displacement factor. When used in the rotor circuit of an induction motor, the displacement factor may be adjusted to unity over a wide range of operating conditions including full-load. Another application of these inverters is in double-fed induction generators capable of stand-alone fixed frequency operation.

#### ACKNOWLEDGMENTS

The authors wish to express their gratitude to Prof. R.-P. Bouchard and Mr. G. Daigneault for their invaluable assistance. This work was supported by the National Sciences and Engineering Research Council of Canada.

#### REFERENCES

- /1/ M. Drury, B.L. Jones and J.E. Brown, "Application of Controlled Flywheeling to the Recovery Bridge of a Static Kramer Drive", IEE Proc. B, Electr. Power Appl., 130, (2), pp 73-85.

- /2/ G. Olivier, V.R. Stefanovic and G.-E. April, "Evaluation of Phase Commutated Converters for Slip-Power Control in Induction Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-19, Jan./Feb. 1983, pp. 105-112.
- /3/ B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, New-Jersey, U.S.A, 1986.
- /4/ W. Shepherd and P. Zand, "Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits", Cambridge University Press, 1979.
- /5/ L. W. Matcsh, Electromagnetic & Electromechanical Machines, Second Edition, Harper and Row Pub., New York, 1977.
- /6/ G. Olivier and G.-E. April, "A Scaled Simulation of a Darrieus Turbine Aimed at Solving Power Fluctuation Problems", in: Electrical Machines and Converters - Modelling and Simulation, Elsevier Science Publishers B. V., 1984, pp.293-298.
- /7/ G.-E. April, G. Olivier, and R.-P. Bouchard, "A Power Smoothing Scheme for the Sea Clam Wave Energy Converter", in: Alternative Energy Systems - Electrical Integration and Utilisation, Pergamon Press, 1984, pp. 229-239.

#### APPENDIX

##### TYPICAL LARGE WOUND ROTOR MACHINE CHARACTERISTICS /5/:

Nominal power: 1000 hp /5/  
 Nominal stator line voltages: 2 300 V  
 Nominal speed: 442 rpm  
 Frequency: 60 Hz.  
 $R_1$ : 0.072 ohm  
 $R_2$ : 0.103 ohm  
 $X_1$ : 0.625 ohm  
 $X_2$ : 0.625 ohm  
 $X_m$ : 17.7 ohms  
 Ventilation and friction losses: 12.4 kW

## GENERALIZED ANALYSIS OF LINE COMMUTATED CONVERTERS AND CLOSE RELATIVES

OLIVIER B.    APRIL B.-E.    MANIAB S.    ISMAIL EL HADJRI C.

Dept. of Electrical Engineering  
Ecole Polytechnique de Montréal  
P.O. Box 6079, Station A  
Montréal, QC, Canada, H3C 3A7

ABSTRACT

Various schemes have been proposed to improve the power displacement factor and distortion of large ac to dc converters by using either free-wheeling diodes and thyristors or forced commutation devices operating at low frequency. This paper presents a generalized analysis of those converters and shows that various existing configurations can be considered as special cases of the generalized converter. Experimental results for the seven thyristor converter in inverter mode (with a single 6T0) confirm the validity of the analysis.

LIST OF SYMBOLS

$\alpha$  : firing angle of main semiconductor devices, defined as usual.  
 $\gamma$  : length in radians of the individual current pulses in the ac lines  
 $\lambda_1$  : supply displacement factor =  $\cos \phi_1$   
 $\lambda_g$  : supply distortion factor =  $I_1/I$   
 $\lambda$  : supply power factor =  $P/S = \lambda_g \cdot \lambda_1$   
 $\phi_1$  : displacement of the fundamental component of the supply current  
 $E_d$  : dc-terminal average voltage  
 $E_{do}$  : maximum dc voltage  
 $E_l$  : rms line voltage  
 $E_m$  : peak ac voltage  
 $E_p$  : rms phase voltage  
 $I$  : rms line current  
 $I_d$  : dc current  
 $I_{qt}$  : auxiliary device rms current  
 $I_h$  : rms harmonic current =  $(I^2 - I_1^2)^{0.5}$   
 $I_q$  : main device rms current  
 $I_n$  : rms value of the nth current harmonic  
 $I_N$  : rms neutral current  
 $k$  : duty cycle of auxiliary devices  
 $n$  : harmonic order  
 $p$  : converter order, i.e. frequency ratio of the lowest output harmonic to fundamental  
 $P$  : power  
 $q$  : number of phases  
 $Q_1$  : reactive voltamperes  
 $S$  : total apparent voltamperes  
 $S_1$  : apparent voltamperes of the fundamental

INTRODUCTION

The next generation of line connected ac to dc converters will have to meet much more stringent line pollution criteria. For instance, the revised version of the IEEE 519 Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters will severely restrict allowable levels of current harmonic distortion. In addition to harmonic distortion, the problem of power factor compensation must also be addressed. At low or medium power levels, good or even unity power displacement factor combined with low distortion levels may be achieved by an appropriate converter configuration and the use of P.W.M. techniques. However, at power levels above 100 kW or so, the use of high commutation frequencies becomes economically unjustified and technically unreliable. Other solutions must be investigated in order for ac to dc converters to achieve good displacement factors and low harmonic distortion. Various schemes have been proposed to achieve these goals. Many of the proposed solutions involve free-wheeling diodes or thyristors or the use of forced commutation devices operating at line frequency or little above (normally a multiple of the line frequency, rarely exceeding 360 Hz). All of these can be considered close relatives of line commutated converters.

This paper presents a generalized analysis of line-commutated converters and the above mentioned close relatives. This analysis includes conventional single and multi-phase Graetz converters, circuits with one or two free-wheeling diodes or thyristors [1,2], converters with modified gating [3,4], converters with forced commutation to achieve symmetrical triggering [5] or advanced phase triggering [5,6].

Many of these schemes require the use of one or several forced commutating devices operating generally at a relatively low frequency (i.e. 120, 180, 360 Hz). This new family of hybrid converters, combining line-commutated and force commutated devices, is yet to be named.

### CONVERTER DESCRIPTION

Any ac to dc converter may be considered as a more or less complex set of switches which sequentially connect the input lines to the output terminals. By an appropriate selection of the control algorithm, the output voltage may be adjusted at will. If no constraint is imposed on the switch operation several variables may be simultaneously adjusted or optimized. This is the case in recent PWM rectifiers where, at the same time, the input line currents are perfectly sinusoidal and the power factor is kept at unity independently of the dc voltage. However, in many other cases, the power semiconductors put severe restrictions on the control algorithm. For instance, naturally commutated converters using diodes and thyristors do not allow any degree of freedom, and except for the dc voltage, all the characteristics (current distortion, power factor etc.) are imposed.

On the other hand, at power levels exceeding 100 kW, because of the limitations of the present power semiconductor technologies, PWM and other high frequency schemes have to be discarded. Diodes, thyristors and GTO's are the only semiconductors available.

The main objective of the work reported here, was to evaluate the gains that can be obtained if the usual restrictions on ac to dc converter operation imposed by the use of diodes and thyristors were removed. The only constraint kept was the frequency of operation of the switches which was left unchanged.

The removal of the limitations imposed by natural commutation, allows the optimization of the control algorithm. At any instant, the controller may then choose the most favorable input line to be connected to the output terminals. Unity power displacement factor and, even capacitive power factor become feasible. Fig. 1 shows typical waveforms that can be obtained in rectifier and inverter modes with a single phase full-wave converter (Fig. 2) when all thyristors are replaced by forced commutation devices (such as GTO's). In this example, the main devices operate at line frequency and the free-wheeling device at double the above. As can be inferred from the waveforms, the power displacement factor can be adjusted almost independently of the dc voltage.

The forced extinction of the main thyristors enables the turn-on of the auxiliary device at any instant. In the same manner, the forced extinction of the auxiliary device guarantees that any pair of main thyristors may be turned on as desired. Waveforms a to f of Fig. 1a require forced extinction of the main devices while g to i can be obtained with natural commutation only. Fig. 1b illustrates typical waveforms in inverter operation. Waveforms a to g necessitate the forced extinction of the auxiliary device while the last two also require forced turn-off of the main devices. Fig. 3 shows that forced extinction of the main devices can also be obtained by the addition of only one GTO in series with the main thyristor bridge.

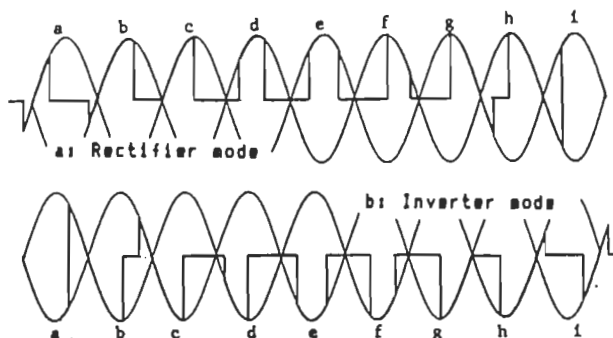


Fig. 1: Waveforms of a generalized single phase converter

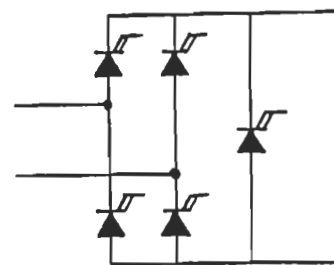


Fig. 2: 5-thyristor, single phase converter

Operation over the full range of possible conditions (i.e. complete control over voltage and power displacement factor) requires forced commutation of both the main and the auxiliary switches. However, the addition of forced commutation ensures an almost unlimited range of adjustment for the voltage and the displacement power factor over wide dc voltage variations. The dc voltage depends on the triggering angle  $\alpha$  and on the period of conduction of the auxiliary device. An increase of the duty cycle (which we called "k"), of the GTO reduces the average dc voltage. On the other hand, the displacement factor is controlled by appropriately selecting the two firing instants. If the current pulse is made symmetrical, the displacement factor becomes unity.

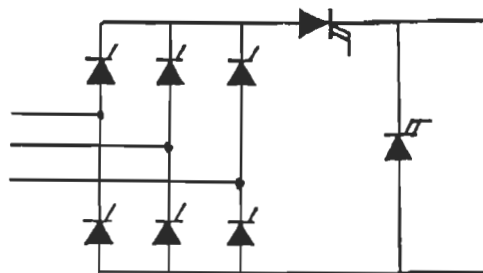


Fig. 3: Three-phase generalized converter using 2 GTO's

Fig. 4 to 6 show some three-phase versions along with typical waveforms. The first circuit is a half-wave or single-way converter. Because of the homopolar currents, this circuit has very little practical interest. However, it constitutes a necessary step for the understanding of the converter with two auxiliary GTO's of Fig. 5a. Waveforms of Fig. 5b are easily explained when they are thought of as the summation of the outputs of two half-wave converters. Fig. 6 shows a three-phase converter derived from the conventional six-thyristor Graetz converter.

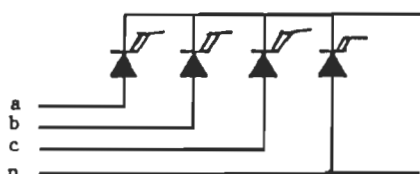


Fig. 4a: 4-thyristor, half-wave converter

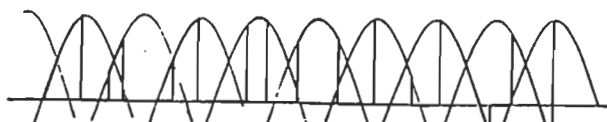


Fig. 4b: Typical waveforms of the 4-thyristor converter in rectifier mode

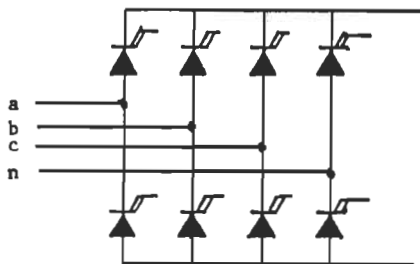


Fig. 5a: 8-thyristor, full-wave converter



Fig. 5b: Typical waveforms of the 8-thyristor converter in inverter mode

### CONVERTER ANALYSIS

For the derivation of the following equations, the usual assumptions were made:

- ideal semiconductors,
- infinite dc-link inductor and
- negligible commutation overlap.

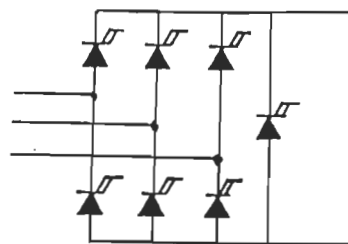


Fig. 6a: 7-thyristor, full-wave converter

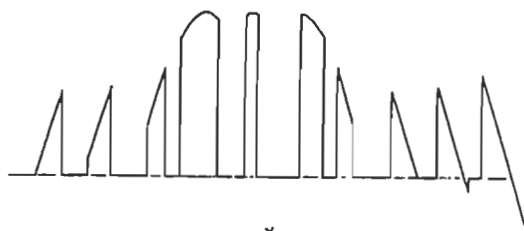


Fig. 6b: Typical waveforms of the 7-thyristor converter in rectifier mode

The dc voltage of any converter with an auxiliary device connected across its dc terminals may be evaluated by the following generalized relation:

$$E_d = E_m \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{(1-k)\pi}{p}\right) \cos\left(\alpha - \frac{k\pi}{p}\right) \quad (1)$$

The converter operates in rectifier mode (positive average dc voltage) if:

$$\frac{k\pi}{p} - \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{k\pi}{p} + \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

and in inverter mode (negative dc voltage) if:

$$\frac{k\pi}{p} + \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{k\pi}{p} + \frac{3\pi}{2} \quad (3)$$

The displacement angle is simply equal to:

$$\phi_1 = \alpha - \frac{k\pi}{p} \quad (4)$$

With the auxiliary device(s) not operating (i.e.  $k=0$ ), (1) reduces to the usual generalized expression for standard thyristor converters. Angle  $\phi_1$  represents the phase shift of the fundamental of the current wave caused by the combined action of the main and auxiliary devices. In rectifier mode,  $\phi_1$  varies between  $-\pi/2$  and  $+\pi/2$  and, in inverter mode, between  $\pi/2$  and  $3\pi/2$ . The converter operates with a leading displacement factor for  $\phi_1$  between  $-\pi/2$  and zero and between  $\pi$  and  $3\pi/2$  or, alternatively expressed, between  $-\pi$  and 0.

On the other hand, even though in all cases, the line currents consist of a train of rectangular pulses, specific equations for each converter or group of converters are much more manageable than generalized expressions. Therefore, (6) to (8) are valid only for the 5-thyristor and the 8-thyristor converters. In the case of the 7-thyristor converter, they have to be slightly modified (see Table 1) to account for the fact that each half-cycle of the line current consists of two current pulses rather than one.



$$I = I_d \sqrt{\gamma/\pi} \quad (5)$$

and

$$I_n = \frac{2\sqrt{2} I_d}{n\pi} \sin\left(\frac{n\lambda}{2}\right) \quad (6)$$

Expressions for the distortion factor and the power factor follow.

$$\lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\delta\pi}} \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right) \quad (7)$$

and

$$\lambda = \lambda_{\phi 1} \lambda_\delta = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\delta\pi}} \sin\left(\frac{\lambda}{2}\right) \cos(\phi 1) \quad (8)$$

Finally, power, apparent voltamperes and reactive voltamperes may be evaluated from the equations below:

$$S = q E_p I \quad (9)$$

$$S_1 = q E_p I_1 \quad (10)$$

$$P = P_1 = q E_p I_1 \cos(\phi 1) \quad (11)$$

$$Q_1 = q E_p I_1 \sin(\phi 1) \quad (12)$$

Table 1 summarizes the specific equations for the four different converters.

### OPERATING DIAGRAMS

The operation of these converters can be summarized by simple operating diagrams. These diagrams are based on the equations derived in the last section.

Fig. 7 shows the operating diagram of the single phase converter. This diagram defines the limits of the various modes of operation and can be used to determine the conduction period of the auxiliary device required to produce a given dc voltage and the line current corresponding to any operating condition. The conduction period of the auxiliary device is expressed as its duty cycle  $k$ . The same diagram covers the operation in rectifier and inverter modes.

For example, for the single phase converter in rectifier mode, (with  $\varphi_1$  between  $-\pi/2$  and  $\pi/2$ ) operation on segment OA corresponds to the standard all-thyristor converter. In this case, the displacement angle is equal to the triggering angle  $\alpha$  and the line currents are at a maximum. Operation on line OB corresponds to the use of a free-wheeling diode. This line also constitutes the boundary between Zones A and B. In Zone A, the instantaneous dc voltage is always positive while in Zone B, there are some instantaneous negative excursions. No forced commutation is required in zone A. Zones C and D are analogous to Zones B and A respectively but with a capacitive displacement factor. Operation

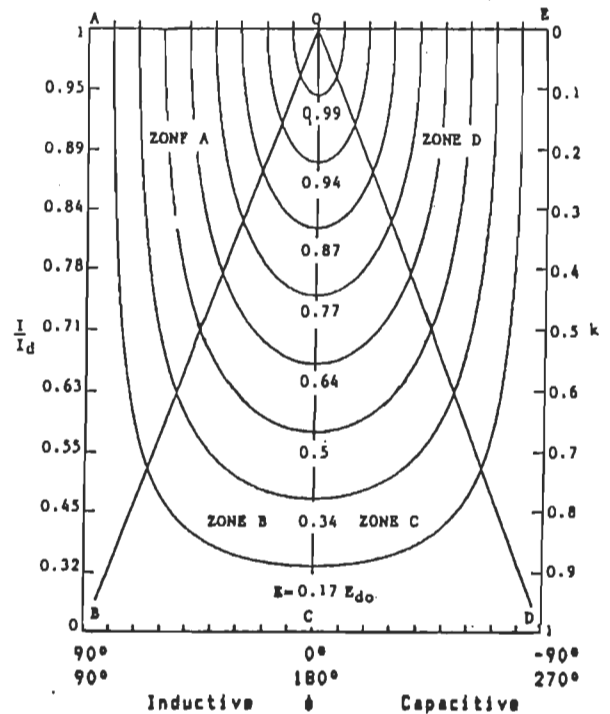


Fig. 7: Operating diagram of the 5-thyristor converter

in Zones B thru D requires forced extinction of the main devices while operation in Zone D is impossible without forced commutation of the auxiliary switch also. Line OC represents operation with a unity displacement factor and minimum line currents. The equipotential lines indicate the limits of displacement angles achievable for any voltage level. For example, for a dc voltage of 0.5 p.u. the diagram shows that the displacement angle may be varied from  $-30^\circ$  to  $30^\circ$  while the line currents vary between 1 p.u. and 0.58 p.u..

In inverter mode, with  $\varphi_1$  between  $\pi/2$  and  $3\pi/2$ , operation on segment OA corresponds to the standard inverter without any free-wheeling device. Operation on line OB corresponds to the case of free-wheeling thyristors described in [2]; the auxiliary thyristor is triggered in such a way that operation resembles that of a rectifier with a free-wheeling diode. This line is the boundary between Zone A and Zone B. In Zone B, the instantaneous dc voltage is always negative while in Zone A, there are some instantaneous positive excursions. Operation in Zones B and C requires forced extinction of the auxiliary device while operation in Zone D is impossible without forced commutation of the main devices. Again line OC represents operation with a unity displacement factor and minimum line currents.

Fig. 8 presents the operating diagram of the 8 thyristor converter. This diagram is divided in two halves by a line at  $k = 0.5$ . Underneath this line, the instantaneous dc voltage is either zero or a segment of a phase voltage. Above that line, the output waveform is made up of segments of line voltages and segments of phase voltages.

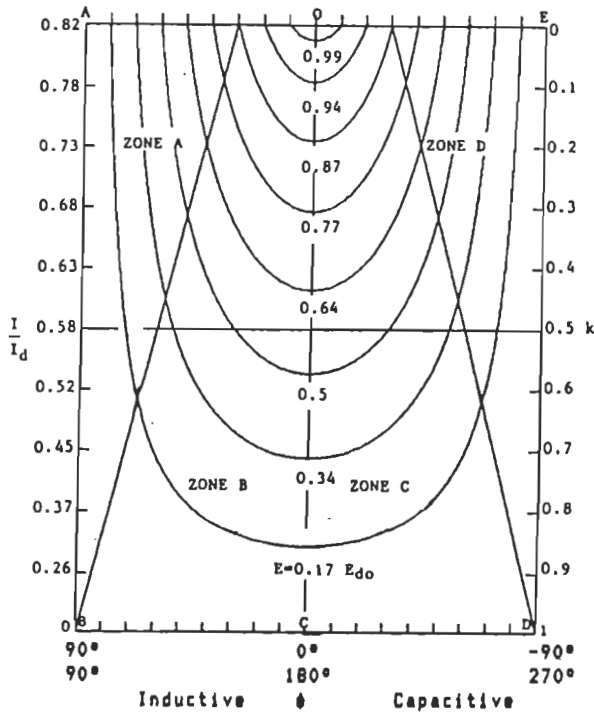


Fig.8: Operating diagram of the 8-thyristor converter

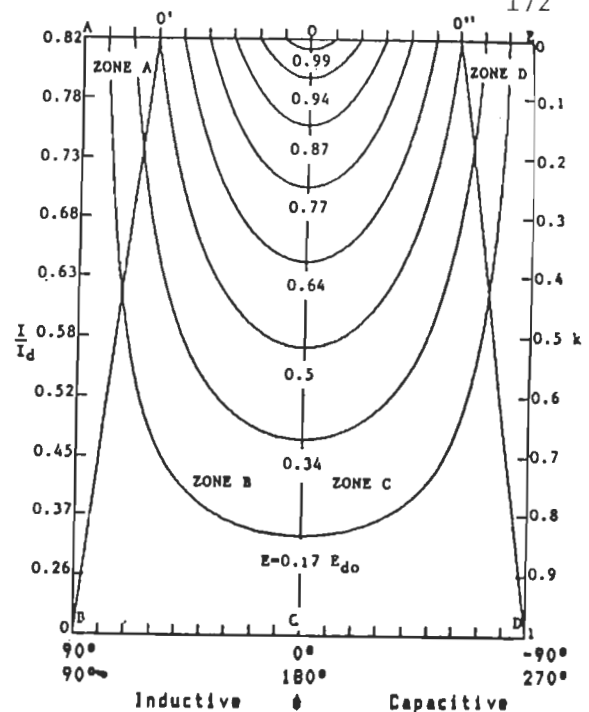


Fig.9: Operating diagram of the 7-thyristor converter

The operating diagram of the 7-thyristor converter appears on Fig. 9.

The operating diagrams cover most types of line-frequency converters. Converters already described in the literature are but particular cases of the generalized converter analysed here. Operation on line OA (see Fig. 8 and Fig. 9) corresponds to the conventional thyristor converters without any free-wheeling devices. Line O'B is the locus of operation with free-wheeling diode(s) in rectifier mode and auxiliary thyristor(s) [1] or simulated auxiliary thyristor (through modified gating) [3,4], in inverter mode. Operation on segment OE is referred to as "advanced phase firing" [6] as opposed to the usual phase delay scheme and on O'D, as "extinction angle control" [5]. Finally operation on line OC is known as "symmetrical firing" [6] scheme and results in unity displacement factor and minimum line currents.

One characteristic which is not apparent from the operating diagrams is the effect of  $k$  on the harmonic distortion. Obviously, operation at unity displacement factor, minimizes the rms line current by eliminating the quadrature component of the fundamental wave responsible, for the reactive power. However, since this is obtained by a drastic reduction of the current pulse width, it results in a measurable increase in the current distortion factor. Table 2 illustrates the relation between the various harmonic currents and the GTO duty cycle. It should be noted that large values of  $k$  are not compatible with large dc terminal voltages. For this

reason, the table also lists the maximum attainable voltage ( $E_{dmax}$ ) at any value of  $k$ . The increase of harmonic contents is mainly concentrated at the higher frequencies and filtering these out can be achieved with considerably less capacitance than would be required to compensate the displacement factor should this scheme not be used.

### EXPERIMENTAL RESULTS

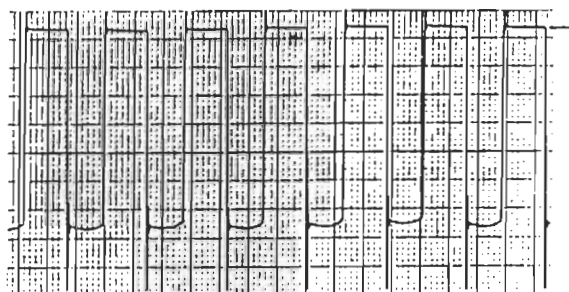
This work was originally prompted by the desire to improve the performances of existing slip-recovery drives [8] and consequently the experimental results below were derived from a configuration simulating such a drive.

These results illustrate the considerable flexibility afforded by the addition of a single GTO to a conventional drive [7]. The main gain is obviously a considerable improvement in the objectionally poor power factor that usually plagues such drives. This poor power factor is mainly due to the large reactive power demand resulting from the operation of a natural commutation thyristor inverter at a low dc terminal voltage. The addition of a single GTO to an existing inverter allows the latter to produce reactive power rather than consume it. The drive can then have an overall power factor better than that of the induction machine alone. The gain is more pronounced at speeds close to maximum where most drives operate most of the time.

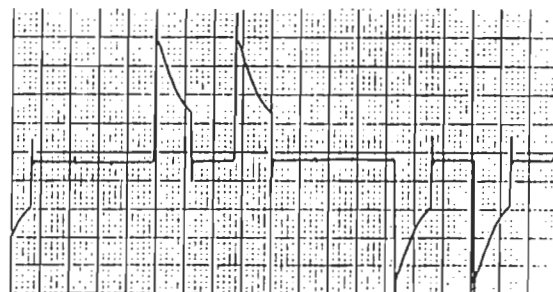
k	I	I <sub>1</sub>	I <sub>h</sub>	I <sub>5</sub>	I <sub>7</sub>	I <sub>11</sub>	I <sub>13</sub>	$\lambda_E$	E <sub>dmax</sub>
0.0	0.816	0.780	0.242	0.156	0.111	0.071	0.060	0.955	1.000
0.1	0.775	0.708	0.314	0.221	0.055	0.126	0.019	0.914	0.908
0.2	0.730	0.634	0.362	0.270	0.046	0.141	0.089	0.868	0.313
0.3	0.683	0.559	0.393	0.301	0.121	0.110	0.120	0.818	0.717
0.4	0.632	0.482	0.410	0.312	0.180	0.044	0.097	0.762	0.618
0.5	0.577	0.404	0.413	0.301	0.215	0.037	0.031	0.699	0.518
0.6	0.516	0.324	0.402	0.270	0.222	0.105	0.049	0.628	0.407
0.7	0.447	0.244	0.375	0.221	0.198	0.140	0.107	0.545	0.313
0.8	0.365	0.163	0.327	0.156	0.149	0.130	0.117	0.446	0.209
0.9	0.258	0.082	0.245	0.081	0.080	0.077	0.075	0.316	0.105

TABLE 2: Harmonic contents of the line currents of the 7-thyristor converter for various value of k.

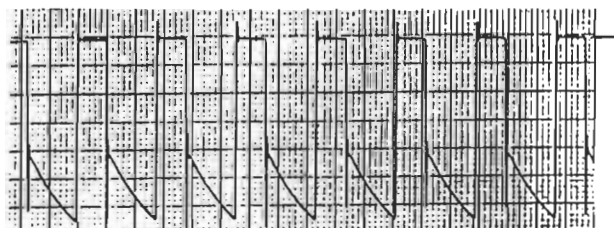
Fig. 10 shows the dc terminal voltage and the input line current for  $E_d = 0.5$  and three different values of k producing respectively lagging, in phase and leading displacement factor. For  $k = 0.53$ , the GTO current is also given. These results were obtained with a 3 kW laboratory set-up consisting of a 7-thyristor converter connected to a three-phase diode bridge through an inductor. The dc-terminal voltage was read directly across the GTO and the line current as well as the GTO current were measured with large band Hall effect transducers. The finite size of the inductor results in current pulses showing a drooping top rather than the perfectly rectangular pulses considered in the analysis. The large voltage transients that appear at each turn-off of the GTO are caused by the leakage inductance of the isolating transformer and could be eliminated by capacitors placed between the transformer and the thyristor bridge.



dc-terminal voltage; 25 V/div, 1 ms/div.



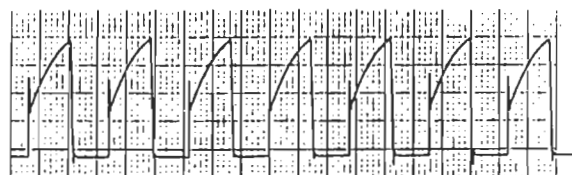
ac line current; 0.5 A/div, 1 ms/div



dc-terminal voltage; 25 V/div, 1 ms/div.



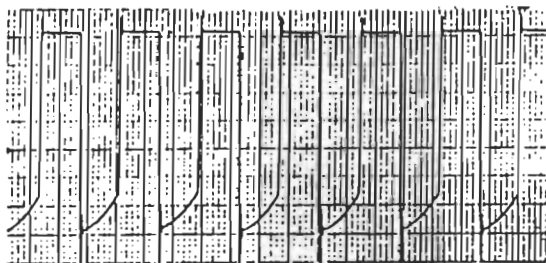
ac line current; 0.5 A/div, 1 ms/div



GTO current; 0.5 A/div, 1 ms/div

Fig. 10a: Waveforms obtained for  $E_d=0.5$ , 7-thyristor converter; lagging displacement factor,  $\alpha = 151^\circ$ ,  $k = 0.37$ ,  $\varphi = 140^\circ$

Fig. 10b: Waveforms obtained for  $E_d=0.5$ , 7-thyristor converter; resistive displacement factor,  $\alpha = 196^\circ$ ,  $k = 0.53$ ,  $\varphi = 180^\circ$



dc-terminal voltage; 25 V/div, 1 ms/div.



ac line current; 0.5 A/div, 1 ms/div

Fig. 10c: Waveforms obtained for  $E_d=0.5$ , 7-thyristor converter; leading displacement factor,  $\alpha = 215^\circ$ ,  $k = 0.5$ ,  $\varphi = 200^\circ$

Two other records illustrating operation with unity displacement factor appear in Fig. 11. They were obtained with extreme values of  $k$ . All the experimental results obtained for various values of  $k$  and  $\varphi$  confirm the theoretical analysis.

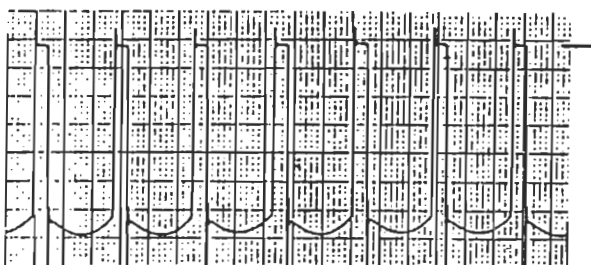


Fig. 11a: DC-terminal voltage for  $E_d = 0.94$ , unity displacement factor,  $\alpha = 182^\circ$ ,  $k = 0.08$ ,  $\varphi = 180^\circ$ ; scales: 25 V/div, 1 ms/div.

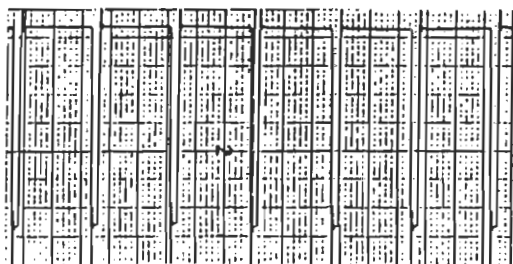


Fig. 11b: DC-terminal voltage for  $E_d = 0.09$ , unity displacement factor,  $\alpha = 207^\circ$ ,  $k = 0.90$ ,  $\varphi = 180^\circ$ ; scales: 25 V/div, 1 ms/div.

## CONCLUSIONS

Several line commutated converters and line frequency force commutated hybrid converters have been found to be particular cases of a generalized converter. Simple operating diagrams summarize the various modes of operation of the generalized converter.

A number of new converters can be implemented by the addition of one or more force commutated device (FTD) to conventional single phase or three-phase thyristor converters. The displacement factor of the new converters is adjustable over a wide range of dc terminal voltage conditions.

## ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the National Sciences and Engineering Research Council of Canada.

## REFERENCES

- [1] V. Stefanovic, "Power Factor Improvement with a Modified Phase-Controlled Converter", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-15, March-April 1979, pp. 193-201.
- [2] G. Olivier, V.R. Stefanovic, "Thyristor current source with an Improved Power Factor", IEEE Trans. on Ind. Elec. and Contr. Inst., Vol. IECI-28, No 3, 1981, pp. 118-194.
- [3] W. Drury, W. Farrer, B.L. Jones, "Performance Thyristor Bridge Converters Employing Flywheeling", IEE Proceedings, Vol. 127, Pt B., No 4, July 1980, pp. 268-276.
- [4] S.B. Dewan and W.B. Dunford, "Improved Power Factor Operation of a Three-Phase Rectifier Bridge Through Modified Gating, Proceedings of the IAS 1980 Annual Meeting, sept. 1980, pp. 830-837.
- [5] P.C. Sen, S. R. Doradia "Symmetrical and Extinction Angle Control of Solid-State Series Motor Drive", Power Factor", IEEE Trans. on Ind. Elec. and Contr. Inst., Vol. IECI-23, No 1, 1976, pp. 31-38.
- [6] G. Olivier, G.-E. April, S. Beaudin, "Convertisseurs de courant bidirectionnels à facteur de déplacement unitaire". Canadian Conference on Communications and Energy, Montréal, october 1982, pp. 193-197.
- [7] G. Olivier, G.-E. April, G. Roy, E. Ismail, "Hybrid Inverter With Adjustable Power Factor for Slip-Energy Recovery Drives", International Conference on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Turino, Italy, July 1986.
- [8] Chokri Ismail El Hadjri, "Etudes d'onduleurs hybrides à facteur de déplacement ajustable", Master dissertation, Ecole Polytechnique de Montréal, dept of Electrical Engineering, march 1987.