

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR  
ABDERRAHIM BELLAHNID

ÉTUDE ET IMPLANTATION D'UNE STRATÉGIE DE  
COMMANDE, À ANGLE DE CONDUCTION CONSTANT  
DU TRANSISTOR D'UN CONVERTISSEUR À RÉSONANCE  
SÉRIE.

JUILLET 1988

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

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

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

## RÉSUMÉ

Les convertisseurs tension continue - tension continue utilisant les propriétés des circuits résonnants présentent plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs classiques à découpage. Notamment, les courants et les tensions dans l'étage haute fréquence sont quasi-sinusoidaux au voisinage de la fréquence de résonnance; et les pertes par commutation dans les interrupteurs sont faibles. Par conséquent, le rendement devient plus grand. En raison du fonctionnement à haute fréquence de ces convertisseurs, le volume et le poids de l'unité de conversion sont faibles. Dans ce travail de recherche, un convertisseur de puissance à circuit résonnant série incorporant des interrupteurs à thyristors duaux est étudié en régimes statique et dynamique. Cette étude est particulièrement allégée par l'utilisation du plan de phase. On y retrouve aussi un schéma fonctionnel de la commande à angle de conduction constant des thyristors duaux. Ensuite, les performances dynamiques du système en régime de faibles perturbations sont examinées.

## REMERCIEMENTS

Je désire remercier mon directeur de mémoire, Dr. Kamal Al Haddad, pour son attention et ses nombreux conseils qui m'ont permis de compléter ce travail.

Je me dois de remercier mon codirecteur Dr. Venkatachari Rajagopalan, pour ses nombreuses suggestions judicieuses et pour son aide financière tout au long de la réalisation de ce projet.

Je me dois de mentionner les noms de Dr. Alois Kadima-Nzuji et Dr. Mircea Gonciar pour l'aide qu'ils m'ont apporté durant ce projet.



## TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ.....	i
REMERCIEMENTS.....	ii
LISTE DES FIGURES.....	vi
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRES	
I. COMMANDES DU CONVERTISSEUR RÉSONNANT SÉRIE.....	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Structure du CCRS.....	4
1.3 Commandes du CCRS.....	6
1.3.1 Symboles utilisés.....	6
1.3.2 Commande de l'angle de conduction de diodes.....	8
1.3.3 Commande de fréquence.....	11
1.3.3.1 Pour un fonctionnement en bas de $f_0$ .....	11
1.3.3.2 Pour un fonctionnement en haut de $f_0$ .....	17
1.3.4 Commande du courant moyen (ASDTIC).....	17
1.3.5 Commande de la tension aux bornes du condensateur du circuit résonnant.....	19
1.3.6 Commande à $\theta_T$ constant.....	21
1.3.6.1 Principe de fonctionnement.....	21
1.4 Conclusion.....	21

II.COMMANDE À ANGLE DE CONDUCTION CONSTANT DU TRANSISTOR.....	25
2.1 Introduction.....	25
2.2 Structure du convertisseur choisi.....	25
2.3 Hypothèses d'étude.....	28
2.4 Caractéristique statique.....	28
2.4.1 Liste de symboles utilisés.....	28
2.4.2 Fonctionnement avec la commande étudiée.....	30
2.4.3 Courant moyen de charge normalisée.....	34
2.4.4 Courant maximum de charge.....	36
2.4.5 Tension moyenne normalisée de charge.....	36
2.4.6 Relation entre $q$ et $Y_{moyn}$ .....	37
2.4.7 Relation entre $q$ et $\theta_T$ pour différentes valeurs de charge.....	39
2.4.8 Relation entre $\theta_D$ et $\theta_T$ .....	39
2.4.9 Relation entre $z$ et $Y_{moyn}$ .....	40
2.5 Modèle en petit signal.....	43
2.6 Conclusion.....	50
III. RÉALISATION DE LA COMMANDE À ANGLE DE CONDUCTION CONSTANT DU TRANSISTOR.....	51
3.1 Introduction.....	51
3.2 Réalisation de la commande étudiée.....	51
3.2.1 Schéma bloc.....	51
3.2.2 Principe de fonctionnement.....	52
3.3 Résultats.....	56
3.3.1 Vérification des caractéristiques statiques du fonctionnement.....	56
3.3.2 Fonctionnement en régime de faibles perturbations.....	57

3.3.3 Fonctionnement en boucle fermée à $\theta_\tau$ constant.....	62
3.4 Conclusion.....	62
CONCLUSION.....	66
BIBLIOGRAPHIE.....	68
ANNEXES	
A.1 Mode continu.....	71
A.2 Mode discontinu.....	75
B. Programme de simulation.....	77

## LISTE DES FIGURES

	Page
1.1. Circuit de puissance.....	4
1.2. Courant dans le circuit résonnant pour un fonctionnement en bas de la fréquence de résonnance.....	5
1.3. Courant dans le circuit résonnant pour un fonctionnement en haut de la fréquence de résonnance.....	5
1.4. Circuit équivalent aux séquences de commutation.....	9
1.5. Commande de $\theta_D$ .....	10
1.6. Courant moyen dans la charge.....	12
1.7. Courant maximal dans la charge.....	12
1.8. Courant moyen de la diode.....	13
1.9. Tension maximale aux bornes du condensateur résonnat.....	13
1.10. Courant efficace dans la charge.....	14
1.11. Courant moyen du transistor.....	14
1.12. Commande de $r$ .....	14
1.13. L'angle $r$ en fonction de $\theta_D$ .....	16
1.14. Schéma bloc de la commande de période de commutation.....	18
1.15. Forme d'onde pour la commande (ASDTIC).....	18
1.16. Schéma bloc de la commande ASDTIC.....	19
1.17. Formes d'ondes de la commande de $V_c$ .....	20
1.18. Schéma bloc de la commande à $\theta_r$ constant.....	22
1.19. Signaux de commande.....	23
2.1. Montage convertisseur à circuit résonnant série.....	26
2.2. Schéma fonctionnel du thyristor dual.....	26

2.3. Comparaison de fonctionnement du thyristor et du thyristor dual.....	26
2.4. Circuit équivalent aux séquences de commutation.....	29
2.5. Représentation du plan de phase en régime permanent.....	34
2.6. Relation entre $q$ et $\theta_T$ pour différentes valeurs de charge.....	41
2.7. $q$ en fonction de $\theta_T$ avec $z$ comme paramètre.....	41
2.8. $\theta_D$ en fonction de $\theta_T$ avec $q$ comme paramètre.....	42
2.9. $z$ en fonction de $Y_{moyn}$ avec $\theta_T$ comme paramètre.....	42
2.10. Courant à la sortie du redresseur.....	46
2.11. Boucle d'asservissement de la tension de sortie.....	48
2.12. $G_c$ en fonction de $\theta_T$ , $z$ comme paramètre.....	49
2.13. $\omega_c$ en fonction de $\theta_T$ , $z$ comme paramètre.....	49
3.1. Schéma bloc de la commande à $\theta_T$ constant.....	52
3.2. Circuit de commande de $\theta_T$ constant.....	54
3.3. Signaux de commande .....	55
3.4. $q$ en fonction de $Y$ , avec $\theta_T$ comme paramètre (théorique et expérimentale).....	58
3.5. $q$ en fonction de $\theta_T$ , avec $z$ comme paramètre (théorique et expérimentale).....	58
3.6 et 3.7. Variation du gain de la fonction de transfert de la sortie par rapport à la commande pour différentes valeurs de charge.....	61
3.8. Courant dans le circuit résonnant.....	63
3.9. Courant à la sortie du redresseur.....	64
3.10. Réponse expérimentale à un échelon du signal de commande.....	64

## INTRODUCTION

Le progrès technologique réalisé dans le domaine de la conversion statique de l'énergie électrique a permis de développer et réaliser de nouveaux convertisseurs très performants tels que les convertisseurs à résonnance.

L'application du principe de la résonnance a permis la réalisation des alimentations hautes performances dans plusieurs domaines de pointes tels que les installations embarqués, les équipements hospitaliers et militaires. Le fonctionnement à moyenne et à haute fréquence est devenu facile grâce à la commutation douce des interrupteurs. Pour ces raisons les convertisseurs à résonnance ont pris une importance remarquable par rapport aux convertisseurs classiques à découpage dans plusieurs applications industrielles. Ces convertisseurs ont des structures complexes et leur mise en application nécessite une connaissance parfaite de la structure et du mécanisme de commutation des interrupteurs.

Les convertisseurs à résonnance sont classés en deux catégories:

- Les convertisseurs qui fonctionnent en dessous de la fréquence de résonnance et font appel à des interrupteurs du type thyristor (amorçage commandé et blocage spontané) [1, 2].

- Les convertisseurs qui fonctionnent en dessus de la fréquence de résonnance et font appel à des interrupteurs du type thyristor dual (amorçage spontané et blocage commandé) [3, 4, 5, 6, 7].

Différentes lois de commande ont été utilisées pour contrôler l'écoulement de la puissance entre la source d'entrée et la charge. Certains auteurs utilisent la commande à fréquence variable [7, 9, 10], d'autres utilisent la commande par détection de la tension du condensateur de sortie [10] ou bien la commande de l'angle de conduction du thyristor de l'onduleur [11, 12, 13].

Le présent travail traite l'étude et la réalisation d'une nouvelle loi de commande basée sur le contrôle de la durée de conduction de la diode de retour du thyristor dual.

Au premier chapitre, plusieurs méthodes de commandes du convertisseur à résonance série sont décrites. On a montré que le choix de celles-ci dépend grandement du fonctionnement du convertisseur, c'est-à-dire le fonctionnement en fréquence supérieure ou inférieure par rapport à celle de résonance.

Dans le deuxième chapitre, on étudie en régimes statique et dynamique, un convertisseur de puissance à circuit résonnant série incorporant les interrupteurs à thyristors duaux. La stratégie de commande adoptée est celle à angle de conduction constant ( $\theta_T$ ) des transistors de l'onduleur. Ce dernier fonctionne à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance. Cette étude est particulièrement allégée par la représentation dans le plan de phase des variables d'état du système.

Les caractéristiques statiques du convertisseur, commandé à angle de

conduction constant, sont calculées analytiquement en utilisant la méthode du plan de phase. Une étude en régime dynamique (régime de faibles perturbations) a permis d'attribuer au convertisseur une fonction de transfert (relation entre la tension de sortie et la variable de commande); et de faciliter le calcul du circuit de régulation. L'effet de variations des différents paramètres sur la tension ou le courant de sortie est montré sur les courbes décrivant les caractéristiques statiques du convertisseur.

On retrouve dans le dernier chapitre, les étapes de réalisation d'un convertisseur à faible puissance ainsi que la carte de commande à angle de conduction constant des transistors. Les caractéristiques statiques théoriques sont comparées avec celles obtenues expérimentalement, pour une configuration en demi-pont. Les performances du système sont analysées pour différents points d'opération.



## CHAPITRE I

### COMMANDES DU CONVERTISSEUR RÉSONNANT SÉRIE.

#### 1.1 Introduction

Le convertisseur CC/CC à circuit résonnant série (CCRS), comparé aux convertisseurs ayant des topologies de régulateurs à découpage direct, présente plusieurs avantages:

- Les pertes de puissance dues à la commutation des transistors de puissance sont minimales. Par conséquent, le rendement de conversion est plus grand et possède une fiabilité accrue.

- En raison de l'absence de pertes par commutation, le fonctionnement à haute fréquence est possible. Les refroidisseurs des transistors de puissance étant plus petits, les volumes et poids sont alors plus faibles.

- Les effets indésirables de l'inductance de fuite dans le primaire du transformateur sont réduits parce qu'elle est considérée comme faisant partie de l'inductance résonnante. Celle-ci réduit les pointes de courant dans les interrupteurs de puissance pendant le démarrage du convertisseur. Ceci permet donc au convertisseur une grande fiabilité.

- Le fonctionnement à vide est possible [6].

## 1.2 Structure du CCRS

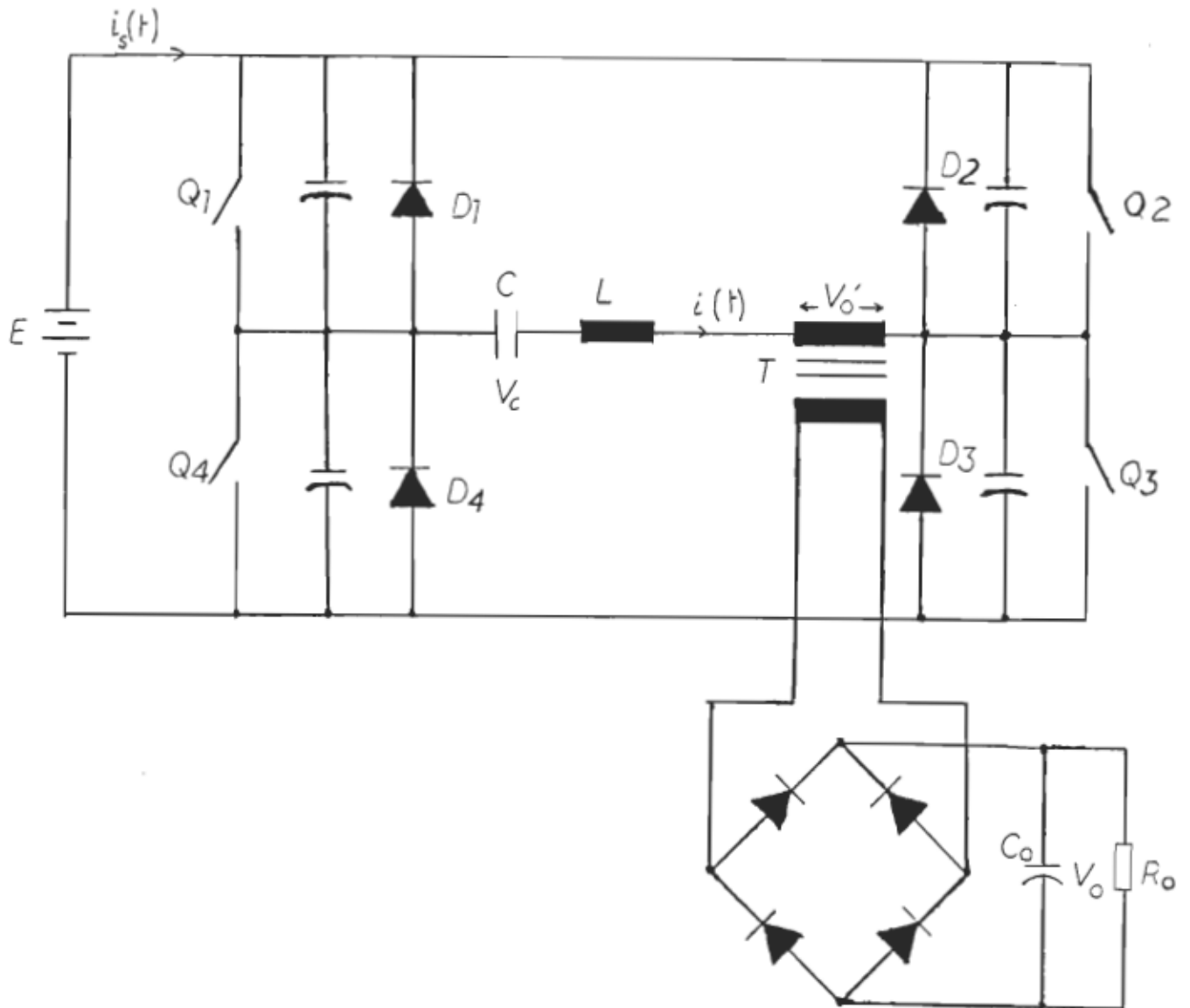


Figure 1.1. Circuit de puissance du CCRS.

Le convertisseur étudié ici est montré à la figure 1.1. La tension continue est appliquée au circuit résonnant. La charge du convertisseur est formée d'un circuit résonnant LC, circuit additionnel par rapport au

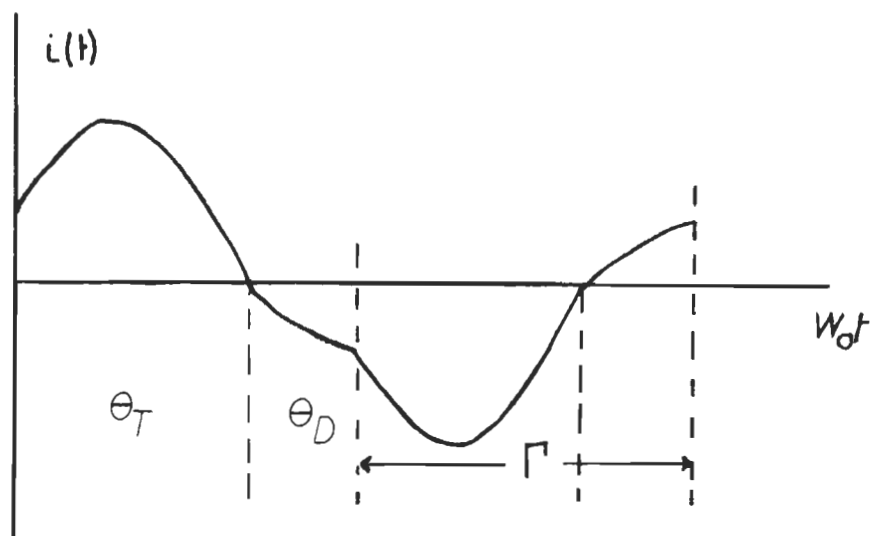


Figure 1.2. Courant dans le circuit résonnant pour un fonctionnement en bas de la fréquence de résonance.

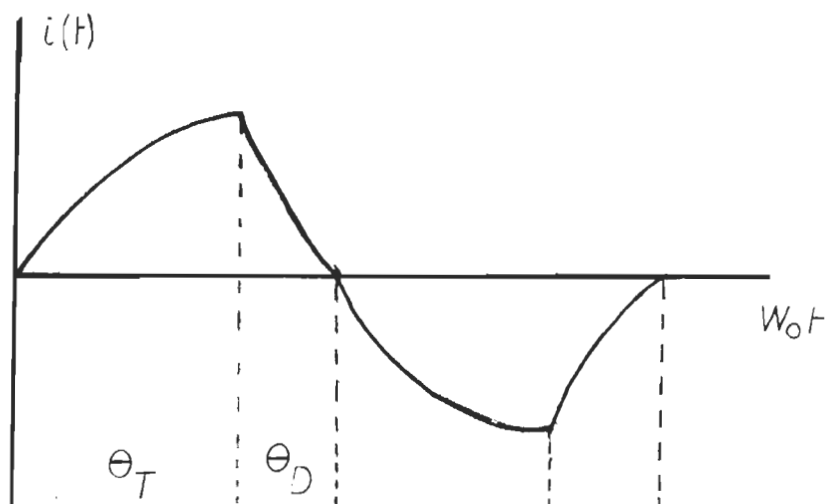


Figure 1.3. Courant dans le circuit résonnant pour un fonctionnement en haut de la fréquence de résonance.

convertisseur direct, connectée en série avec un transformateur à haute fréquence. Celui-ci permet l'isolation galvanique entre la charge et le circuit de puissance, ainsi que l'adaptation de l'impédance de charge à la sortie du convertisseur. L'enroulement secondaire du transformateur est relié avec un pont redresseur à diodes qui alimente la charge  $R_o$  [3] [4]. Les interrupteurs de puissance  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  et  $Q_4$  peuvent être des thyristors, pour un fonctionnement en bas de la fréquence de résonance, ou des transistors bipolaires ou MOSFETS pour un fonctionnement en haut de la fréquence de résonance. Le convertisseur série a la caractéristique d'une source de courant. Pour obtenir une source de tension filtrée, on met donc un condensateur à la sortie. Toutefois, celui-ci doit avoir une faible résistance série et supporter de forts courants d'ondulation.

### 1.3 Commandes du CCRS

#### 1.3.1 Symboles utilisés

$I_a$  : courant moyen de  $i(t)$  (figure 1.2) pour un demi-cycle.

$I_{an}$ :  $I_a$  normalisé.

$I_b$  : courant de base  $= V_s/Z_o$ .

$I_d$  : courant moyen de diode.

$I_{dn}$ :  $I_d$  normalisé.

$I_o$  :  $i(t)$  à  $t=0$ .

$I_p$  : courant maximal de  $i(t)$ .

$I_{pn}$ :  $I_p$  normalisé.

$I_q$  : courant moyen du transistor.

$I_{qn}$ :  $I_q$  normalisé.

$I_r$  : courant efficace de  $i(t)$ .

$I_{rn}$ :  $I_r$  normalisé.

$q$  : tension de sortie normalisée =  $V_o/V_s$ .

$V_b$  : tension de base =  $V_s$ .

$V_{ci}$ : tension aux bornes de C au temps  $t_i$ .

$V_{cp}$ : tension maximale aux bornes de C.

$V_{cpn}$ :  $V_{cp}$  normalisée.

$z_o$  : impédance caractéristique =  $\sqrt{L/C}$ .

$\theta_r$  : angle de conduction du transistor .

$\theta_d$  : angle de conduction de diodes.

$\Gamma$  :  $\theta_r + \theta_d = \omega_o T/2$

$\omega_o$  : pulsation de résonance (rad/s) =  $1/\sqrt{LC}$ .

$f_o$  : fréquence de résonance (Hertz) =  $1/2\pi\sqrt{LC}$ .

Nous supposons que toutes les composantes sont idéales et que la tension d'entrée  $E$  et la tension de sortie  $V_o$ , ne présentent aucune ondulation. Une fois ces hypothèses admises, quelque soit la commande, le CCRS se réduit à un circuit résonnant alimenté en premier lieu par la tension de l'onduleur et en second lieu par le voltage aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur haute fréquence [3] [4].

L'écriture donc des expressions des différentes grandeurs de ce convertisseur est immédiate si l'on choisit  $\theta_r$  et  $\theta_d$  comme paramètre et  $q$  comme variable. Ces dernières sont résumées dans l'Annexe A pour un fonctionnement en mode continu et discontinu. À préciser que ces

expressions sont pour un fonctionnement en bas de la fréquence de résonnance.

En ce qui concerne le fonctionnement en haut de la fréquence de résonnance, l'établissement des expressions des différentes grandeurs sera démontrée dans le chapitre II. En effet, on remarquera que celles-ci sont faciles à établir grâce à l'utilisation du plan de phase.

### 1.3.2 Commande de l'angle de conduction de diodes (commande $\theta_D$ )

Dans ce montage, le détecteur de passage par zéro détermine le temps de changement de polarité du courant dans le circuit résonnant. Les transistors Q1 et Q3 sont alors ouverts et les diodes de roues libres D1 et D3 sont en conduction. À cet instant l'angle de délai  $\theta_D$  commence. À la fin de ce délai, les transistors Q2 et Q4 sont fermés et le prochain demi-cycle commence. La figure 1.4 montre le fonctionnement décrit ci-dessus avec le circuit équivalent pour chaque séquence de commutation. Un exemple de cette commande est montré à la figure 1.5 sous forme de schéma bloc.

Supposons pour l'instant que  $t_1 \leq t \leq t_2$ . Ceci implique que S2 est fermé et la tension  $V_{C1}$  est croissante. Quand  $V_{C1}$  atteint la tension d'erreur  $V_e$ , le comparateur A1 est actif, alors Q2 et Q4 conduisent.

Au prochain passage par zéro correspondant à  $t_3$ ,  $\textcircled{B}$  a un niveau zéro, la commande de base est donc changée. Puisque S1 et S2 sont tous les deux ouverts de  $t_2$  à  $t_3$ , C1 reste chargé durant cette intervalle. À  $t_3$ , S1 est fermé,  $V_{C1}$  décroît et le comparateur A2 sera actif une fois que  $V_{C1}$

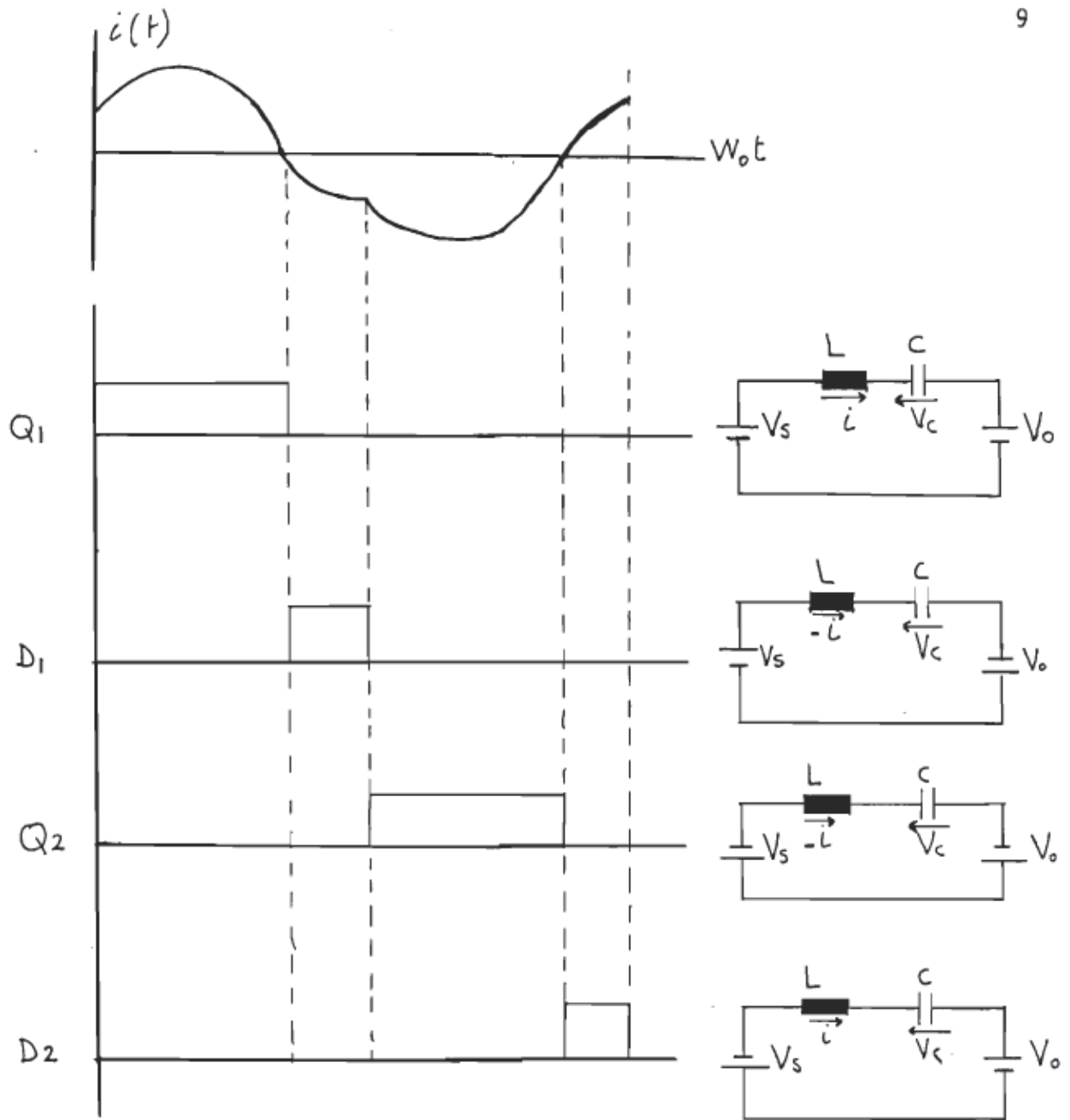
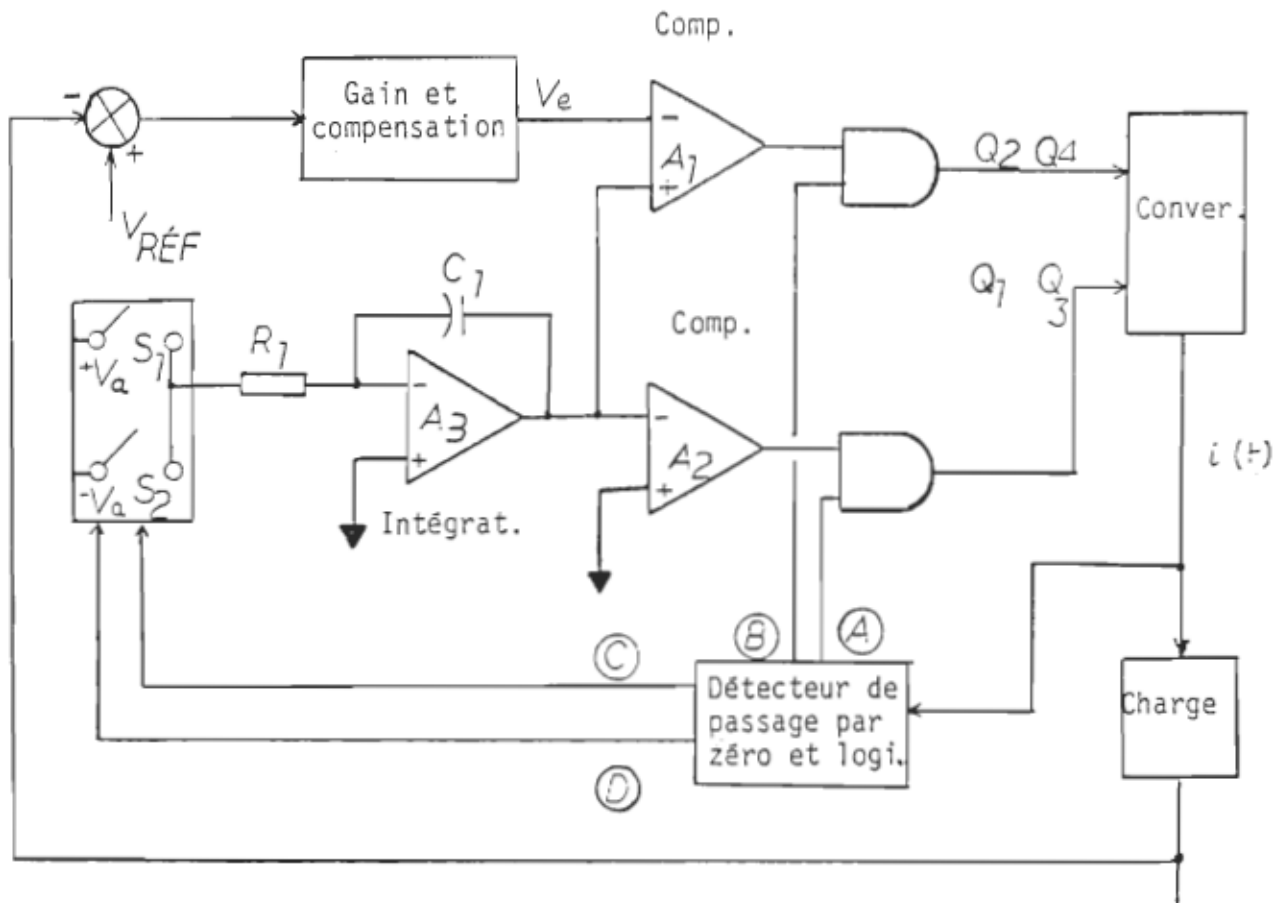


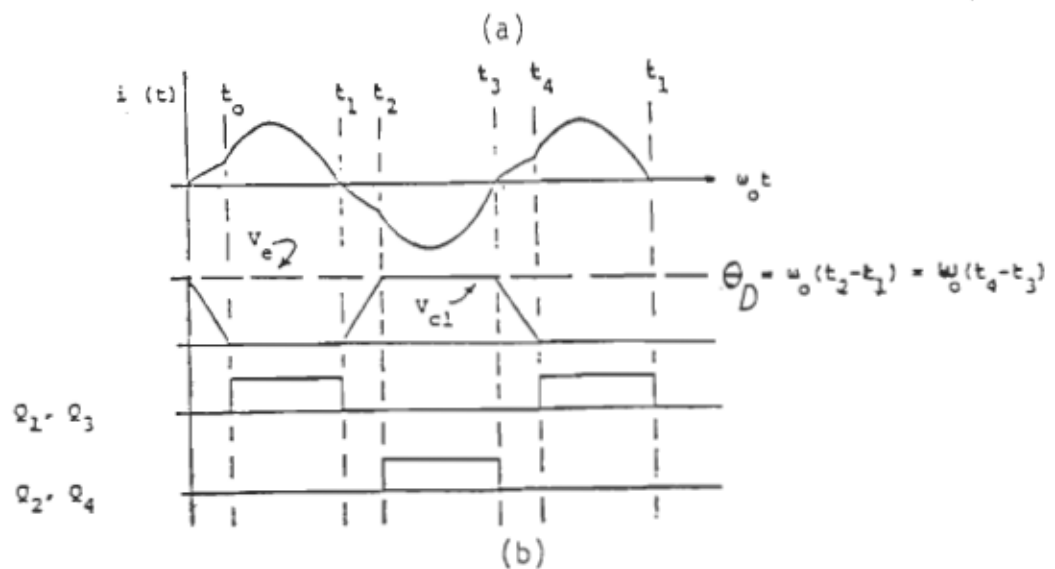
Figure 1.4. Circuit équivalent aux séquences de commutation.

atteint zéro c'est à dire à  $t_4$ . Ceci entraîne la conduction de  $Q_1$  et  $Q_3$  jusqu'au prochain passage par zéro, à  $t_1$ . L'intégrateur A3 est utilisé pour forcer que l'angle  $\theta_o$ , entre  $t_3 \leq t \leq t_4$  soit égal à celui entre  $t_1 \leq t \leq t_2$ . C1 agit donc comme élément de mémorisation, puisque qu'il garde la valeur de  $V_c$  correspondant au temps  $t_1$  à  $t_2$ .



$$\begin{aligned} \textcircled{A} &= 1 & t_3 \leq t \leq t_1 \\ \textcircled{B} &= 1 & t_1 \leq t \leq t_3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{C} &= 1 & t_1 \leq t \leq t_2 \text{ } S_2 \text{ fermé} \\ \textcircled{D} &= 1 & t_3 \leq t \leq t_4 \text{ } S_1 \text{ fermé} \end{aligned}$$

Figure 1.5. Commande de  $\theta_D$ .

(a) Schéma bloc.

(b) Signaux de commande.



De la figure 1.6 à la figure 1.11 on a respectivement:

Courants normalisés: -moyen dans la charge.

-maximal dans la charge.

-efficace dans la charge.

-moyen du transistor.

-moyen de la diode.

Tension maximale normalisée du condensateur résonnant.

### 1.3.3 Commande de fréquence

#### 1.3.3.1 Pour un fonctionnement en bas de $f_0$ (commande $\Gamma$ )

La commande de la période de fonctionnement est facile à implanter pour le CCRS aussi bien que pour d'autres types de circuit résonnant; puisqu'elle n'utilise pas de circuit détecteur de passage par zéro et utilise des circuits logiques simples.

L'asservissement de la tension de sortie se fait par la commande de la période d'ouverture (turn-on) si les thyristors sont utilisés, ou par la commande de la période d'ouverture et de fermeture (turn-on, turn-off) lorsque les transistors bipolaires ou MOSFETS sont utilisés.

À partir de la figure 1.2 on a [1]:

$$\begin{aligned}\Gamma &= \theta_T + \theta_D = \theta_D + \pi + t\bar{q}' [((q^2-1)\sin \theta_D)/(2q-(1-q^2)\sin \theta_D)] \\ &= (f_0 / f_s)\pi\end{aligned}$$

Puisque  $f_s$  est la variable indépendante, nous pouvons fixer une  $f_s(\max)$  qui est équivalente à un  $\Gamma$  (min)

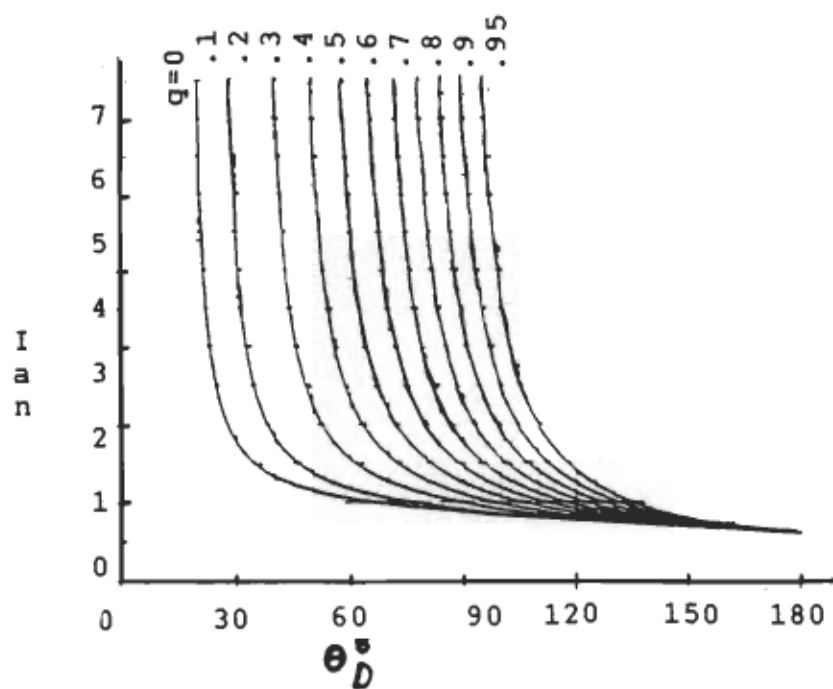


Figure 1.6. Courant moyen dans la charge.

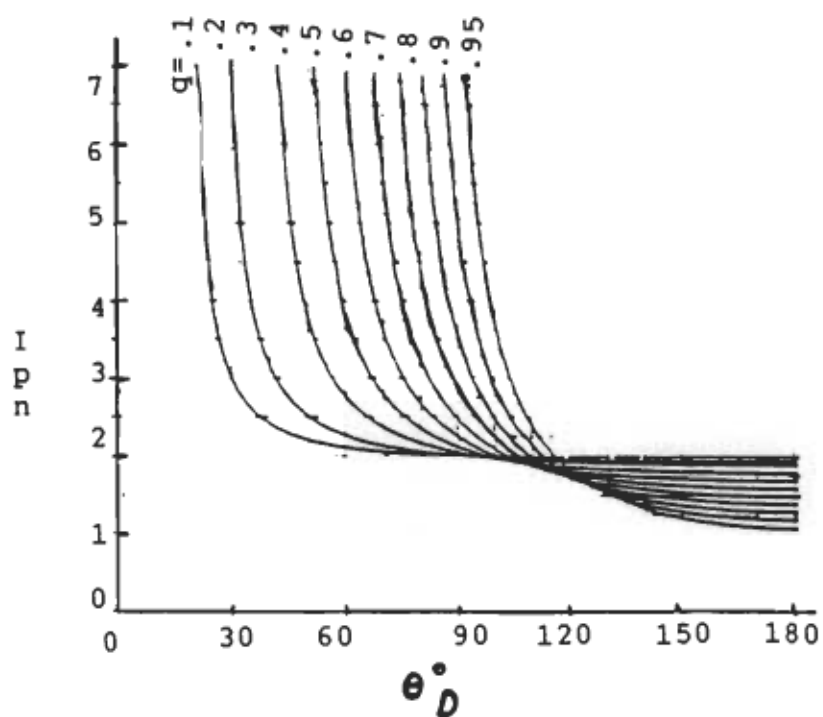


Figure 1.7. Courant maximum dans la charge.

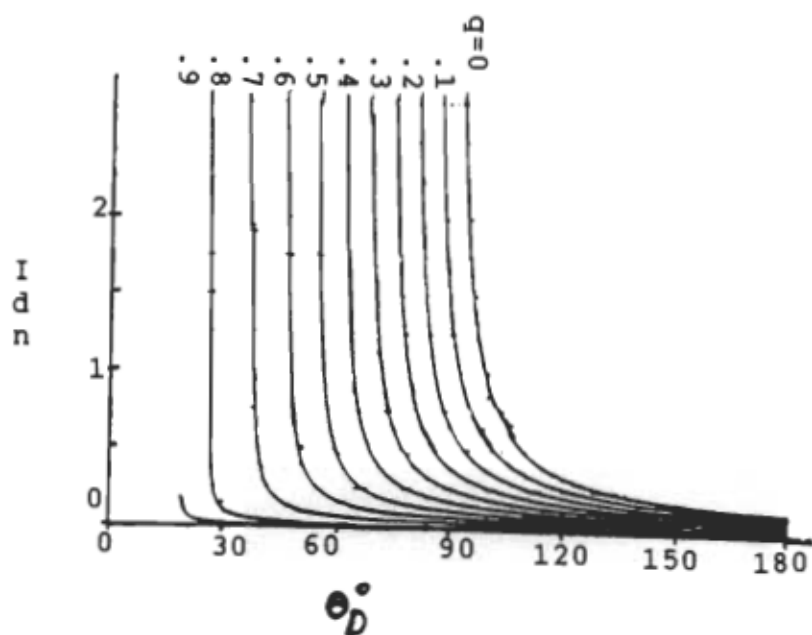


Figure 1.8. Courant moyen de la diode.

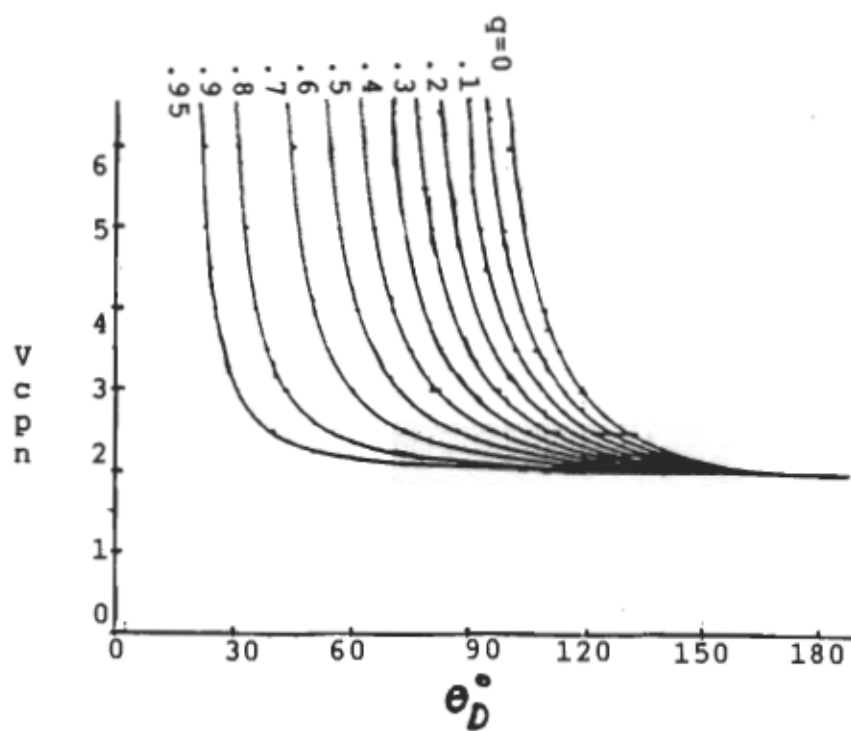


Figure 1.9. Tension maximale aux bornes du condensateur résonnant.

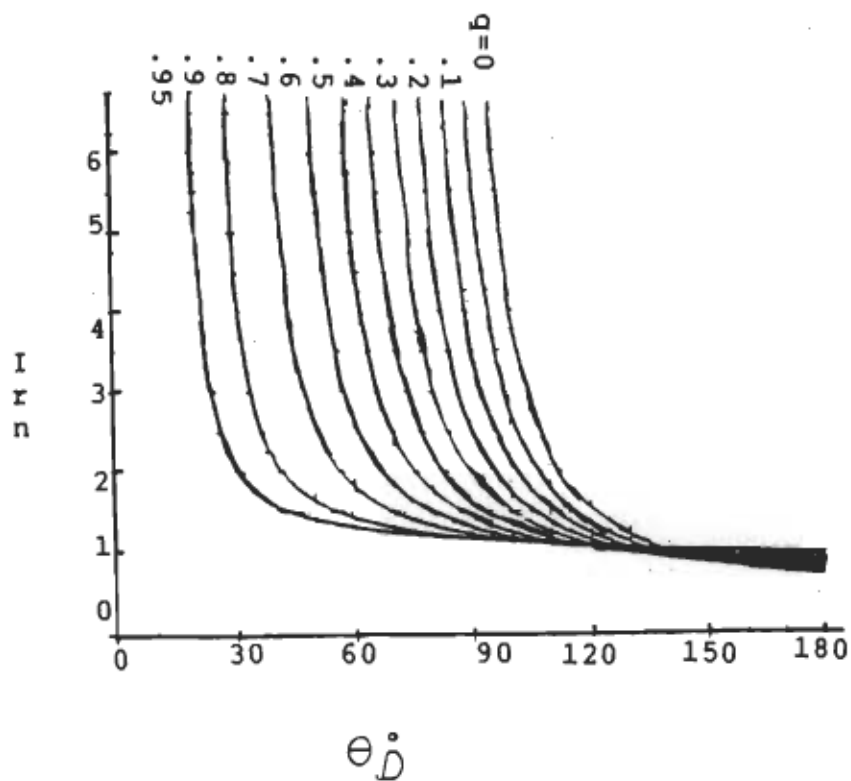


Figure 1.10. Courant efficace dans la charge.

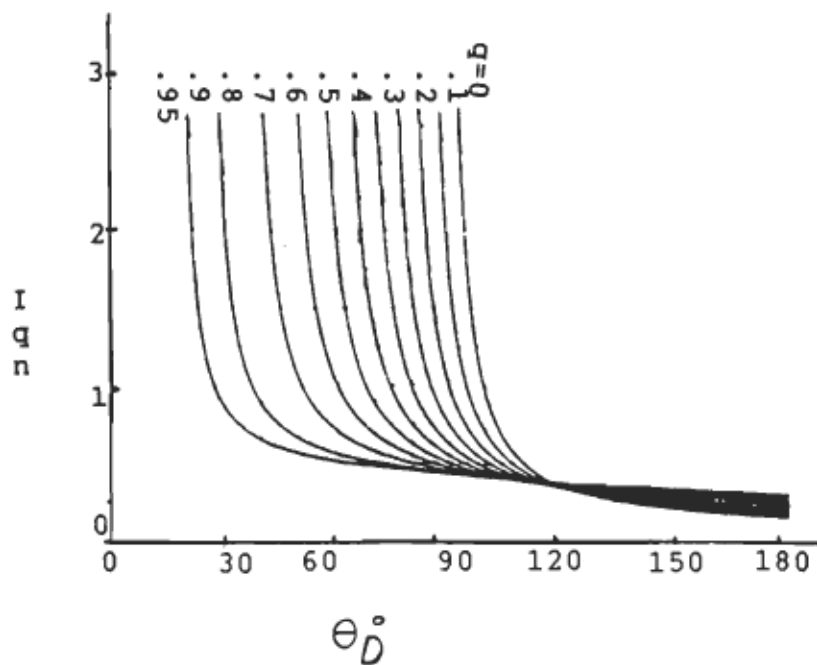


Figure 1.11. Courant moyen du transistor.

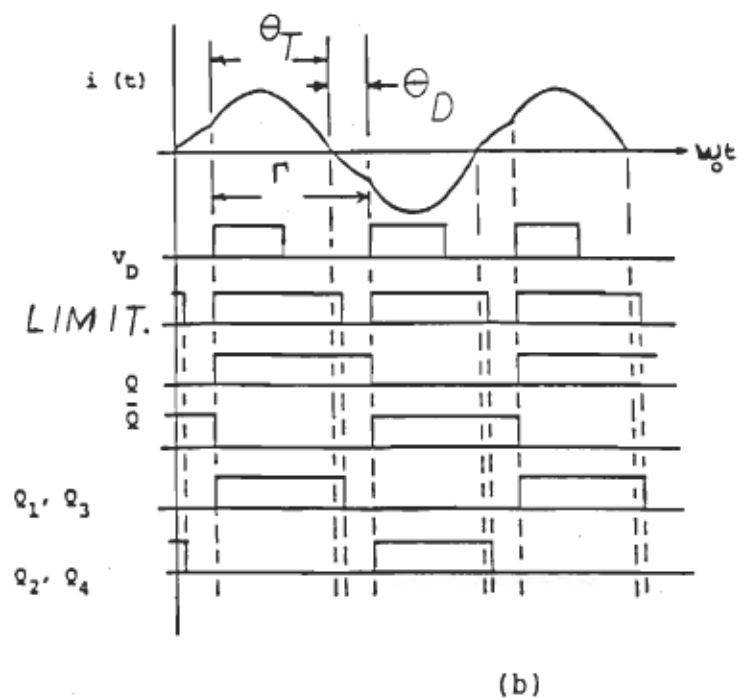
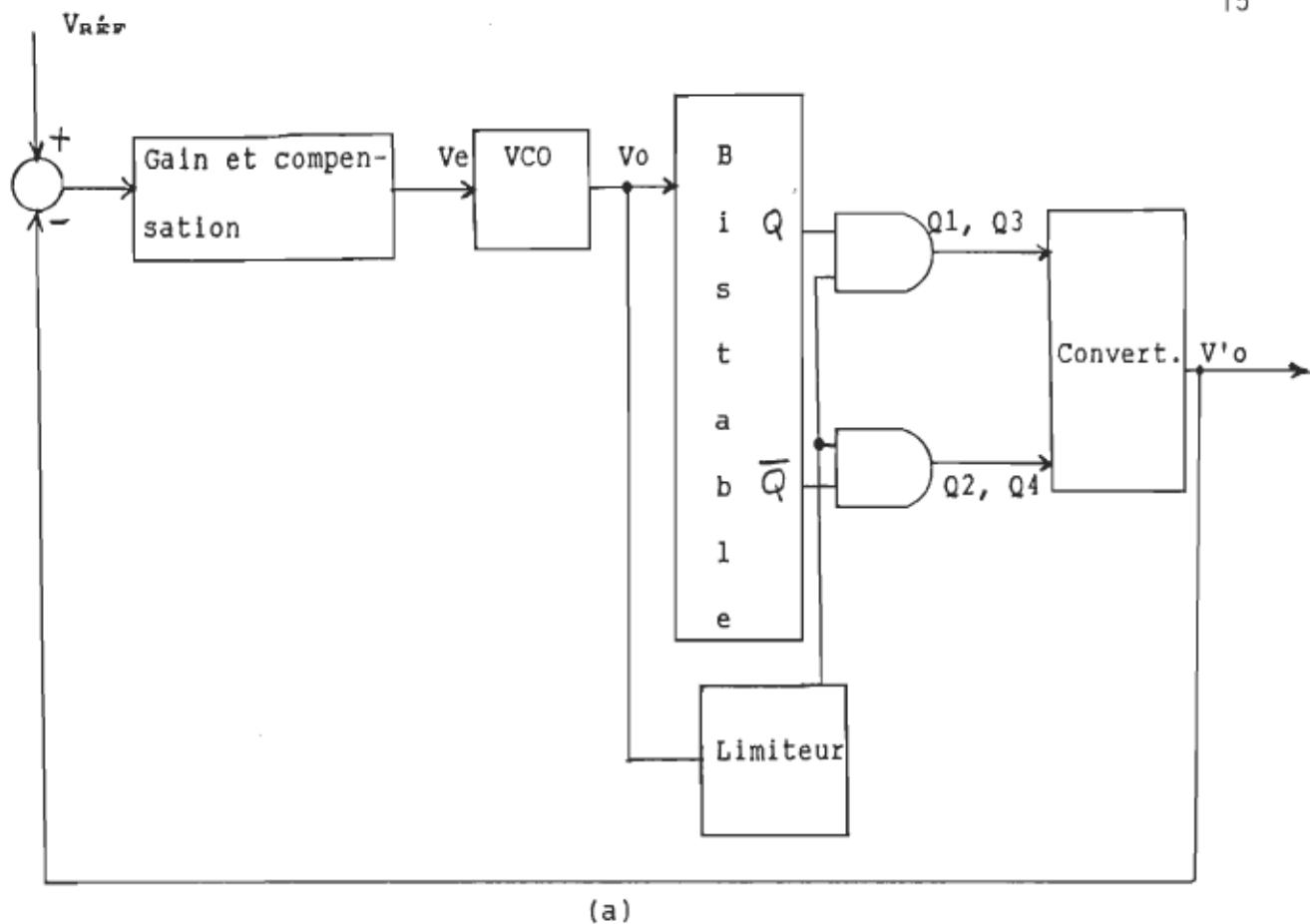


Figure 1.12. Commande de  $r$  :

(a) schéma bloc.

(b) forme d'onde.

La figure 1.12a montre le schéma bloc simplifié de la commande def pour un fonctionnement en bas de la fréquence de résonnance. L'erreur  $V_e$  détermine la fréquence de sortie du VCO qui entraîne le circuit bistable et le limiteur. La période du limiteur est légèrement plus grande que la période maximale de conduction du transistor  $Q_r$ . Le circuit bistable dirige le signal du limiteur en premier temps vers Q1-Q3 ensuite vers Q2-Q4.

La figure 1.13 montre l'angle en fonction de  $i$  pour différentes valeurs de tension normalisée de sortie,  $q$ . On remarque que quelque soit  $q$ , en fonction de  $\theta_D$ , est une fonction croissante.

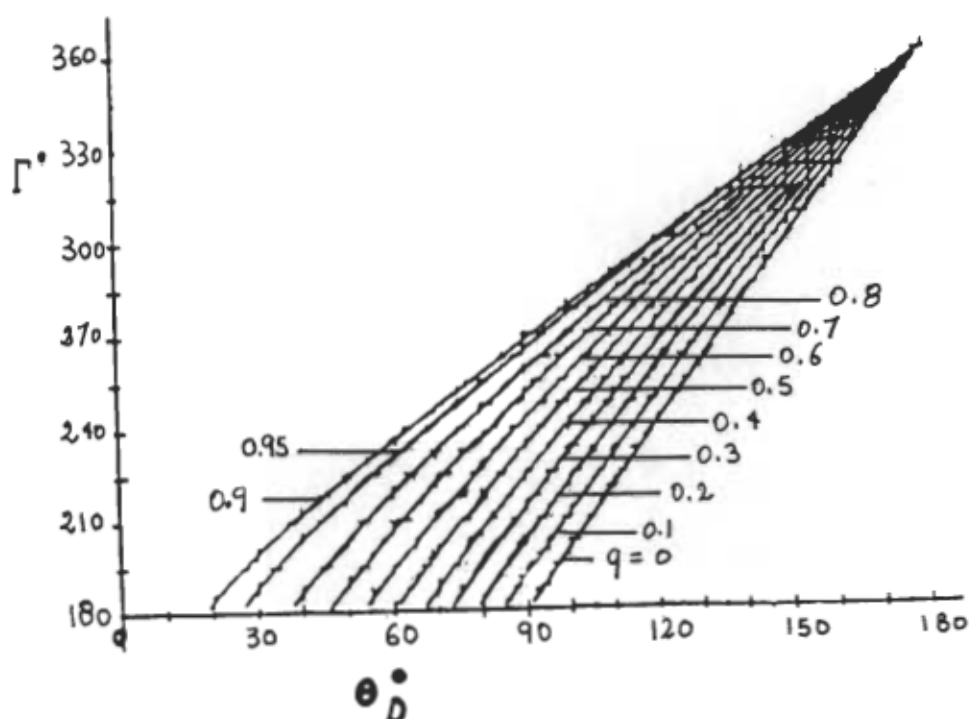


Figure 1.13. L'angle  $\Gamma$  en fonction de  $\theta_D$ .

### 1.3.3.2 Pour un fonctionnement en haut de $f_0$ (commande de la période de commutation).

Pour un fonctionnement en haut de la fréquence de résonance, la commande de fréquence est remplacée par la commande de la période de commutation. Le schéma bloc de cette commande est montré à la figure 1.14.

### 1.3.4 Commande du courant moyen ou "analog-signal-to-discrete time-interval converter control" (ASDTIC) [6][7]

La figure 1.15 montre les formes d'onde appliquée suite à la commande de l'ASDTIC. Les transistors Q1, Q3, Q2, Q4 et les diodes D1, D3, D2, D4 montrés dans cette dernière correspondent aux composantes du circuit de puissance de la figure 1.1.

Dans la commande ASDTIC, telle que montrée à la figure 1.16, le courant redressé dans le circuit résonnant est comparé avec le signal de référence  $KV_{cont}$ , ou  $K$  est la constante de proportionnalité. L'erreur est alors intégrée pour produire le signal  $V'$ . Les signaux d'entraînement sont générés à chaque instant de passage par zéro du signal  $V'$ .

Cependant à  $t_2$  on a:

$$V' = \int_0^{t_2} (|i| - KV_{cont}) dt$$

Avec la constante de commande:  $KV_{cont} = 1/t_2 \int_0^{t_2} |i| dt$

Ainsi  $KV_{cont}$  représente le courant moyen redressé du courant résonnant entre l'instant 0 et  $t_2$  (une demi-période).

La loi de commande de l'ASDTIC est donnée par [7]:

$$1/t_2 \int_0^{t_2} i dt - KV_{cont} \leq 0$$

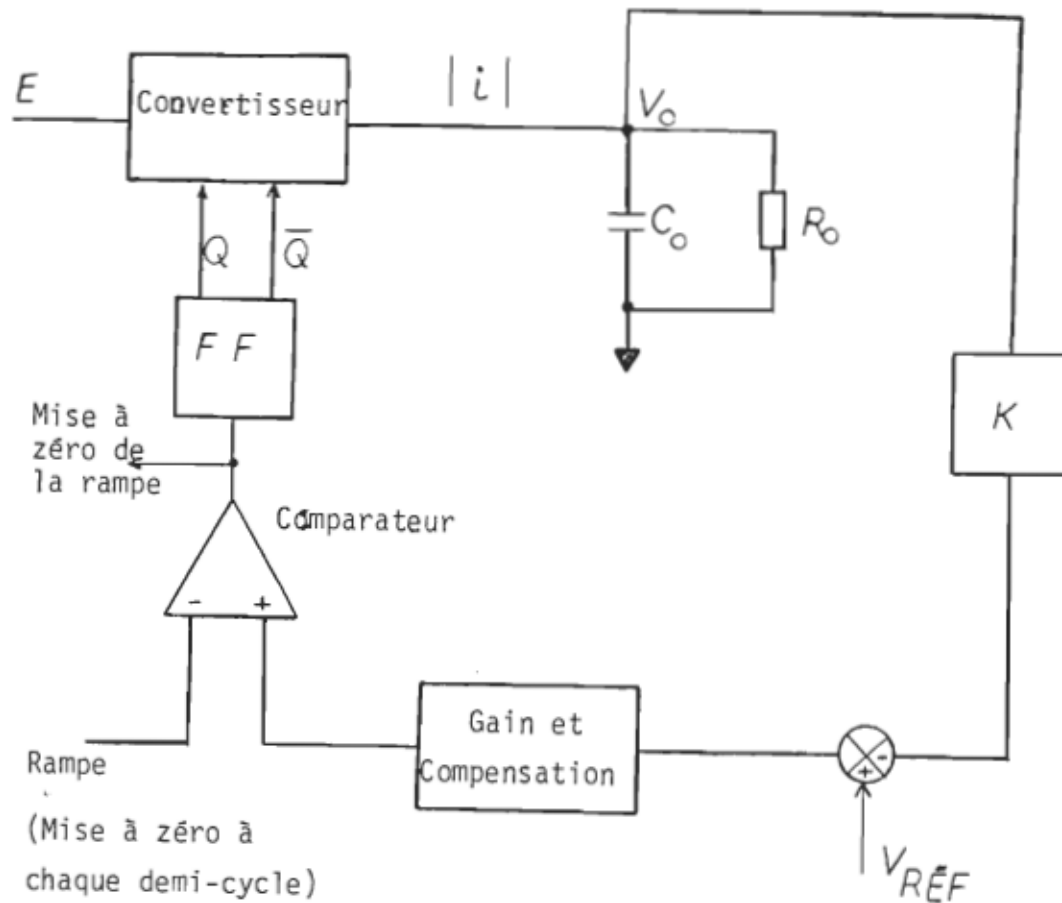


Figure 1.14. Schéma bloc de la commande de période de commutation

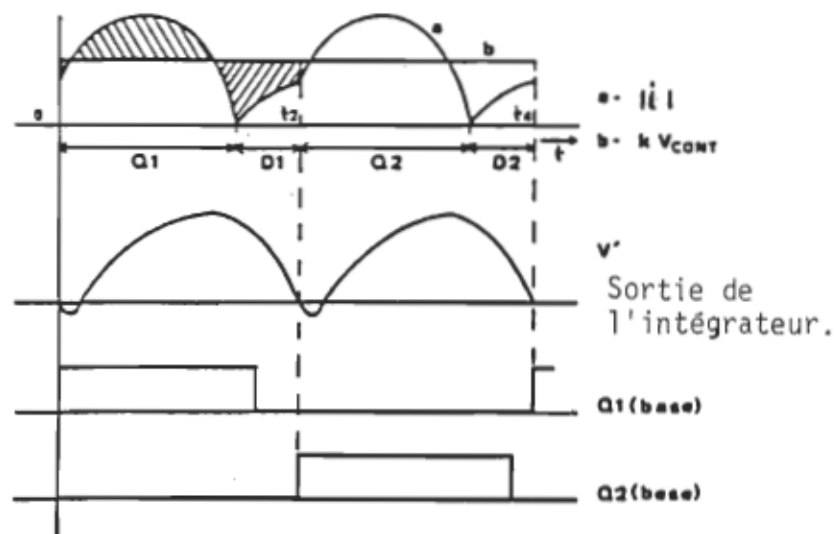


Figure 1.15. Forme d'onde pour la commande ASDTIC.



Le temps est donc le paramètre de commande. Après intégration on trouve:

$$\frac{1}{t_2} \int_0^{t_2} |i| dt = - [(2V_{cpn} - V_{can} - V_{cn}) V_s] / [Z_o(\theta_r + \theta_D)] \text{ où } V_{can} \text{ est la tension}$$

normalisée aux bornes du condensateur résonnant au temps  $t_a$ .

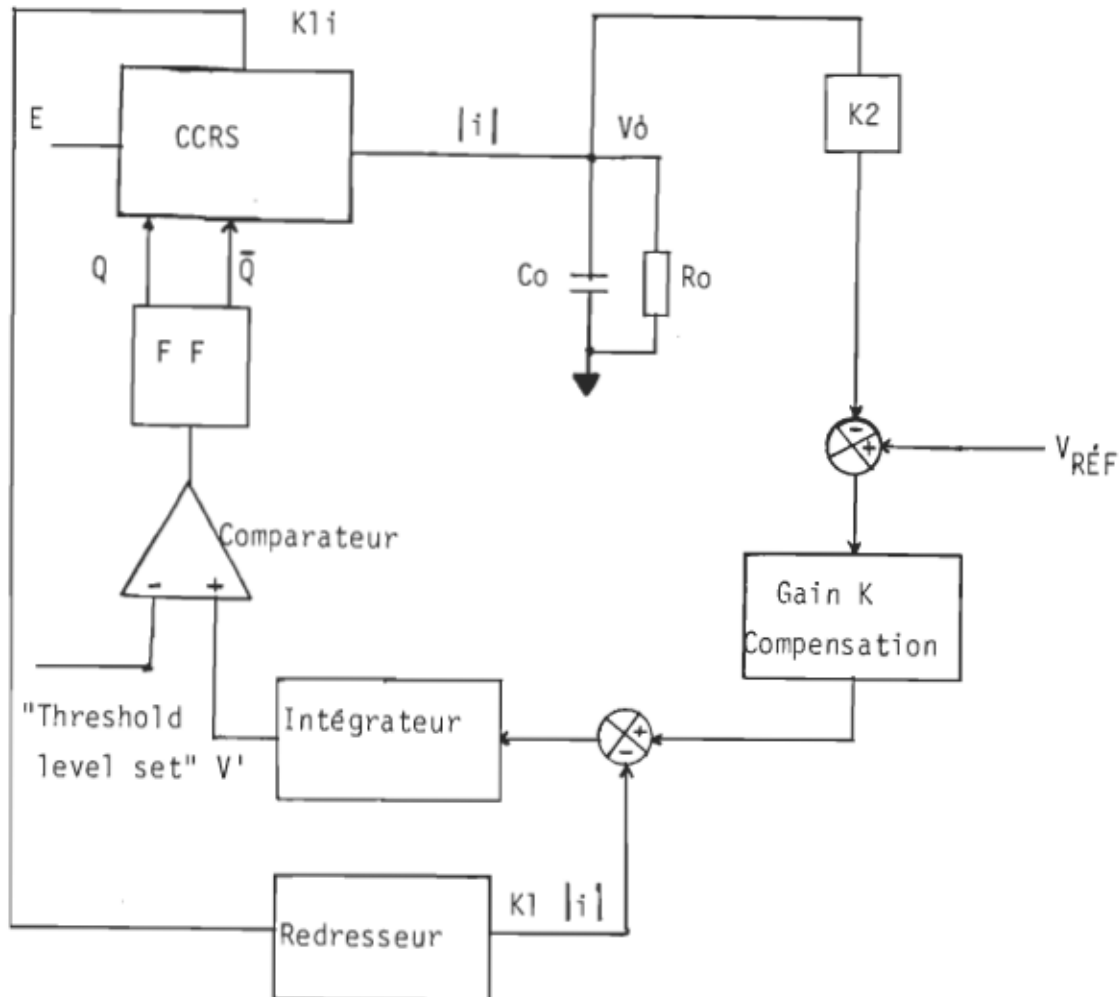


Figure 1.16. Schéma bloc de la commande ASDTIC.

### 1.3.5 Commande de la tension aux bornes du condensateur du circuit résonnant.

La figure 1.17 montre les formes d'ondes de cette commande. Les diodes antiparallèles D1, D3 (ou D2, D4) commencent à conduire, la

tension  $V_c$  aux bornes du condensateur résonnant se met à décroître. Une fois que cette tension atteint l'amplitude de la tension de commande  $KV_{cont}$ , les transistors  $Q_2, Q_4$  (ou  $Q_1, Q_3$ ) se mettent à conduire.

La loi de cette commande est définie par [7]:

$$-V_c - KV_{cont} \leq 0$$

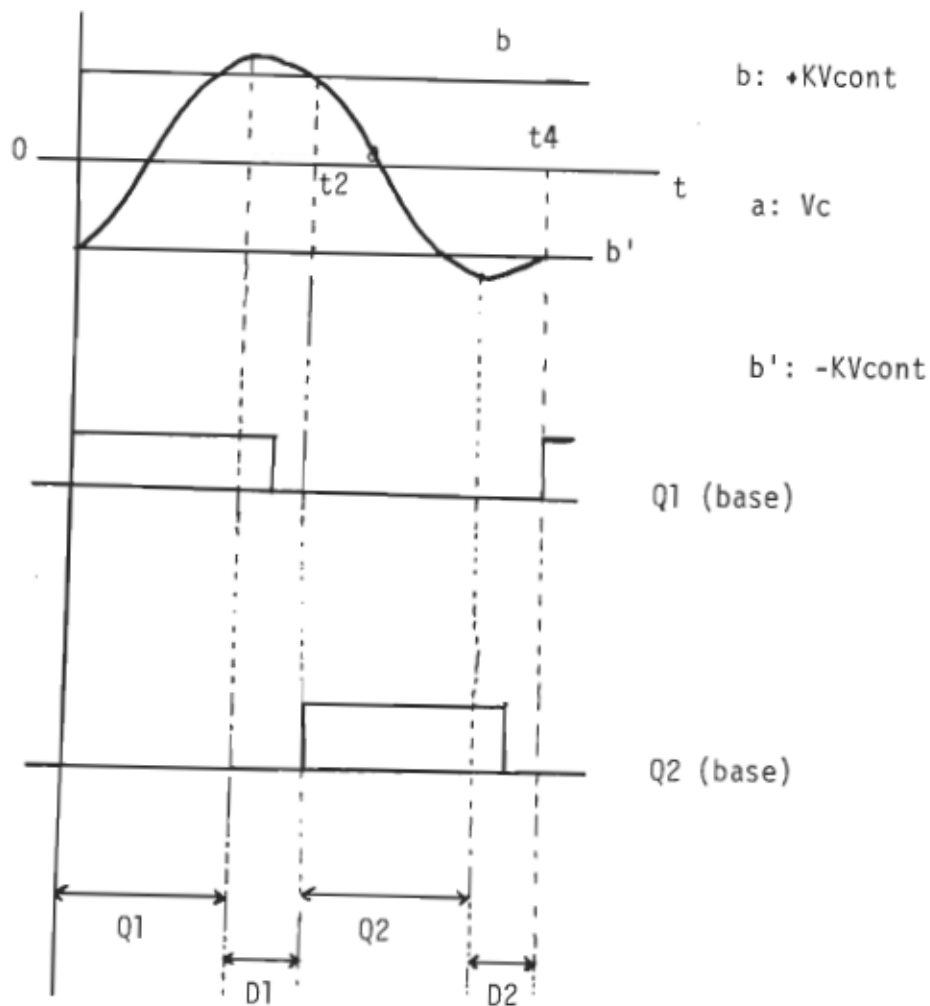


Figure 1.17. Formes d'onde de la commande de  $V_c$ .

### 1.3.6 Commande à $\theta_r$ constant

#### 1.3.6.1 Principe de fonctionnement

Le détecteur de passage par zéro détermine le temps de changement de polarité du courant dans le circuit résonnant. Une rampe synchrone avec ce dernier est alors générée. Celle-ci est mise à zéro, pour l'angle  $\theta_r$  de référence, à partir du comparateur. Cet angle est proportionnel à l'erreur du régulateur proportionnel et intégral.

L'angle de conduction des diodes anti-parallèles est alors ajusté en fonction du courant de charge. Donc la fréquence est variable et est supérieure à la fréquence de résonnance.

L'oscillateur se charge du démarrage en l'absence du courant. Les figures 1.18 et 1.19 montrent respectivement le schéma bloc de la commande à  $\theta_r$  constant et les signaux de commande correspondant à celle-ci.

### 1.4 Conclusion

Il est certain que la commande de fréquence (commande de  $r$ ) est très simple à implanter surtout à des valeurs petites de la tension normalisée de sortie  $q$ . Par contre, elle présente une réponse lente et oscillatoire. Toutefois, comme toutes les commandes avec un fonctionnement en bas de la fréquence de résonnance, le fonctionnement en mode discontinu est possible. Ceci s'applique aussi à la commande de la période de conduction de la diode ( $\theta_b$ ). Ce qui intéressant dans ce cas

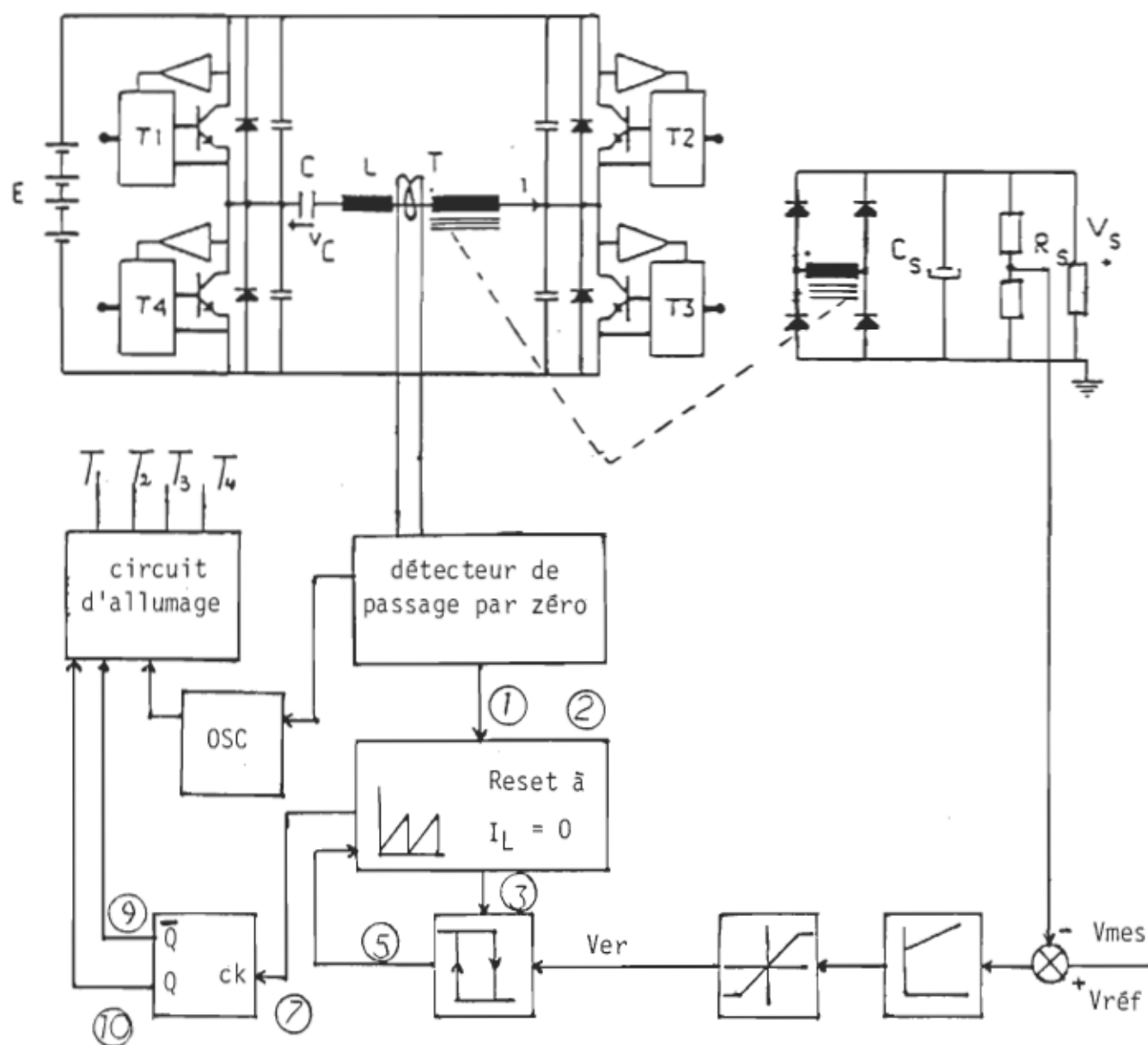


Figure 1.18. Schéma bloc de la commande à  $\theta_T$  constant.

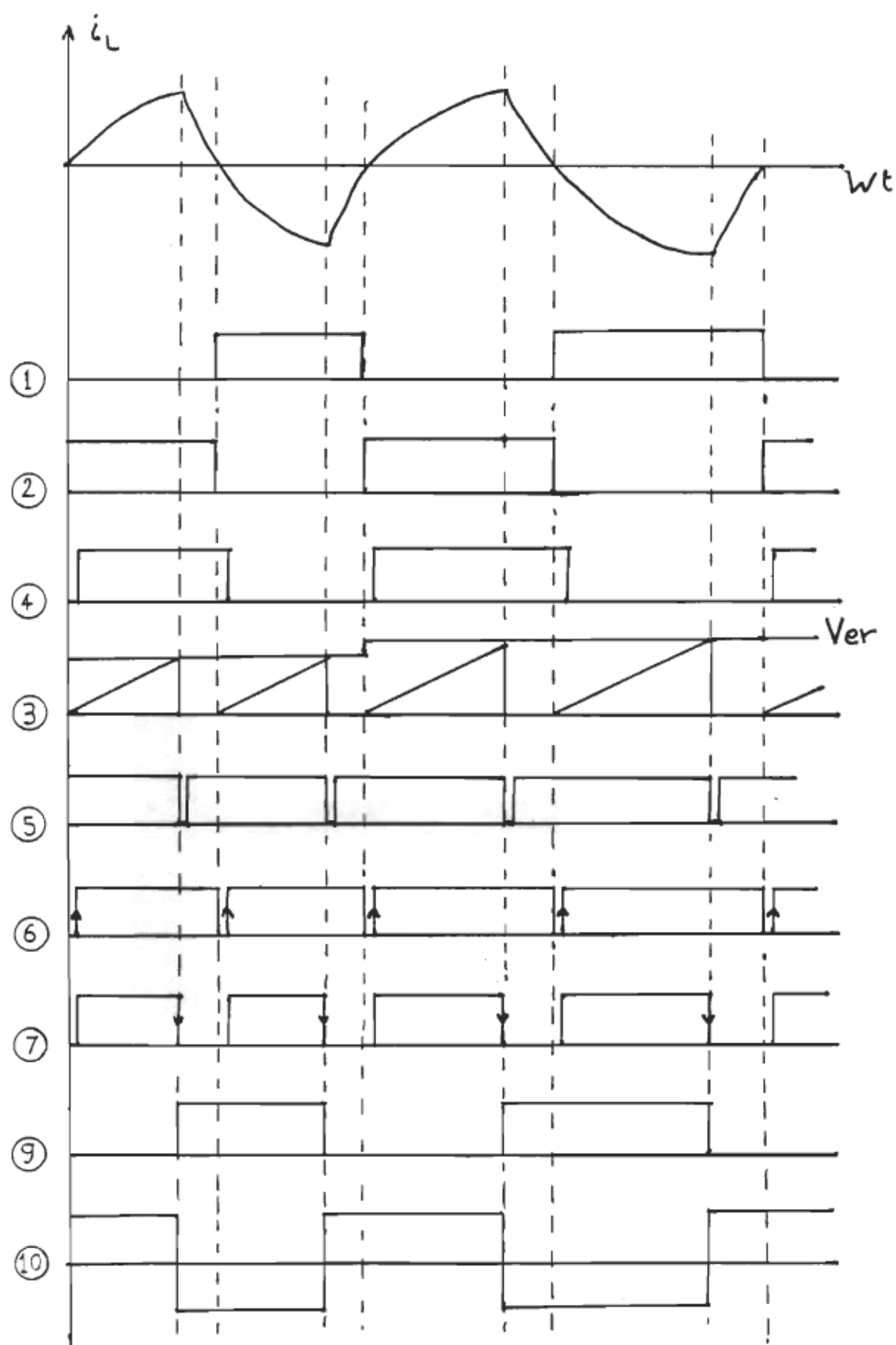


Figure 1.19. Signaux de commande.

est que la réponse est non-oscillatoire [7].

La commande de la tension aux bornes du condensateur résonnant et la commande à angle de conduction constant du transistor, comme toutes les commandes en haut de la fréquence de résonnance, ne permettent pas le fonctionnement en mode discontinu. Elles présentent aussi une faible performance à tension de sortie petite.

Pour terminer ce chapitre, le choix de la commande ou des interrupteurs de puissance (thyristors, transistors bipolaires ou MOSFETS...) dépend grandement du fonctionnement du convertisseur, c'est-à-dire le fonctionnement à une fréquence supérieure ou inférieure à celle de résonnance.

## CHAPITRE II

### COMMANDE À ANGLE DE CONDUCTION CONSTANT DU TRANSISTOR

#### 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, on étudie en régimes statique et dynamique un convertisseur de puissance à circuit résonnant série (CCRS) incorporant les interrupteurs à thyristors duaux, pour la commande à angle de conduction constant du transistor. Ces derniers fonctionnent à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance. Ce choix est justifié car les interrupteurs commutent à faible perte. Cette étude est particulièrement allégée par l'utilisation du plan de phase. On donne ensuite, en régime de faibles perturbations, la fonction de transfert de la sortie en fonction de la commande.

#### 2.2 Structure du convertisseur choisi

Le CCRS étudié ici est montré à la figure 2.1. Le circuit résonnant est alimenté par une source de tension  $E$ . La charge de l'onduleur est formée d'un circuit résonnant LC connecté en série avec un transformateur haute fréquence. Ce dernier à noyau de ferrite permet l'isolation galvanique entre la charge et le circuit de puissance, ainsi que l'adaptation de l'impédance de charge et la sortie du convertisseur.

L'enroulement secondaire du transformateur est relié avec un pont

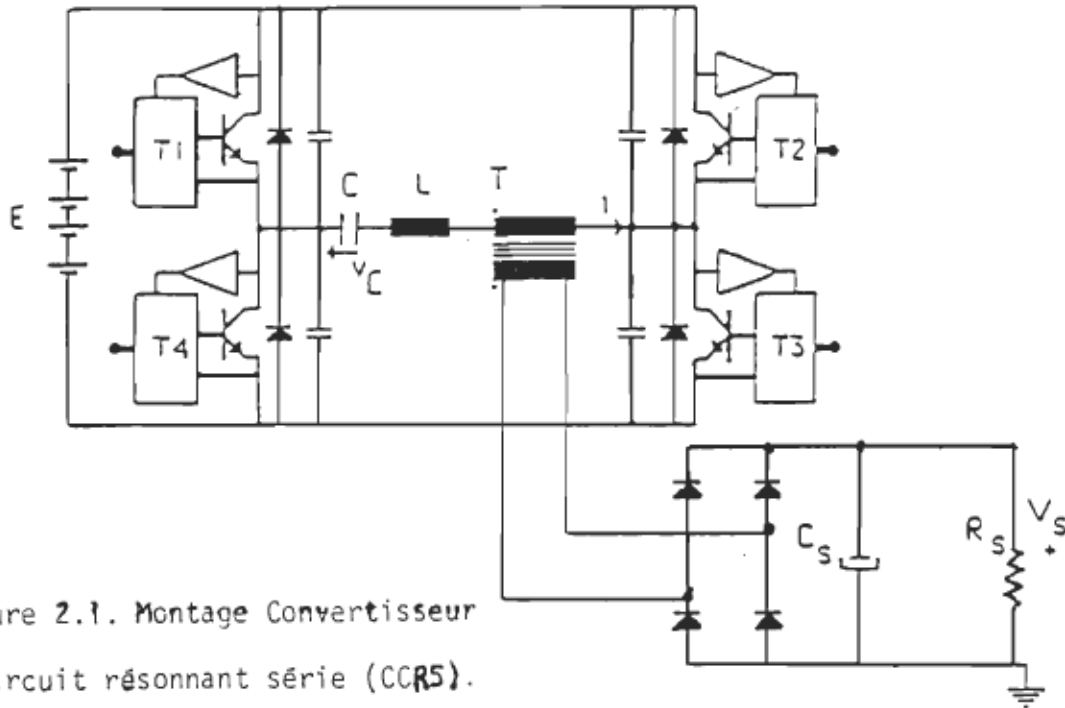


Figure 2.1. Montage Convertisseur  
à circuit résonnant série (CCR5).

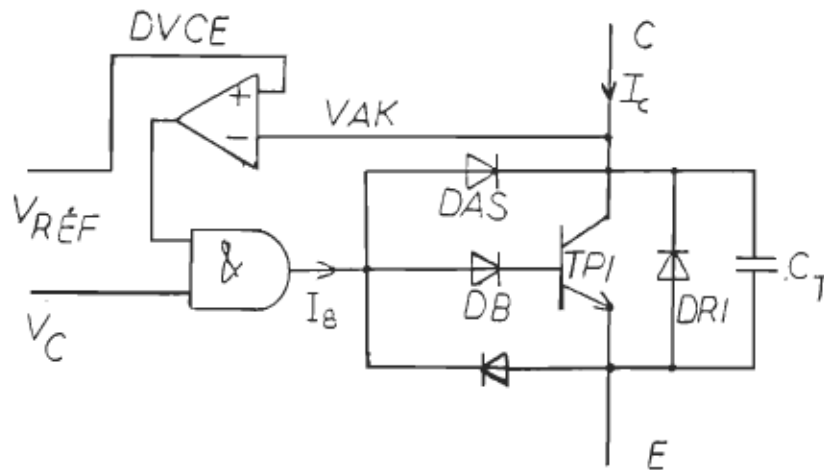


Figure 2.2. Schéma fonctionnel du thyristor dual

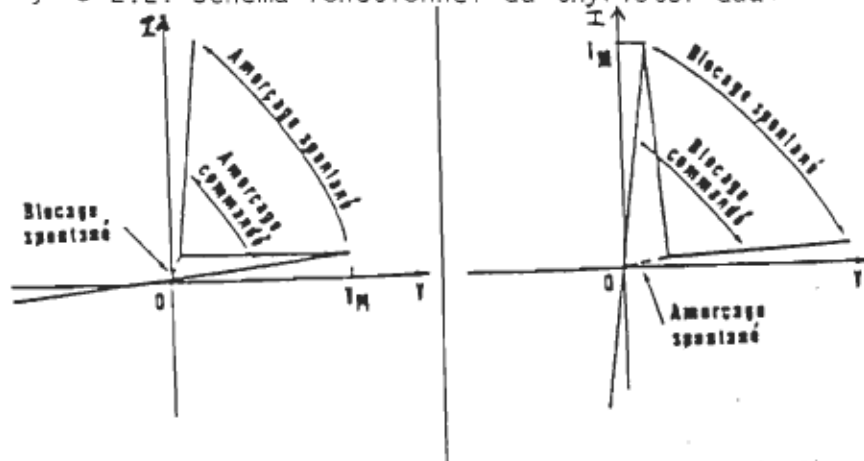


Figure 2.3. Comparaison du fonctionnement du Thyristor et du thyristor dual.



redresseur à diodes qui alimente la charge  $R_s$  (voir figure 2.1). Le convertisseur série a la caractéristique d'une source de courant. Pour obtenir une source de tension filtrée, on met donc un condensateur à la sortie. Toutefois, celui-ci est choisi de telle manière que la constante de temps  $R_s C_s$  soit plus grande que la période de commutation du convertisseur. Les interrupteurs  $T_1$  à  $T_4$  sont des thyristors duaux connectés avec des diodes anti-parallèles et un petit condensateur qui limite  $DV_{CE}/dt$ , d'où les faibles pertes durant les opérations de commutation.

La combinaison du transistor avec l'ensemble de son circuit de commande, de détection du  $V_{ce}$  et de la diode antiparallèle, constitue le thyristor dual, composant dont les propriétés sont duales de celles d'un thyristor. L'amorçage qui s'effectue au zéro de tension et la commande à l'ouverture, réduisent le circuit d'aide à la commutation à un simple condensateur en parallèle avec le transistor.

Le schéma fonctionnel du thyristor dual est représenté à la figure 2.2. Le circuit logique  $DV_{CE}$  détecte la tension collecteur-émetteur du transistor. Ainsi pour une tension  $V_{AK} < V_{REF}$ , l'entrée de la porte logique ET est à niveau "1" alors le signal de commande  $V_c$  est présent sur la commande de base du transistor. Le circuit de commande assure une fermeture spontanée du transistor de puissance. Les diodes  $D_B$  et  $D_{AS}$  permettent de garder le transistor en quasi-saturation, ce qui permet l'ouverture rapide de  $T_p$ . Les modes de commande utilisés pour un thyristor et pour un thyristor dual sont montrés à la figure 2.3.

### 2.3 Hypothèses d'étude

Pour simplifier les caractéristiques d'opération du CCRS, nous faisons les hypothèses suivantes:

1. Le transformateur est idéal, et possède un rapport de transformation égal à un.
2. Les interrupteurs sont idéaux et leurs commutations sont instantanées.
3. Le facteur Q du circuit résonnant est infini.
4. L'alimentation E et la tension de sortie Vs ne présentent pas d'ondulation.

### 2.4 Caractéristique statique

#### 2.4.1 Liste de symboles utilisés

- $t_T$  : temps de conduction du transistor.
- $t_D$  : temps de conduction des diodes.
- $\theta_D$  : angle de conduction des diodes.
- $\theta_T$  : angle de conduction des transistors.
- $f_r$  : fréquence de résonnance du circuit LC.
- $f_c$  : fréquence de commutation du convertisseur.
- $V_{cmax}$  : tension maximale aux bornes du condensateur.
- $I_{cmoy}$  : courant moyen de charge.

Pour utiliser des variables normalisées, on divise respectivement tension et courant par E et ECW:

$$X = V_C(t)/E$$

$$Y = i(t) / ECW$$

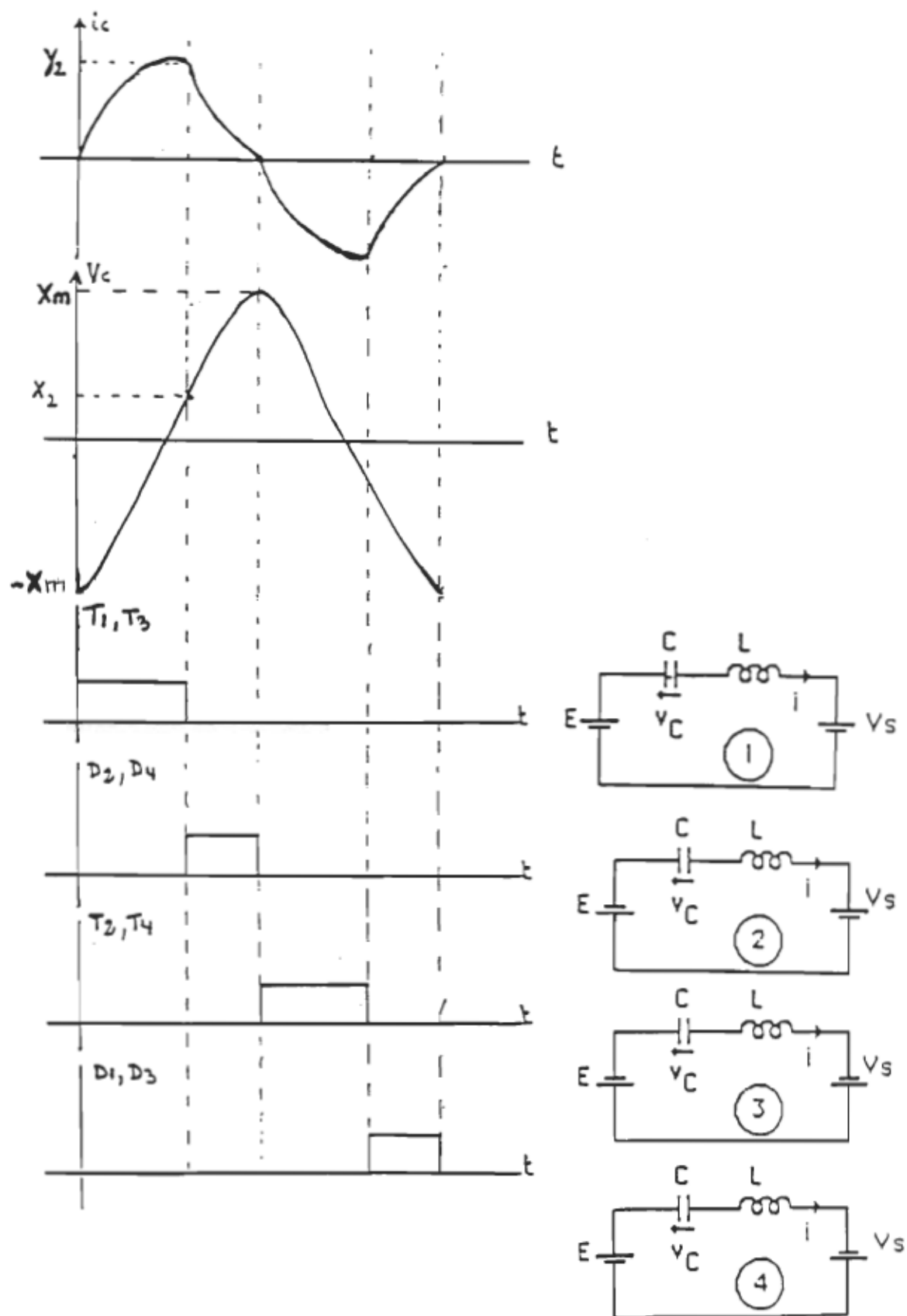


Figure 2.4. Circuit équivalent aux séquences de commutation.

$$\begin{aligned}
 q &= V_s / E \\
 Y_{moy} &= I_{cmoy} / E_{CW} \\
 X_m &= V_{cmax} / E \\
 u &= f_c / f_r \\
 Z &= R_{sCW} = q / Y_{moy}
 \end{aligned}$$

#### 2.4.2 Fonctionnement avec la commande étudiée.

Une fois ces hypothèses admises, quelque-soit la séquence d'opération, le circuit se réduit à un circuit oscillant alimenté, en premier lieu, par la tension de l'onduleur et en second lieu, par le voltage aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur haute fréquence.

La tension de l'onduleur se compose de la tension d'alimentation  $\pm E$ . Les commutations de l'onduleur sont imposées par le circuit de contrôle, si les conditions de commutation naturelle sont satisfaites.

La tension aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur est constituée de  $\pm V_s$ , son changement de signe est provoqué uniquement par le passage par zéro du courant dans le circuit résonnant.

La figure 2.4 montre le circuit équivalent correspondant aux séquences de commutation des thyristors duaux et des diodes de roues libres.

Alors, on a :

$$V_{lc} = E - V_s = \frac{1}{C} \int i(t) dt + L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Avec:

$V_{lc}$  : tension aux bornes du circuit résonnant

$V_o$  et  $I_o$  : tension et courant initiaux

La solution de l'équation différentielle (2.1) est donnée par:

$$i(t) = CW (V_{lc} - V_o) \sin Wt + I_o \cos Wt \quad (2.2)$$

$$V_c(t) = V_{lc} - (V_{lc} - V_o) \cos Wt + (I_o/CW) \sin Wt \quad (2.3)$$

À partir des équations (2.2) et (2.3) et en normalisant, on obtient:

$$i(t)/ECW = (CW/ECW)(V_{lc} - V_o)\sin Wt + (I_o/ECW)\cos Wt$$

$$Y = (1/E)(V_{lc} - V_o)\sin Wt + I_{on} \cos Wt$$

D'où:

$$Y = (V_{lcn} - V_{on})\sin Wt + I_{on} \cos Wt \quad (2.4)$$

Et

$$V_c(t)/E = (V_{lc}/E) - [(V_{lc} - V_o)/E]\cos Wt + (I_o/CWE) \sin Wt$$

$$X = V_{lcn} - (V_{lcn} - V_{on})\cos Wt + I_{on} \sin Wt$$

Alors

$$X - V_{lcn} = (V_{on} - V_{lcn})\cos Wt + I_{on} \sin Wt \quad (2.5)$$

D'après la figure 2.4, on a quatre (4) modes de fonctionnement, mais on n'étudiera que les deux (2) premiers modes à cause de la symétrie. Les séquences (3) et (4) vont être déduites à partir de (1) et (2).

La tension est maximale aux bornes du condensateur au début du premier mode, et le courant est nul. Aussi la tension  $V_c$  à la fin du deuxième mode est égale mais opposée à la tension  $V_c$  au début du premier mode.

On a donc pour le mode (1) et à partir des équations (2.4) et (2.5):

$$V_{lcn} = (E - V_s)/E = 1 - q \quad ; \quad I_{on} = 0 \quad \text{et} \quad V_{cmax} = -X_m$$

$$Y = [(E - V_s)/E - V_{cmax}] \sin \omega t + I_{on} \cos \omega t, \quad \text{avec} \quad I_{on} = 0$$

$$Y = (X_m - q + 1) \sin \omega t \quad (2.6)$$

$$X = (1 - q) - (X_m - q - 1) \cos \omega t \quad (2.7)$$

Les conditions initiales pour le mode (2) sont égales aux valeurs finales du mode (1); c'est-à-dire:

$$Y_2 = I_{on} = Y \quad \left| \begin{array}{l} \\ \omega t = \theta_r \end{array} \right. = (X_m - q + 1) \sin \theta_r \quad (2.8)$$

$$X_2 = V_{on} = X \quad \left| \begin{array}{l} \\ \omega t = \theta_r \end{array} \right. = 1 - q - (X_m - q + 1) \cos \theta_r \quad (2.9)$$

$$\text{Et} \quad V_{lcn} = (-E - V_s) / E = -1 - q$$

Alors on a à partir de (2.4) et (2.5):

$$Y = [-1 - q - (1 - q + (-X_m - 1 + q) \cos \theta_r)] \sin \theta_r + [(1 - q + X_m) \sin \theta_r] \cos \omega t \quad (2.10)$$

Et

$$X = -1 - q + [1 - q + (-X_m - 1 + q) \cos \theta_r + 1 + q] \cos \omega t \quad (2.11)$$

À partir de (2.10) et (2.11) on a:

$$Y = [-2 + (X_m - q + 1) \cos \theta_r] \sin \omega t + [(X_m - q + 1) \sin \theta_r] \cos \omega t \quad (2.12)$$

$$X = -1 - q + [2 - (X_m - q + 1) \cos \theta_r] \cos \omega t + [(X_m - q + 1) \sin \theta_r] \sin \omega t \quad (2.13)$$

Toutes les relations calculées ci-dessous ne sont valables que pour un fonctionnement en-dessus de la fréquence de résonance,  $f_c > f_r$ , zone de fréquence où le redresseur est toujours en conduction continue.

Calcul du point M2 ( $X_2, Y_2$ ) et  $X_m$ :

Première méthode:

$$\text{À } t = t_0 \quad \text{on a:} \quad X = X_m \quad \text{et} \quad Y_0 = 0$$

$$(2.12) \Rightarrow Y = [-2 + (X_m - q + 1) \cos \theta_r] \sin \theta_r + [(X_m - q + 1) \sin \theta_r] \cos \theta_r = 0$$

$$\begin{aligned}
 & -2\sin\theta_D + (X_m - q + 1)\cos\theta_T \sin\theta_D + (X_m - q + 1)\sin\theta_T \cos\theta_D = 0 \\
 & (X_m - q + 1)\sin(\theta_T + \theta_D) = 2\sin\theta_D \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

Et (2.13)  $\Rightarrow X_D = X_m$

$$(X_m + q + 1) - 2\cos\theta_D = (X_m - q + 1)\cos(\theta_T + \theta_D) \quad (2.15)$$

$$(2.14)^2 + (2.15)^2 = 4 - 4(X_m + q + 1)\cos\theta_D = (X_m - q + 1)^2 - (X_m + q + 1)^2$$

$$4 - 4(X_m + q + 1)\cos\theta_D = -4q(X_m + 1)$$

$$-X_m(\cos\theta_D - q) = -q - 1 + \cos\theta_D + q\cos\theta_D$$

D'où:  $X_m = (1 - q)(1 - \cos\theta_D) / (\cos\theta_D - q) \quad (2.16)$

Deuxième méthode:

À partir de (2.4) et (2.5) on a:

$$Y^2 + (X - V_{lcn})^2 = (V_{lcn} - V_{on})^2 + I_{on}^2 \quad (2.17)$$

À  $t = 0$  on a:  $V_{on} = -X_m$ ;  $I_{on} = 0$ ;  $Y = 0$  et  $X = -X_m$

À  $t = t_D$  on a:  $V_{on} = X_2$ ;  $I_{on} = Y_2$ ;  $Y = 0$  et  $X = X_m$

$$(2.17) \Rightarrow (X_m + q + 1)^2 = [-1 - q - ((1 - q - (X_m + 1 - q)\cos\theta_T)) + (X_m - q + 1)^2 \sin^2\theta_T]$$

$$(X_m + q + 1)^2 - (X_m - q + 1)^2 = 4 - 4(X_m - q + 1)\cos\theta_T$$

$$X_m(q + \cos\theta_T) = -q + 1 + q\cos\theta_T - \cos\theta_T = (1 - q)(1 - \cos\theta_T)$$

D'où:

$$(1 - q)(1 - \cos\theta_T) / (q + \cos\theta_T) \quad (2.18)$$

À partir de (2.8) on a:

$$Y_2 = [1 - q + ((1 - q)(1 - \cos\theta_T) / (q + \cos\theta_T))] \sin\theta_T$$

$$= [(1 - q)(q + 1) / (q + \cos\theta_T)] \sin\theta_T$$

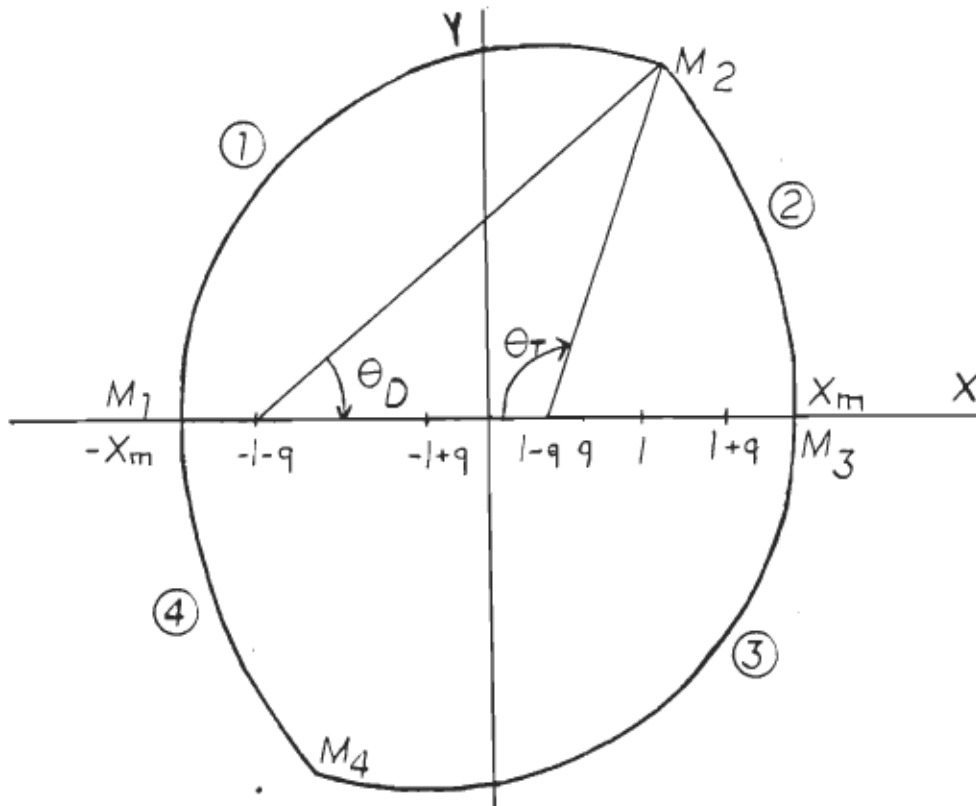
Alors  $Y_2 = [(1 - q^2) \sin\theta_T] / (q + \cos\theta_T) \quad (2.19)$

Et  $X_2 = 1 - q - [((1 - q)(1 - \cos\theta_T) / (q + \cos\theta_T)) + 1 - q] \cos\theta_T$

$$= [(1 - q)(q + \cos\theta_T - (1 + q)\cos\theta_T)] / (q + \cos\theta_T)$$

D'où

$$X_2 = [q(1 - q)(1 - \cos\theta_T)] / (q + \cos\theta_T) \quad (2.20)$$



$\widehat{M1M2}$ , la conduction de la diode D2 par l'arc de cercle  $\widehat{M2M3}$ . Les points M1 et M3 représentent le blocage des diodes (et l'amorçage des transistors) et M2, M4 le blocage des transistors (et l'amorçage des diodes).

#### 2.4.3 Courant moyen de charge normalisée, $Y_{moyn}=f(q, \theta_r)$

Le courant moyen de charge normalisé est le courant  $i_L$  de la branche LC redressé.

Première méthode:

$$I_{moy} = (1/(t_r + t_D)) \left[ \int_0^{t_r} [(X_m - q + 1) \sin Wt] dt + \int_{t_r}^{t_r + t_D} [(-2 + (X_m - q + 1) \cos \theta_r) \sin Wt] dt + \int_{t_r}^{t_r + t_D} [((X_m - q + 1) \sin \theta_r) \cos Wt] dt \right]$$



$$\begin{aligned}
I_{\text{moy}} &= (1/(t_T + t_D)) \left[ ((X_m - q + 1)/W) (-\cos Wt) \right]_{t_T}^{t_T + t_D} + \\
&\quad (A/W) (-\cos Wt) \left[ t_T \right]^{t_T + t_D} + \\
&\quad (B/W) \sin Wt \left[ t_T \right]^{t_T + t_D} \\
&= (1/(\theta_T + \theta_D)) \left[ (X_m - q + 1)(1 - \cos \theta_T) + 2 \cos(\theta_D + \theta_T) \right. \\
&\quad \left. - 2 \cos \theta_T - (X_m - q + 1) \cos \theta_T \cos(\theta_T + \theta_D) + \right. \\
&\quad \left. (X_m - q + 1) \cos^2 \theta_T - (X_m - q + 1) \sin^2 \theta_T + \right. \\
&\quad \left. (X_m - q + 1) \sin \theta_T \sin(\theta_T + \theta_D) \right] \\
&= [(X_m - q + 1)/(\theta_D + \theta_T)] [1 - \cos \theta_T - \cos(\theta_D + 2\theta_T) + \cos 2\theta_T] - 2 \cos \theta_T
\end{aligned}$$

On va utiliser une deuxième méthode pour calculer  $I_{\text{moy}}$  d'une façon plus simple.

Deuxième méthode:

$$V_c = -V_{c\text{max}} \cos Wc t$$

Et

$$i_L = C dV_c / dt = C V_{c\text{max}} W_c \sin Wc t \quad (2.22)$$

Avec

$$W_c = \pi / (t_D + t_T) \quad \text{et} \quad T_c = 2(t_T + t_D)$$

Alors on a:

$$\begin{aligned}
i_L \text{ moy} &= ((C V_{c\text{max}} W_c) / T_c) \left[ \int_{t_T}^{t_T + t_D} \sin Wc t \, dt - \int_0^{t_T} \sin Wc t \, dt \right] \\
&= ((C V_{c\text{max}} W_c) / T_c W_c) \left[ -\cos Wc(t_T + t_D) + 1 + \cos Wc(2(t_T + t_D)) \right. \\
&\quad \left. - \cos Wc(t_T + t_D) \right] \\
&= (C V_{c\text{max}} / T_c) (1 + 1 + 1 + 1) = 4 C V_{c\text{max}} / T_c \\
&= 2 C V_{c\text{max}} / (t_T + t_D) \quad (2.23)
\end{aligned}$$

D'où

$$Y_{\text{moy}} = (2CV_{\text{max}})/(t_{\tau} + t_D) ECW_r$$

$$\text{Or } V_{\text{max}}/E = X_m$$

Donc

$$Y_{\text{moy}} = [2/(\theta_{\tau} + \theta_D)] X_m \quad (2.24)$$

#### Relation entre le rapport de fréquence

$$u = f_c/f_r \quad \text{et } T_c = 2(t_{\tau} + t_D) = 1/f_c$$

Alors

$$f_c = 1 / 2(t_{\tau} + t_D)$$

$$Y_{\text{moy}} = [2 / (t_{\tau} + t_D) W_r] X_m = (2f_c X_m) / \pi f_r$$

Donc

$$u = f_c/f_r = \pi / (\theta_{\tau} + \theta_D) \quad (2.25)$$

#### 2.4.4 Courant maximal de charge, $Y_{\text{max}}=f(q, \theta_{\tau})$

$$\begin{aligned} Y_{\text{max}} &= (X_m - q + 1) = [((1-q)(1-\cos\theta_{\tau})) / (q + \cos\theta_{\tau})] - q + 1 \\ &= [1-q)(1-\cos\theta_{\tau}) + (1-q)(q + \cos\theta_{\tau})] / (q + \cos\theta_{\tau}) \\ &= (1-q)(1+q) / (q + \cos\theta_{\tau}) \\ &= (1-q^2) / (q + \cos\theta_{\tau}) \quad (2.26) \end{aligned}$$

#### 2.4.5 Tension moyenne normalisée de charge, $q=f(\theta_{\tau})$

D'après le diagramme de phase, fig.2.4, on a:

$$\begin{aligned} \text{tg}\theta_D &= Y_2/(X_2 + q + 1) \\ &= [(1-q^2)\sin\theta_{\tau} / (q + \cos\theta_{\tau})] / [1+q+(q(1-q)(1-\cos\theta_{\tau})) / (q + \cos\theta_{\tau})] \\ &= [(1-q^2)\sin\theta_{\tau}] / [q(1-q)(1-\cos\theta_{\tau}) + (1+q)(q + \cos\theta_{\tau})] \end{aligned}$$

$$\operatorname{tg}\theta_D = [(1-q^2)\sin\theta_T] / [2q + (1+q^2)\cos\theta_T] = \sin\theta_D / \cos\theta_D$$

Et

$$(1-q^2)\sin\theta_T \cos\theta_D = 2q\sin\theta_D + (1+q^2)\cos\theta_T \sin\theta_D$$

$$\sin\theta_T \cos\theta_D - \cos\theta_T \sin\theta_D - q^2(\sin\theta_T \cos\theta_D + \cos\theta_T \sin\theta_D) - 2q\sin\theta_D = 0$$

$$\sin(\theta_T - \theta_D) - q^2\sin(\theta_T + \theta_D) - 2q\sin\theta_D = 0$$

$$q^2\sin(\theta_T + \theta_T) + 2q\sin\theta_D - \sin(\theta_T - \theta_D) = 0 \quad (2.27)$$

Et d'après l'équation (2.25) on a:

$$q^2\sin(\pi/u) + 2q\sin((\pi/u) - \theta_T) - \sin(\theta_T + \theta_T - (\pi/u)) = 0$$

$$q^2\sin(\pi/u) + 2q\sin((\pi/u) - \theta_T) - \sin(2\theta_T - (\pi/u)) = 0$$

Équation du deuxième degré qui a pour solution:

$$q = [-\sin((\pi/u) - \theta_T) \pm \Delta]^{1/2} / \sin(\pi/u)$$

Avec

$$\Delta = \sin^2((\pi/u) - \theta_T) + 1/2[\cos 2((\pi/u) - \theta_T) - \cos 2\theta_T]$$

$$= 0.5 - 0.5\cos 2\theta_T$$

$$= 0.5(1 - \cos^2\theta_T + \sin^2\theta_T) = \sin^2\theta_T$$

D'où

$$q = [\sin\theta_T - \sin((\pi/u) - \theta_T)] / \sin(\pi/u) = (\sin\theta_T - \sin\theta_D) / \sin\theta_D$$

Et

$$q = [\sin\theta_T / \sin\theta_D] - 1 \quad (2.28)$$

#### 2.4.6 Relation entre q et Ymoyn

À partir de l'équation (2.28) on a:

$$q\sin(\pi/u) = \sin\theta_T - \sin((\pi/u) - \theta_T); \text{ on pose } \delta = \pi/2u$$

$$q\sin 2\delta = \sin\theta_T - \sin(2\delta - \theta_T)$$

$$q\sin 2\delta = \sin\theta_T - \sin 2\delta \cos\theta_T - \cos 2\delta \sin\theta_T$$

$$2q\sin\delta \cos\delta = \sin\theta_T (1 + \cos 2\delta) - \sin 2\delta \cos\theta_T$$

$$= \sin\theta_T (2\cos^2\delta) - \sin 2\delta \cos\theta_T$$

Alors

$$q = (2\sin\theta_T \cos^2\delta) / (2\sin\delta\cos\delta) - \cos\theta_T = (\sin\theta_T / \operatorname{tg}\delta) - \cos\theta_T$$

D'où

$$q\operatorname{tg}\delta = \sin\theta_T - \operatorname{tg}\delta\cos\theta_T \quad (2.29)$$

Et

$$q\operatorname{tg}(X_m/Y_{\text{moyn}}) = \sin\theta_T - (\cos\theta_T) \operatorname{tg}(X_m/Y_{\text{moyn}}) \quad (2.30)$$

À partir des équations (2.24) et (2.18) on a:

$$Y_{\text{moyn}} = (2u/\pi)X_m = (2u/\pi)(1-q)(1-\cos\theta_T) / (q+\cos\theta_T)$$

Avec

$$(1-q)(1-\cos\theta_T) = (1-\sin\theta_T \cot\delta + \cos\theta_T)(1-\cos\theta_T)$$

Et

$$q + \cos\theta_T = \sin\theta_T \cot\delta$$

D'où

$$Y_{\text{moyn}} = (1/\delta)[\cos\theta_T - 1 + (\sin\theta_T / \cot\delta)] \quad (2.31)$$

À partir des équations (2.29) et (2.31) on obtient:

$$\begin{aligned} (q\operatorname{tg}\delta)^2 + (\delta Y_{\text{moyn}} + 1)^2 &= (\sin\theta_T - \cos\theta_T \operatorname{tg}\delta)^2 + (\cos\theta_T + \sin\theta_T \operatorname{tg}\delta)^2 \\ &= \sin^2\theta_T - 2\sin\theta_T \cos\theta_T \operatorname{tg}\delta + \cos^2\theta_T \operatorname{tg}^2\delta + \\ &\quad \cos^2\theta_T + \sin^2\theta_T \operatorname{tg}^2\delta + 2\cos\theta_T \sin\theta_T \operatorname{tg}\delta \\ &= 1 + (\cos^2\theta_T + \sin^2\theta_T) \operatorname{tg}^2\delta \\ &= 1 + \operatorname{tg}^2\delta \\ &= 1/\cos^2\delta \end{aligned}$$

Multiplions par  $\cos^2\delta$ , on a alors:

$$(q\sin\delta)^2 + [(\delta Y_{\text{moyn}} + 1)\cos\delta]^2 = 1$$

$$[q\sin((\theta_T + \theta_D)/2)]^2 + [((\theta_T + \theta_D)/2)Y_{\text{moyn}} + 1]^2 \cos^2((\theta_T + \theta_D)/2) = 1$$

$$(2.32)$$

À partir de l'équation (2.32) on déduit donc la relation entre la tension de sortie normalisée ( $q$ ) en fonction du courant moyen normalisé

(Ymoyn) pour différentes valeurs de l'angle de conduction du transistor. Cette relation est montrée à la figure 2.6.

#### 2.4.7 Relation entre $q$ et $\theta_T$ pour différentes valeurs de charge

On pose  $K = X_m/q$  et à partir de l'équation (2.32) on a :

$$\begin{aligned} 1 &= (q \sin \delta)^2 + [(X_m + 1) \cos \delta]^2 \\ &= (q \sin \delta)^2 + [(qK + 1) \cos \delta]^2 \end{aligned}$$

Alors

$$\begin{aligned} q^2 \sin^2 \delta + q^2 K^2 \cos^2 \delta + 2qK \cos \delta + \cos^2 \delta - 1 &= 0 \\ q^2 (\sin^2 \delta + K^2 \cos^2 \delta) + 2qK \cos \delta + (\cos^2 \delta - 1) &= 0 \end{aligned}$$

Équation du deuxième degré qui a pour solution :

$$q = (-K \cos \delta \pm \Delta)^{1/2} / (\sin^2 \delta + K^2 \cos^2 \delta)$$

Avec

$$\begin{aligned} \Delta &= K^2 \cos^4 \delta - (\sin^2 \delta + K^2 \cos^2 \delta)(\cos^2 \delta - 1) \\ &= K^2 \cos^4 \delta - \sin^2 \delta \cos^2 \delta + \sin^2 \delta - K^2 \cos^4 \delta + K^2 \cos^2 \delta \end{aligned}$$

D'où

$$q = -K \cos \delta + [(\sin^4 \delta + K^2 \cos^2 \delta)]^{1/2} / (\sin^2 \delta + K^2 \cos^2 \delta) \quad (2.33)$$

Avec

$$\delta = (\theta_T + \theta_D) / 2$$

Nous déduisons donc la relation entre la tension de sortie normalisée en fonction de l'angle de conduction du transistor, pour différentes valeurs de charge normalisée. Cette relation est montrée à la figure 2.7.

#### 2.4.8 Relation entre $\theta_D$ et $\theta_T$

D'après le diagramme de phase on a :

$$\operatorname{tg} \theta_D = Y_2 / (X_2 + 1 + q) \quad (2.34)$$

Substituant les équations (2.19) et (2.20) dans (2.34), on obtient:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \theta_D &= ((1-q^2) \sin \theta_T) / [(1+q)(q + \cos \theta_T) + q(1-q)(1 - \cos \theta_T)] \\ &= ((1-q^2) \sin \theta_T) / [2q + (1+q^2) \cos \theta_T] \end{aligned}$$

D'où:

$$\theta_D = \arctg[((1-q^2) \sin \theta_T) / (2q + (1+q^2) \cos \theta_T)] \quad (2.35a)$$

Cette relation entre l'angle de conduction des diodes et l'angle de conduction des transistors avec comme paramètre  $q$  est montrée à la figure 2.8. Nous imposons une condition supplémentaire  $\theta_T + \theta_D \leq 2\pi$ , correspondante à la zone adaptée pour un convertisseur utilisant des thyristors duaux. Dans cette zone, le contrôle de  $\theta_T$  est possible pour différentes valeurs de tension de sortie normalisée.

#### 2.4.9 Relation entre $z$ et $Y_{moy}$

À partir de l'équation (2.32) on a:

$$q^2 \sin^2 \delta = 1 - [(\delta Y_{moy} + 1) \cos \delta]^2$$

En remplaçant  $\delta = \pi/2u = (\theta_T + \theta_D)/2$  on trouve:

$$q^2 \sin^2((\theta_T + \theta_D)/2) = 1 - [((\theta_T + \theta_D)/2) Y_{moy} + 1]^2 \cos^2((\theta_T + \theta_D)/2) \quad (2.35b)$$

En substituant  $q = z Y_{moy}$  dans l'équation (2.35b) on trouve:

$$z = \{ [1 - (\alpha'/2) Y_{moy} + 1] \cos(\alpha'/2) \}^2 / [Y_{moy} \sin(\alpha'/2)]^2 \}^{1/2} \quad (2.36)$$

Avec

$$\alpha' = (\theta_T + \theta_D)$$

Cette relation entre la charge normalisée en fonction du courant moyen normalisé de charge, avec comme paramètre l'angle de conduction du transistor  $\theta_T$  est montrée à la figure 2.9.

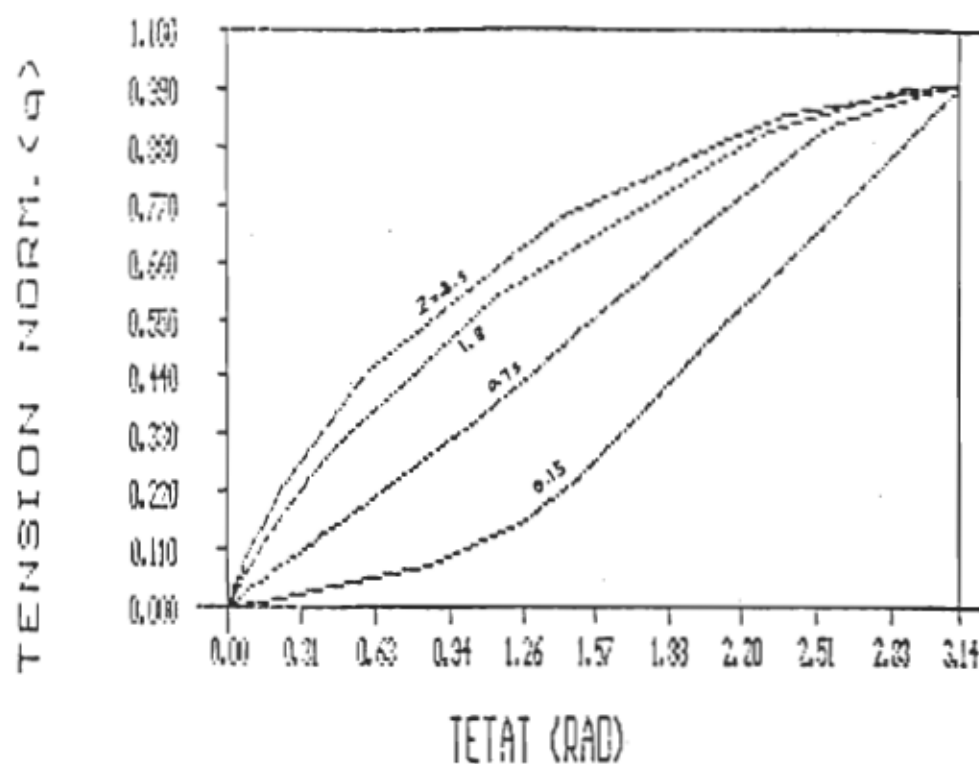


Figure 2.7.  $q$  en fonction de  $\theta_T$  avec  $z$  comme paramètre.

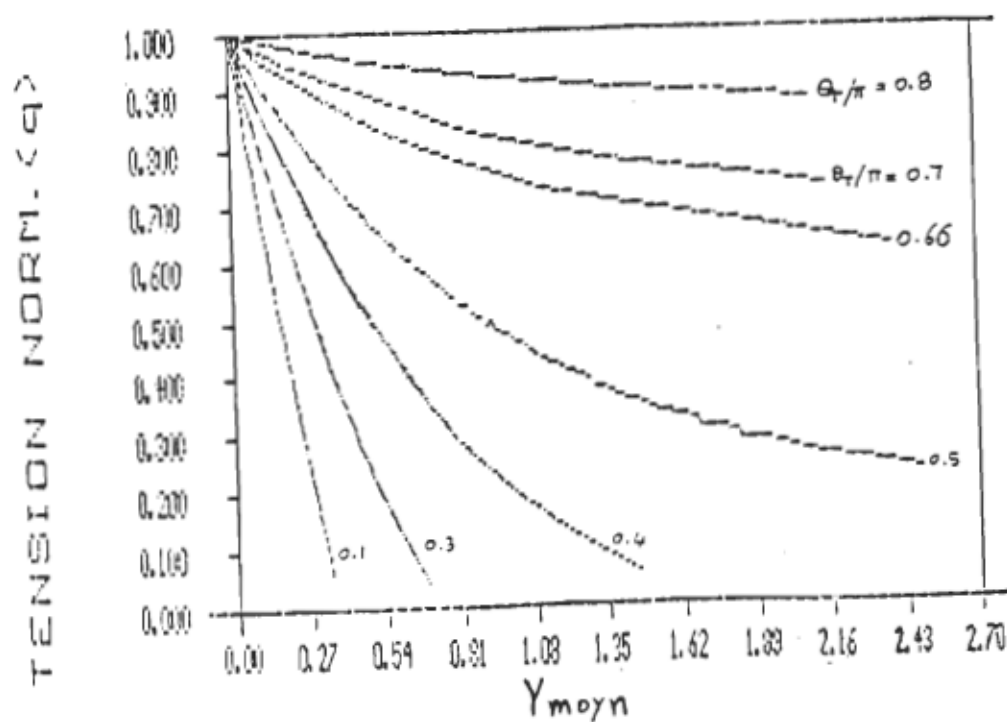


Figure 2.6.  $q$  en fonction de  $Y_{\text{moyn}}$  avec  $\theta_T$  comme paramètre.

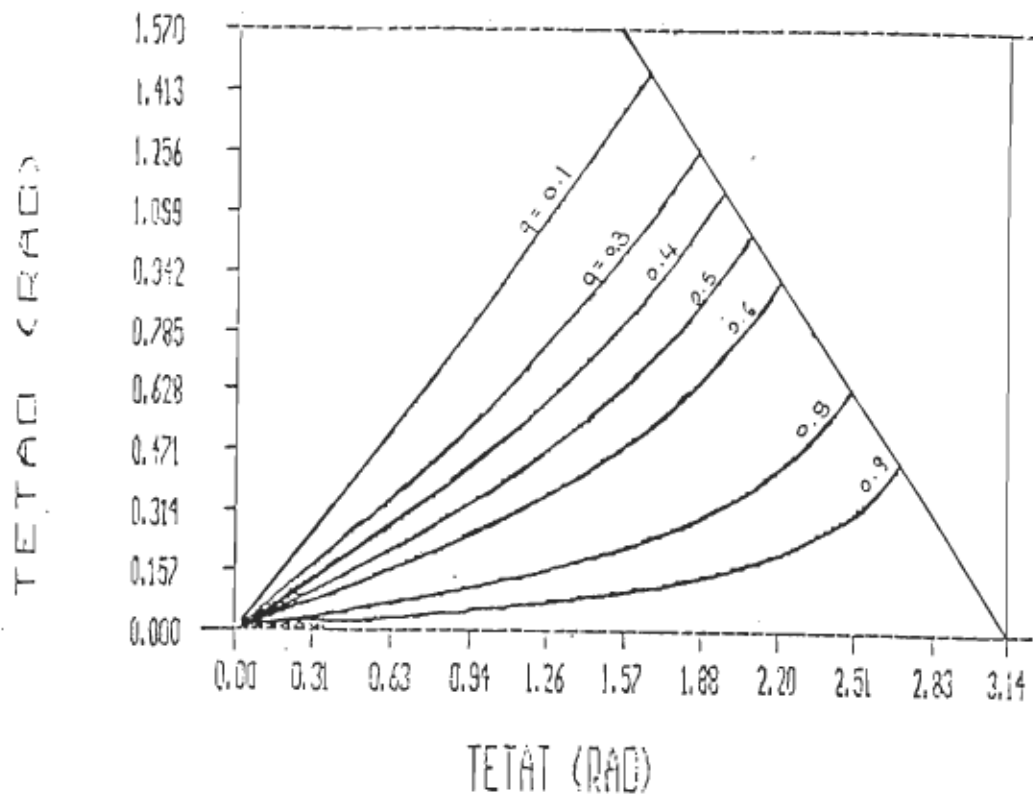


Figure 2.8.  $\theta_0$  en fonction de  $\theta_T$  avec  $q$  comme paramètre.

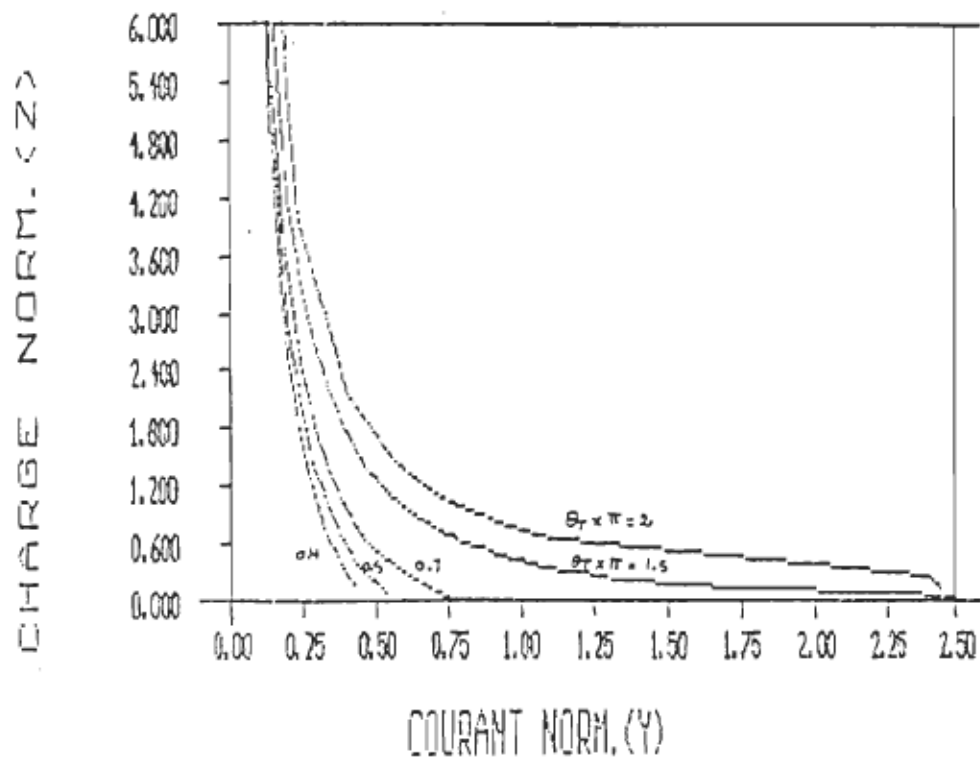


Figure 2.9.  $z$  en fonction de  $Y_{\text{moyn}}$  avec  $\theta_T$  comme paramètre.



À noter que pour  $\theta_T \cdot \pi < 1$ , le courant moyen normalisé de charge est pratiquement indépendant de la charge normalisée.

## 2.5 Modèle en petit signal

Dans la majorité des systèmes asservis, certains éléments ont une caractéristique statique non-linéaire. La grandeur de sortie est une fonction non-linéaire de plusieurs grandeurs d'entrée.

Si les écarts évalués à partir d'un point de fonctionnement sont suffisamment faibles, il est possible de linéariser le système.

On propose de faire une boucle d'asservissement de la tension de sortie, telle que montrée à la figure 2.11 étant donnée la non-linéarité des courbes obtenues de  $q$  en fonction de  $\theta_T$  et  $z$  comme paramètre, montrée à la figure 2.8. Le problème qui se pose est de connaître la fonction de transfert de la sortie en fonction de la commande; afin de déterminer un circuit de commande de rétro-action acceptable. La solution à ce problème est l'utilisation de l'analyse en petits signaux.

Cette méthode d'analyse est décrite en détails dans [9] et appliquée en [4].

Le système est perturbé et linéarisé autour d'un point de fonctionnement défini par  $(\theta_T, z)$  pour déterminer la réponse en petits signaux. Nous utilisons l'équation (2.32) qui relie la tension de sortie normalisée, l'angle de conduction du transistor et la charge normalisée du convertisseur. Ensuite nous effectuons la différentiation de cette

équation pour trouver la fonction de transfert de la variation de la tension de sortie normalisée à la variation de l'angle de conduction du transistor en boucle ouverte. On a :

$$[q \sin(\theta_T + \theta_D)/2]^2 + [((\theta_T + \theta_D)/2)Y + 1] \cos(\theta_T + \theta_D)/2]^2 - 1 = 0$$

$$f_1(q, Y, \theta_T, \theta_D) = 0$$

$$A_1 dq + B_1 dY + C_1 d\theta_T + D_1 d\theta_D = 0 \quad (2.37)$$

$$A_1 = \left( \frac{\partial f_1}{\partial q} \right) \bigg|_{Y, \theta_T \text{ et } \theta_D = \text{cte}} ; B_1 = \left( \frac{\partial f_1}{\partial Y} \right) \bigg|_{q, \theta_T \text{ et } \theta_D = \text{cte}}$$

$$C_1 = \left( \frac{\partial f_1}{\partial \theta_T} \right) \bigg|_{q, \theta_D \text{ et } Y = \text{cte}} ; D_1 = \left( \frac{\partial f_1}{\partial \theta_D} \right) \bigg|_{q, Y \text{ et } \theta_D = \text{cte}}$$

$$\text{On pose } \alpha = (\theta_T + \theta_D)/2$$

Nous déterminons les dérivées partielles de  $f_1$  :

$$A_1 = 2q \sin \alpha \cos \alpha = 2q \sin 2\alpha \quad (2.38)$$

$$B_1 = 2\alpha(\alpha Y + 1) \cos 2\alpha \quad (2.39)$$

$$C_1 = q^2 \sin \alpha \cos \alpha + Y(\alpha Y + 1) \cos 2\alpha - (\alpha Y + 1)^2 \cos \alpha \sin \alpha \quad (2.40)$$

$$D_1 = C_1$$

Puisque les dérivées partielles de  $f_1$  sont connues et étant donné que ce qui nous intéresse est la variation de la tension de sortie  $dq$  en fonction de  $d\theta_T$ , nous exprimons  $d\theta_D$  en fonction de la tension de sortie normalisée et l'angle de conduction du transistor. Pour cela, nous allons prendre l'équation (2.35).

À partir de l'équation (2.35) on a :

$$\tan \theta_D - [((1-q^2) \sin \theta_T) / (2q + (1+q^2) \cos \theta_T)] = 0 \quad (2.41)$$

Pour la suite nous allons noter cette relation  $f_2(q, \theta_T, \theta_D) = 0$ .

Déterminons la différentielle de celle-ci:

$$A2dq + B2d\theta_T + C2d\theta_D = 0 \quad (2.42)$$

$$A2 = \left( \frac{\partial f2}{\partial q} \right) \bigg|_{\theta_T \text{ et } \theta_D = \text{cte}} = [2(1+q^2)\sin\theta_T + 2q\sin 2\theta_T] / [2q + (1+q^2)\cos\theta_T] \quad (2.43)$$

On pose  $[2q + (1+q^2)\cos\theta_T] = a$

$$\begin{aligned} B2 = \left( \frac{\partial f2}{\partial \theta_T} \right) \bigg|_{q \text{ et } \theta_D = \text{cte}} &= -[2q(1-q^2)\cos\theta_T + (1-q^4)]/a \\ &= -[(1-q^2)(1+2q\cos\theta_T + q^2)]/a \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$C2 = \left( \frac{\partial f2}{\partial \theta_D} \right) \bigg|_{\theta_T \text{ et } q = \text{cte}} = 1/\cos^2\theta_T \quad (2.45)$$

Connaissant les dérivées partielles  $df2(q, \theta_T, \theta_D)$  la relation (2.42) est donnée par:

$$[(2q\sin 2\theta_T + 2(1+q^2)\sin\theta_T)/a]dq - [(1-q^2)(1+2q\cos\theta_T + q^2)/a]d\theta_T + (1/\cos^2\theta_D)d\theta_D = 0$$

En isolant  $d\theta_D$  on trouve:

$$d\theta_D = A3d\theta_T + B3dq \quad (2.46)$$

Avec

$$A3 = [(1-q^2)(1+2q\cos\theta_T + q^2)/a]\cos^2\theta_D$$

$$B3 = -\{[2(1+q^2)\sin\theta_T + 2q\sin 2\theta_T]/a\}\cos^2\theta_D$$

En substituant l'équation (2.46) dans (2.37) on trouve:

$$A1dq + B1dY + C1d\theta_T + D1(A3d\theta_T + B3dq) = 0$$

$$(A1 + D1B3)dq + B1dY + (C1 + D1A3)d\theta_T = 0 \quad (2.47)$$

Par la suite nous déterminons la relation entre la tension de sortie normalisée et le courant moyen à la sortie; qui sera substituée dans l'expression (2.47).

Le convertisseur série a la caractéristique d'une source de courant. Celui-ci sera remplacé par un générateur de courant continu de valeur moyenne:

$$I_s = (1/T) \int_0^T i_a(t) dt$$

La forme d'onde du courant à la sortie du redresseur est montrée à la figure 2.10.

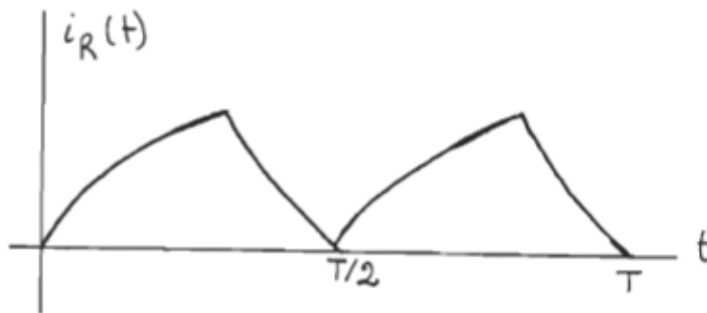


Figure 2.10. Courant à la sortie du redresseur.

En supposant que la tension d'entrée est constante, nous pouvons écrire que:

$$V_s = (R_s // C_s) I_s = [R_s / (1 + R_s C_s p)] I_s = Z_s I_s$$

où  $p$  est la variable de Laplace.

$$dV_s = Z_s dI_s$$

Le courant moyen normalisé a pour expression:

$$Y = I_s / ECW = I_s / EC(1/\sqrt{LC}) = I_s / E(\sqrt{C/L})$$

Alors

$$dY = dI_s / E(\sqrt{C/L}) \quad dI_s = E / (\sqrt{C/L}) dY$$

Et

$$dV_s = Edq = \frac{R_s}{1 + R_s C_{sp}} \frac{E}{(\sqrt{L/C})} dY \quad \text{avec } z = R_s / (\sqrt{L/C})$$

On tire donc l'expression de dq en fonction de dy:

$$dq = [z / (1 + R_s C_{sp})] dY = [z / (1 + \gamma p)] dY \quad (2.48)$$

Avec  $\gamma = R_s C_s$

Substituant l'expression (2.48) dans (2.47) on trouve:

$$[(A_1 + D_1 B_3) + B_1(1 + \gamma p)/z] dq + (C_1 + D_1 A_3) d\theta_T = 0$$

D'où

$$\begin{aligned} dq/d\theta_T &= -(C_1 + D_1 A_3) / (A_1 + D_1 B_3 + (B_1/z)(1 + \gamma p)) \\ &= -(C_1 + D_1 A_3) z / (A_1 z + D_1 B_3 z + B_1(1 + \gamma p)) \end{aligned}$$

La Fonction de transfert reliant la variation de la tension de sortie normalisée à la variation de l'angle de conduction du transistor, est donnée par:

$$dq/d\theta_T = Az / [(B_1 + B_z)(1 + (B_1 \gamma p)/(B_1 + B_z))] \quad (2.49)$$

Avec:

$$A = -(C_1 + D_1 A_3) \quad \text{et } B = A_1 + D_1 B_3$$

Cette fonction de transfert peut se mettre sous la forme:

$$dq / d\theta_T = G_c / (1 + pWC) \quad (2.50)$$

Avec:

$$G_c = Az / (B_1 + B_z) \quad \text{et } W_c = (B_1 + B_z) / B_1 \gamma$$

Et

$$B_1 = 2\alpha(\alpha(q/z) + 1) \cos^2 \alpha \quad (2.51)$$

$$B = 2q \sin^2 \alpha - [(q^2 - (1 + \alpha q/z)^2) \sin 2\alpha + (2q/z)(1 + \alpha q/z) \cos^2 \alpha] *$$

$$[ [((1 + q^2) \sin \theta_T + 2q \sin 2\theta_T) \cos^2 \theta_D] / [2q + (1 + q^2) \cos \theta_T]^2 ] \quad (2.52)$$

$$A = -0.5[ (q^2 - (1 + \alpha q/z)^2) \sin 2\alpha + (2q/z)(1 + \alpha q/z) \cos^2 \alpha ] \quad *$$

$$[ 1 + [(1 - q^2)(1 + 2q \cos \theta_T + q^2) \cos^2 \theta_D] / [2q + (1 + q^2) \cos \theta_T] ] \quad (2.53)$$

$$\alpha = (\theta_T + \theta_D) / 2 \quad (2.54)$$

Où  $G_c$  et  $W_c$  représentent respectivement le gain statique et la fréquence de coupure en fonction de  $\theta_T$  pour différentes valeurs de la charge normalisée.

Le choix du régulateur proportionnel et intégral nécessite donc la connaissance du gain statique  $G_c$  et la fréquence de coupure pour le point de fonctionnement choisi. Ce point de fonctionnement est déterminé par  $(\theta_T, z)$ .

Par la suite, la fonction de transfert de rétro-action sera déterminée selon les caractéristiques du convertisseur désiré.

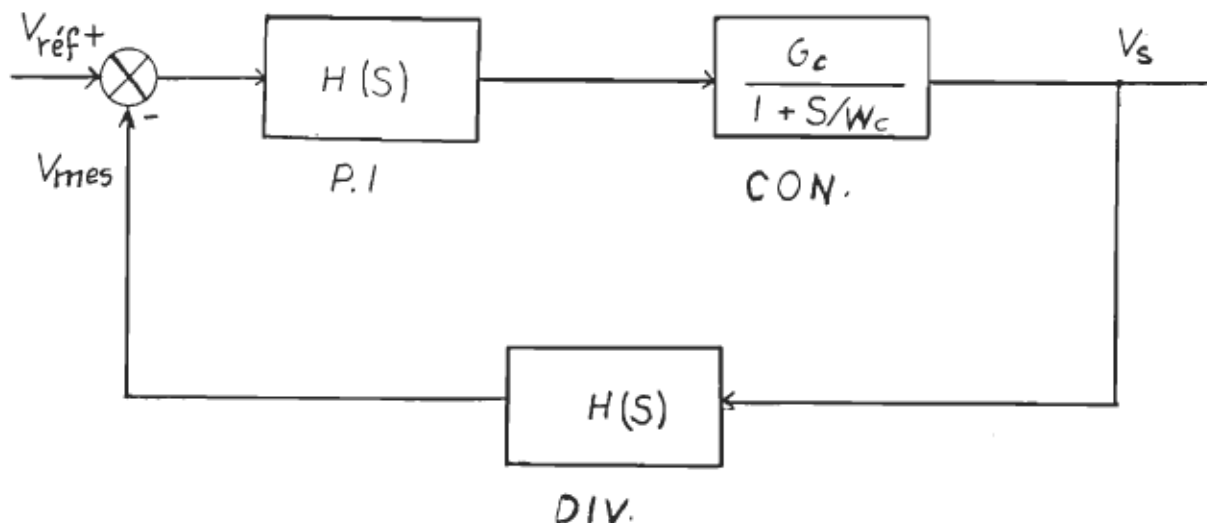


Figure 2.11. Boucle d'asservissement de la tension de sortie.

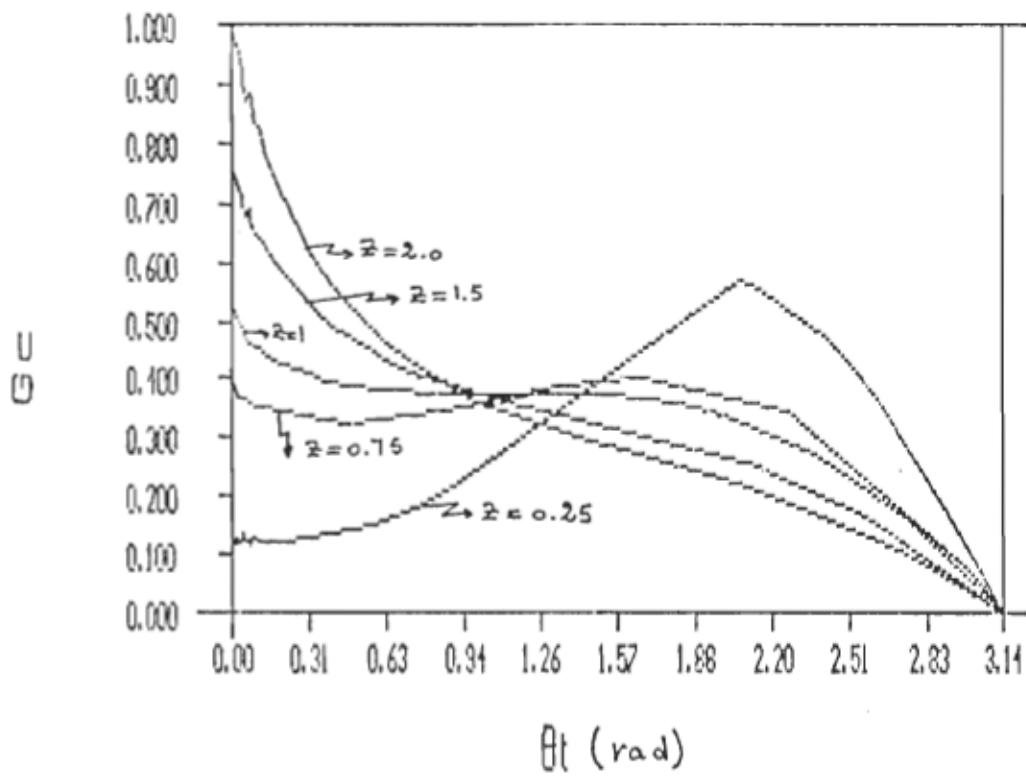


Figure 2.12.  $G_c$  en fonction de  $\theta_t$ ,  $z$  comme paramètre.

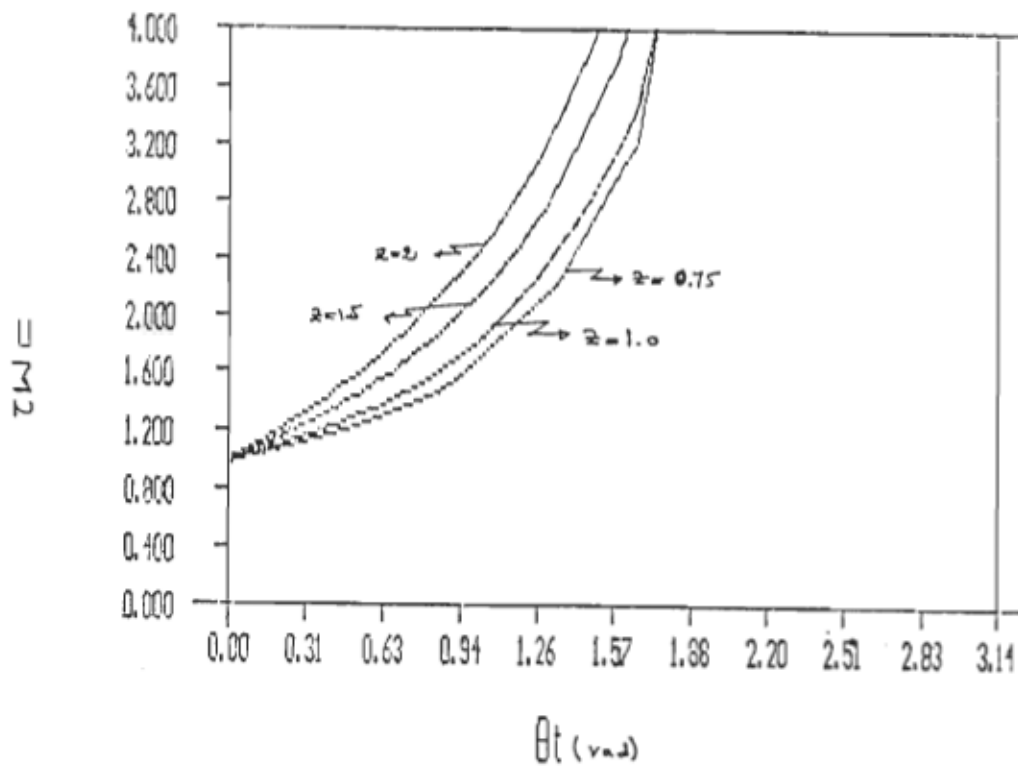


Figure 2.13.  $\tau W_c$  en fonction de  $\theta_t$ ,  $z$  comme paramètre.

## 2.6 Conclusion

Nous avons présenté une étude en régimes statique et dynamique d'un convertisseur à résonnance série incorporant les interrupteurs à thyristors duaux. Cette étude fût allégée par l'utilisation du plan de phase. Nous avons calculé et tracé les courbes de fonctionnement du convertisseur à circuit résonnant série en mode de commande à  $\theta_T$  constant.

Pour un système, possédant une caractéristique de sortie non-linéaire, l'étude d'une boucle de régulation nécessite la connaissance du gain statique et de la fréquence de coupure autour d'un point de fonctionnement. Ceci permet le calcul du régulateur proportionnel et intégral ainsi que la fonction de transfert de rétro-action. Les résultats obtenus dans ce chapitre seront utilisés pour l'analyse et la conception du circuit régulateur dans le chapitre suivant.



## CHAPITRE III

### RÉALISATION DE LA COMMANDE À ANGLE DE CONDUCTION CONSTANT DU TRANSISTOR.

#### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons les étapes de réalisation d'un montage d'un convertisseur à circuit résonnant série doté d'un circuit de commande à angle de conduction  $\theta_T$  constant.

Tout d'abord, nous déterminons le point de fonctionnement défini par  $\theta_T$  et  $z$ , à partir des caractéristiques déjà établies dans le chapitre II.

La fonction de transfert de la sortie par rapport à la commande sera déduite connaissant le gain statique  $G_c$  et la fréquence de coupure  $W_c$ .

Par la suite, le choix du régulateur proportionnel et intégral et la fonction de transfert de rétro-action seront déterminés. Nous pouvons donc passer à la réalisation de la commande à angle de conduction constant du transistor.

#### 3.2 Réalisation de la commande étudiée

##### 3.2.1 Schéma bloc

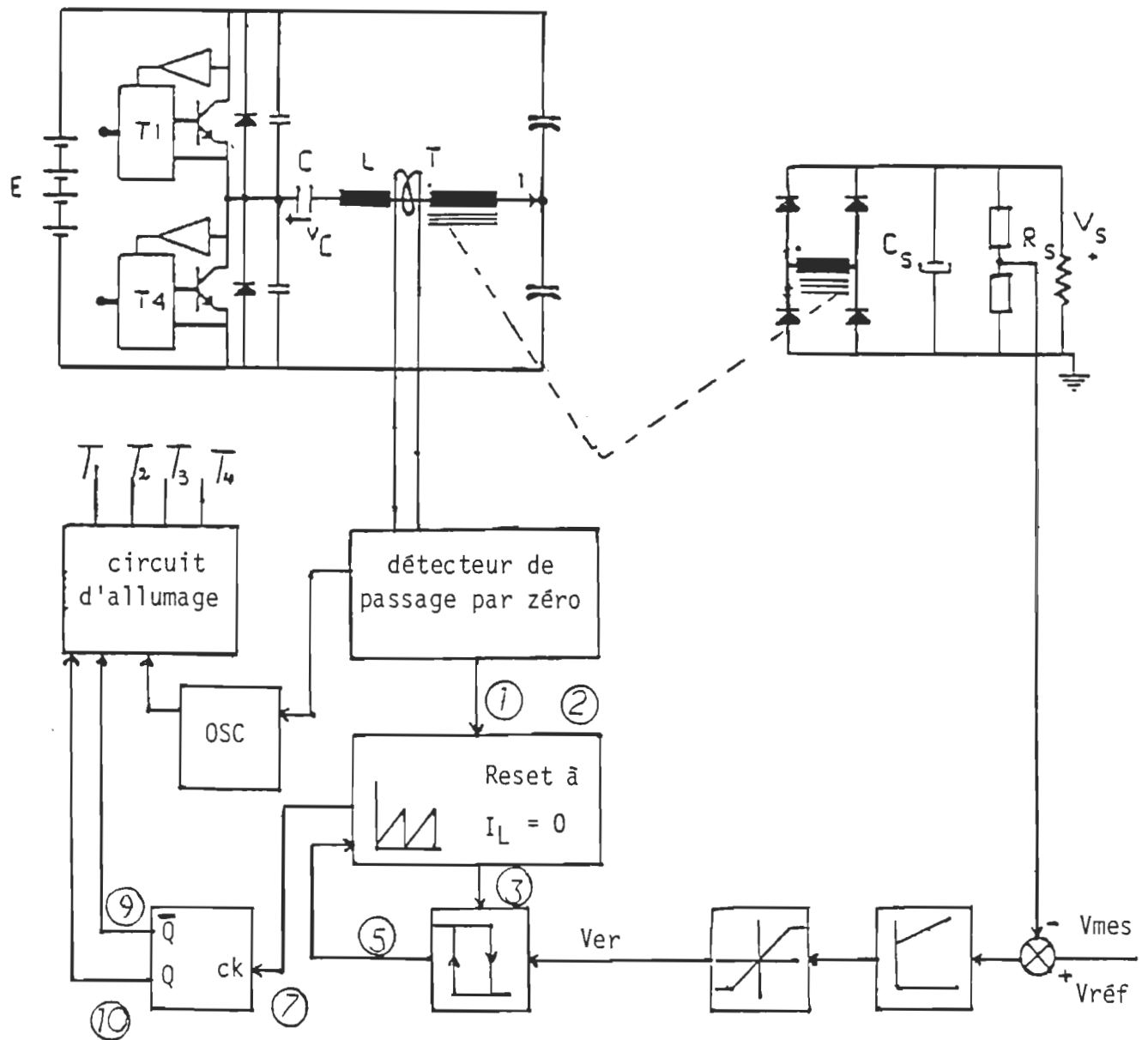


Figure 3.1. Schéma bloc de la commande à  $\theta_T$  constant.

### 3.2.2 Principe de fonctionnement

La figure 3.1 montre le schéma-bloc d'une stratégie de commande à

angle de conduction  $\theta_T$  constant du transistor . Dans ce montage, le détecteur de passage par zéro détermine le temps de changement de polarité du courant dans le circuit résonnant. Les détails du circuit de commande réalisé sont montrés dans la figure 3.2.

Une rampe synchrone avec le passage par zéro du courant est alors générée. Celle-ci est mise à zéro pour l'angle  $\theta_T$  désirée à partir du comparateur "comp.1". Cet angle de conduction du transistor est proportionnel à l'erreur du régulateur proportionnel et intégral.

L'angle de conduction des diodes anti-parallèles varie en fonction du courant de charge. Donc la fréquence est variable et est supérieure à la fréquence de résonance. Toutefois, il existe une valeur maximale ( $\pi$ ) de l'angle de conduction du transistor pour chaque valeur de la tension de sortie normalisée  $q$ , pour laquelle les diodes de roues libres ne conduisent plus. Ce fonctionnement doit être évité afin d'assurer un fonctionnement stable des thyristors duaux.

Lorsque la sortie Q du bistable "FF1" est à un niveau "0", le transistor Q1 est bloqué; ceci permet au condensateur C5 de se charger à partir d'une source de courant constante formée par R5 et le transistor Q2. Lorsque la sortie Q du bistable "FF1" est à un niveau "1", le transistor Q1 conduit ce qui entraîne la décharge du condensateur C5 à travers Q1 , avec une constante de temps de décharge presque nulle.

La sortie Q du "FF1" est alors transmise à l'horloge du "FF2",

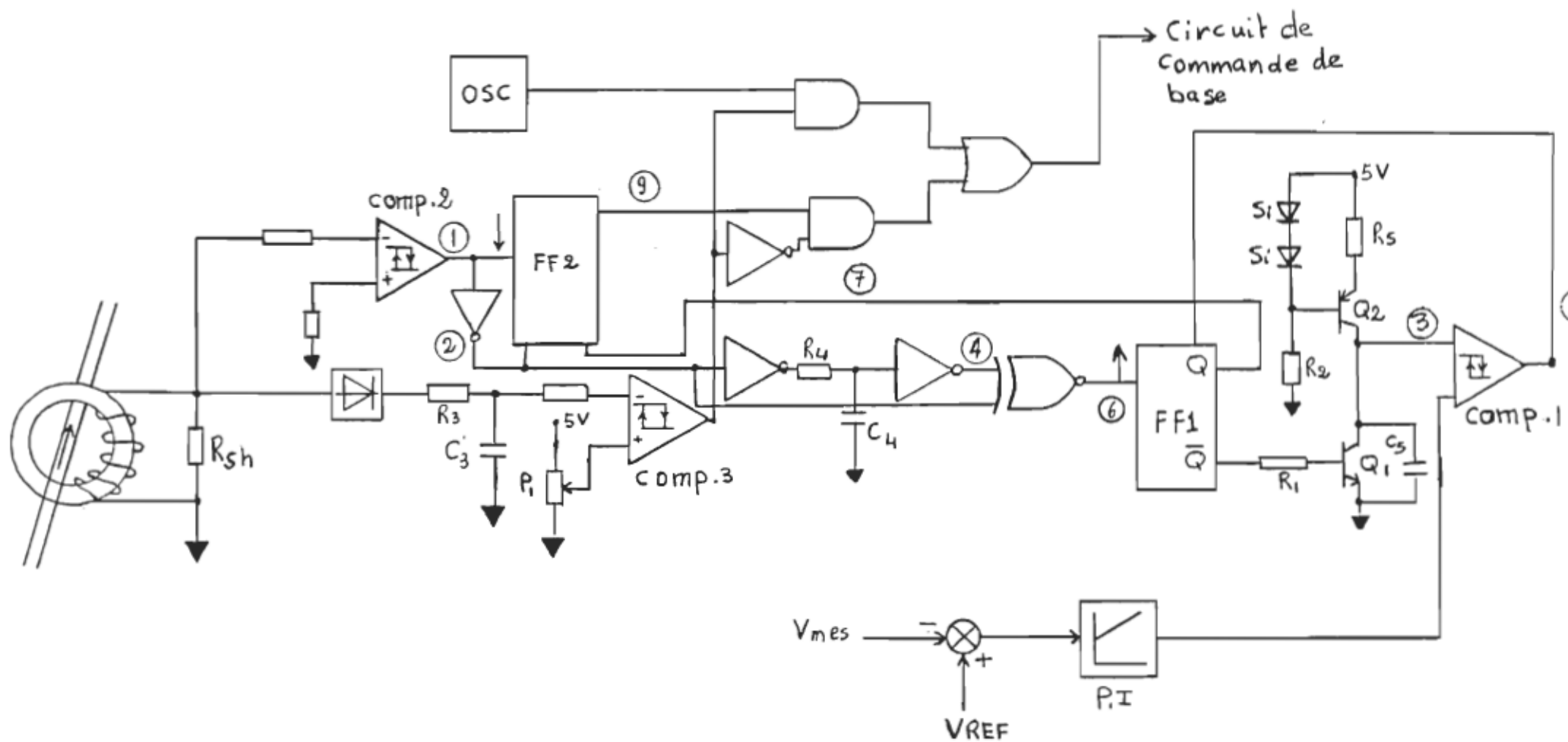


Figure 3.2. Circuit de commande de  $\theta_T$  constant.

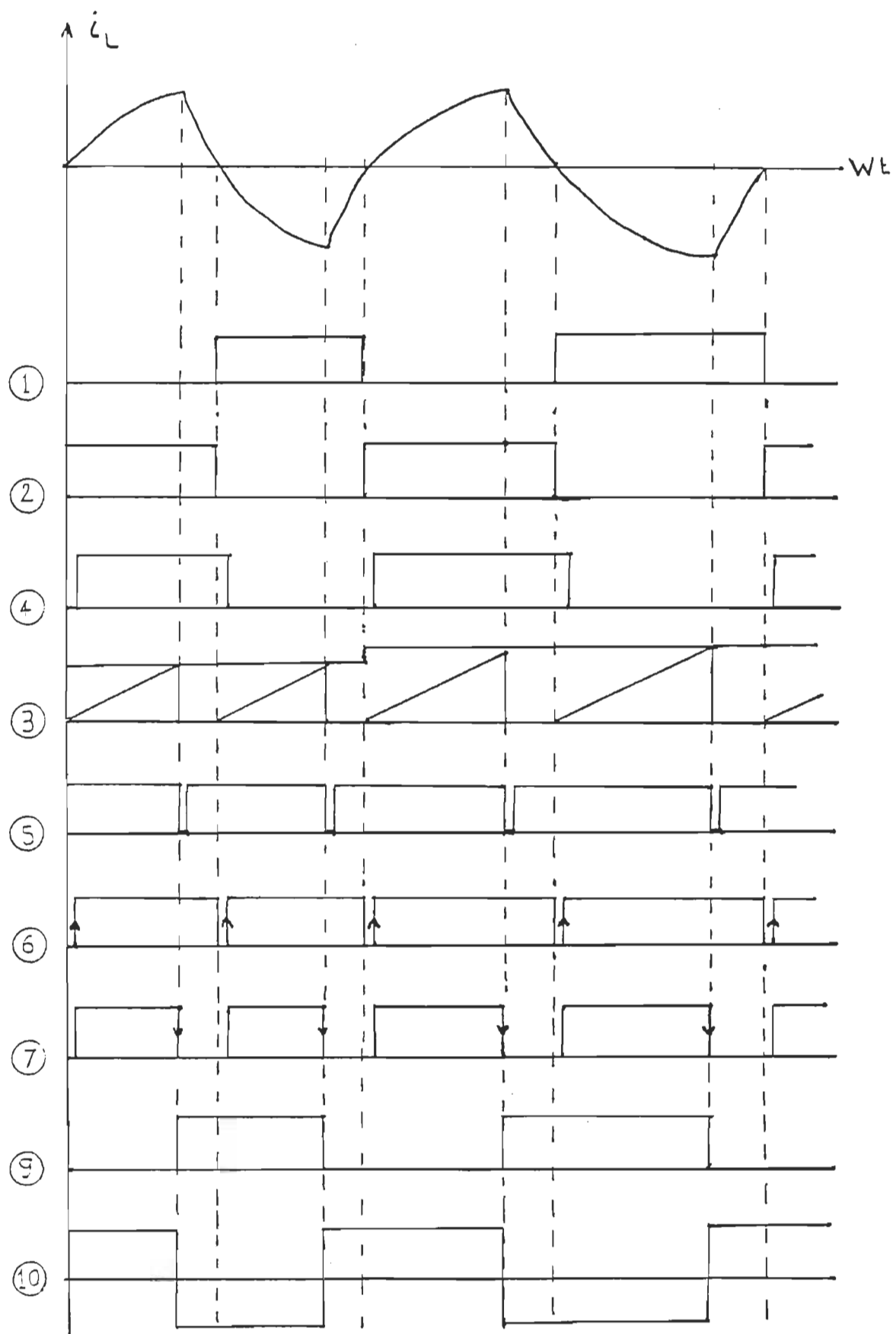


Figure 3.3. Signaux de commande (Voir la figure 3.2 pour les significations des points de sortie).

sensible au front descendant, ce qui génère le signal de commande. Ce signal de contrôle correspondant à cette commande est alors transmis à la commande de base des transistors.

Le circuit de démarrage fonctionne de la manière suivante: le courant obtenu à partir du détecteur de courant est redressé, puis filtré, ensuite il est comparé à un courant faible de l'ordre de milliampère. Au démarrage, la sortie du comparateur "comp.3" est à un niveau "1", donc le signal présent sur la commande de base des transistors est celui de l'oscillateur NE555. Avec la présence de courant dans le circuit résonnant, le comparateur "comp.3" est dans un état "0". Le signal présent sur la commande de base est donc celui de la commande à angle de conduction constant. Les différents signaux de sortie du circuit de commande sont montrés dans la figure 3.3.

### 3.3 Résultats

#### 3.3.1 Vérification des caractéristiques statiques de fonctionnement

Afin de mettre en évidence la méthode d'étude analytique et le modèle établi précédemment, un convertisseur fonctionnant sur le principe étudié et à une fréquence de 25 kHz, supérieure à la fréquence de résonance, a été réalisé. Les éléments de ce convertisseur sont les suivants:

Le convertisseur utilisé a une configuration en demi-pont tel que montré par la figure 3.1. La tension continue d'alimentation utilisée est de 40 Volts.

$$E = 40 \text{ V}$$

$$C = 1 \text{ } \mu\text{F}$$

$L = 194 \mu\text{H}$  (incluant l'inductance de fuite du transformateur).

$$f_r = 1/2\pi\sqrt{LC} \approx 11.43 \text{ kHz}$$

$$z(\text{base}) = \sqrt{L/C} \approx 13.9 \Omega$$

$$I(\text{base}) = ECW \approx 2.38 \text{ A}$$

Toutefois les résultats donnés ci-dessous ont été réalisés pour un convertisseur en demi-pont. En effet la figure 3.4 montre la tension normalisée de sortie (théorique et expérimentale) en fonction du courant moyen normalisé, avec  $\theta_T$  comme paramètre.

La figure 3.5 montre la tension normalisée de sortie théorique et expérimentale en fonction de l'angle de conduction du transistor pour différentes valeurs de charge normalisée.

### 3.3.2 Fonctionnement en régime de faibles perturbations

Pour la deuxième partie des résultats expérimentaux, nous avons créé une perturbation sinusoïdale de 0 à 1 KHz à l'aide d'un générateur basse fréquence. L'amplitude de ce signal est d'environ 5 % de l'amplitude du signal de référence autour d'un point de fonctionnement défini par  $\theta_T$  et  $z$ .

En premier lieu, on fixe une valeur de la période de conduction du transistor, ainsi qu'une charge qu'on normalisera par la suite. Les valeurs choisies pour ces dernières sont montrées dans le tableau 1. On étudiera ainsi la réponse en relevant les fonctions de transfert  $dq/d\theta_T$  pour différents points de fonctionnement.

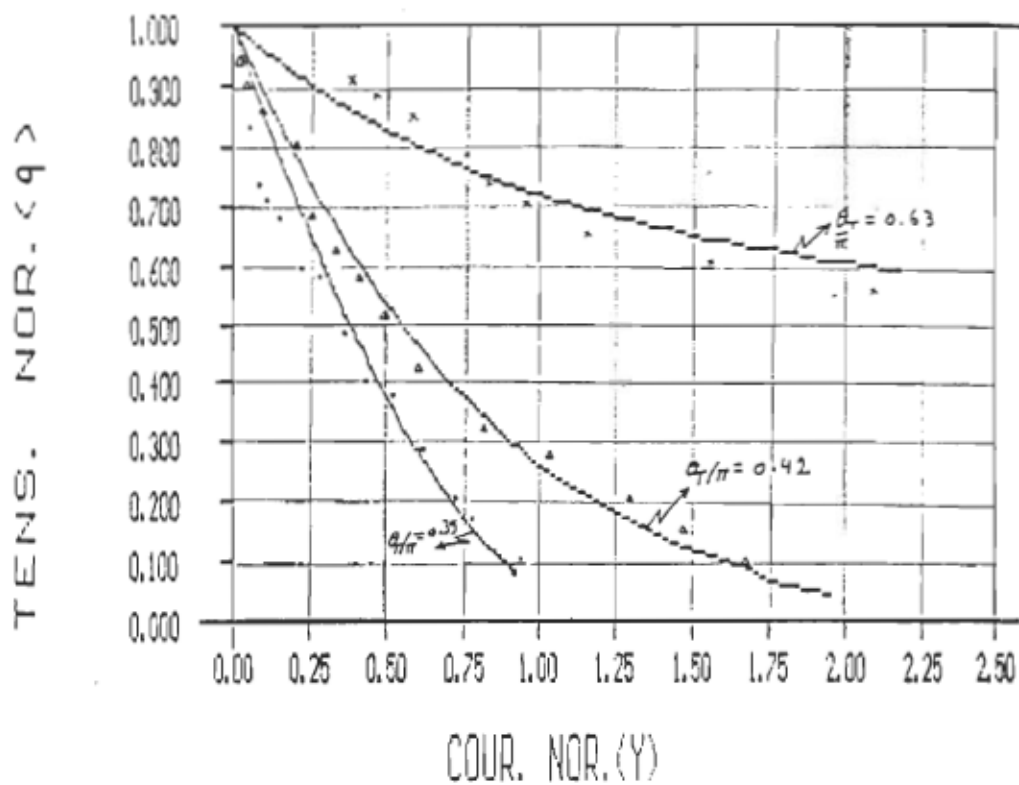


Figure 3.4.  $q$  en fonction de  $Y$ , avec  $\theta_r$  comme paramètre. (Théorique et expérimentale)

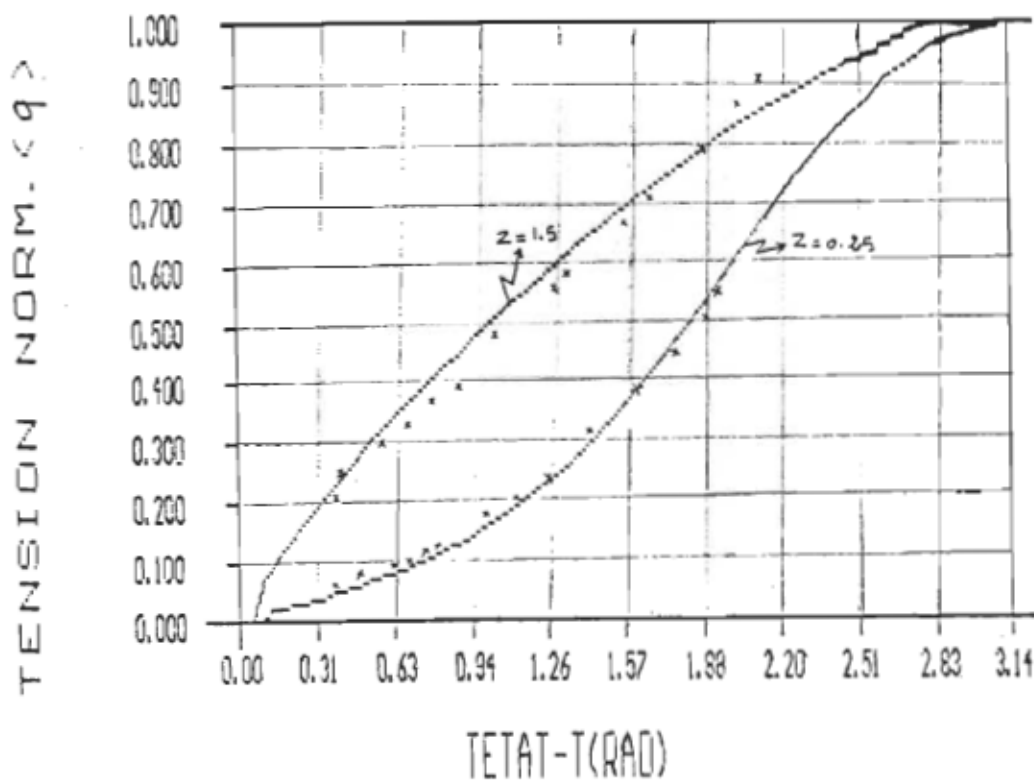


Figure 3.5.  $q$  en fonction de  $\theta_r$ , avec  $z$  comme paramètre. (Théorique et expérimentale)



Le gain statique  $G_c$  et la fréquence de coupure théorique  $F_c$  sont calculés à partir des figures 2.12 et 2.13 pour différents points de fonctionnement définis par l'angle de conduction des transistors et la charge normalisée.

Le gain statique est lu directement sur la fig.2.12, alors:

$$G = 20 \log G_c$$

Tandis que la fréquence de coupure est déterminée à partir de la figure 2.13 pour une charge donnée. En effet:

$$\tau W_c = 2\pi F_c R_s C_s$$

D'où

$$F_c = \tau W_c / (2\pi R_s C_s)$$

$\tau W_c$ : valeur lue directement sur la figure 2.13 pour  $\theta_T$  et  $z$  données.

Une fois  $G_c$  et  $F_c$  théoriques connues, on trace le diagramme de Bode théorique de la fonction de transfert du convertisseur montrée à la figure 2.11,  $G_c/(1 + pW_c)$ .

Pour la partie expérimentale, on fait varier l'amplitude du signal perturbant de 0 à 1kHz. On mesure ensuite l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie par rapport à l'ondulation de la tension de référence qui correspond à l'ondulation de la période de conduction du transistor.

Le gain  $G_c$  est mesuré pour un signal perturbant nul. Tandis que la fréquence de coupure est déterminée à partir d'une chute de -3dB.

Les résultats théoriques et expérimentaux du gain statique  $G$  et de la fréquence de coupure pour un point de fonctionnement défini par  $(\theta_T, z)$  sont données au tableau 1.

Les figures 3.6 et 3.7 montrent la variation du gain statique de la fonction de transfert pour différentes valeurs de charge normalisée.

Exemple:

Pour  $z = 1.5$  et  $\theta_T = 0.42\pi$

La fonction de transfert est la suivante:

$$H(p) = 6.368 / (1 + 8.4 \text{ E-4 } p)$$

On trace le diagramme de Bode de celle-ci, puis on fait une comparaison avec les résultats expérimentaux pour les mêmes conditions théoriques.

Les résultats obtenus valident l'approche théorique établie précédemment.

TABLE. 1

Résultats expérimentaux et théoriques de $G_c$ et $F_c$					
	$G_c$ dB		$F_c$ Hz		
$\theta_T$	théo.	expé.	théo.	expé.	$z$
0.42 $\pi$	16.08	16.2	189.3	165	1.50
	16.07	16.4	676.4	446	0.25
0.31 $\pi$	17.05	18.4	137.4	238	1.50
	12.68	13.7	477.5	318	0.25

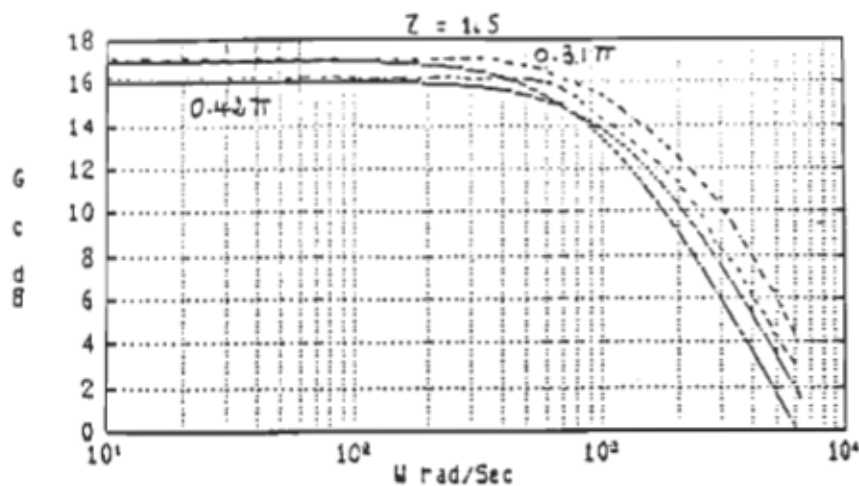


Figure 3.6.

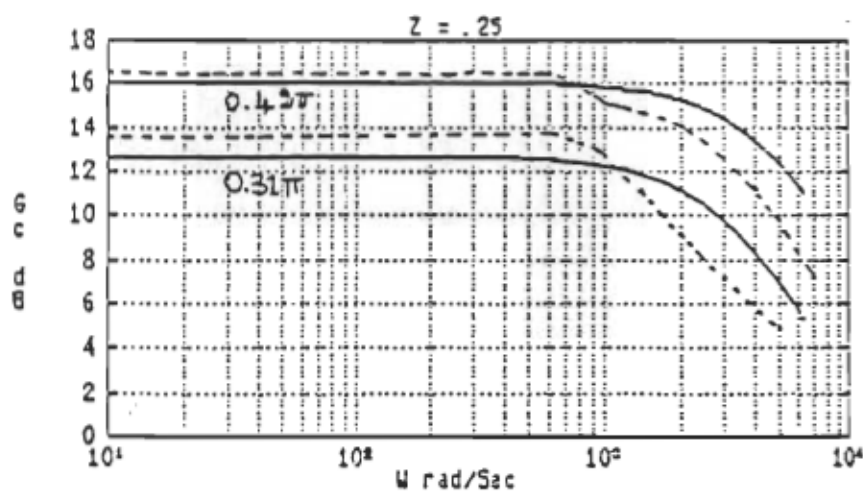


Figure 3.7.

Figures 3.6 et 3.7. Variations du gain  $G_c$  de la fonction de transfert de la sortie par rapport à la commande pour différentes valeurs de charges.

-----Résultats expérimentaux.

——Résultats théoriques.

### 3.3.3 Fonctionnement en boucle fermée à $\theta_r$ constant

Le schéma de la boucle de régulation de tension du convertisseur est montré à la figure 2.11. Le critère de fonctionnement du régulateur proportionnel et intégral est basé sur le dépassement. En effet un dépassement maximal optimise la réponse transitoire. Les paramètres du régulateur sont basés sur le choix d'une marge de phase de  $\phi_m = 45^\circ$  qui correspond à un dépassement de  $\zeta = 0.5$ .

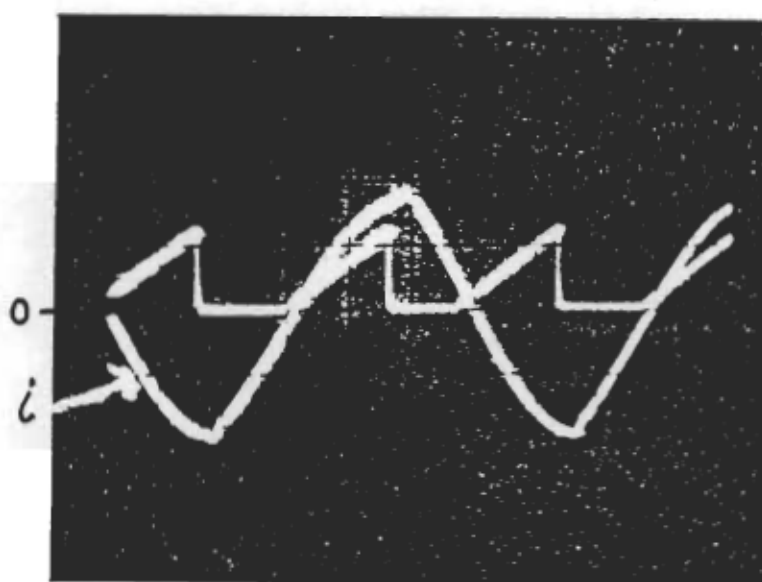
La figure 3.10 montre, lors d'un essai en boucle fermée, la réponse expérimentale à un échelon du signal de commande.

Les figures 3.8(a) et 3.8(b) montrent respectivement le courant dans le circuit résonnant et la rampe qui correspond à la période de conduction des transistors.

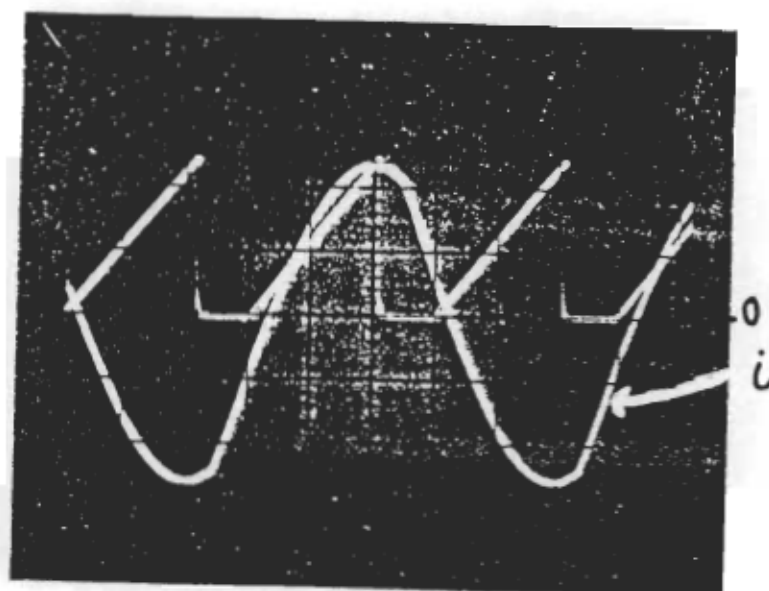
La figure 3.9 montre le courant à la sortie du redresseur et la rampe qui correspond à la période de conduction des transistors. Nous remarquons dans ce résultat le bon fonctionnement de la commande et du détecteur de passage par zéro du courant dans le circuit résonnant.

### 3.4 Conclusion

Nous avons décrit les étapes de réalisation d'un montage convertisseur à circuit résonnant série doté d'un circuit de commande à angle de conduction constant. Nous avons donné un schéma bloc ainsi que le principe de fonctionnement de celui-ci.



(a)



(b)

Figure 3.8. Courant dans le circuit résonnant série.

Rampe: période de conduction des transistors.

a)  $\theta_T = 0.5 \pi$ ; Horiz. : 1div.  $\equiv 10\mu s$  Verti.: 1div.  $\equiv 2A$

b)  $\theta_T = 0.36 \pi$ ; Horiz. : 1div.  $\equiv 10\mu s$  Verti.: 1div.  $\equiv 1A$

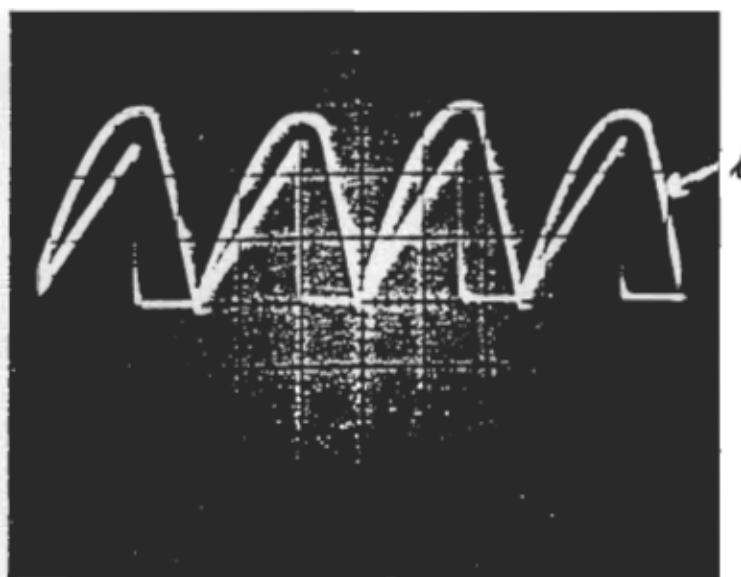


Figure 3.9. Courant à la sortie du redresseur.

Rampe: période de conduction des transistors.

$\theta_T = 0.36 \pi$ ; Horiz. : 1div.  $\equiv 10\mu s$  Verti.: 1div.  $\equiv 2A$

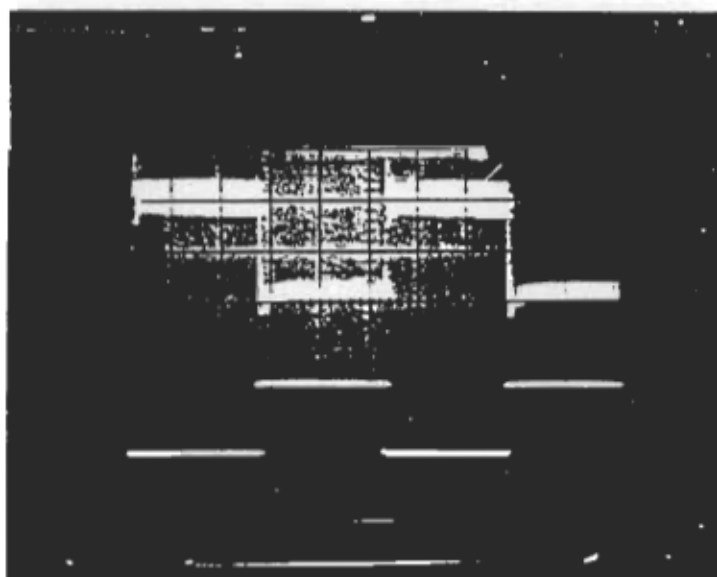


Figure 3.10. Réponse expérimentale à un échelon du signal de commande.

Trace supérieure: tension de sortie 1div  $\equiv 10V$ .

Trace inférieure: tension de commande 1div  $\equiv 2V$ .

Nous avons vérifié les caractéristiques statiques du fonctionnement pour une configuration en demi-pont telle que montrée dans la figure 3.1. Les résultats des figures 3.4 et 3.5 ont mis en évidence la méthode d'étude analytique et le modèle établi.

Par la suite, l'analyse en petits signaux du convertisseur nous a permis de déterminer la fonction de transfert de la sortie par rapport à la commande. Cette dernière est déterminée afin de réaliser une boucle d'asservissement de la tension de sortie.

Enfin les figures 3.8(a) et 3.8(b) montrent le bon fonctionnement de la commande et du détecteur de passage par zéro du courant dans le circuit résonnant.

## CONCLUSION

Le choix des interrupteurs de puissance (thyristors, transistors bipolaires ou MOSFETs...) dépend grandement du fonctionnement du convertisseur, c'est-à-dire le fonctionnement à une fréquence supérieure ou inférieure à celle de résonance.

Nous avons établi une description d'un convertisseur résonnant série. L'originalité de ce convertisseur consiste en l'utilisation des interrupteurs à thyristors duaux. Ces interrupteurs fonctionnent à commutation naturelle, d'où une diminution des pertes par commutations et un rendement très élevé de l'unité de conversion.

L'étude des caractéristiques statiques et de l'analyse en petits signaux furent allégées par l'utilisation du plan de phase. Etant donnée la non-linéarité de la caractéristique de sortie ( $q=f(\theta_T)$ ), les performances du système sont déterminées pour un point d'opération bien spécifique. L'étude d'une boucle de régulation nécessite la connaissance du gain statique et de la fréquence de coupure autour du point de fonctionnement choisi. La méthode d'étude en petits signaux permet de calculer aisement un circuit régulateur (proportionnel et intégral) afin d'atteindre les performances demandées par le cahier de charge.

Les résultats expérimentaux ont validé la méthode d'étude analytique et le modèle établi.



En guise de conclusion, nous avons montré dans ce travail de recherche que la commande à angle de conduction constant du transistor est relativement simple à implanter par rapport aux objectifs auparavant définis, et ce en comparant aux autres commandes étudiées au chapitre I. De plus, la configuration du convertisseur utilisée offre de très bonnes performances en régime statique aussi bien qu'en régime dynamique. Néanmoins, il existe encore d'autres horizons à exploiter pour montrer les performances de ce convertisseur, par exemple la commande à trajectoire optimale.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.J.King et T.A.Stuart., "Inherent Overload Protection for the Series Resonant Converter", IEEE trans. on aero. and electr. syst., vol. Aes-19, no.6, pp.820-830, nov. 1983.
  
- [2] R.J.King et T.A.Stuart., "Modeling the Full-bridge Series Resonant Power Converter", IEEE AES, vol.AES-18, no.4, pp.449-459, juillet 1982.
  
- [3] K.Al Haddad, Y. Cheron, H. Foch et V. Rajagopalan, "Static and Dynamic Analysis of Series-Resonant Converter operating above its Resonant Frequency", PCI.Proceeding, october 1986, pp.55-68.
  
- [4] K.Al Haddad, Y. Cheron, H. Foch et V. Rajagopalan, "Static and Small Signal of Series-Resonant Converter operating above its Resonant Frequency'', Can.Élec.Eng., vol.12 no 4, 1987, pp.158-164.
  
- [5] Vietson Nguyen et John Dhyanchand, "An Implementation of Current Mode Control for a Series Resonant DC-DC Converter", IEEE, pp.266-273, 1987.
  
- [6] R.Patel et R.Adair, "Conception d'une alimentation à résonnance série 200 kHz", Électronique de puissance-14, pp.49-57.
  
- [7] Ramesh Oruganti et Fred C.Lee, "Resonant Power Processors, partII-Methods of Control", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.Ia-21, no.6,

pp.1461-1471, nov/dec 1985.

[8] Y.Cheron, H.Foch et J.Roux, "Étude d'une nouvelle utilisation des transistors de puissance dans les convertisseurs haute tension à fréquence élevée", Revue de physique appliquée, vol.16, juin 1981, pp.333-342.

[9] Vatché Vorperian et Slobodan Cuk., "Small Signal Analysis of Resonant Converter", IEEE trans.on Industry. Appl., 1983, pp.269-282.

[10] Vatché Vorperian et Slobodan Cuk., "A Complete DC Analysis of the Series-Resonant Converter", IEEE Power Electronics specialists conference, 1982 Record, pp.85-100 (IEEE publication 82CH1762).

[11] M. Nakaoka et al, "A Phase-Difference Angle Control-Mode PWM High-Frequency Resonant Inverters using Static Induction-Transistors and-Thyristors", IEEE Trans. Ind. Appl., pp.674-681, 1987.

[12] A.K.S.Bhat et S.B.Dewan, " A Design Method for A High-Frequency Link Utility Interfaced Photovoltaic Power Converter", IEEE Trans. IND. Appl., pp.284-291, 1987.

[13] R.L. Steigerwald, "High Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters" IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IE-31, no.2, May 84, pp. 181-191.

[14] K. Al Haddad, A. Bellahnid, V. Rajagopalan, Y. Cheron et H. Foch,

"Novel Control Strategy to Improve The Dynamic Performance Of A Series Resonant Converter", IEEE IAS, Oct. 1988.

[15] A. Bellahnid et al, " Étude et implantation d'une stratégie de commande à angle de conduction constant d'un convertisseur à résonance", 56e Congrès de l'ACFAS, Moncton, N.B.

## ANNEXE (A)

### A.1 Mode continu

$$\text{On pose: } V_{c0}=V_c(0); V_{c1}=V_c(t_1); V_{c2}=V_c(t_2) \quad (\text{A.1})$$

$$\theta_D = \omega_0(t_2-t_1); \theta_T = \omega_0 t_1; t'=t-t_1 \quad (\text{A.2})$$

$$\text{où } \theta_D \leq 180^\circ, \text{ mode continu} \quad (\text{A.3})$$

$$i(0)=I_0 \quad (\text{A.4})$$

Nous avons:

$$i(t)=I_0 \cos(\omega_0 t) + [(V_{c0}+V_s-V_0)/Z_0] \sin(\omega_0 t), \quad 0 \leq t \leq t_1 \quad (\text{A.5})$$

$$i(t')=[(V_{c1}+V_s+V_0)/Z_0] \sin(\omega_0 t'), \quad 0 \leq t' \leq t_2-t_1 \quad (\text{A.6})$$

Puisque  $i(t)=0$  à  $\omega_0 t = \theta_T$ , où  $\theta_T > 0$ , nous avons à partir de (A.5):

$$\theta_T = \omega_0 t_1 = \tan^{-1} [-I_0 Z_0 / (V_{c0}+V_s-V_0)] + \pi \quad (\text{A.7})$$

Pour la tension aux bornes du condensateur on a:

$$\begin{aligned} V_c(t) &= V_{c0} + (1/C) \int_0^t -i(t) dt, \quad 0 \leq t \leq t_1 \\ &= -I_0 Z_0 \sin(\omega_0 t) + (V_{c0}+V_s-V_0) \cos(\omega_0 t) + V_0 - V_s \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Cependant:

$$V_{c1}=V_c(t_1)=-I_0 Z_0 \sin(\theta_T) + (V_{c0}+V_s-V_0) \cos(\theta_T) + V_0 - V_s \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{aligned} V_c(t') &= V_{c1} + 1/C \int_0^{t'} -i(t') dt', \quad 0 \leq t' \leq t_2-t_1 \\ &= (V_{c1}+V_s+V_0) \cos(\omega_0 t') - V_0 - V_s \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

$$\text{Et } V_{c2}=V_c(t'=t_2-t_1)=(V_{c1}+V_s+V_0) \cos(\theta_D) - V_0 - V_s \quad (\text{A.11})$$

Pour respecter la stabilité cyclique, les conditions au temps  $t_2$  doivent être égales au temps  $t=0$ . Alors on a:

$$V_{c2}=-V_{c0} \text{ et } i(t_2)=I_2=-I_0 \quad (\text{A.12})$$

L'énergie emmagasinée dans la charge durant le temps  $0 \leq t \leq t_2$  est donnée par:

$$E_{l1} = \left| V_0 \right| \int_0^{t_1} i(t) dt = (V_0/W_0) [I_0 \sin(\theta_T) + [(V_{co} + V_s - V_0)/Z_0] (1 - \cos \theta_T)] \quad (A.13)$$

$$E_{l2} = - \left| V_0 \right| \int_0^{t_2 - t_1} i(t') dt' = (V_0/W_0) (1 - \cos \theta_D) [I_0 \sin(\theta_T) - ((V_{co} + V_s - V_0)/Z_0) \cos \theta_T - 2V_0/Z_0] ; i(t) \text{ change de signe} \quad (A.14)$$

$$\text{On pose } A \equiv [I_0 \sin(\theta_T) + [(V_{co} + V_s - V_0)/Z_0] \cos(\theta_T) - 2V_0/Z_0] \quad (A.15)$$

$$\text{Et } B \equiv (1 - \cos(\theta_T)) [A - (V_{co} + V_s + V_0)] \quad (A.16)$$

L'énergie totale dans la charge est égale:

$$E_l = E_{l1} + E_{l2} = \left| V_0 \right| / W_0 (A + B) \quad (A.17)$$

L'énergie délivrée par la source  $V_s$  est donnée par:

$$E_s = E_{s1} + E_{s2} = [V_s \int_0^{t_1} i(t) dt = V_s A / W_0] + [V_s \int_0^{t_2 - t_1} i(t') dt' = -V_s B / W_0] \quad (A.18)$$

D'où :

$$E_s = (V_s / W_0) (A - B) \quad (A.19)$$

L'énergie emmagasinée dans le circuit résonnant au temps  $t_0$  et  $t_2$  est respectivement égale:

$$E_{st0} = 1/2 L I_0^2 + 1/2 C V_{co}^2 \quad (A.20)$$

$$E_{st2} = 1/2 L I_2^2 + 1/2 C V_{c2}^2 \quad (A.21)$$

En substituant à partir de (A.12) on obtient:

$$E_{st2} = 1/2 L (-I_0)^2 + 1/2 C (-V_{co})^2 \quad (A.22)$$

$$\text{Or } E_{sto}=E_{stl} \quad (A.23)$$

$$E_s=E_l \quad (A.24)$$

Cependant:

$$q=V_o/V_s=(A-B)/(A+B) \quad (A.25)$$

$$\text{Et } B/A=(1-q)/(1+q) \quad (A.26)$$

À partir de (A.19) et (A.15) on a:

$$V_{c1}=V_{co}-AZ_o \quad (A.27)$$

À partir de (A.11) et (A.27) on a:

$$V_{c2}=(V_{co}+V_s-AZ_o+V_o)\cos(\theta_D)-V_o-V_s=Z_o(1-\cos\theta_D)[A-(V_{co}+V_s+V_o)]+V_{co}-AZ_o \quad (A.28)$$

À partir de (A.16) et de (A.28) on a:

$$V_{c2}=BZ_o-AZ_o+V_{co} \quad (A.29)$$

$$V_{c2}=-V_{co} \quad (A.30)$$

À partir de (A.29) et (A.30) on a:

$$V_{co}=(Z_o/2)(A-B) \quad (A.31)$$

Et de (A.27), (A.31) et (A.32) on a:

$$V_{co}=AZ_o[q/(1+q)] \quad (A.32)$$

$$V_{c1}=-AZ_o[1/(1+q)] \quad (A.33)$$

À partir de (A.16) on a:

$$B=(1-\cos\theta_D)[A-(V_{co}+V_s+V_o)/Z_o] \quad (A.34)$$

$$\text{Et } \cos\theta_D=[A-B-(V_{co}+V_s+V_o)/Z_o]/[A-(V_{co}+V_s+V_o)/Z_o] \quad (A.35)$$

À partir de (A.26), (A.32), (A.35) et substituant  $V_o=qV_s$  on a:

$$\cos\theta_D=[Aq-(V_s/Z_o)(1+q^2)]/[A-(V_s/Z_o)(1+q^2)] \quad (A.36)$$

D'où

$$A=V_s/Z_o[(1+q^2)(1-\cos\theta_D)/(q-\cos\theta_D)] \quad (A.37)$$

Substituant (A.37) dans (A.32) et (A.33) on obtient:

$$V_{co} = V_s [q(1+q)(1-\cos\theta_D) / (q-\cos\theta_D)] \quad (A.38)$$

$$V_{cl} = V_s [-(1+q)(1-\cos\theta_D) / (q-\cos\theta_D)] \quad (A.39)$$

$$\text{Alors } V_{cp} = \pm V_{cl} = \pm V_s [(1+q)(1-\cos\theta_D) / (q-\cos\theta_D)] \quad (A.40)$$

Pour la stabilité cyclique on a:

$$I_o = -I_2 \quad (A.41)$$

À partir de (A.4), (A.6) et (A.41) on a:

$$-I_o = [(V_s + V_{cl} + V_o) / Z_o] \sin \omega_o(t_2 - t_1) \quad (A.42)$$

Et de (A.39) on a:

$$I_o = (V_s / Z_o) [(1-q^2) \sin\theta_D / (q-\cos\theta_D)] \quad (A.43)$$

De (A.2), (A.7), (A.38) et (A.43) on a:

$$\theta_\pi = \pi + \text{tg}^{-1} [(q^2 - 1) \sin\theta_D / (2q - (1+q^2) \cos\theta_D)] \quad (A.44)$$

Nous déterminons le courant moyen redressé de  $i(t)$ :

$$\begin{aligned} I_a = (1/t_2) & \left[ \int_0^{t_1} [I_o \cos \omega_o t + (V_{co} + V_s - V_o) / Z_o \sin \omega_o t] dt - \right. \\ & \left. \int_0^{t_2 - t_1} [(V_{cl} + V_s + V_o) / Z_o] \sin \omega_o t' dt' \right] = (1/\omega_o t_2) [I_o \sin \theta_\pi - \\ & [(V_{co} + V_s - V_o) / Z_o] (\cos \theta_\pi - 1) + [(V_{cl} + V_s + V_o) / Z_o] * \\ & (\cos \theta_\pi - 1) \end{aligned} \quad (A.45)$$

En substituant  $V_c$ , à partir de (A.9), dans (A.45) et en comparant celle-ci avec (A.15) et (A.16) on obtient:

$$I_a = (A + B) / \omega_o t_2 \quad (A.46)$$

Cependant à partir de (A.26) on a:

$$I_a = 2A / [(\theta_D + \theta_\pi)(1 + q)] \quad (A.47)$$

Finalement de (A.33) et (A.47) on a:

$$I_a = (V_s / Z_o) [2(1+q)(1-\cos\theta_D) / (\theta_D + \theta_\pi)(q-\cos\theta_D)] \quad (A.48)$$



Nous déterminons le courant maximum de  $i(t)$ :

$$di(t)/dt = -\omega I_o \sin \omega t + \omega [(V_{co} + V_s - V_o)/Z_o] \cos \omega t \quad (A.49)$$

Après calculs et simplifications on trouve:

$$I_p = (V_s/Z_o) [(1+q^2 - 2q \cos \theta_D)/(q - \cos \theta_D)] \quad (A.50)$$

Pour le courant efficace on trouve:

$$I_r = \left\{ (1/t_2) \left( \int_0^{t_1} [I_o \cos \omega t + [(V_{co} + V_s - V_o)/Z_o] \sin \omega t]^2 dt + \right. \right. \\ \left. \left. [ [(V_{cl} + V_s + V_o)/Z_o] \sin \omega t']^2 dt' \right)^{1/2} = [1/(\theta_D + \theta_T)] * \right. \\ \left. [I_o^2 ((\theta_T/2) + \sin(\theta_T/2)) + [(V_{co} + V_s + V_o)/Z_o]^2 * \right. \\ \left. ((\theta_T/2) - \sin(\theta_T/2)) + [I_o(V_{co} + V_s - V_o)/Z_o] \sin^2 \theta_T \right. \\ \left. + [(V_{cl} + V_s + V_o)/Z_o]^2 ((\theta_D/2) - \sin(\theta_D/2))] \right)^{1/2} \quad (A.51)$$

Par intégration et substitution comme dans (A.45), nous obtenons le courant moyen dans le transistor et la diode.

$$I_q = (A/2) (\theta_D + \theta_T) \quad (A.52)$$

$$I_d = (B/2) (\theta_D + \theta_T) \quad (A.53)$$

Alors de (A.37), (A.44) et (A.34) on obtient:

$$I_d = (V_s/Z_o) [(1-q^2)(1-\cos \theta_D)/2 (q - \cos \theta_D) (\theta_D + \theta_T)] \quad (A.54)$$

$$I_q = (V_s/Z_o) [(1+q^2)(1-\cos \theta_D)/2 (q - \cos \theta_D) (\theta_D + \theta_T)] \quad (A.55)$$

## A.2 Mode discontinu

Le fonctionnement en mode discontinu se produit quand l'angle  $\theta_D > 180^\circ$ . Le même raisonnement qu'en mode continu nous donne les résultats suivants:

$$i(t) = [(V_{co} + V_s - V_o)/Z_o] \sin \omega t \quad ; \quad 0 \leq t \leq t_1 \quad (A.56)$$

$$i(t) = [(Vc1 + Vs + Vo)/Zo] \sin \omega_0 t' \quad ; \quad 0 \leq t' \leq t_2 - t_1 \quad (A.57)$$

$$i(t) = 0 \quad ; \quad t_2 \leq t \leq t_2' \quad (A.58)$$

$$I_0 = 0 \quad (A.59)$$

$$\omega_0 t_1 = \omega_0 (t_2 - t_1) = \pi \quad (A.60)$$

$$\theta_D = \omega_0 (t_2' - t_1) \quad ; \quad \theta_D = \pi \quad (A.61)$$

À partir de (A.15), (A.16) et remplaçant  $\theta_D$  par  $\pi$  dans ces expressions, on obtient:

$$A = 2 (V_{co} + V_s - V_o) / Z_0 \quad (A.62)$$

$$B = 2 (V_{co} + V_s - 3V_o) / Z_0 \quad (A.63)$$

De (A.38) et (A.39) et remplaçant  $\theta_D$  par sa valeur on a:

$$V_{co} = 2 V_s q \quad (A.64)$$

$$V_{c1} = -2V_s \quad (A.65)$$

Le même approche utilisée en (A.45) nous permet d'obtenir:

$$I_a = (1/\omega_0 t_2') [(2V_{co} - 2V_{c1} - 4V_o) / Z_0] = (V_s / Z_0) (4 / (\alpha + \pi)) \quad (A.67)$$

$$I_p = [V_s (1 + q)] / Z_0$$

Utilisant un approche similaire à (A.51) on obtient:

$$\begin{aligned} I_r &= [(1/\omega_0 t_2') \{ [(V_{co} + V_s - V_o) / Z_0] \cdot (\pi/2) + [(V_{c1} + V_s + V_o) / Z_0] \cdot (\pi/2) \}]^{1/2} \\ &= (V_s / Z_0) [((1+q^2)\pi) / (\alpha + \pi)]^{1/2} \quad (A.68) \end{aligned}$$

De (A.52) et (A.53) on a:

$$I_q = V_s (1+q) / Z_0 (\alpha + \pi) \quad (A.69)$$

$$I_d = V_s (1-q) / Z_0 (\alpha + \pi) \quad (A.70)$$

Finalement à partir de (40) et remplaçant  $\theta_D$  par  $\pi$  on obtient:

$$V_{cp} = 2V_s \quad (A.71)$$

```

PROGRAM COURBES;
USES CRT,dos,GRAPH;
(*****
*   CE PROGRAMME CALCULE 8 FONCTIONS EN PRODUISANT      *
*   LEURS COURBES                                     *
*****)

CONST  PI = 3.14159 ;
TYPE   COORDONNEES = RECORD
        AXEX : REAL;
        AXEY : REAL;
      END;
      FICHIER = FILE OF COORDONNEES;
      st_10=string[10];
      table=array [1..100,1..2] of real;
      REGISTRES=RECORD
        AX,BX,CX,DX,BP,SI,DI,DS,ES,FLAGS: INTEGER;
      END;

VAR     CHOIX, REP2 : CHAR;
        NOMFICH : FICHIER;
        CHAINE : STRING[10];
        COORD : COORDONNEES;

const
  DriverNames : array[0..10] of string[8] =
    ('Detect', 'CGA', 'MCGA', 'EGA', 'EGA64', 'EGAMono',
     'RESERVED', 'HercMono', 'ATT400', 'VGA', 'PC3270');

  Fonts : array[0..4] of string[13] =
    ('DefaultFont', 'TriplexFont', 'SmallFont', 'SansSerifFont',
     'GothicFont');

  LineStyles : array[0..4] of string[9] =
    ('SolidLn', 'DottedLn', 'CenterLn', 'DashedLn', 'UserBitLn');

  FillStyles : array[0..11] of string[14] =
    ('EmptyFill', 'SolidFill', 'LineFill', 'LtSlashFill', 'SlashFill',
     'BkSlashFill', 'LtBkSlashFill', 'HatchFill', 'XHatchFill',
     'InterleaveFill', 'WideDotFill', 'CloseDotFill');

  TextDirect : array[0..1] of string[8] = ('HorizDir', 'VertDir');

  HorizJust : array[0..2] of string[10] = ('LeftText', 'CenterText',
     'RightText');

  VertJust : array[0..2] of string[10] = ('BottomText', 'CenterText',
     'TopText');

```

var

```

    chainex,chainey:string[20];           (POUR AXE DES X ET Y)
    nbrec:integer;
    stri:string[10];
    tableau:array[1..10] of string[10]; (nombre de fichier a lire)
    corec:coordonnees;
    GraphDriver : integer;
    GraphMode   : integer;
    MaxX, MaxY  : word;
    ErrorCode   : integer;
    MaxColor    : word;
    OldExitProc : Pointer;
    xy:table;
    i,j,k,n:integer;
    ccc:char;
    mm:real;
    za,ix:integer;
    ux,uy:real;
    decx,decy:real;
    d1,d2:real;
    let:char;
    max_y,max_x:real;
    st:string[17];
    nomf:string[10];
    xmax,xmin,ymax,ymin:real;
    GGG,xxxx:integer;
    ech1,ech2:real;

($F+)
procedure MyExitProc;
begin
    ExitProc := OldExitProc;
    CloseGraph;
end;
($f-)

procedure Initialize;
begin
    DirectVideo := False;
    OldExitProc := ExitProc;
    ExitProc := @MyExitProc;
    GraphDriver := DETECT;
    InitGraph(GraphDriver, GraphMode, '');
    ErrorCode := GraphResult;
    if ErrorCode <> grOk then
    begin
        Writeln('Graphics error: ', GraphErrorMsg(ErrorCode));
        Halt(1);
    end;
    Randomize;

```

```

    MaxColor := GetMaxColor;
    MaxX := GetMaxX;
    MaxY := GetMaxY;
end;
(*****
*)
procedure tri(nb:integer;var tab:table);
var
    i,j,k:integer;
    cst1,cst2:real;
begin
    for i:=2 to nb do
        begin
            for j:=2 to nb do
                begin
                    if (tab[j-1,1]>tab[j,1]) then
                        begin
                            cst1:=tab[j,1];cst2:=tab[j,2];
                            tab[j,1]:=tab[j-1,1];tab[j,2]:=tab[j-1,2];
                            tab[j-1,1]:=cst1;tab[j-1,2]:=cst2;
                        end;
                    end;
                end;
            end;
        end;
end;

(*****
**)
PROCEDURE graphiques;
procedure axe;
begin
    ix:=n;
    write('LE MINIMUM SELON L'AXE DES X           : ');readln(xmin);
    write('LE MAXIMUM SELON L'AXE DES X           : ');readln(xmax);
    write('LE MINIMUM SELON L'AXE DES Y           : ');readln(ymin);
    write('LE MAXIMUM SELON L'AXE DES Y           : ');readln(ymax);
    write('TITRE POUR L'AXE DES X                 : ');
    ');READLN(chainex);
    write('TITRE POUR L'AXE DES Y                 : ');
    ');READLN(chainey);
    xmax:=xmax*180;
    xmin:=xmin*180;
    ymax:=ymax*1000;
    ymin:=ymin*1000;
    maxx:=619;
    maxy:=199;
    max_y:=ymax-ymin;
    max_x:=xmax-xmin;
    d1:=43.33;
    d2:=13.93;
    if (max_x=0) then max_x:=1;

```

```

if (max_y=0) then max_y:=1;
decx:=0.70*maxx/max_x;
decy:=0.70*maxy/max_y;
initialize;
settextstyle(smallfont,vertdir,5);
settextjustify(centertext,centertext);

line(round(0.17*maxx),maxy-round(0.20*maxy),
      round(0.90*maxx),maxy-round(0.20*maxy));
line(round(0.20*maxx),maxy-round(0.17*maxy),
      round(0.20*maxx),maxy-round(0.90*maxy));

for i:= 1 to 11 do
begin
  settextjustify(centertext,centertext);
  line(round(0.20*maxx+(i-1)*43.33),maxy-round(0.20*maxy),
        round(0.20*maxx+(i-1)*43.33),maxy-round(0.18*maxy));
  settextstyle(smallfont,horizdir,4);
  str(((i-1)*43.33/decx+xmin)/180:4:2,st);
  outtextxy(round(0.20*maxx+(i-1)*43.33),round(maxy-max*0.15),st);
end;
line(round(0.20*maxx+(10)*43.33),maxy-round(0.20*maxy),
      round(0.20*maxx+(10)*43.33),maxy-round(0.90*maxy));
line(round(maxx*0.20),round(maxy-0.20*maxy-13.93*(10)),
      round(0.90*maxx),round(maxy-0.20*maxy-13.93*(10)));
for i:= 1 to 11 do
begin
  settextstyle(smallfont,horizdir,4);
  settextjustify(centertext,centertext);
  line(round(maxx*0.20),round(maxy-0.20*maxy-13.93*(i-1)),
        round(0.19*maxx),round(maxy-0.20*maxy-13.93*(i-1)));
  mm:=((i-1)*13.93/decy+ymin)*0.001;
  str(mm:4:3,st);
  outtextxy(round(0.13*maxx),round(maxy-max*0.20-13.93*(i-1)),st);
end;
settextstyle(smallfont,vertdir,6);
outtextxy(20,99,chainey);
settextstyle(smallfont,horizdir,6);
outtextxy(310,190,chainex);
end;
(*****
procedure courbes(n:integer);
var m,p:integer;
begin
  for m:=1 to 10 do
  begin
    tableau[m]:='t2';
  end;
  for m:=1 to n do
  begin

```

```

        write('LE NOM DU ',m,' FICHER <MAX 10 caracteres> : ');
        readln(tableau[m]);
    end;
end;

procedure liref(nomf:st_10);
var
    i:integer;
begin
    i:=0;
    assign(nomfich,nomf);
    {$i-}
    reset(nomfich);
    nbrec:=0;
    while not eof(nomfich) do
    begin
        seek(nomfich,i);
        read(nomfich,corec);
        xy[i+1,1]:=corec.axex;
        xy[i+1,2]:=corec.axy;
        i:=i+1;
        nbrec:=nbrec+1;
    end;
    close(nomfich);
    {$i+}
end;

(*****
procedure trace(n:integer;xy:table);
var ll:integer;
begin
    settxtstyle(smallfont,horizdir,4);
    for ll:=2 to n do
    begin
        line(round(0.2*maxx+(xy[ll-1,1]*180-xmin)*decx),
            round(maxy-0.2*maxy-decy*(xy[ll-1,2]*1000-ymin)),
            round(0.2*maxx+(xy[ll,1]*180-xmin)*decx),
            round(maxy-0.20*maxy-decy*(xy[ll,2]*1000-ymin)));
    end;
end;

begin
    clrscr;
    writeln;writeln;
    writeln('
                                PROCEDURE GRAPHIQUES');
    writeln('
                                -----');
    writeln;writeln;writeln;
    write('LE NOMBRE DE COURBES A DESSINER
                                : ');

```

```

READLN(GGG);
courbes(GGG);
axe;
for za:=1 to GGG do
begin
    stri:=tableau[za];
    liref(tableau[za]);
    tri(nbrex,xy);
    trace(nbrex,xy);
end;
repeat
    let:=readkey;
until let in [#27];
closegraph;
end;
(*****
**)

FUNCTION TETAD(Q,TETAT : REAL) : REAL;

(* FONCTION QUI CALCULE : TETAD = f(TETAT) , Q PARAMETRE *)

VAR NUM, DEN : REAL;

BEGIN
    NUM := (1 - SQR(Q))*SIN(TETAT);
    DEN := Q*2 + (1 + SQR(Q))*COS(TETAT) ;
    TETAD := ARCTAN(NUM/DEN) ;
END;

FUNCTION Q1(TETAT, TETADD, Y : REAL) : REAL;

(* FONCTION : Q = f(Y) , TETAT Parametre. *)

VAR X, NUM, DEN : REAL;

BEGIN
    X := (TETAT + TETADD)/2 ;
    NUM := 1 - SQR((X*Y + 1)*COS(X));
    DEN := SQR(SIN(X));
    NUM := NUM/DEN;
    IF NUM < 0 THEN
        Q1 := 9999
    ELSE
        Q1 := SQR(NUM);
    END;
END;

FUNCTION EQUAT1(TETAT, TETADD, Q, Z : REAL) : REAL;

(* FONCTION Q = f(TETAT) , Z Parametre *)

```



```

VAR X : REAL;

BEGIN
  X := (TETAT + TETADD)/2 ;
  EQUAT1 := SQR(Q*SIN(X)) + SQR((X*Q/Z + 1)*COS(X));
END;

FUNCTION ZED(TETAT,TETADD,Y : REAL) : REAL;

VAR X, NUM, DEN : REAL;

BEGIN
  X := (TETAT + TETADD)/2 ;
  NUM := 1 - SQR((X*Y + 1)*COS(X));
  DEN := SQR(Y*SIN(X));
  NUM := NUM/DEN;
  IF NUM < 0 THEN
    ZED := 99999.0
  ELSE
    ZED := SQR(NUM);
  END;

FUNCTION Q5(Y, U : REAL) : REAL;

(* FONCTION : Q = f(Y) , U Parametre *)

VAR X, NUM, DEN : REAL ;

BEGIN
  X := PI/(U*2) ;
  NUM := 1 - SQR((X*Y + 1)*COS(X));
  DEN := SQR(SIN(X)) ;
  NUM := NUM/DEN;
  IF NUM < 0 THEN
    Q5 := 9999
  ELSE
    Q5 := SQR(NUM) ;
  END;

FUNCTION EQUAT6(Q,U,Z : REAL) : REAL;

(* FONCTION : Q = f(U) , Parametre Z. *)

VAR X : REAL;

BEGIN
  X := PI/(U*2) ;
  EQUAT6 := SQR(Q*SIN(X)) + SQR((X*Q/Z + 1)*COS(X));
END;

```

```

PROCEDURE CALCULER1(BINFT,BSUPT,INCT,Q : REAL);
VAR Y,TETAT : REAL;
    LIGNES : INTEGER;

BEGIN
    WRITELN;
    TETAT := BINFT ;
    WRITELN('          TETA-D = f(TETA-T) , Q Parametre. ');
    WRITELN('          -----');
    WRITELN;WRITELN;
    WRITELN(' Q = ', Q:9:3); WRITELN;
    WRITELN('      TETA-T      TETA-D');
    WRITELN('      -----      -----');
    WRITELN;
    LIGNES := 9;
    WHILE TETAT <= BSUPT DO BEGIN
        Y := TETAD(Q,TETAT);
        IF (Y >= 0) AND (Y <= PI/2) THEN BEGIN
            IF LIGNES >= 21 THEN BEGIN
                WRITELN;
                WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR CONTINUER : ');READLN;
                WRITELN;
                LIGNES := 0;
            END;
            WRITELN('      ',TETAT:9:3, Y:12:3);
            LIGNES := LIGNES + 1;
            COORD.AXEX := TETAT;    (* L'ABSCISSE *)
            COORD.AXEX := Y;        (* L'COORDONNEE *)
            IF REP2 = 'O' THEN
                WRITE(NOMFICH,COORD);
            END; (* IF Y *)
            TETAT := TETAT + INCT ;
        END;
    END;
END;

PROCEDURE GRAPH1;
VAR REP : CHAR;
    K , NCOURBES : INTEGER;
    BINFQ, BSUPQ, INCQ, I : REAL;
    Q, BINFT, BSUPT, INCT : REAL;

BEGIN
    WRITELN('          TETAT-D = f(TETAT-T) , Parametre Q');
    WRITELN('          -----');
    WRITELN;WRITELN;WRITELN;
    WRITE('COMBIEN DE COURBES VOULEZ-VOUS ? ');

```

```

READLN(NCOURBES);
WRITE('DESIREZ-VOUS DONNER DES VALEURS A Q (O/N) ? ');
REP:=READKEY; WRITELN;
WRITE('ENTREZ LA BORNE INFERIEURE DE TETAT : ');
READ(BINFT); BINFT := BINFT*PI; WRITELN;
WRITE('ENTREZ LA BORNE SUPERIEURE DE TETAT : ');
READ(BSUPT); BSUPT := BSUPT*PI; WRITELN;
WRITE('ENTREZ L' INCREMENT DE TETAT : ');
READ(INCT); INCT := INCT*PI; WRITELN;
IF REP = 'O' THEN
  FOR K := 1 TO NCOURBES DO BEGIN
    WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE Q : ');
    READLN(Q);
    WRITE('DESIREZ-VOUS UTILISER UN FICHIER (O/N) ? ');
    REP2:=READKEY;
    IF REP2 = 'O' THEN BEGIN
      WRITE('ENTREZ LE NOM DU FICHIER (10 CAR. MAX.) ');
      READLN(CHaine);
      ASSIGN(NOMFICH,CHaine);
      REWRITE(NOMFICH);
    END;
    WRITELN;
    CALCULER1(BINFT,BSUPT,INCT,Q);

    CLOSE(NOMFICH);
  END
ELSE BEGIN
  WRITE('ENTREZ LA BORNE INFERIEURE DE Q : ');
  READ(BINFO); WRITELN;
  WRITE('ENTREZ LA BORNE SUPERIEURE DE Q : ');
  READ(BSUPO); WRITELN;
  WRITE('ENTREZ L' INCREMENT DE Q : ');
  READ(INCO); WRITELN;
  I := BINFO;
  WHILE I <= BSUPO DO BEGIN
    Q := I;
    CALCULER1(BINFT,BSUPT,INCT,Q);
    I := I + INCO;
  END;
END;
WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR REVENIR AU MENU : ');
READLN;
END;

PROCEDURE GRAPH2;

VAR TETAT : REAL;
    BINFT, BSUPT, INCT : REAL;
    BINFO, BSUPO, INCO : REAL;

```

```

NCOURBES ,K : INTEGER;
REP : CHAR;

PROCEDURE CALCULER2(TETAT,BINFY,BSUPY,INCY : REAL;
                   BINFO, BSUPQ, INCO : REAL);
VAR Y, Q2,Q ,TETADD,Z , COMP : REAL;
    LIGNES : INTEGER;
BEGIN
    WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE COMPARAISON      : ');
    READ(COMP); WRITELN;
    CLRSCR;
    WRITELN;
    WRITELN('          Q = f(Y) ,   TEATA-T Parametre');
    WRITELN('          -----');
    WRITELN;
    WRITELN('          FONCTION   TETA-T   TETA-D   Y           Q');
    WRITELN('          -----   -----   -----   ---   -----');
    WRITELN;
    LIGNES := 7;
    Q := BINFO;
    WHILE Q <= BSUPQ DO BEGIN
        TETADD := TETAD(Q, TETAT);
        IF (TETADD > 0) AND (TETADD < PI/2) THEN BEGIN
            Y := BINFY ;
            WHILE Y <= BSUPY DO BEGIN
                Q2 := Q1(TETAT,TETADD, Y);
                IF (Q2-Q > -COMP) AND (Q2-Q < COMP) THEN BEGIN
                    IF LIGNES >= 21 THEN BEGIN
                        WRITELN;
                        WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR CONTINUER : ');
                        READLN;
                        LIGNES := 0;
                    END;
                    WRITELN('          ',Q2:9:3,TETAT:9:3,TETADD:9:3,Y:9:3,Q:9:3);
                    LIGNES := LIGNES + 1;
                    COORD.AXEX := Y;      (* L'ABSCISSE *)
                    COORD.AXEY := Q2;     (* L'ORDONNEE *)
                    IF REP2 = 'D' THEN
                        WRITE(NOMFICH,COORD);
                    END; (* IF Q2-Q .... *)
                    Y := Y + INCY;
                END; (* Y *)
            END; (* IF TETAT *)
            Q := Q + INCO;
        END; (* Q *)
        WRITELN;
    END;

BEGIN
    (***** GRAPHE #2 *****)

```

```

ClrScr;
Writeln;Writeln;
Writeln('          Q = f(Y)      ,      TETA-T  Parametre');
Writeln('          -----');
Writeln;Writeln;
Write('VOULEZ-VOUS DONNER DES VALEURS A TETA-T (O/N) ? ');
REP:=ReadKey; Writeln;
Write('COMBIEN DE COURBES VOULEZ-VOUS          ? ');
Read(NCOURBES); Writeln;
Write('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE          Y : ');
Read(BINFY,BSUPY,INCY); Writeln;
Write('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE          Q : ');
Read(BINFQ,BSUPQ,INCO); Writeln;
Writeln;
Writeln('ATTENTION : LES VALEURS DE TETA-T SERONT');
Writeln('MULTIPLIEES PAR PI DANS LE PROGRAMME. ');
Writeln;
IF UPCASE(REP) = 'O' THEN
  FOR K := 1 TO NCOURBES DO BEGIN
    Writeln;
    Write('ENTREZ LA VALEUR DE TETA-T          : ');
    ReadLn(TETAT);
    Write('VOULEZ-VOUS UTILISER UN FICHIER (O/N) ? ');
    REP2:=ReadKey;
    IF REP2 = 'O' THEN BEGIN
      Write('ENTREZ LE NOM DU FICHIER (10 CAR. MAX.) : ');
      ReadLn(CHaine);
      Assign(NOMFICH,CHaine);
      Rewrite(NOMFICH);
    END;
    TETAT := TETAT * PI ;
    Calculer2(TETAT,BINFY,BSUPY,INCY,BINFQ,BSUPQ,INCO);

    Close(NOMFICH);
  END
ELSE BEGIN
  Write('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE TETA-T : ');
  Read(BINFY,BSUPY,INCY); Writeln;
  BINFY := BINFY*PI;
  BSUPY := BSUPY*PI;
  TETAT := BINFY;
  WHILE TETAT <= BSUPY DO BEGIN
    Calculer2(TETAT,BINFY,BSUPY,INCY,BINFQ,BSUPQ,INCO);
    TETAT := TETAT + INCY;
  END;
END;
Write('TAPEZ <RETURN> POUR REVENIR AU MENU : ');
ReadLn;
END;

```

```
PROCEDURE GRAPH3;
```

```
VAR Z, TETAT, TETADD : REAL;
    BINFT, BSUPT, INCT : REAL;
    BINFZ, BSUPZ, INCZ : REAL;
    BINFQ, BSUPQ, INCQ : REAL;
    NCOURBES, K : INTEGER;
    REP : CHAR;
```

```
PROCEDURE CALCULER3(BINFQ,BSUPQ,INCQ,Z : REAL;
                    BINFT,BSUPT,INCT : REAL);
```

```
VAR Q, Q3,TETAT,COMP ,TETADD : REAL;
    LIGNES : INTEGER;
```

```
BEGIN (* CALCULER3 *)
    WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE COMPARAISON      : ');
    READ(COMP); WRITELN;
    CLRSCR;
    WRITELN;
    WRITELN('                Q = f(TETAT) , Z Parametre');
    WRITELN('                -----');
    WRITELN;
    WRITELN('          TETA-T      TETA-D      Z      Q      FONCTION');
    WRITELN('          -----      -----      ---      ---      -----');
    WRITELN;
    LIGNES := 7;
    Q := BINFQ;
    WHILE Q <= BSUPQ DO BEGIN
        TETAT := BINFT;
        WHILE TETAT <= BSUPT DO BEGIN
            TETADD := TETAD(Q,TETAT);
            IF (TETADD > 0) AND (TETADD < PI/2) THEN BEGIN
                Q3 := EQUAT1(TETAT,TETADD,Q,Z);
                IF (Q3-1 > -COMP) AND (Q3-1 < COMP) THEN BEGIN
                    IF LIGNES >= 21 THEN BEGIN
                        WRITELN;
                        WRITE('TAPEZ RETURN POUR CONTINUER : '); READLN;
                        WRITELN;
                        LIGNES := 0;
                    END;
                    WRITELN(' ',TETAT:9:3,TETADD:9:3,Z:9:3,Q:9:3,Q3:9:3);
                    LIGNES := LIGNES + 1;
                    COORD.AXEX := TETAT;      (* L'ABSCISSE *)
                    COORD.AXEY := Q;          (* L'ORDONNEE *)
                    IF REP2 = 'O' THEN
                        WRITE(NOMFICH,COORD);
                END;
            END;
            TETAT := TETAT + INCT;
        END;
        Q := Q + INCQ;
    END;
```

```

        TETAT := TETAT + INCT;
    END;
    Q := Q + INCQ;
END;
END;

BEGIN
    ClrScr;
    Writeln;Writeln;Writeln;
    Writeln('          Q = f(TETA-T) ,    Z  Parametre. ');
    Writeln('          -----');
    Writeln;
    Write('VOULEZ-VOUS DONNER DES VALEURS A Z (O/N) : ');
    REP:=READKEY; Writeln;
    Writeln('...ATTENTION... LES VALEURS DE TETA-T SERONT');
    Writeln('MULTIPLIEES PAR Pi DANS LE PROGRAMME. ');
    Writeln;
    Write('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE TETA-T : ');
    READ(BINFT,BSUPT,INCT); Writeln;
    BINFT := BINFT*PI;
    BSUPT := BSUPT*PI;
    Write('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE    Q    : ');
    READ(BINFO,BSUPQ,INCQ); Writeln;
    IF UPCASE(REP) = 'O' THEN BEGIN
        Write('COMBIEN DE COURBES VOULEZ-VOUS    ?    ');
        READ(NCOURBES); Writeln;
        FOR K := 1 TO NCOURBES DO BEGIN
            Writeln;
            Write('ENTREZ LA VALEUR DE Z                : ');
            READLN(Z);
            Write('VOULEZ-VOUS UTILISER UN FICHIER (O/N) ? ');
            REP2:=READKEY;
            IF REP = 'O' THEN BEGIN
                Write('ENTREZ LE NOM DU FICHIER (10 CAR. MAX.) : ');
                READLN(CHaine);
                ASSIGN(NOMFICH,CHaine);
                REWRITE(NOMFICH);
            END;
            CALCULER3(BINFO,BSUPQ,INCQ,Z,BINFT,BSUPT,INCT);

            CLOSE(NOMFICH);
        END;
    END;
END
ELSE BEGIN
    Write('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE Z    : ');
    READ(BINFZ,BSUPZ,INCZ);
    Z := BINFZ;
    WHILE Z <= BSUPZ DO BEGIN
        CALCULER3(BINFO,BSUPQ,INCQ,Z,BINFT,BSUPT,INCT);
        Z := Z + INCZ;
    END;
END;

```

```

        WRITELN;
    END;
END;
WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR REVENIR AU MENU : ');
READLN;
END;

PROCEDURE GRAPH4;

VAR TETAT : REAL;
    BINFQ , BSUPQ, INCO : REAL;
    BINFT , BSUPT, INCT : REAL;
    BINFY , BSUPY, INCY : REAL;
    NCOURBES, K : INTEGER;
    REP : CHAR;

PROCEDURE CALCULER4(TETAT,BINFY,BSUPY,INCY : REAL;
                    BINFQ, BSUPQ, INCO : REAL);
VAR Y, Q2,Q ,TETADD,Z , COMP : REAL;
    LIGNES : INTEGER;
BEGIN
    WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE COMPARAISON      : ');
    READ(COMP); WRITELN;
    CLRSCR;
    WRITELN;
    WRITELN('          Z = f(Y) , TETAT-T Parametre');
    WRITELN('          -----');
    WRITELN;
    WRITELN('          FONCTION          TETA-T          Y          Z');
    WRITELN('          -----          -----          ---          ---');
    WRITELN;
    LIGNES := 7;
    Q := BINFQ;
    WHILE Q <= BSUPQ DO BEGIN
        TETADD := TETAD(Q, TETAT);
        IF (TETADD > 0) AND (TETADD < PI/2) THEN BEGIN
            Y := BINFY;
            WHILE Y <= BSUPY DO BEGIN
                Q2 := Q1(TETAT,TETADD, Y);
                IF (Q2-Q > -COMP) AND (Q2-Q < COMP) THEN BEGIN
                    IF LIGNES >= 21 THEN BEGIN
                        WRITELN;
                        WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR CONTINUER : ');
                        READLN;
                        LIGNES := 0;
                    END;
                    Z := Q2/Y;
                    WRITELN('          ',Q2:9:3,'          ',TETAT:9:3,Y:9:3,Z:9:3);
                    LIGNES := LIGNES + 1;
                    COORD.AXEX := Y;      (* L'ABSCISSE *)
                END
            END
        END
    END

```



```

        COORD.AXEY := Z;      (* L'ORDONNEE *)
        IF REP2 = 'O' THEN
            WRITE(NOMFICH,COORD);
        END;
        Y := Y + INCY;
    END;
    END;
    Q := Q + INCQ;
    END;
    WRITELN;
    END;
BEGIN
    ClrScr;
    WRITELN;WRITELN;WRITELN;
    WRITELN('          Z = f(Y) , TETA-T Parametre');
    WRITELN('          -----');
    WRITELN;
    WRITE('VOULEZ-VOUS DONNER DES VALEURS A TETA-T (O/N) ? ');
    REP:=READKEY; WRITELN;
    WRITE('COMBIEN DE COURBES VOULEZ-VOUS          ? ');
    READ(NCOURBES); WRITELN;
    WRITE('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE          Y : ');
    READ(BINFY,BSUPY,INCY); WRITELN;
    WRITE('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE          Q : ');
    READ(BINFO,BSUPQ,INCQ); WRITELN;
    WRITELN;
    WRITELN('LES VALEURS DE TETA-T SERONT');
    WRITELN('MULTIPLIEES PAR Pi DANS LE PROGRAMME. ');
    WRITELN;
    IF UPCASE(REP) = 'O' THEN
        FOR K := 1 TO NCOURBES DO BEGIN
            WRITELN;
            WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE          TETA-T          : ');
            READLN(TETAT);
            WRITE('VOULEZ-VOUS UTILISER UN FICHIER (O/N) ? ');
            REP2:=READKEY;
            IF REP2 = 'O' THEN BEGIN
                WRITE('ENTREZ LE NOM DU FICHIER (10 CAR. MAX.) : ');
                READLN(CHAIN);
                ASSIGN(NOMFICH,CHAIN);
                REWRITE(NOMFICH);
            END;
            TETAT := TETAT * PI ;
            CALCULER4(TETAT,BINFY,BSUPY,INCY,BINFO,BSUPQ,INCQ);

            CLOSE(NOMFICH);
        END
    ELSE BEGIN
        WRITE('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE TETA-T : ');
    END

```

```

    READ(BINFT,BSUPT,INCT); WRITELN;
    BINFT := BINFT*FI;
    BSUPT := BSUPT*FI;
    TETAT := BINFT;
    WHILE TETAT <= BSUPT DO BEGIN
        CALCULER4(TETAT,BINFY,BSUPY,INCY,BINFQ,BSUPQ,INCO);
        TETAT := TETAT + INCT;
    END;
END;
WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR REVENIR AU MENU : ');
READLN;
END;

PROCEDURE GRAPH5;

VAR U : REAL;
    BINFU, BSUPU, INCU : REAL;
    BINFY, BSUPY, INCY : REAL;
    K, NCOURBES : INTEGER;
    REP : CHAR;

PROCEDURE CALCULERS(U,BINFY,BSUPY,INCY : REAL);

VAR F, Y : REAL;
    LIGNES : INTEGER;

BEGIN
    CLRSCR;
    WRITELN;
    WRITELN('                Q = f(Y) ,   U Parametre');
    WRITELN('                -----');
    WRITELN;WRITELN;
    WRITELN('                U                Y                Q');
    WRITELN('                ---                ---                ---');
    WRITELN;
    LIGNES := 8;
    Y := BINFY;
    WHILE Y <= BSUPY DO BEGIN
        F := Q5(Y,U);
        IF ( F >= 0 ) AND ( F <= 1 ) THEN BEGIN
            IF LIGNES >= 21 THEN BEGIN
                WRITELN;
                WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR CONTINUER : '); READLN;
                WRITELN;
                LIGNES := 0;
            END;
            WRITELN('                ',U:9:3,'    ',Y:9:3,'    ',F:9:3);
            LIGNES := LIGNES + 1;
            COORD.AXEX := Y;
            COORD.AXEY := F;
        END;
        Y := Y + INCY;
    END;

```

```

        IF REP2 = 'O' THEN
            WRITE(NOMFICH,COORD);
        END;
        Y := Y + INCY;
    END;
END;

BEGIN
    ClrScr;
    Writeln;Writeln;Writeln;
    Writeln('          Q = f(Y) , U Parametre');
    Writeln('          -----');
    Writeln;
    WRITE('VOULEZ-VOUS DONNER DES VALEURS A U (O/N) : ');
    REP:=READKEY; Writeln;
    WRITE('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE Y : ');
    READ(BINFY,BSUPY,INCY); Writeln;
    Writeln;Writeln;Writeln;Writeln;
    IF UPCASE(REP) = 'O' THEN BEGIN
        WRITE('COMBIEN DE COURBES VOULEZ-VOUS ? ');
        READ(NCOURBES); Writeln;
        FOR K := 1 TO NCOURBES DO BEGIN
            WRITE('VOULEZ-VOUS UTILISER UN FICHIER (O/N) ? ');
            REP2:=READKEY;
            IF REP2 = 'O' THEN BEGIN
                Writeln;
                WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE U : ');
                READLN(U);
                WRITE('ENTREZ LE NOM DU FICHIER (10 CAR. MAX.) : ');
                READLN(CHaine);
                ASSIGN(NOMFICH,CHaine);
                REWRITE(NOMFICH);
            END;
            CALCULER5(U,BINFY,BSUPY,INCY);

            CLOSE(NOMFICH);
            Writeln;
        END;
    END
    ELSE BEGIN
        WRITE('ENTREZ LES BORNES ET L'INCREMENT DE U : ');
        READ(BINFU,BSUPU,INCU); Writeln;
        U := BINFU;
        WHILE U <= BSUPU DO BEGIN
            CALCULER5(U,BINFY,BSUPY,INCY);
            U := U + INCU;
            Writeln ;
        END;
    END;
    Writeln;Writeln;

```

```

    WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR REVENIR AU MENU : ');
    READ;
END;

PROCEDURE GRAPH6;

VAR Z      : REAL;
    BINFZ, BSUPZ, INCZ : REAL;
    BINFU, BSUPU, INCU : REAL;
    INCO : REAL;
    K, NCOURBES : INTEGER;
    REP : CHAR;

PROCEDURE CALCULER6(Z,BINFU,BSUPU,INCU,INCO : REAL);

VAR COMP, U, Q, F,BINFQ , BSUPQ : REAL;
    LIGNES : INTEGER;

BEGIN
    WRITELN;
    WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE COMPARAISON      : ');
    READ(COMP); WRITELN;
    CLRSCR;
    WRITELN;
    WRITELN('                Q = f(U) , Z Parametre. ');
    WRITELN('                ----- ');
    WRITELN;
    WRITELN('                Z          U          Q          FONCTION ');
    WRITELN('                ----          ---          ---          ----- ');
    WRITELN;
    LIGNES := 7;
    BINFQ := 0;
    BSUPQ := 1;
    U := BINFU;
    WHILE U <= BSUPU DO BEGIN
        Q := BINFQ;
        WHILE Q <= BSUPQ DO BEGIN
            F := EQUAT6(Q,U,Z);
            IF (F-1 >= -COMP) AND (F-1 <= COMP) THEN BEGIN
                IF LIGNES >= 21 THEN BEGIN
                    WRITELN;
                    WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR CONTINUER : '); READLN;
                    WRITELN;
                    LIGNES := 0;
                END;
                WRITELN('                ',Z:9:3, U:9:6, Q:9:6, F:9:6);
                LIGNES := LIGNES + 1;
                COORD.AXEX := U; (* L'ABSCISSE *)
                COORD.AXCY := Q; (* L'ORDONNE *)
                IF REP2 = 'O' THEN

```

```

        WRITE(NOMFICH,COORD);
    END;
    Q := Q + INCO;
END;
    U := U + INCU;
END;
END;

BEGIN
    ClrScr;
    Writeln;
    Writeln('          Q = f(U)    ,   Z Parametre. ');
    Writeln('          ----- ');
    Writeln;Writeln;
    WRITE('ENTREZ LES BORNES ET L' INCREMENT DE U : ');
    READ(BINFU,BSUPU,INCU); Writeln;
    WRITE('VOULEZ-VOUS DONNER DES VALEURS A Z (O/N) : ');
    REP:=READKEY; Writeln;
    WRITE('ENTREZ L' INCREMENT DE      Q      : ');
    READ(INCO); Writeln;
    IF UPCASE(REP) = 'O' THEN BEGIN
        WRITE('COMBIEN DE COURBES VOULEZ-VOUS      ? ');
        READ(NCOURBES); Writeln;
        FOR K := 1 TO NCOURBES DO BEGIN
            Writeln;
            WRITE('ENTREZ LA VALEUR DE      Z      : ');
            READLN(Z);
            WRITE('VOULEZ-VOUS UTILISER UN FICHIER (O/N) ? ');
            REP2:=READKEY;
            IF REP2 = 'O' THEN BEGIN
                WRITE('ENTREZ LE NOM DU FICHIER (10 CAR. MAX.) : ');
                READLN(CHaine);
                ASSIGN(NOMFICH,CHaine);
                REWRITE(NOMFICH);
            END;
            CALCULER6(Z,BINFU,BSUPU,INCU,INCO);

            CLOSE(NOMFICH);
        END;
    END
    ELSE BEGIN
        WRITE('ENTREZ LES BORNES ET L' INCREMENT DE Z : ');
        READ(BINFZ,BSUPZ,INCZ); Writeln;
        Z := BINFZ;
        WHILE Z <= BSUPZ DO BEGIN
            CALCULER6(Z,BINFU,BSUPU,INCU,INCO);
            Z := Z + INCZ;
        END;
    END;
    Writeln;Writeln;

```

```

    WRITE('TAPEZ <RETURN> POUR REVENIR AU MENU : ');
    READLN;
END;

BEGIN
    CLRSCR;
    CHOIX := ' ';
    WHILE ((CHOIX <> 'Q') and (CHOIX <> 'q')) DO BEGIN
        ClrScr;
        WRITELN;WRITELN;
        WRITELN('                                MENU');
        WRITELN('                                ----');
        WRITELN;WRITELN;
        WRITELN('1. TETAD = f(TETAT) ,
Parametre Q');WRITELN;
        WRITELN('2.      Q = f(Y)      , Parametre
TETAT');WRITELN;
        WRITELN('3.      Q = f(TETAT) , Parametre
Z');WRITELN;
        WRITELN('4.      Z = f(Y)      , Parametre
TETAT');WRITELN;
        WRITELN('5.      Q = f(Y)      , Parametre
U');WRITELN;
        WRITELN('6.      Q = f(U)      , Parametre
Z');WRITELN;
        WRITELN('7.      GRAPHIQUES');WRITELN;
        WRITELN('8.      Quitter le Programme. ');
        WRITELN;WRITELN;WRITELN;
        WRITE('                                TAPEZ VOTRE CHOIX : ');
        READ(CHOIX); WRITELN;
        CASE CHOIX OF
            '1' : GRAPH1;
            '2' : GRAPH2;
            '3' : GRAPH3;
            '4' : GRAPH4;
            '5' : GRAPH5;
            '6' : GRAPH6;
            '7' : GRAPHIQUES;
            'Q' : BEGIN
                    WRITELN; WRITELN;
                    WRITELN('*** FIN NORMALE DU PROGRAMME ***');
                END;
        END;
    END;
END;
END.

```