

# THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR INGENIEUR**

par

**Freddy CANIZALES**

Ingénieur I.S.E.N.

## **ONDULEUR DE PUISSANCE A TRANSISTORS BIPOLAIRES ALIMENTANT UN GENERATEUR D'ULTRASONS**



Soutenu le 4 Juillet 1986 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

G.	SEGUIER,	Président, Rapporteur
G.	VANDECANDELAERE,	Examineur
C.	ROMBAUT,	Examineur
R.	BAUSIERE,	Examineur
J.P.	POUPAERT,	Examineur

## AVANT-PROPOS

Après avoir effectué mes études à l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord (ISEN), je suis resté dans cet établissement comme enseignant-chercheur. Affecté au Service Electronique Industrielle, j'ai été chargé d'étudier des onduleurs à base de transistors bipolaires destinés à l'alimentation de générateurs d'ultrasons. Ce travail entrant dans le cadre de la Formation Génie Electrique, dont l'une des missions était de valoriser la recherche effectuée dans les Ecoles d'Ingénieurs de la Région Nord-Pas-de-Calais, a été suivi par Monsieur le Professeur SEGUIER, responsable de cette Formation.

Au moment de présenter les résultats obtenus afin d'obtenir le titre de Docteur-Ingénieur en Génie Electrique, je remercie beaucoup M. SEGUIER pour les conseils qu'il m'a donnés tout au long du déroulement de mon travail.

Je suis très reconnaissant à Monsieur VANDECANDELAERE, Directeur de l'ISEN, de m'avoir accueilli dans son Institut comme étudiant, puis comme enseignant-chercheur, de m'avoir incité à effectuer une recherche appliquée en électronique de puissance et d'accepter de faire partie de mon Jury de Thèse.

Je tiens également à porter mes remerciements à Monsieur ASTIER, Secrétaire Général et Chef du Département Electronique de m'avoir admis dans son service.

Je remercie Monsieur le Professeur ROMBAUT et Monsieur BAUSIERE d'avoir examiné mon mémoire.

Monsieur POUPAERT représente ici l'ensemble des ingénieurs avec qui, dans le cadre de l'équipe animée par Monsieur THIRION, j'ai eu le plaisir de travailler. Ils m'ont tous apporté une aide et des conseils particulièrement précieux.

Je remercie beaucoup Madame LEMAIRE qui a effectué la dactylographie de ce mémoire et Monsieur HOUZE qui en a assuré la polycopie.



## TABLE DES MATIERES

	Page
AVANT-PROPOS	
TABLE DES MATIERES	
PRESENTATION DU MEMOIRE	11
<b>Chapitre 1 - GENERATION D'ULTRASONS PAR TRANSDUCTEUR PIEZOELECTRIQUE</b>	<b>3</b>
I - Générateurs d'ultrasons	5
I.1. Principaux phénomènes utilisés	5
I.2. Générateurs utilisés pour l'usinage par ultrasons	7
I.3. Types d'ondes ultrasonores	7
I.4. L'usinage ultrasonore	9
II- Les transducteurs piézoélectriques	11
II.1. Modélisation d'un transducteur	11
II.2. Transducteurs composites. Transformateurs de vitesse	14
II.3. Exemples de simulation globale	16
III. L'alimentation des transducteurs	19
III.1. Ce qu'on attend de l'alimentation	19
III.2. Le convertisseur d'alimentation	22
III.3. La technologie retenue	23
<b>Chapitre 2 - LE TRANSISTOR BIPOLAIRE EN COMMUTATION</b>	<b>25</b>
I - Paramètres. Aires de sécurité	26
I.1. Principaux paramètres	26
I.2. Aires de sécurité	28
II - Les commutations	31
II.1. Commutation sur charge résistive	31
II.2. Commutation sur charge inductive	33
II.3. Commande de base	35
III - Circuits d'aide à la commutation	37
III.1. Les "snubbers" classiques	37
III.2 Les servitudes liées aux snubbers	39

<b>Chapitre 3 - STRUCTURE DE L'ONDULEUR</b>	41
I - Schéma de l'onduleur	41
I.1. Choix d'un onduleur de tension	42
I.2. Choix d'une tension à un seul créneau par alternance	42
I.3. Choix de l'onduleur en pont	44
I.4. Choix de l'angle $\beta$	48
II - Filtrage de la tension de l'onduleur	49
II.1. Schéma équivalent utilisé	50
II.2. Modification des fréquences de résonance	51
II.3. Fréquence de coupure. Réponse fréquentielle	53
III - Commutations à assurer	55
III.1. Courants dans les semiconducteurs	55
III.2. Les commutations à réaliser	59
<b>Chapitre 4 : RECUPERATION D'ENERGIE DES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION</b>	62
I - Les divers types de snubbers	63
I.1. Les snubbers dissipatifs	63
I.2. Les snubbers non dissipatifs	64
I.3. Le snubber utilisé	64
II - Le snubber à résistance unique	65
II.1. Calcul approché des pertes	66
II.2. La décharge de la capacité et de l'inductance du snubber	73
III - La récupération d'énergie	83
III.1. Schéma adopté	83
III.2. Intervalles de récupération	84
<b>Chapitre 5 - REALISATION DE L'ONDULEUR</b>	87
I - Partie puissance	88
I.1. L'alimentation continue	89
I.2. L'onduleur en pont et sa charge	90
I.3. Les snubbers	93
II - Commande. Protection. Isolement galvanique	96
II.1. Circuit de protection décentralisée utilisé	97
II.2. Mise en oeuvre de l'UAA 4002	99
II.3. Les circuits auxiliaires	102

III - Logique de contrôle	106
III.1. Première réalisation	106
III.2. Démarrage de l'onduleur	108
III.3. Amélioration de la protection	110
<b>Chapitre 6 - RESULTATS OBTENUS</b>	113
I - Relevés oscillographiques	113
I.1. Grandeurs d'entrée et de sortie	113
I.2. Le filtrage	116
I.3. Contraintes sur les transistors	117
I.4. Circuits de récupération. Commande des bases	120
II - Mesures de rendement de l'onduleur	122
II.1. Essais à fréquence constante	123
II.2. Essais à fréquence variable	125
<b>CONCLUSIONS</b>	126
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	129

## PRESENTATION DU MEMOIRE

L'onduleur monophasé en pont à transistors bipolaires, dont l'étude et la réalisation constitue l'objet de ce mémoire, présente deux particularités.

- Cet onduleur alimente un transducteur piézoélectrique qui actionne un dispositif d'usinage par ultrasons ; l'onduleur doit, de ce fait, débiter sur une charge particulièrement versatile.

- Nous utilisons les circuits d'aide à la commutation des transistors bipolaires pour alimenter les circuits auxiliaires. Cela permet d'améliorer le rendement global du convertisseur et surtout d'en réduire l'encombrement et le coût.

Ces particularités expliquent le plan retenu. Les trois premiers chapitres situent ce qu'on attend de l'onduleur et les conséquences qui en découlent ; les trois autres sont consacrés à la conception, à la réalisation de l'onduleur et à la présentation des résultats obtenus.

Le chapitre 1 est consacré à la *génération d'ultrasons par transducteur piezoélectrique*. Il montre l'intérêt de ce type de transducteur pour l'usinage par ultrasons, le comportement du transducteur vu du générateur électrique qui l'alimente et, l'avantage que présentent les semiconducteurs de puissance pour réaliser une telle alimentation.

Le chapitre 2 rappelle les caractéristiques du *transistor bipolaire en commutation* et le rôle des Circuits d'Aide à la Commutation (ou "snubbers").

Le chapitre 3 présente la *structure de l'onduleur* qui a été retenue, explique pourquoi on a pris un onduleur de tension avec le schéma en pont, montre les commutations à assurer d'après la nature de la charge.

Le chapitre 4 est consacré à la *récupération d'énergie des Circuits d'Aide à la Commutation*. Après une évaluation de l'énergie emmagasinée dans le snubber de courant (ou snubber de ON) lors de la montée du courant, dans le snubber de tension (ou snubber OFF) lors du rétablissement de la tension nous rappellerons quelques-uns des procédés utilisés pour renvoyer une partie de cette énergie vers la source. Nous présenterons les raisons qui nous ont conduit à adopter une récupération partielle pour l'alimentation des auxiliaires et la façon dont nous l'avons réalisée.

Le chapitre 5 présente la *réalisation de l'onduleur*, définition et choix des éléments de la partie puissance, de la partie commande et protections, des circuits de récupération. Nous montrerons notamment comment a été prise en compte la nature très variable de la charge.

Le chapitre 6 indique les *résultats obtenus* avec l'onduleur construit lors du débit sur le transducteur piézoélectrique à l'alimentation duquel il est destiné.

## CHAPITRE 1

### GENERATION D'ULTRASONS PAR TRANSDUCTEUR PIEZOELECTRIQUE

Un "Ultrason" [1]<sup>(1)</sup> est une onde vibratoire dont la fréquence est supérieure à la fréquence maximum perceptible par l'oreille humaine. Le domaine des ultrasons englobe toutes les fréquences supérieures à 16 KHz.

Mais progressivement le terme d'ultrason s'est vu lié à celui des applications des vibrations à des fins autres que l'audition et il est souvent utilisé pour des fréquences inférieures au seuil d'audibilité.

On peut obtenir les ondes ultrasonores dans les solides, les liquides et les gaz. Il existe beaucoup de méthodes pour les produire et les détecter. Dans son introduction aux transducteurs ultrasoniques, G. BRADFIELD [2] a tenté de dresser une liste des sources, des détecteurs et des dispositifs réversibles pouvant fonctionner en source et en récepteur ; pour chacun il indique la limite supérieure en fréquence (tableau 1.1).

(1) Les chiffres entre crochets renvoient à la bibliographie placée à la fin du mémoire.

Sources	Dispositifs réversibles	Détecteurs
- Explosions ( $\leq 10^8$ Hz)	- Electrostatique (capacité variable) ( $\leq 10^7$ Hz)	- Refroidissement d'un fil chaud ( $\leq 5 \cdot 10^4$ Hz)
- Etincelles ( $\leq 10^{12}$ Hz)	- A fer mobile (inductance variable) ( $\leq 10^7$ Hz)	- Diffraction et modulation de fréquence de la lumière ( $\leq 10^9$ Hz)
- Sifflets et jets ( $\leq 10^5$ Hz)	- A conducteur mobile (et courants de Foucault) ( $\leq 10^8$ Hz)	- Effet Fountain ( $\leq 10^7$ Hz)
- Valves actionnées mécaniquement et sirènes ( $\leq 3 \cdot 10^4$ Hz)	- Piézoélectriques et électrostrictifs ( $\leq 10^{11}$ Hz)	- Vibrations subharmoniques ( $\leq 10^5$ Hz)
- Chocs ( $\leq 10^7$ Hz)	- Piézomagnétique et magnétostrictifs ( $\leq 10^8$ Hz)	- Echauffement d'absorbants ( $\leq 10^8$ Hz)
- Frottements ( $\leq 10^5$ Hz)	- Piézorésistifs	- Pression de radiation ( $\leq 10^7$ Hz)
		- Action sur des flammes sensibles ( $\leq 10^5$ Hz)
		- Microphone à grains de carbone ( $\leq 10^5$ Hz)
		- Technique des poudres ( $\leq 4 \cdot 10^4$ Hz)
		- Chimiques et érosion ( $\leq 10^7$ Hz)



Tableau 1.1

Dans ce chapitre, nous nous limiterons à présenter les principaux générateurs d'ultrasons et à montrer la place particulière que tiennent ceux utilisant l'effet piézoélectrique, notamment pour les applications d'usinage abrasif.

Nous reviendrons ensuite sur les transducteurs piézoélectriques, en montrant comment on réalise les transducteurs composites, en présentant les modes de vibration et les circuits équivalents.

Nous terminerons en montrant ce que ces transducteurs demandent aux convertisseurs qui les alimentent.

## I- GENERATEURS D'ULTRASONS

### I.1. Principaux phénomènes utilisés

Parmi les principaux phénomènes utilisés pour générer des ultrasons [1], on peut citer :

#### a) l'effet piézoélectrique [3]

Lorsque certains cristaux sont soumis à des pressions ou des tensions mécaniques (figure 1.1a) des charges électriques apparaissent sur leurs faces.

Cet effet est réversible : si on applique une tension électrique aux bornes du cristal (figure 1.1b), on produit une déformation de celui-ci. Si on applique une tension alternative, la déformation l'est aussi et produit une vibration alternative. Si la fréquence de la tension entre dans la gamme ultrasonore, on obtient une vibration mécanique ultrasonore.

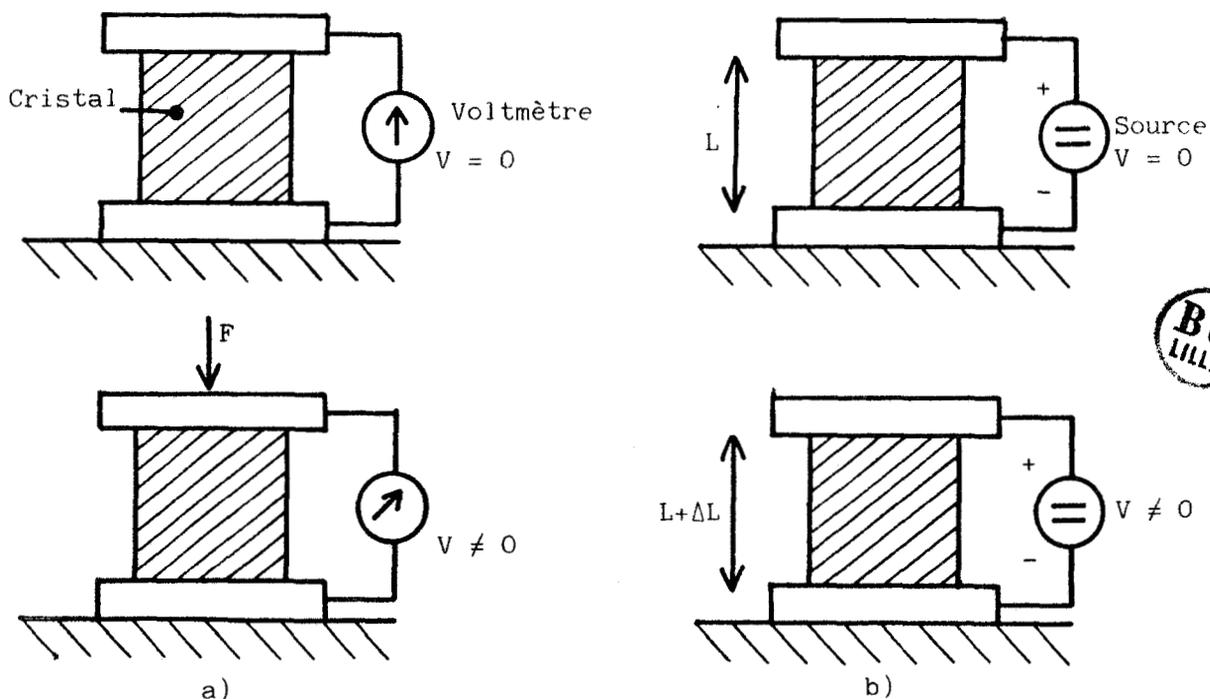


Figure 1.1

## b) la magnétostriction

Lorsqu'un matériau ferromagnétique est soumis à un champ magnétique, on constate un changement de ses dimensions. Inversement, la modification des dimensions d'un tel matériau par une contrainte mécanique extérieure modifie ses propriétés magnétiques.

On a coutume de distinguer :

- l'effet Joule : changement de longueur suivant l'axe du champ magnétique lorsque celui-ci est modifié
- l'effet Villari : changement de magnétisation d'un matériau placé dans un champ magnétique, lorsqu'on lui applique une force extérieure
- l'effet Wertheim : variation de tension aux bornes d'un fil placé dans un champ magnétique, sous l'effet d'une torsion
- l'effet Wiedemann : torsion d'un conducteur parcouru par un courant, lorsqu'on le place dans un champ magnétique.

## c) les générateurs à veines fluides

De nombreux générateurs sonores et ultrasonores utilisent des courants gazeux ou liquides de vitesse élevée ; on peut citer les sifflets à cavité résonante, les sifflets à biseau résonnant, les jets de liquide pulsé, les sirènes à gaz ou à liquide, ... La plupart des études anciennes sur la propagation des ultrasons sont d'ailleurs réservés aux sifflets et aux sirènes à gaz.

## d) les transducteurs électromagnétiques

Parmi les procédés les plus anciens utilisés pour convertir l'énergie électrique en énergie acoustique, on trouve

- le déplacement, dans un champ magnétique constant, d'une bobine parcourue par le courant variable,
- le déplacement d'une membrane de fer doux soumise au champ d'un électroaimant parcouru par le courant variable.

Dans la bande des fréquences audibles, le premier procédé est celui utilisé dans les hauts-parleurs, le second est celui utilisé dans les écouteurs téléphoniques. On peut évidemment adapter ces transducteurs électromagnétiques ou ferromagnétiques à la production d'ondes ultrasonores.

## I.2. Générateurs utilisés pour l'usinage par ultrasons

A part les sirènes et les sifflets, employés pour certaines applications particulières, les générateurs industriels d'ultrasons utilisent des transducteurs alimentés par un courant électrique de fréquence voulue.

Il se révèle difficile d'obtenir des transducteurs magnétoélectriques puissants pour les fréquences égales ou supérieures à 10 KHz.

Les transducteurs ferromagnétiques ou à magnétostriction utilisent la déformation de pièces métalliques d'où un fort amortissement interne. D'autre part la nécessité de la création d'un champ magnétique les rend souvent assez encombrants.

Pour la production d'ultrasons à des fins d'usinage on retient d'ordinaire les transducteurs piézoélectriques à cause de leur bon rendement, de leur faible encombrement et de la bonne directivité de l'énergie ultrasonore produite.

## I.3. Types d'ondes ultrasonores

Le type de l'onde ultrasonore transmise à un milieu correspond à la nature du déplacement que cette onde donne aux éléments de ce milieu. On appelle orbite la trajectoire de ces éléments.

### a) Ondes longitudinales

L'onde est longitudinale lorsque le mouvement des éléments du milieu est parallèle à la direction de propagation de l'onde. Les ondes longitudinales ont une vitesse de propagation élevée dans la plupart des milieux et leurs longueurs d'ondes dans les matériaux usuels sont courtes par rapport à la section droite du transducteur qui produit l'onde. Il est possible de concentrer l'énergie dans un faisceau étroit à condition de donner une valeur convenable au rapport entre la longueur d'onde (et donc la fréquence) et l'aire de la surface mise en vibration.

### b) Ondes de cisaillement

Lorsque le mouvement des éléments du milieu est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde, celle-ci est dite de cisaillement.

Ces ondes ont une vitesse voisine de la moitié de celle des ondes longitudinales. Leur production nécessite un déplacement analogue de la surface active du transducteur.

c) Ondes superficielles ou ondes de Rayleigh

On peut propager des ondes sur la surface d'une pièce sans qu'elles pénètrent de façon notable à l'intérieur de celle-ci. Ces ondes superficielles sont obtenues en agitant transversalement un point de la surface, leur longueur d'onde est toujours très courte.

d) Ondes de Lamb

Lorsque les ondes sont générées dans un empilement de feuilles ou dans des barres relativement minces, une vibration complexe se produit dans l'épaisseur du matériau. Elle présente quelques analogies avec la transmission d'une onde électromagnétique dans un guide d'onde.

1.3.1. Applications des divers types d'ondes

Le tableau 1.2, tiré de l'ouvrage de R.G. GOLDMAN [4] donne, pour les divers types d'ondes, la nature des corps dans lesquels on peut les générer, le mouvement des particules, les principales utilisations.

Les ondes longitudinales, étant les seules qui se propagent normalement dans les liquides et dans les gaz, sont le plus souvent utilisées pour

l'émission de signaux puissants,

la dispersion d'aérosols,

le nettoyage, ...

et l'usinage par ultrasons.

Type d'onde	Gaz	Liquide	Solide	Mouvements des particules	Applications
Longitudinal	oui	oui	oui	Compression-raréfaction selon l'axe de propagation	haut-parleur, puissance, essais, mesures (le plus utilisé)
De cisaillement	non	non (sauf films minces)	oui	déplacement perpendiculaire à l'axe de propagation	essais, essais de soudures, essais d'anneaux
Rayleigh	non	non	oui (surface seulement)	ellipses, rapidement atténué au-dessous de la surface	essais de surfaces pour les parties d'accès difficile
Lamb	non	non	oui (feuilles minces)	ellipses, transmission type guide d'onde	essai de tôles et de matériaux en feuilles

Tableau 1.2

#### 1.4. L'usinage par ultrasons

L'usinage classique par enlèvement de matière à l'aide d'un outil coupant ne peut s'adapter à l'usinage de matériaux très durs, abrasifs ou réfractaires, souvent très fragiles et interdisant des échauffements locaux importants.

Les nouveaux procédés faisant appel à une haute densité d'énergie, faisceaux d'électrons ou rayons lasers, ne permettent pas d'usiner des formes tridimensionnelles. Ils sont limités au perçage de trous ou au découpage de formes bidirectionnelles.

Les procédés nécessitant le passage d'un courant électrique, l'électroérosion par exemple, ne peuvent être utilisés que pour des matériaux conducteurs de l'électricité.

La réalisation de formes tridimensionnelles dans les matériaux non conducteurs ou très durs ou très fragiles constitue le domaine privilégié de l'usinage abrasif ultrasonore [ 5 ].

#### I.4.1 . Principe utilisé

L'usinage par ultrasons consiste à projeter des particules très dures sur la pièce à usiner à l'aide d'un corps (appelé sonotrode) animé de vibrations à la fréquence ultrasonore (figure 1.2). Les particules sont amenées dans la zone de travail par un fluide porteur, de l'eau en général.

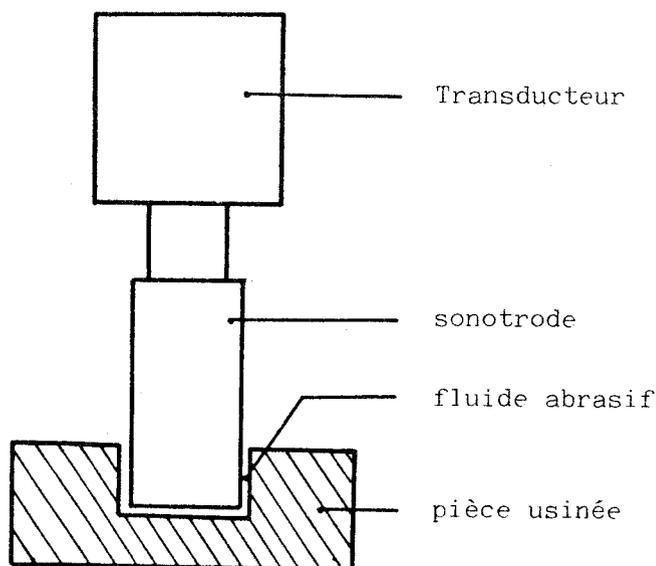


Figure 1.2

Si on le compare aux autres procédés d'usinage par abrasion, l'emploi des ultrasons présente des avantages :

- la rectification à l'aide de meules est limitée à la réalisation de formes obtenues par génération (surfaces planes ou de révolution). L'usinage par ultrasons permet l'obtention de formes plus complexes, à partir d'une sonotrode de forme

- le rodage à l'aide de pâtes abrasives est très lent. L'usinage par ultrasons accélère le mouvement des particules abrasives et augmente fortement le taux d'enlèvement de matière.

#### 1.4.2, Enlèvement de matière

Action de l'abrasif. La sonotrode n'attaque pas directement la pièce à usiner. Les grains abrasifs, en suspension dans la lame de liquide située entre la sonotrode et la pièce, sont projetés sur celle-ci et y produisent des microruptures par cisaillement et martelage.

La légère conicité des perçages est due au cheminement des grains abrasifs le long de l'outil et aux vibrations transversales parasites de l'extrémité de celui-ci.

D'ordinaire l'usinage s'effectue en un seul passage. Lorsque les tolérances sont très sévères, on peut être amené à effectuer plusieurs passages avec des abrasifs de granulométrie de plus en plus fine.

La cavitation. Une bulle naît en un point où se succèdent des ondes de compression et de dépression. Après sa déformation, elle est chassée vers la surface par la compression suivante. Les bulles visibles contiennent de l'air ; il y a en outre des bulles microscopiques remplies de vapeur. La présence de particules en suspension facilite l'apparition des bulles ;

Pour provoquer la cavitation, il faut fournir au liquide une densité de puissance acoustique minimale. Pour l'eau ce minimum est de 1 à 2 W/cm<sup>2</sup> à 20KHz, il passe à 200 W/cm<sup>2</sup> à 500 KHz.

Dans l'usinage, la cavitation n'a pas un rôle essentiel. Mais la turbulence qu'elle crée facilite la circulation de la solution abrasive.

## II- LES TRANSDUCTEURS PIEZOELECTRIQUES

### II.1. Modélisation d'un transducteur

Un transducteur électroacoustique est du point de vue énergétique, un transformateur hybride caractérisé à la fois par des équations électriques et des équations mécaniques.

On peut le représenter par un quadripôle qu'on décompose en trois parties (figure 1.3). Les grandeurs d'entrée sont la tension  $u$  et le courant  $i$  ; les grandeurs de sorties la vitesse vibratoire  $v$  et la force (produit pression  $p$  x section active  $S$ ) transmise à l'extérieur.

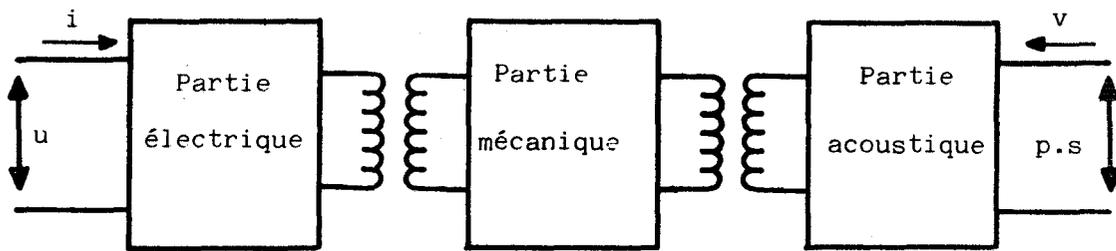


Figure 1.3

### II.1.1. Schéma équivalent à réactance localisée

A l'aide des analogies électromécaniques, on peut comme l'ont montré en détail H.PASTEAU [ 6 ], T.H. HUETER et R.H. BOLT [ 7 ], remplacer les parties mécanique et acoustique par un circuit électrique équivalent. On arrive ainsi (figure 1.4) à un dipôle destiné à donner une impédance d'entrée égale à celle du transducteur réel.

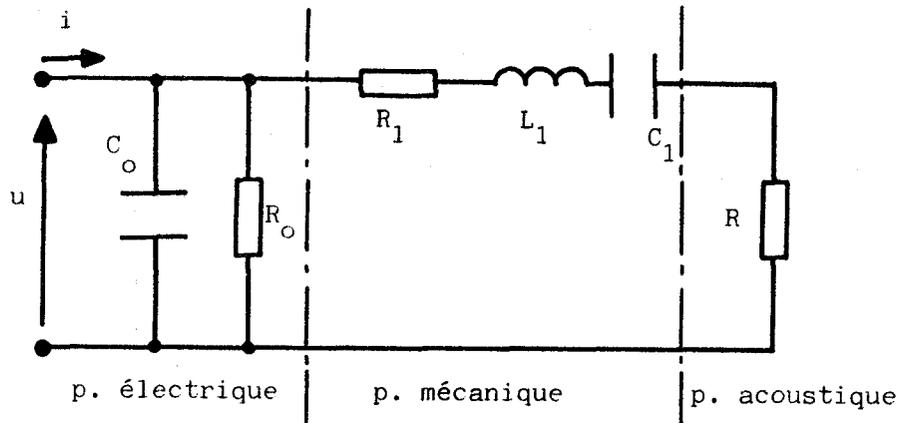


Figure 1.4

Dans ce schéma, on représente par

- $C_0$ , la capacité des plaques piézoélectriques
- $R_0$ , la résistance de pertes des céramiques
- $R_1, L_1, C_1$ , les éléments du circuit résonnant mécanique
- $R$ , la résistance de rayonnement.

On désigne souvent par "circuit bloqué", l'ensemble  $C_0-R_0$ , tandis que  $R_1, L_1, C_1$  et  $R$  constituent le circuit "motionnel".

- Le module  $Y$  de l'admittance et celui  $Z$  de l'impédance d'entrée varient en fonction de la fréquence comme représentée sur la figure 1.5

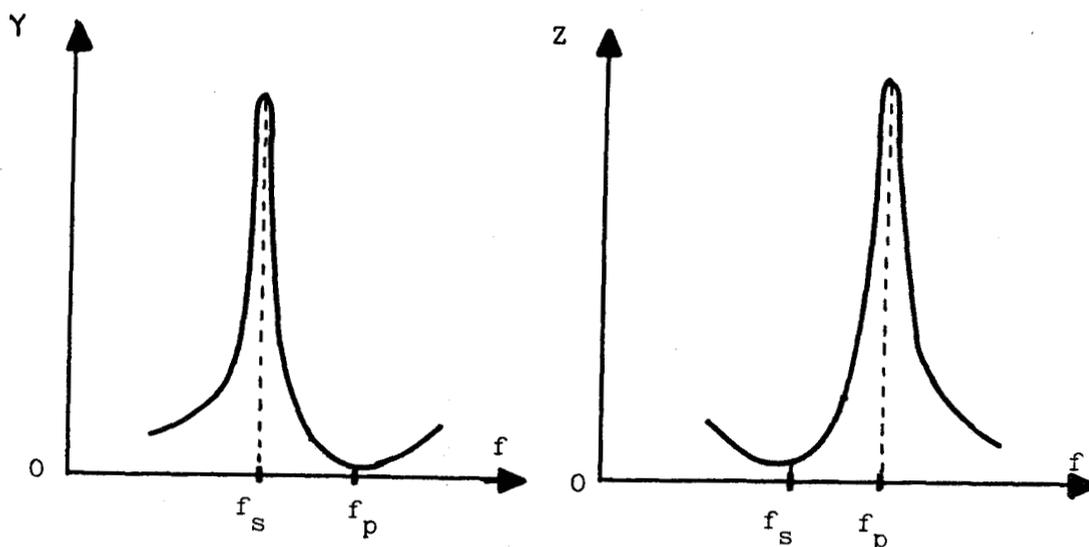


Figure 1.5

L'impédance est minimale pour la fréquence de résonance série (on dit souvent simplement fréquence de résonance)  $f_s$ .

Elle est maximale pour la fréquence de résonance parallèle ou d'antirésonance  $f_p$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_1 L_1}} \quad ; \quad f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_o + C_1}{L_1 C_o C_1}}$$

- En fait, il n'est pas possible, en donnant aux éléments du schéma de la figure 1.4 des valeurs constantes, d'obtenir une bonne simulation du comportement du transducteur dans une large bande de fréquences. On peut toutefois utiliser ce modèle simple pour étudier le fonctionnement autour d'une fréquence de résonance par exemple.

### II.1.2. Schéma équivalent à réactances réparties

G. BRADFIELD [2] a proposé un schéma équivalent plus rigoureux (figure 1.6). Il désigne par  $\phi$  un rapport de transformation électrique-mécanique et considère le transducteur comme une ligne à constantes réparties.

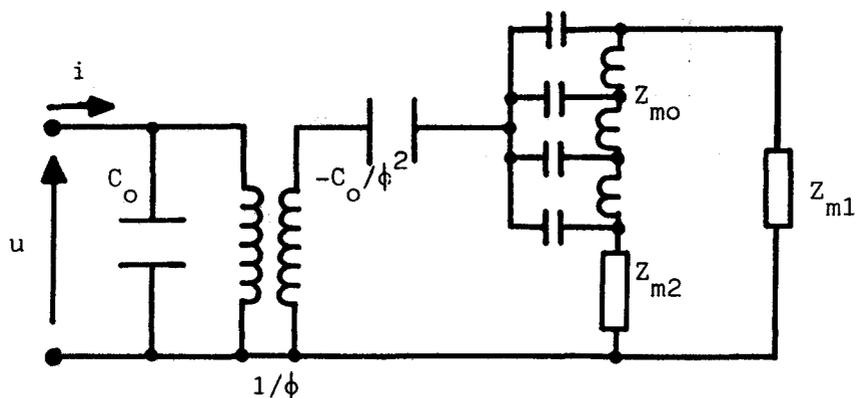


Figure 1.6

Il a montré qu'à condition de prendre des constantes piézoélectriques et élastiques convenables, ce modèle donnait des résultats convenables pour les transducteurs en mode épaisseur longitudinal et pour les transducteurs à barre longitudinaux, tant pour les vibrations longitudinales que pour les ondes de cisaillement.

## II.2. Transducteurs composites. Transformateurs de vitesse

### II.2.1. Les transducteurs composites

Les transducteurs industriels servant à l'usinage, à la soudure ainsi que ceux utilisés dans les émetteurs de sonar sont des transducteurs composites [3], [5].

Ils sont formés (figure 1.7) de deux rondelles de céramique piézoélectrique serrées entre deux cylindres de matériaux différentes : celui de la partie 2 est en acier (amortissement), celui de la partie 1, côté émission, est en duralumin par exemple.

Les faibles forces de cohésion des matériaux piézoélectriques obtenus par frittage excluent la solution du collage des céramiques sur les pièces métalliques. Il faut précontraindre la ou les céramiques par un boulon qui réunit les contremasses 1 et 2.

Ce boulon constitue un court-circuit entre les contremasses. L'introduction de disques isolants réduirait les performances du transducteur. Aussi on associe deux céramiques polarisées en opposition comme indiqué sur la figure 1.7.

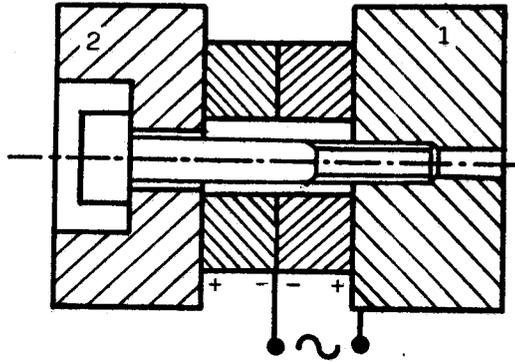


Figure 1.7

Cette configuration présente de nombreux avantages.

- On peut utiliser des disques de céramique de coût relativement réduit et grâce à la précontrainte obtenir un ensemble mécanique solide.

- La forte capacité du condensateur constitué par ces disques permet d'obtenir un transducteur à impédance d'entrée réduite.

- Les contremasses métalliques constituent d'excellents radiateurs pour l'évacuation des pertes dans les céramiques. Ces contremasses facilitent la fixation du transducteur et la liaison avec la sonotrode réceptrice.

### II.2.2. Les transformateurs de vitesse

Pour le soudage et l'usinage par ultrasons on a besoin des vibrations hautement énergétiques mais aussi de grande amplitude. Or les transducteurs composites donnent des amplitudes très faibles (de l'ordre du centième de millimètre).

Pour obtenir des amplitudes de l'ordre du millimètre, il faut adjoindre au transducteur un transformateur de vitesse (figure 1.8). Celui-ci permet en outre d'adapter l'impédance entre le transducteur et l'outil.

Les transformateurs de vitesse ont un diamètre diminuant du transducteur vers l'outil suivant un profil qui peut différer. L'amplitude des vibrations à l'extrémité est fonction du module d'élasticité du matériau utilisé et du rapport des diamètres.

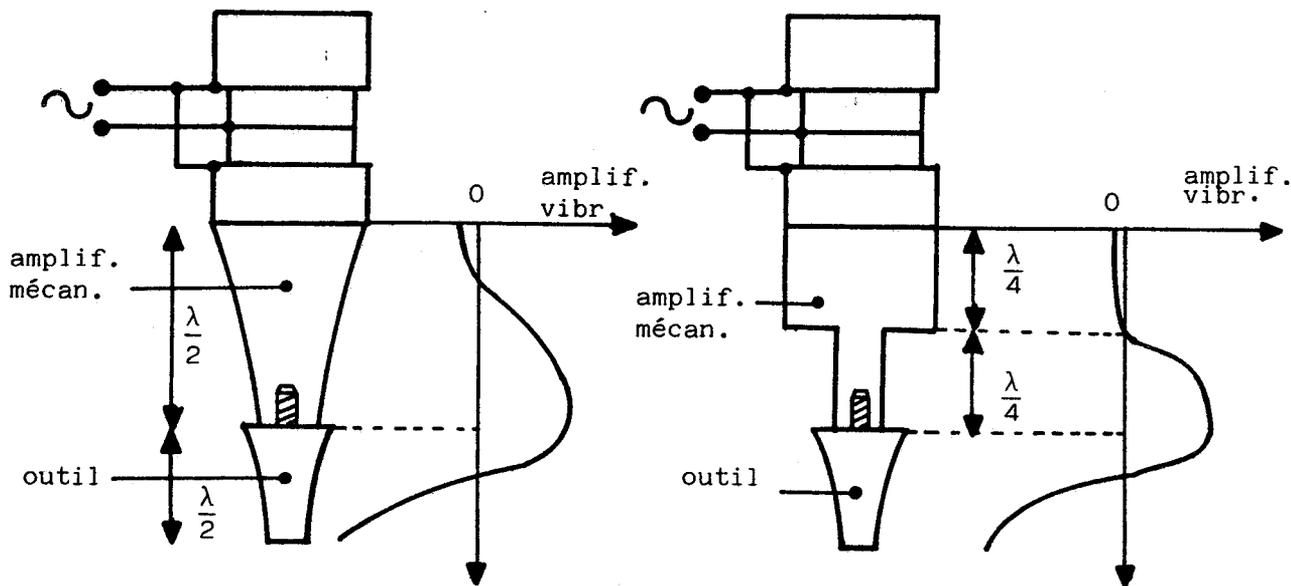


Figure 1.8

D.A. BERLINCOURT et al. [8] ont proposé un schéma électrique équivalent à l'ensemble formé par les disques de céramique pressés entre les deux contre-masses.

### II.3. Exemples de simulation globale

Les générateurs d'ondes sonores ou ultrasonores ont été modélisés à l'aide de schémas électriques équivalents à constantes localisées (voir, plus haut, §II.1.1). Cette approche simple ne peut prendre en compte le caractère réparti de la masse et de l'élasticité de l'ensemble de la structure.

Pour tenir compte de ce caractère réparti, W.P. MASON puis D.A. BERLINCOURT [8] se sont inspirés de la théorie des lignes et ont déduit les diverses impédances des équations de propagation. Cette technique devient très approximative ou d'une formulation extrêmement complexe, lorsque la propagation dans la structure n'est plus strictement une propagation d'ondes planes ou lorsque la structure a un caractère tridimensionnel marqué. Or des schémas tels ceux de la figure 1.8 montrent que c'est inévitablement le cas pour des ensembles d'usinage.

Une approche différente d'étude des vibrations de structures, facilitant la prise en compte des effets bi ou tridimensionnels, utilise la formulation variationnelle. Lorsque la structure étudiée présente des formes géométriques complexes ou des hétérogénéités, la méthode des éléments finis devient l'outil indispensable de la modélisation. Il s'agit encore d'une méthode variationnelle qui utilise des fonctions d'essais définies par morceaux sur des sous-ensembles géométriquement et physiquement simples.

J.N. DECARPIGNY, J.L. CARTON et J.C. DEBUS [9] ont développé un programme puissant, pour modéliser les structures électromécaniques complexes, qui permet de tenir compte des interactions structure-fluide. Ils l'ont utilisé notamment pour l'étude de moteurs d'usinage par ultrasons. Les deux exemples suivants sont tirés de l'article précité.

Pour un sandwich" formé de deux céramiques annulaires (épaisseur 10mm, diamètre extérieur 45mm, diamètre intérieur 12mm) intercalées avec trois électrodes en AU 4 G de mêmes diamètres et de 7mm d'épaisseur, le tout comprimé par une tige de précontrainte, la figure 1.9 montre la comparaison entre les réactances théoriques et calculées.

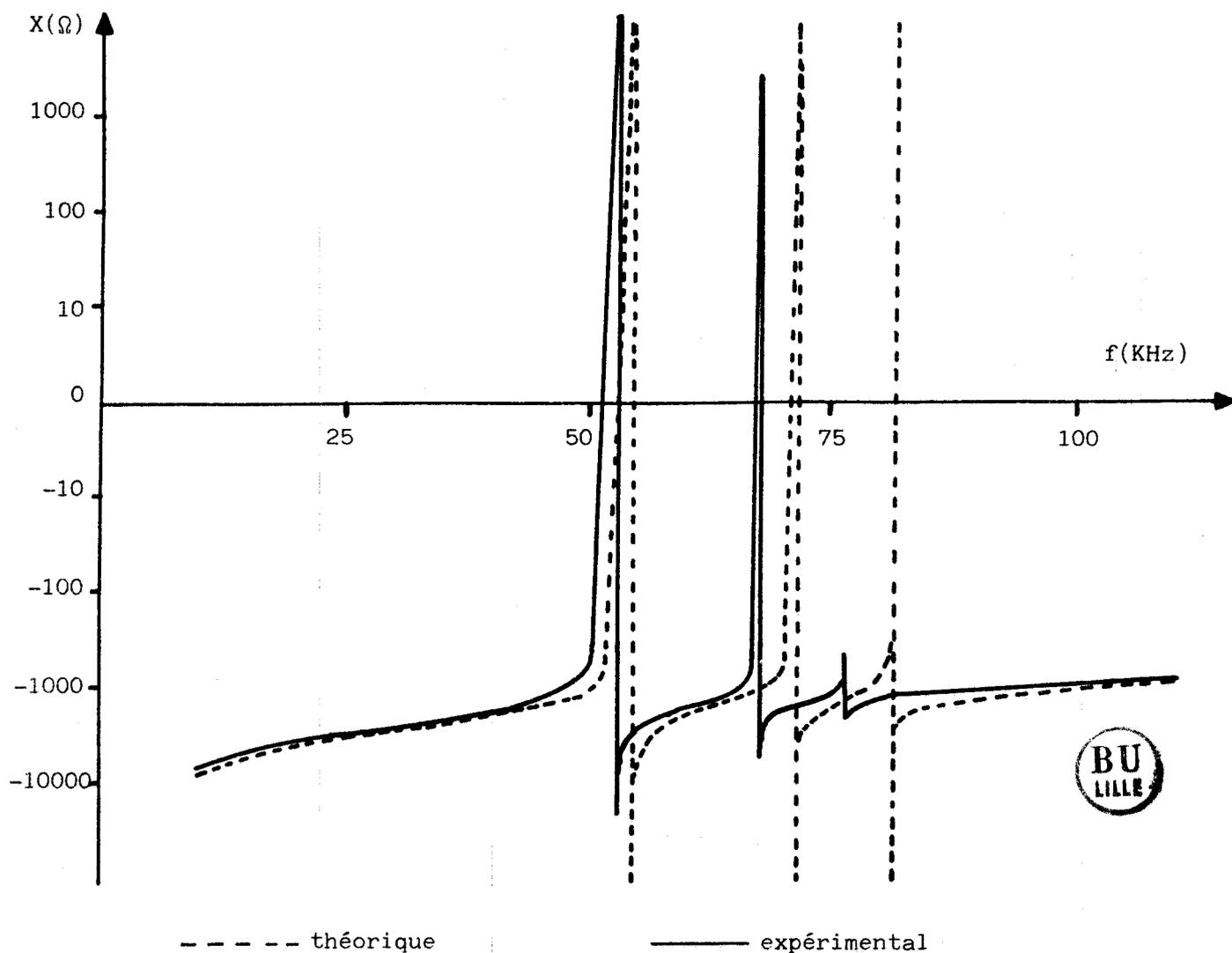


Figure 1.9

Pour le moteur d'un système d'usinage (figure 1.10) formé de deux céramiques annulaires placées entre une masse en aluminium et une transition en titane et comprimées par un boulon en acier,

. le tableau 1.3 indique les fréquences propres théoriques et expérimentalement relevées.

. la figure 1.11 donne la carte des déplacements pour le fondamental calculée successivement pour les quatre premiers modes propres. La position des noeuds de vibrations a été expérimentalement vérifiée.

L'examen des résultats, tels que ceux qui viennent d'être présentés, montre qu'il n'est pas nécessaire théoriquement de faire vibrer le cristal à sa fréquence d'antirésonance (mode 1, figure 1.11a). On peut l'attaquer à d'autres fréquences pourvu que la puissance fournie par le générateur soit suffisante.

Mais le transducteur vibre alors dans des configurations plus compliquées et l'amplitude des vibrations longitudinales est beaucoup plus réduite.

Aussi, sauf raison particulière, est-il normal de faire fonctionner le transducteur suivant le mode principal en l'alimentant à sa fréquence d'antirésonance.

Mode n°	Résonance (série) en KHz		Antirésonance (paral- lèle) en KHz	
	théorique	expérim.	Théorique	expérim.
1	21,8	20,2	22,4	20,8
2	28,8	—	28,8	—
3	33,4	30,0	35,2	31,2
4	41,0	—	41,0	—
5	42,2	37,1	42,9	37,8

Tableau 1.3

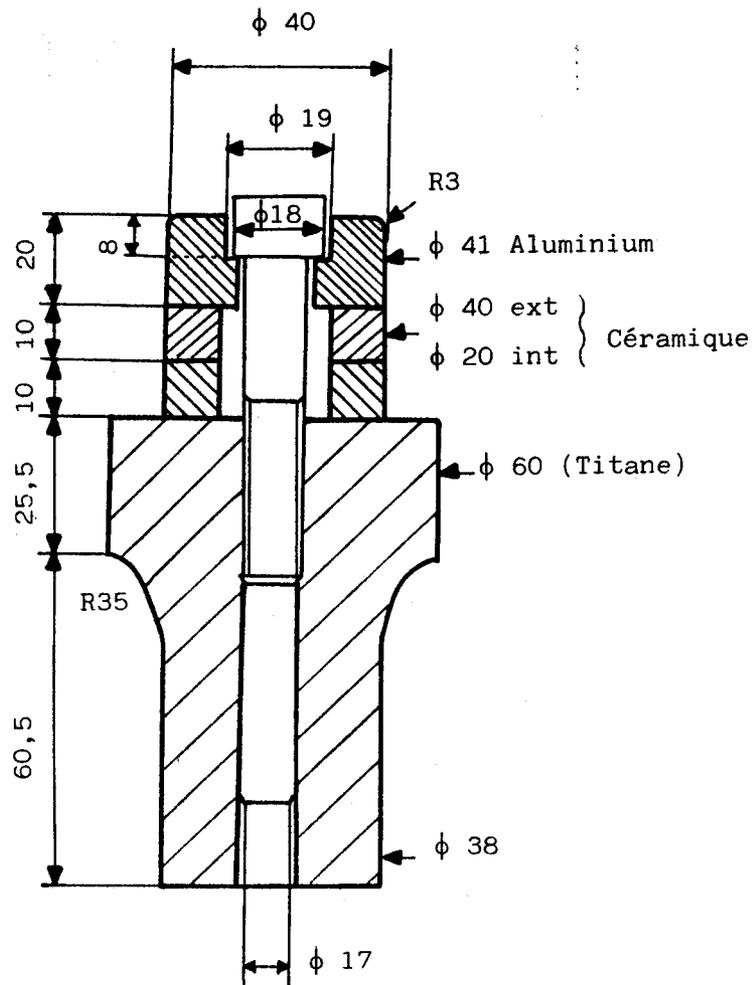


Figure 1.10

### III- L'ALIMENTATION DES TRANSDUCTEURS

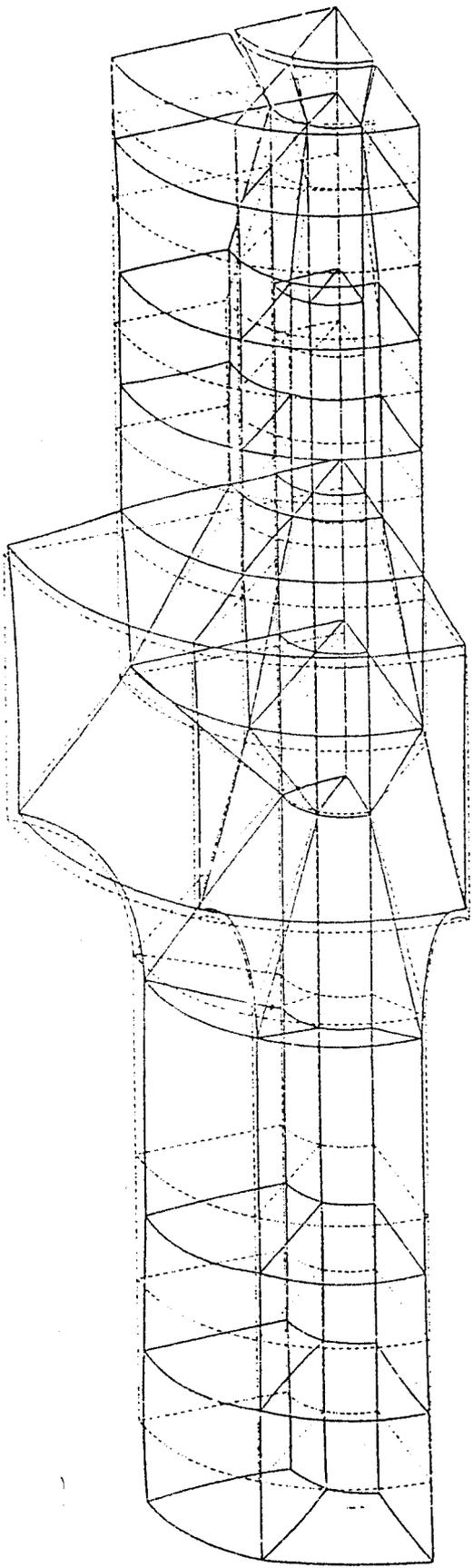
#### III.1. Ce qu'on attend de l'alimentation

Les rappels précédents sur le transducteur piézoélectrique montrent ce qu'on doit demander à la source électrique alimentant celui-ci.

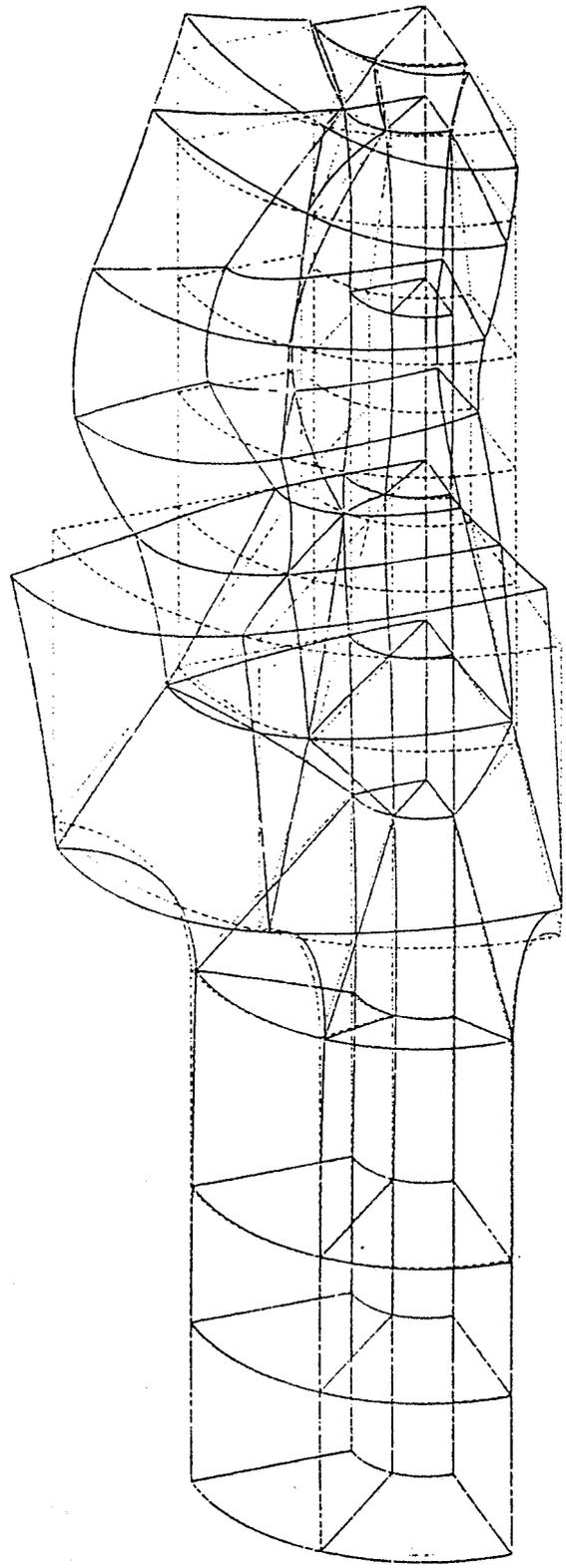
#### Fréquence

Il faut attaquer le transducteur composite à sa fréquence de résonance parallèle ou antirésonance. Il vibre alors selon le mode 1 (figure 1.11a). Les ondes sont du type longitudinal. L'impédance est très grande tant que le transducteur n'est pas chargé ; il n'y a donc pas de dépense inutile de puissance dans le transducteur.

C'est le mode de fonctionnement qui donne la meilleure qualité d'usinage et le meilleur rendement.



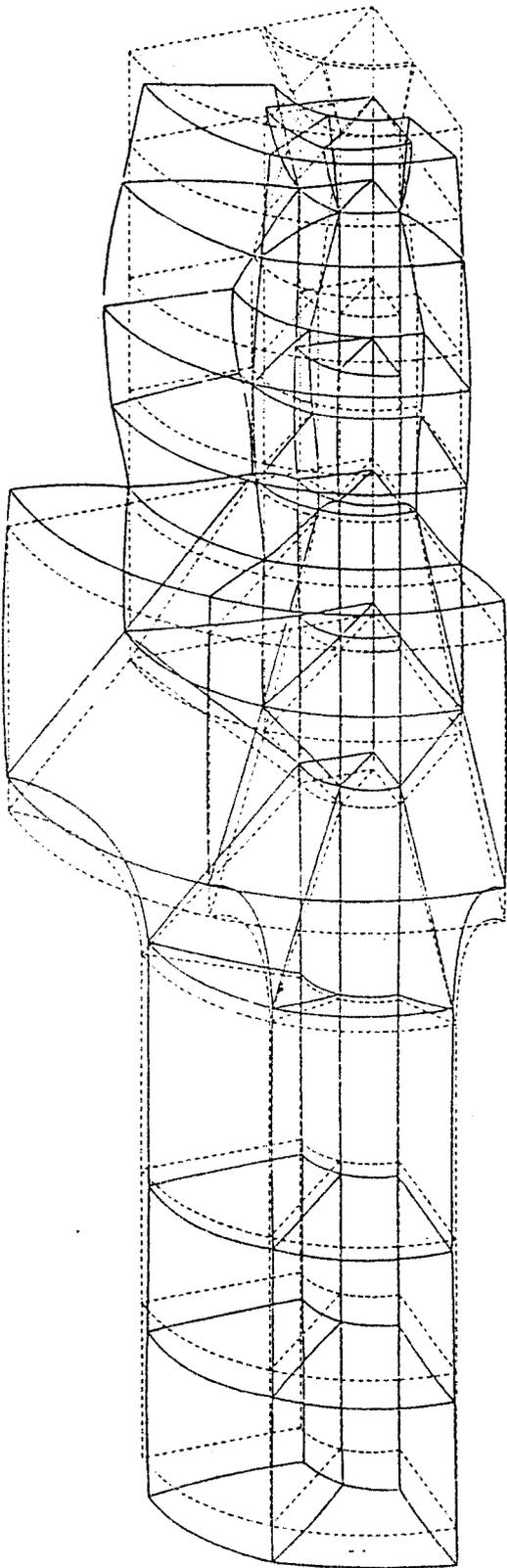
a) Mode 1 : 22,4 KHz



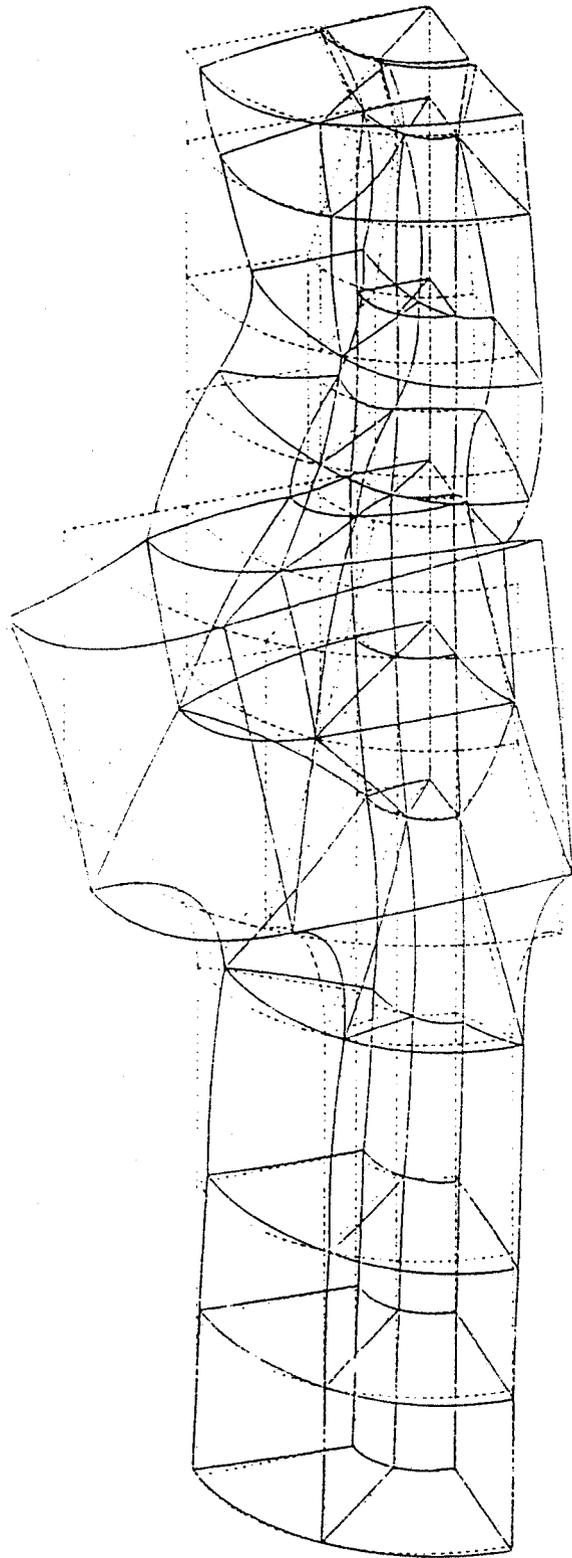
b) Mode 2 : 28,8 KHz

Figure 1.11





a) Mode 3 : 35,2 KHz



b) Mode 4 : 41,0 KHz

Figure 1.11 (suite)



### Taux d'harmoniques

La superposition à la tension fondamentale d'attaque de tensions harmoniques donne des vibrations parasites (ondes de cisaillement ou vibrations complexes) qui diminuent le rendement et la qualité d'usinage.

Un taux d'harmoniques négligeable nécessiterait un filtrage trop coûteux. Expérimentalement un taux d'harmoniques n'excédant pas 15% s'est révélé acceptable.

### Accord et adaptation

Il faut maintenir la fréquence d'attaque à la fréquence d'anti-résonance. Or celle-ci varie un peu en fonction de l'outil d'usinage et au cours même d'une opération. De plus cette résonance est extrêmement sélective.

Aussi est-il nécessaire d'avoir un dispositif d'asservissement de la fréquence particulièrement élaboré [10]. En fonction de la valeur et du signe du déphasage du courant fourni au transducteur par rapport à la tension à ses bornes, l'asservissement corrige la fréquence.

D'autre part, le générateur doit avoir un fonctionnement très sûr car lors de la recherche de l'accord il est amené à alimenter une charge selfique ou capacitive de module et d'argument très rapidement variables.

L'adaptation du transducteurs à l'outil se fait grâce à un transformateur de vitesse (voir §II.2.2).

### III.2. Le convertisseur d'alimentation

Tout générateur d'ultrasons alimenté par une source d'énergie électrique nécessite (figure 1.12) l'interposition entre celle-ci et le transducteur d'un convertisseur.

Ce convertisseur permet de changer la présentation de l'énergie électrique fournie par la source pour la fournir au transducteur sous la forme la mieux adaptée.

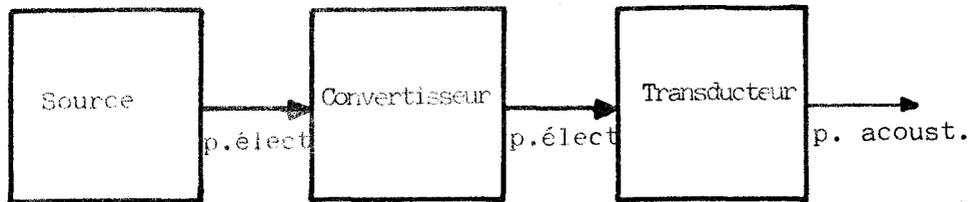


Figure 1.12

Les premiers convertisseurs [1] [7] étaient des groupes tournants moteur-alternateur dit "haute fréquence". On les a remplacé ensuite par des oscillateurs à tubes à vide.

L'électronique de puissance, utilisant des semiconducteurs fonctionnant en commutation, permet d'obtenir la même conversion avec un équipement moins onéreux, moins encombrant, avec un rendement très élevé et une grande sûreté de fonctionnement.

### III.3. La technologie retenue

Dans le Laboratoire de l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord où s'est déroulée la partie pratique de notre travail, on a commencé par la réalisation de générateurs à 40 KHz et 100 W en prévoyant d'autres réalisations à 20 KHz et 10 KHz de puissance supérieure.

Pour les générateurs à 40 KHz le choix des composants interrupteurs s'est naturellement porté sur les transistors MOS. Ils ont des temps de commutation extrêmement brefs, les pertes par commutation sont faibles, la commande est aisée. Ils supportent les quelques ampères nécessités par le générateur 1 KW. Malheureusement leur tension maximum étant limitée à 500 V environ, il a semblé imprudent d'alimenter le convertisseur directement par la tension du secteur redressée. Un autotransformateur réducteur de tension a été interposé à l'entrée.

Pour la réalisation de générateurs à 20 KHz ou 10 KHz, les transistors bipolaires s'avèrent suffisamment rapides et donnent des pertes par commutation très acceptables.

Les calibres en courant et en tension sont nettement plus élevés que ceux obtenus avec les MOS. En particulier le calibre 850V est couramment utilisé (on trouve des composants jusqu'à 1500V) ; il est donc possible, tout en conservant une bonne marge de sécurité, d'alimenter directement le convertisseur à partir du secteur à travers un simple pont à diodes.

D'autre part, l'augmentation de la puissance ne soulève pas de difficulté liée au calibre en courant.

C'est donc la technologie des transistors bipolaires qui a été retenue pour la réalisation des futurs convertisseurs à 20 KHz et 10 KHz.

## CHAPITRE 2

### LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

Le transistor de puissance a rejoint dans les traités d'électronique de puissance [11], la diode et le thyristor comme "interrupteur" permettant la réalisation des convertisseurs statiques de moyenne puissance.

La figure 2.1. rappelle son schéma et indique les notations adoptées. La commande s'opère par le courant  $I_B$  envoyé dans la jonction base B - émetteur E. La tension aux bornes est la différence de potentiel  $V_{CE}$  entre le collecteur C et l'émetteur. Le courant commandé est celui  $I_C$  du collecteur.

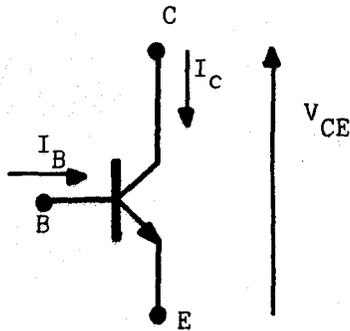


Figure 2.1

Le transistor de puissance est conçu pour fonctionner comme un interrupteur. Il est

- . soit bloqué ou ouvert quand son courant de commande est nul ou négatif
- . soit passant ou saturé lorsque le courant positif de commande est suffisant.

Il doit passer d'un état à l'autre très rapidement.

Dans ce chapitre nous nous contenterons de rappeler rapidement

- les principaux paramètres et les diverses aires permettant de caractériser un transistor bipolaire
- le déroulement des commutations
- le but des Circuits d'Aide à la Commutation.

Nous reviendrons plus longuement sur ces circuits dans le chapitre 4.

## I - PARAMETRES. AIRES DE SECURITE

Un certain nombre de paramètres et d'aires de sécurité permettent au concepteur d'utiliser un transistor en toute sécurité.

### I.1. Principaux paramètres

J. REDOUTEY [12] a présenté sous forme de tableau (tableau 2.1) les paramètres caractérisant un commutateur de puissance dans le cas général et ce à quoi ils correspondent dans le cas d'un transistor de puissance.

PARAMETRE REPRESENTANT	DESCRIPTION DU PARAMETRE	CAS DU TRANSISTOR DE PUISSANCE
L'état ouvert	. Tension maximale que peut supporter le commutateur	. Tension d'avalanche collecteur-émetteur $V_{CEO(sus)} - V_{CEX}$
	. Courant de fuite	$I_{cEO} - I_{cEX}$
L'état passant	. Chute de tension au courant nominal	. Tension de saturation $V_{CEsat}$ à $I_c$ et $I_B$ spécifiés
	. Courant maximal pouvant traverser le commutateur	. Courant collecteur maximal $I_c - I_{cM}$
Le régime transitoire de mise en conduction	. Temps de réponse . Temps de montée du courant	. Temps de délai $t_d$ . temps de croissance $t_r$ $t_{ON} = t_d + t_r$
Le régime transitoire d'arrêt de la conduction	. temps de retard	. Temps de stockage $t_s$
	. Temps de descente du courant	. Temps de décroissance $t_f$
La commande	. Puissance de commande	. Tension de saturation $V_{BEsat}$ . Courant base $I_{Bsat}$
Les limites thermiques d'utilisation	. Température limite . Possibilité de refroidissement	. Température maximale de jonction $T_{jmax}$ . Résistance thermique $R_{th_{j-case}}$

Tableau 2.1

Dans ce tableau

$V_{CEO(sus)}$  désigne la tension garantie par le constructeur, elle correspond à la tension supportable à base ouverte

$V_{CEX}$  désigne la tension maximale absolue que le transistor peut supporter avec une polarisation de base négative ; elle correspond à la tension d'avalanche collecteur-base.



$I_{cEO}, I_{cEX}$  désignent le courant de fuite collecteur-émetteur correspondant à  $V_{CEO}$  et à  $V_{CEX}$ .  
 $I_c$  est le courant collecteur maximal en régime continu  
 $I_{cM}$  est le courant collecteur maximal en impulsion  
 $I_{Bsat}$  est le courant de base nécessaire pour obtenir le régime saturé lors du débit de  $I_{csat}$ . La chute de tension est alors  $V_{CEsat}$  et la tension de commande  $v_{BEsat}$  (1).  
 Les autres paramètres sont définis directement dans le tableau.

## I.2. Aires de sécurité

Une aire de sécurité est une représentation dans le plan tension  $V_{CE}$  - courant  $I_c$  des limites d'utilisation du transistor dans des conditions de fonctionnement bien définies.

Nous laisserons de côté l'aire de sécurité en régime linéaire pour rappeler rapidement les aires de fonctionnement en commutation et les aires de surcharge [ 13 ], [ 14 ].

### I.2.1. Aires de fonctionnement en commutation

Le processus de commutation au blocage dépend beaucoup de la polarisation de la jonction base-émetteur. Aussi est-on amené à spécifier les aires de commutations

- en polarisation positive, F.B.S.O.A.
- en polarisation négative, R.B.S.O.A.

En régime de polarisation négative, le processus de blocage des transistors dits "haute tension" ( $V_{CEO} > 300V$ ) dépend de l'état antérieur et de la façon dont est réalisé le blocage :

- Plus le transistor était saturé pendant la conduction, plus il est difficile d'évacuer rapidement et de façon homogène les porteurs présents dans le collecteur (pour les transistors "haute tension", il est épais et de forte résistivité).

---

(1)  $I_{csat}$  est la valeur de  $I_c$  conseillée pendant les phases de conduction d'un transistor fonctionnant en commutation.

- Le processus de blocage est plus homogène, si la commande pendant la durée du déstockage ( $t_s$ ) n'est pas trop brutale. Autrement dit, il faut limiter la vitesse de décroissance ( $dI_B/dt$ ) du courant de base lorsqu'on la fait passer de sa valeur positive à sa valeur négative.

Ces deux remarques montrent que les aires de commutation doivent être accompagnées d'un certain nombre de spécifications. Ces aires définissent les conditions à respecter lors de la marche en commutation en régime permanent ; aussi les appelle-t-on souvent tout simplement "aires de fonctionnement".

La figure 2.2. montre leur forme.

L'aire FBSOA limitée en traits continus est utilisable pendant le blocage sans polarisation négative. Pour la mise en conduction on peut étendre la surface (courbes en traits interrompus) à condition que la zone supplémentaire soit traversée très rapidement (moins d'une micro-seconde) pendant la montée du courant  $I_c$ .

L'aire RBSOA est utilisable pour le blocage avec une commande de base négative. Cette aire est un peu diminuée (tracé en traits interrompus) si, au lieu de partir de la quasi-saturation, on part d'un régime saturé.

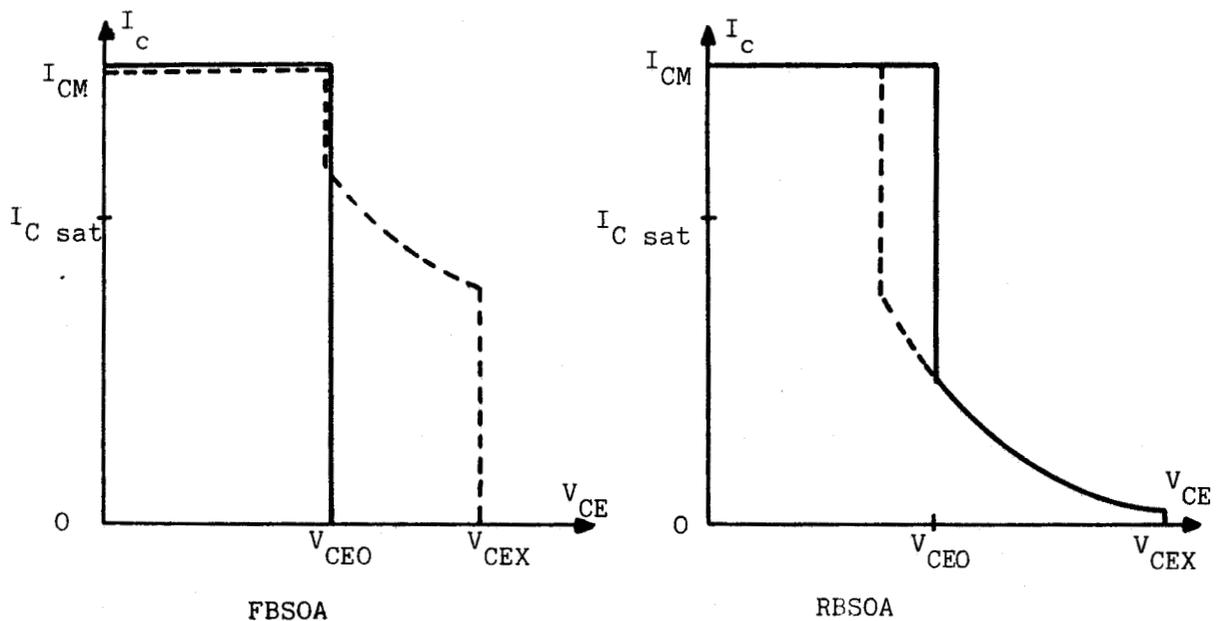


Figure 2.2

### 1.2.2. Aires de surcharge accidentelle

Les limites en courant des aires de fonctionnement peuvent être dépassées de façon accidentelle sans que le transistor soit détruit.

On a défini les aires de surcharges accidentelles

- en polarisation directe FBAOA
- en polarisation inverse RBAOA.

La figure 2.3 donne l'allure de ces aires.

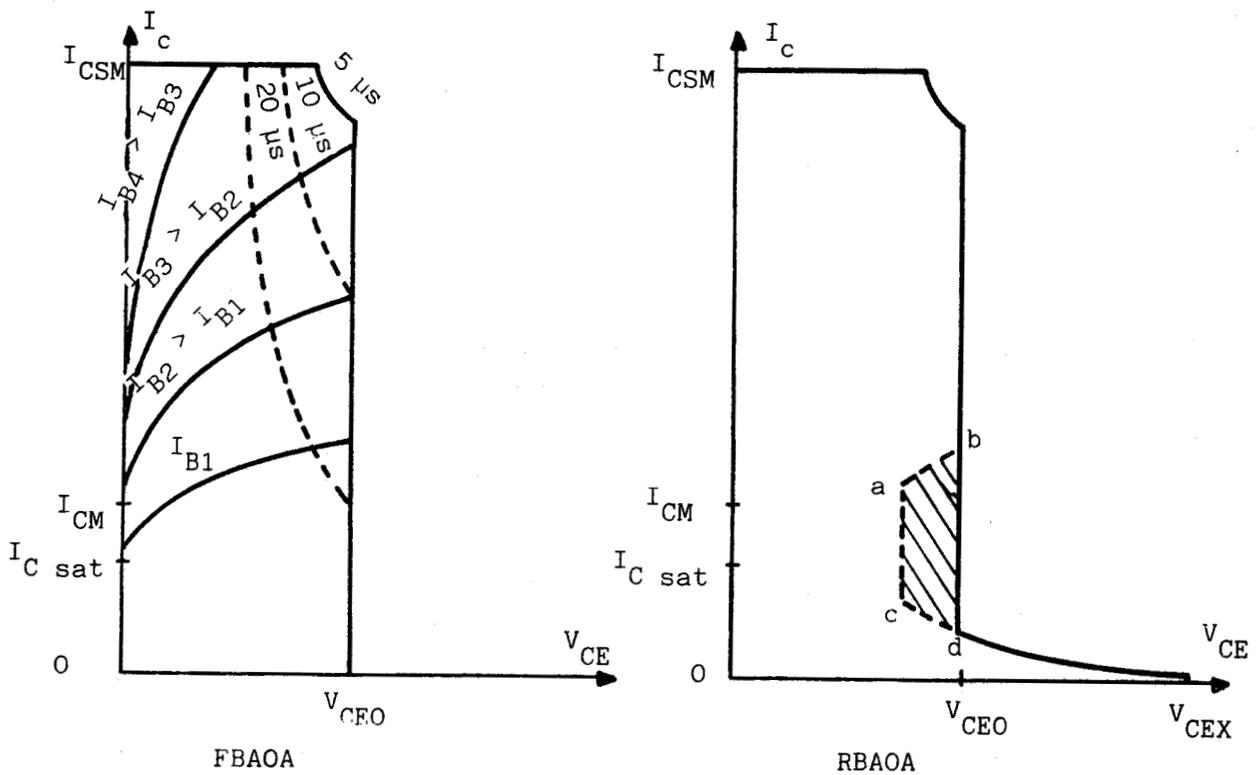


Figure 2.3



Dans l'aire en polarisation directe, on a tracé quelques courbes à  $I_B$  constant pour rappeler qu'à  $V_{CE}$  donné la croissance de  $I_c$  suppose celle de  $I_B$ . Les courbes repérées en temps indiquent que la puissance instantanée non répétitive tolérable  $V_{CE} I_c$  diminue quand la durée du défaut croît. Au-delà d'une certaine valeur de crête du courant  $I_{CSM}$  le cristal subit des modifications irréversibles.

Dans l'aire de polarisation en inverse, qui correspond à la coupure de courant d'un courant de défaut par inversion du courant de la base, la partie hachurée ne peut être traversée que si l'on est en régime de quasi-saturation, donc en allant de ab vers cd.

Ces aires de surcharge permettent notamment de voir si le transistor peut supporter un court-circuit franc de la charge ou si l'addition d'une inductance de limitation est nécessaire.

## II - LES COMMUTATIONS

L'emploi du transistor bipolaire en commutation nécessite de porter d'autant plus d'attention aux pertes par commutation que la fréquence est plus grande. D'autre part, les commutations sont sources de pics de tension ou de courant. Elles dépendent de la nature de la charge.

### II.1. Commutations sur charge résistive

La figure 2.4 donne le schéma d'un transistor commandant le débit d'une source de tension E dans une résistance R. Elle montre les formes d'ondes du courant  $I_B$ , de la tension  $V_{CE}$  du courant  $I_C$  et de la puissance  $V_{CE}-I_C$  dépensée dans le transistor. Elle permet de suivre le trajet du point de fonctionnement dans le système d'axes  $V_{CE}-I_C$ .

#### Fermeture

Lorsque  $I_B$  passe de 0 à  $+I_{B1}$ , il y a d'abord un temps de retard ( $t_d$ ) puis  $I_C$  croît et  $V_{CE}$  décroît rapidement (intervalle de montée du courant  $t_{ri}$ , trajet AB). La fin de la montée de  $I_C$  ou de la descente de  $V_{CE}$  est plus lente, elle correspond à la traversée de la zone de quasi-saturation (trajet BC).

#### Blocage

Quand  $I_B$  passe de  $+I_{B1}$  à  $-I_{B2}$ , après le temps de stockage ( $t_s$ ) le courant tombe ( $t_{fi}$ ) pendant que la tension  $V_{CE}$  remonte à E.

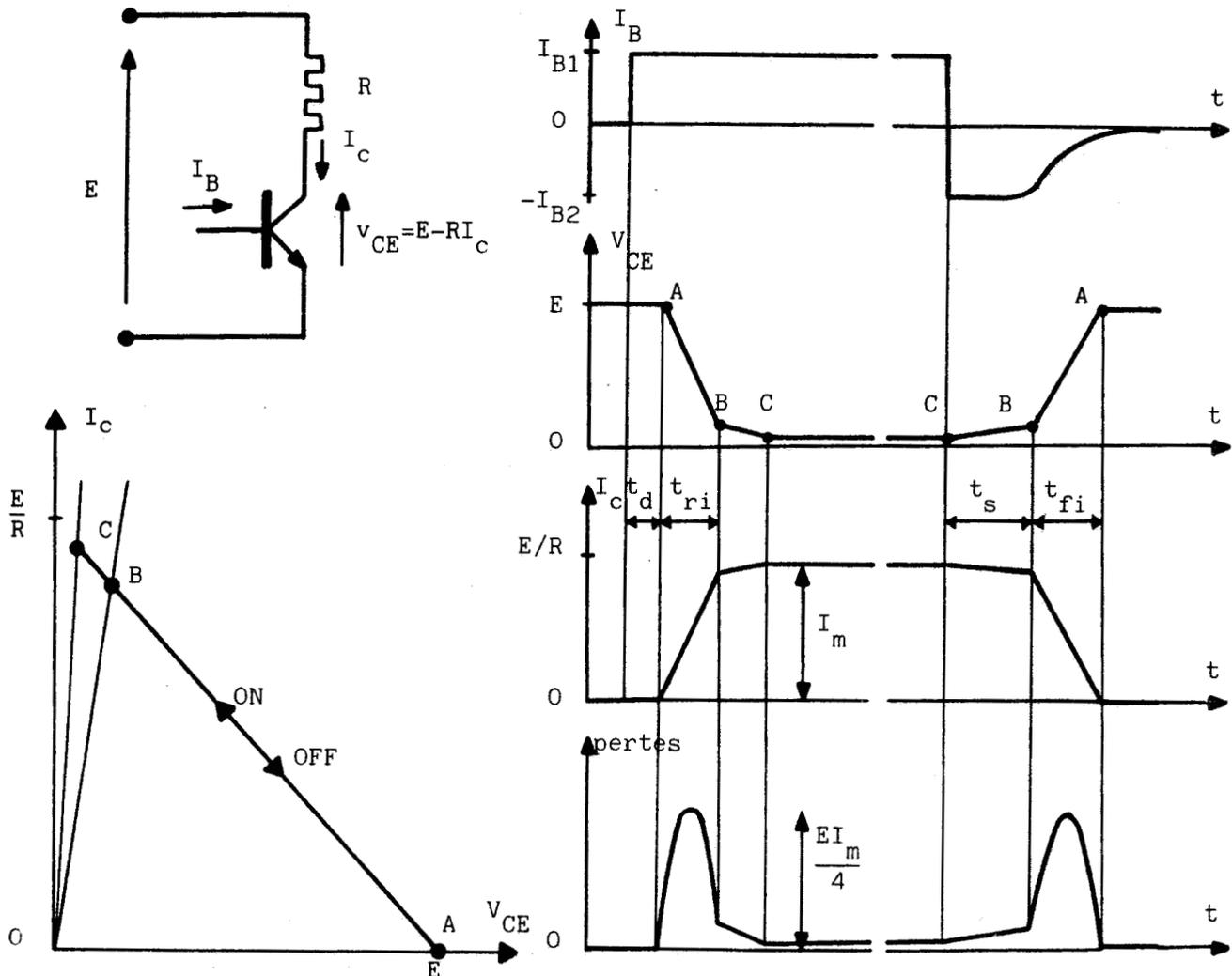


Figure 2.4



Les pertes

$V_{CE} I_C$  sont importantes pendant les intervalles de montée et de descente du courant. Leur maximum est égal à  $E I_m / 4$ , en désignant par  $I_m$  le courant pendant la conduction. Pour réduire l'énergie dépensée dans le transistor pendant les commutations, il faut diminuer les temps  $t_{ri}$  et  $t_{fi}$ .

Pour réduire  $t_{ri}$ , il faut augmenter  $I_{B1}$

Pour réduire  $t_{fi}$ , si l'on part de l'état nettement saturé, il faut optimiser la valeur de  $dI_{B2}/dt$  afin d'assurer le blocage simultané des jonctions collecteur-base et base-émetteur. Après cela, on peut appliquer une valeur élevée de  $I_{B2}$  pour assurer un temps de descente minimum.

Si l'on part d'un fonctionnement en quasi-saturation, on peut appliquer  $I_{B2}$  aussi rapidement que possible sans danger.

## II.2. Commutations sur charge inductive

Le schéma du haut de la figure 2.5 montre la commande du débit d'une source de tension  $E$  dans un récepteur de constantes  $R, L$ . Pour permettre au courant  $i$  dans celui-ci de se refermer durant les intervalles d'ouverture du transistor, il faut ajouter une diode de roue libre  $D$ .

On arrive ainsi au schéma classique du hacheur série. Il est couramment utilisé pour l'étude des interrupteurs à ouverture commandée car il permet de suivre les commutations transistor-diode et diode-transistor. Or, dans tous les convertisseurs à commutations forcées, les commutations sont de ces types.

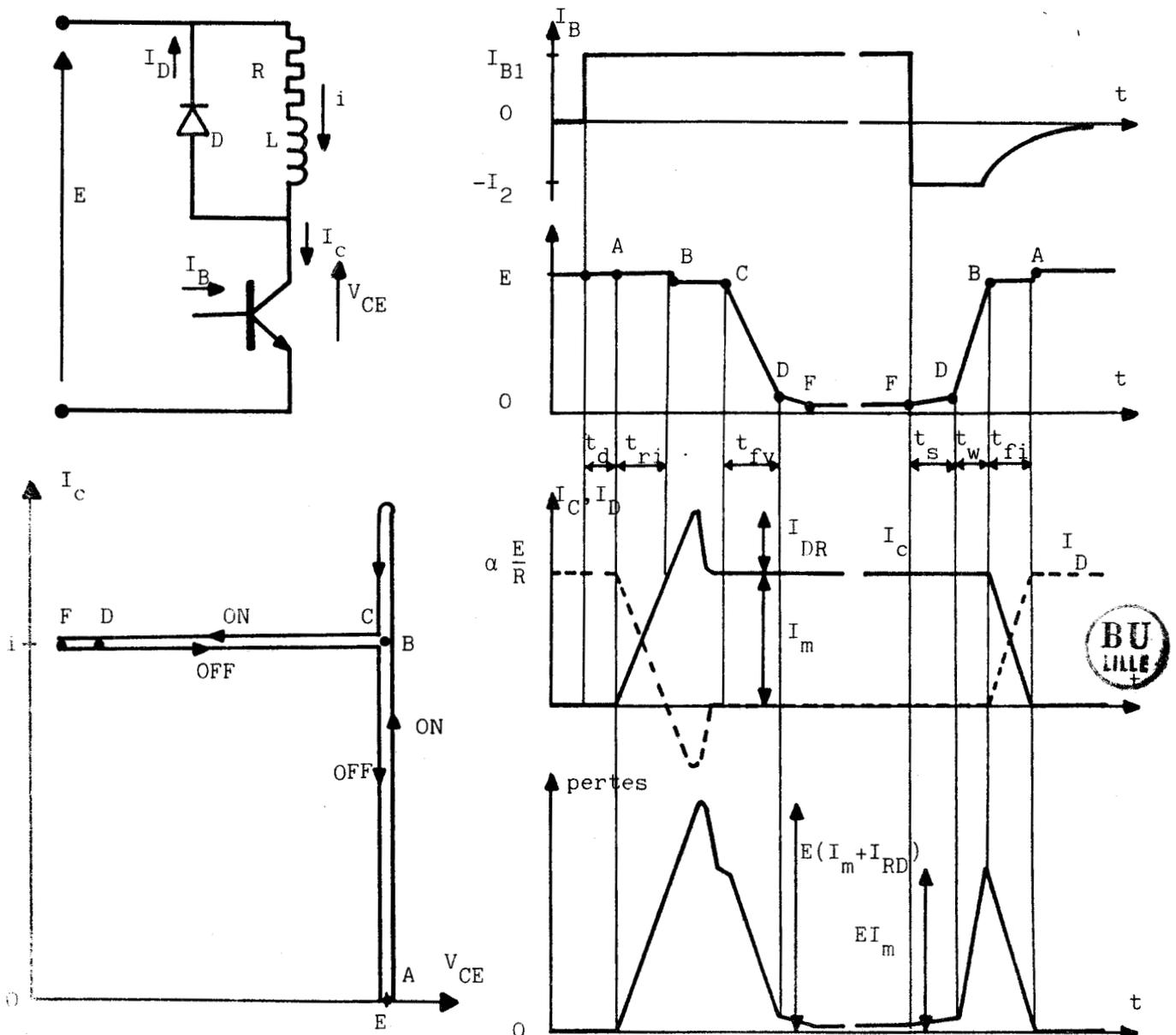


Figure 2.5

La figure 2.5 donne les formes d'ondes de  $I_B$ ,  $V_{CE}$ ,  $I_C$ , de  $V_{CE}I_C$  ainsi que celle du courant  $I_D$  dans la diode et montre le trajet du point de fonctionnement. On suppose le hacheur fonctionnant en régime périodique établi : si  $\alpha$  est la durée relative des intervalles de fermeture du transistor durant chaque période, la tension aux bornes de la charge a pour valeur moyenne  $\alpha E$  et le courant  $i$  une valeur moyenne  $\alpha E/R$ . On suppose en outre le récepteur assez inductif et la fréquence de hachage assez élevée pour qu'on puisse négliger les variations de  $i$  de part et d'autre de sa valeur moyenne.

#### Commutation ON

La diode  $D$  écoulant  $i$ , la tension  $V_{CE}$  étant égale à  $E$  (plus la chute de tension directe de  $D$ ), on fait passer  $I_B$  de zéro à  $I_{B1}$ . Après le temps de retard ( $t_d$ ), le courant  $I_C$  croît ; mais tant qu'il n'a pas atteint la valeur  $i$ , la diode qui écoule  $i - I_C$  conduit et la tension  $V_{CE}$  reste égale à  $E$  : la montée du courant ( $t_{ri}$ ) s'effectue *en présence de la tension*.

Quand  $I_C$  atteint  $i$ , la diode  $D$  se bloque ; son courant de recouvrement s'ajoute à  $i$  pour donner  $I_C$ . Ce n'est qu'après que la tension  $V_{CE}$  décroît, d'abord rapidement, puis plus lentement quand le point de fonctionnement passe de la zone de quasi-saturation à celle de saturation. La descente de la tension se fait *en présence du courant*.

#### Commutation OFF

Quand  $I_B$  devient négatif, après le temps de stockage ( $t_s$ ) la tension se rétablit ( $t_{rv}$ ) alors que le courant  $i$  traverse en totalité le transistor car la tension aux bornes de la diode, égale à  $V_{CE} - E$ , est négative.

Quand  $V_{CE}$  atteint la valeur  $E$ , la croissance du courant dans la diode accompagne la descente du courant dans le transistor ( $t_{fi}$ ).

Les pertes sont beaucoup plus importantes que lors des commutations d'une charge résistive. Le maximum de  $V_{CE}I_C$  égale  $E(I_m + I_{DR})$  lors de la fermeture ; il égale  $E I_m$  lors de l'ouverture, en désignant par  $I_m$  la valeur de  $I_C$  en conduction établie du transistor, par  $I_{DR}$  la pointe de courant inverse de la diode.

On voit la nécessité de réduire les temps de commutation par une commande adaptée.

### II.3. Commande de base

#### a) Forme optimale

La figure 2.6 donne la forme d'onde optimale du courant de base.

.  $I_B$  doit prendre au départ une valeur élevée, 2 à 3 fois celle  $I_{B1}$  nécessaire pour obtenir la saturation en conduction établie ; il faut en effet charger la capacité base-émetteur. La montée de  $I_B$  doit être très rapide, il faut que  $dI_B/dt$  soit supérieur à  $dI_C/dt$ .

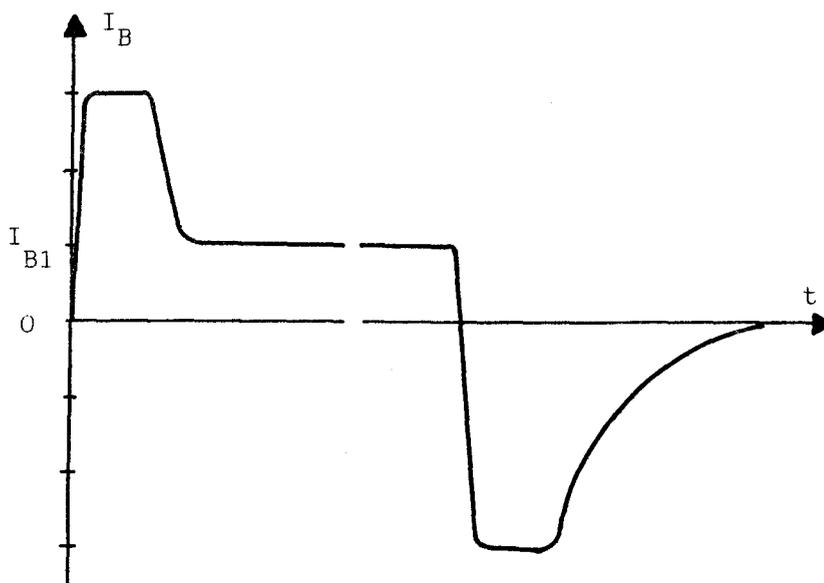


Figure 2.6

. Après la commutation ON, il faut ramener  $I_B$  à une valeur plus faible pour ne pas sursaturer le transistor. Le fonctionnement en quasi-saturation est favorable pour les applications en haute-fréquence car il réduit le temps de stockage et le temps de descente quand on bloque ensuite le transistor.

. Pour réduire ces temps il faut donner à l'impulsion négative de blocage une valeur égale à 2 ou 3  $I_{B1}$ . La pente initiale  $dI_B/dt$  doit être ajustée pour bloquer simultanément les jonctions base-émetteur et collecteur-base.

. Après la commutation OFF, on polarise souvent en inverse par une tension de quelques volts la jonction émetteur-base. Cela assure une protection contre un déblocage intempestif dû à des impulsions parasites.

### b) "Clamping" d'antisaturation

Le temps de stockage est d'autant plus long que le transistor est plus saturé. Si le courant de base fourni pendant la conduction est constant quel que soit le courant collecteur, aux faibles charges le temps de stockage peut devenir très grand.

La figure 2.7 donne le schéma du circuit anti-saturation à diodes. Quand  $V_{CE}$  devient trop faible car  $I_1$  est trop fort en égard à  $i$ , la diode d'antisaturation dérive une partie de  $I_1$  augmentant  $I_C$  et diminuant  $I_B$ .

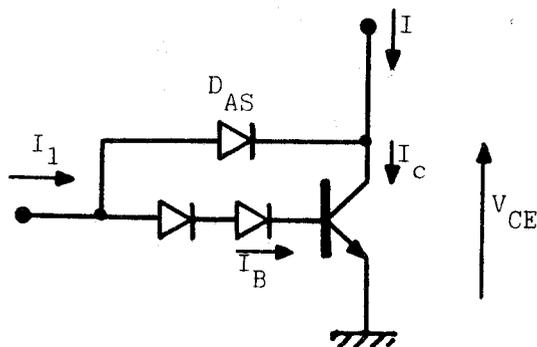


Figure 2.7

### c) Résistance de base

L'addition d'une résistance  $R_{BE}$ , de 10 à 100 $\Omega$ , entre la base et l'émetteur permet aussi de réduire le temps de stockage. En effet la constante de temps du circuit formé par cette résistance et la capacité base-émetteur est très faible durant la conduction du transistor.

Les pertes dans cette résistance sont minimales,  $v_{BE}$  ayant une valeur positive très faible pendant la conduction, une valeur négative de quelques volts si on polarise négativement la jonction base-émetteur pendant le blocage.

### III - CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

On vient de voir que, lors des commutations d'un transistor alimentant une charge inductive,

- . l'établissement du courant se fait à pleine tension
- . l'établissement de la tension se fait à plein courant.

Cela présente deux types d'inconvénients

. le premier est particulièrement gênant pour les transistors à "haute tension". Pour rester dans l'aire de sécurité, on ne peut exploiter les transistors au maximum de leurs possibilités, en tension notamment.

. le second est particulièrement gênant pour les convertisseurs à fréquence élevée. Les pertes à chaque commutation sont importantes, d'où des limitations liées à l'échauffement des semiconducteurs.

Pour éviter ces inconvénients, on a cherché à modifier les trajets décrits par le point de fonctionnement dans le système d'axes tension  $V_{CE}$ -courant  $I_C$  pour les rapprocher de ces axes.

Les ensembles d'éléments additionnels permettant ces modifications sont appelés

- circuits (ou réseaux) d'aide à la commutation,
- snubbers, dans la littérature anglo-saxonne.

#### III.1. Les snubbers "classiques"

La figure 2.8 représente un transistor commandant le débit dans une charge inductive (donc avec diode de roue libre D) auquel on a adjoint les deux snubbers classiques.

- . le snubber de tension (ou de OFF) essentiellement constitué par une capacité  $C_S$  montée en dérivation
- . le snubber de courant (ou de ON) essentiellement constitué par une inductance L montée en série.

Au blocage du transistor (figure 2.9), la tension  $V_{CE}$  ne peut croître que si la capacité  $C_S$  est chargée par un courant  $I_{CS}$ . Puisque  $i$  égale  $I_C + I_{CS}$ , la croissance de  $V_{CE}$  nécessite la diminution de  $I_C$ . La tension  $V_{CE}$  n'a atteint que la valeur  $V_0$  quand  $I_C$  s'annule, ensuite  $C_S$  est chargé à courant  $I_{CS}$ , égal à  $i$ , constant.

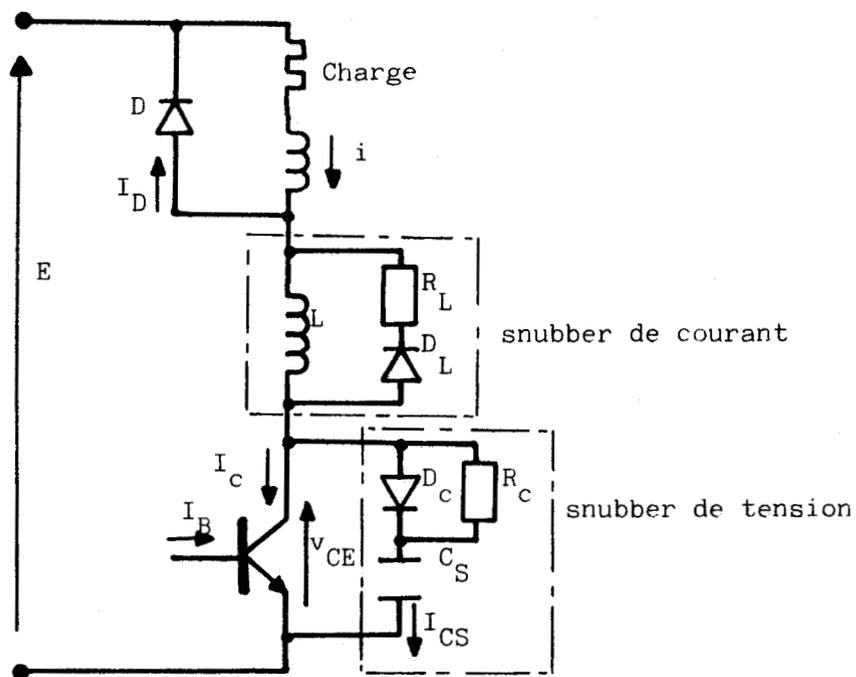


Figure 2.8

D'où les formes d'ondes et le trajet du point de fonctionnement lors d'une commutation OFF.

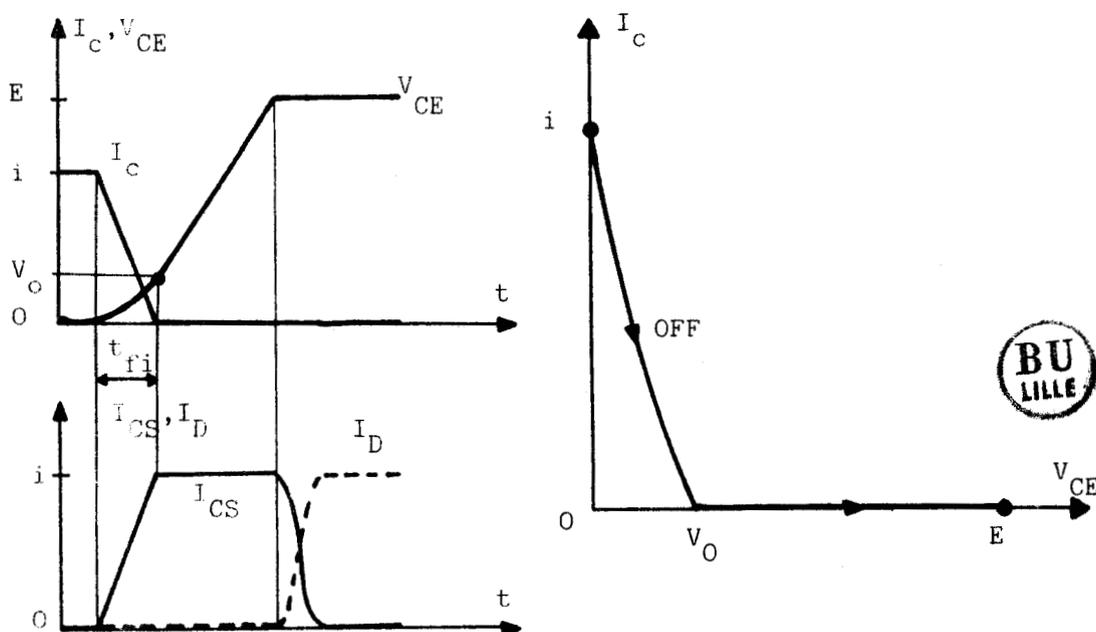


Figure 2.9

À la mise en conduction (figure 2.10), à cause de l'inductance, le courant  $I_C$  ne peut monter que si  $V_{CE}$  diminue

$$\frac{dI_c}{dt} = \frac{1}{L} (E - V_{CE})$$

Quand  $V_{CE}$  s'annule,  $I_c$  n'a atteint que la valeur  $I_o$  ; il continue ensuite à croître linéairement. La pointe de courant due à la charge recouverte de la diode  $Q_{rr}$  est elle aussi étalée par  $L$ . D'où les formes d'ondes et le trajet du point de fonctionnement.

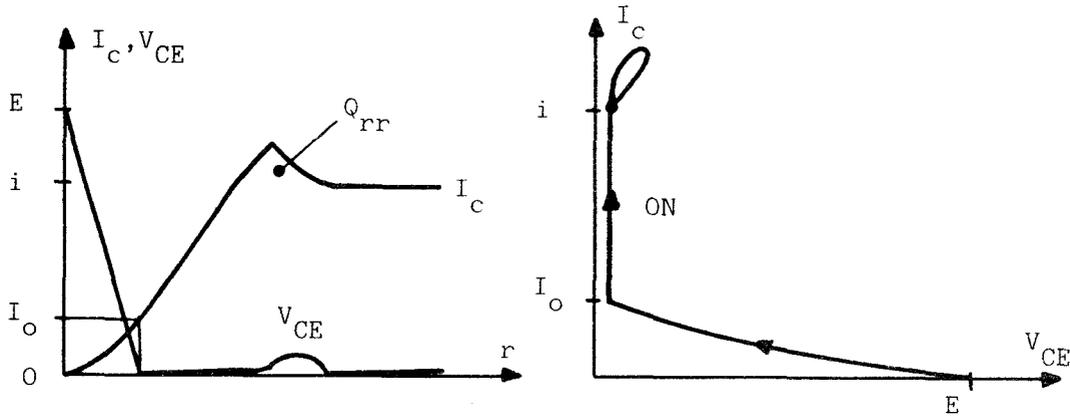


Figure 2.10

- Le fonctionnement et le calcul des snubbers sont traités dans les ouvrages d'électronique de puissance, les manuels d'applications et diverses publications [15], [16]. L'étude de JP. ARCHES et H. FOCH [17] passe en revue les variantes du snubber standard pour mettre en évidence les avantages et inconvénients de chacune d'elles.

## II.2. Les servitudes liées aux snubbers

Le snubber ajouté pour réduire les contraintes pendant une commutation augmente les contraintes pendant la commutation suivante car il faut bien décharger le condensateur et l'inductance.

- Lors de la commutation ON, la décharge de la capacité du snubber de OFF à travers la résistance  $R_c$  et le transistor augmente le courant collecteur de celui-ci (figure 2.11). Ce phénomène s'ajoute à celui du recouvrement de la diode de roue libre.

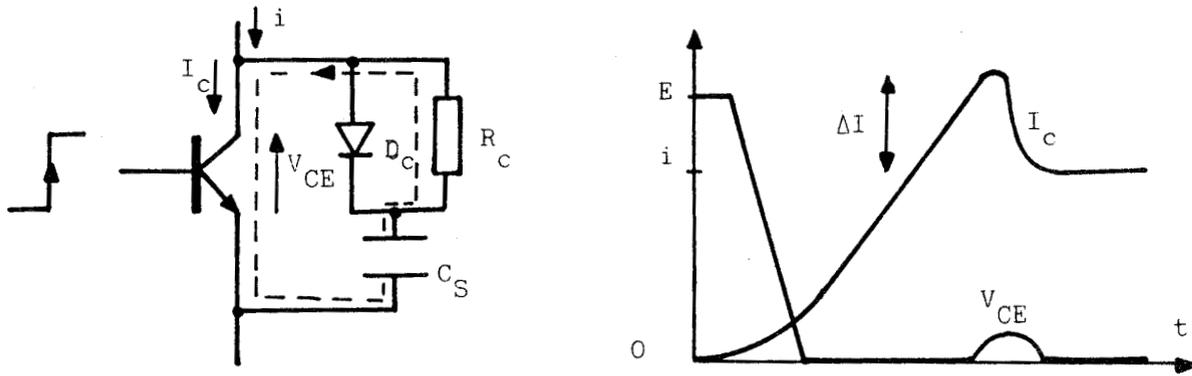


Figure 2.11

- Lors de la commutation OFF, la décharge de l'inductance du snubber de courant (figure 2.12) dans la résistance  $R_L$  augmente la tension  $V_{CE}$  et provoque une surtension  $\Delta V$ .

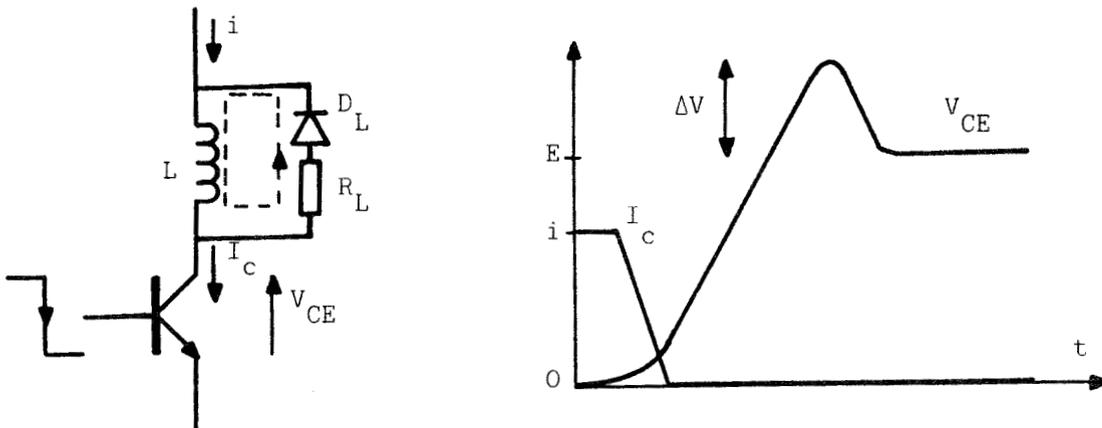


Figure 2.12

- Cette surintensité et cette surtension peuvent être atténués en associant des réactances adéquates aux résistances de décharge :

- inductance en série avec  $R_C$ ,
- capacité en parallèle avec  $R_L$

Dans tous les cas il faut adopter un compromis entre les points de courant et de tension, l'énergie dissipée dans le transistor, dans ses snubbers et l'énergie totale consommée.

Au prix de l'addition d'éléments supplémentaires, les Circuits Auxiliaires de Commutation permettent de mieux faire utiliser par le transistor ses aires de sécurité, de reporter à l'extérieur la majeure partie de ses pertes par commutation.

Quand ils ne sont pas indispensables (basse tension, basse fréquence) on a tendance à réduire ou à supprimer les snubbers.

Quand ils sont indispensables (haute tension et/ou haute fréquence) on cherche à récupérer une partie de l'énergie fournie aux snubbers à chaque commutation. Nous reviendrons sur ce point au chapitre 4.

## CHAPITRE 3

### STRUCTURE DE L'ONDULEUR

Avant d'aborder les chapitres consacrés à la réalisation de l'onduleur, il faut préciser les raisons qui ont conduit au choix de son schéma et au mode de filtrage, les conséquences qui en résultent quant aux commutations à opérer par les semiconducteurs.

#### I - SCHEMA DE L'ONDULEUR

Il existe beaucoup de types d'onduleurs [11], [18]. Pour montrer comment on est arrivé au mode de fonctionnement et au schéma retenus, rappelons les conclusions du chapitre 1 :

"Il faut appliquer au transducteur une onde de tension à faible taux d'harmoniques ayant la fréquence antirésonance".

### I.1. Choix de l'onduleur de tension

Il existe en gros trois types d'onduleurs :

- les onduleurs de tension qui alimentés par une tension continue imposent une tension alternative au récepteur

- les onduleurs ou commutateur de courant qui alimentés par un courant continu imposent un courant alternatif au récepteur

- les onduleurs dits "haute fréquence" qui entretiennent les oscillations d'un circuit oscillant en lui fournissant, à partir d'une source de tension ou de courant continu, l'énergie nécessaire pour compenser les pertes dans le récepteur.

L'avantage des onduleurs "haute fréquence" est de pouvoir fonctionner en commutation naturelle alors que les autres opèrent normalement en commutation forcée.

Ici à la fréquence de fonctionnement, la réactance du récepteur est nulle. Pour le faire osciller il faudrait adjoindre une inductance et une capacité.

Mais surtout l'antirésonance est très aigüe et se produit à une fréquence qui peut se décaler.

La conduite de l'ensemble oscillant serait très difficile et donnerait lieu à des surtensions et des surintensités importantes.

Un commutateur de courant délivre une onde de courant formée d'alternances rectangulaires. On passe des harmoniques du courant à ceux de la tension en multipliant par l'impédance correspondante. Un tel convertisseur ne peut convenir pour alimenter un récepteur qui risque de présenter pour certains harmoniques une impédance très élevée.

Pour l'application envisagée l'attaque du transducteur par un onduleur de tension semble la seule solution pratiquement utilisable.

### I.2. Choix d'une tension à un seul créneau par alternance

- A partir d'une tension continue constante, fournie ici par un pont redresseur à diodes et un filtre passe-bas, un onduleur de tension peut délivrer une tension alternative formée d'un seul créneau d'amplitude constante par alternance (figure 3.1a). Une telle tension a inévitablement un taux d'harmoniques assez élevé.

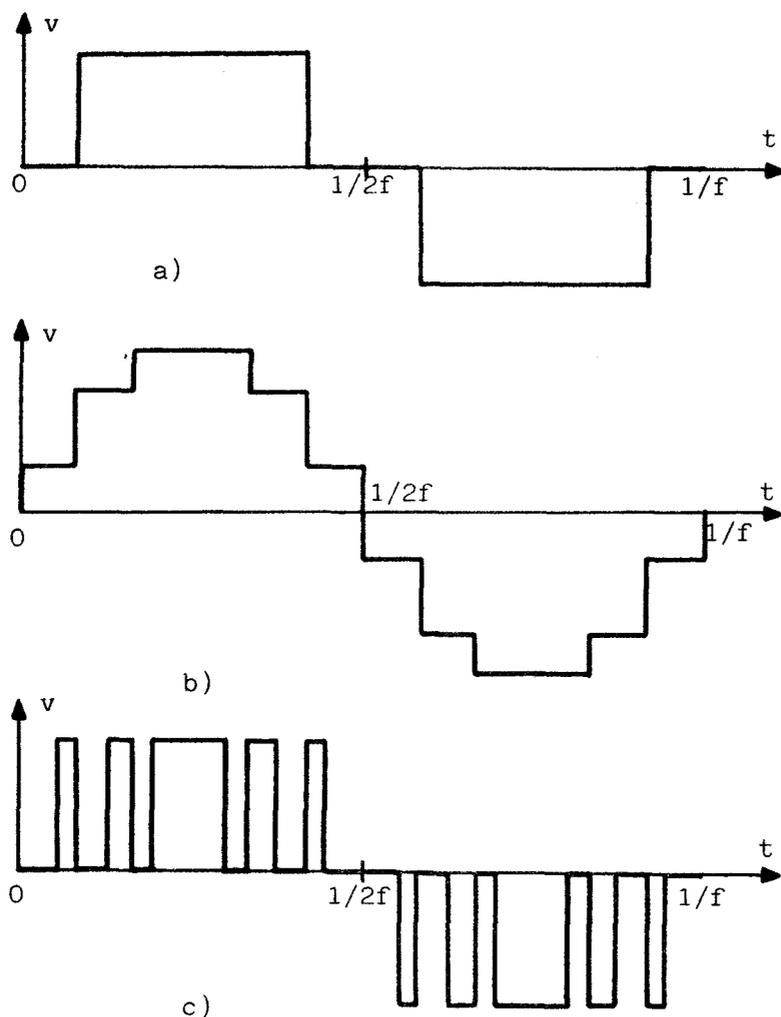


Figure 3.1

- On peut réduire ce taux en formant la tension d'une succession de paliers (figure 3.1b) dont les hauteurs ou les largeurs sont optimisées. Ce procédé est parfois utilisé en triphasé [19] ; il nécessiterait le même nombre d'onduleurs et de transformateurs.

- Beaucoup d'onduleurs utilisent la technique, depuis longtemps connue [20], de la Modulation de Largeur d'Impulsions (en anglo-saxon P.W.M). Chaque alternance est formée de plusieurs créneaux de même hauteur. Par un choix convenable de la largeur et de la phase des créneaux on peut supprimer un nombre d'harmoniques d'autant plus important qu'il y a de créneaux par alternance.

Ce procédé en repoussant vers les hautes fréquences les harmoniques restants facilite beaucoup le filtrage. Mais, en augmentant le nombre de commutations, il augmente les pertes correspondantes.

La fréquence de l'onduleur ici étudié est déjà assez élevée et même avec un seul créneau par alternance les pertes par commutation sont loin d'être négligeables. D'autre part le taux d'harmoniques toléré par le transducteur ne nécessite pas un filtrage coûteux. Aussi n'a-t-il pas été nécessaire de recourir à la Modulation de Largeur d'Impulsions.

### I.3. Choix de l'onduleur en pont

La figure 3.2 donne les schémas des trois types d'onduleurs de tension monophasés. On a représenté la charge au secondaire d'un transformateur car un transformateur est ici nécessaire pour adapter la tension au transducteur et pour assurer l'isolement galvanique par rapport au réseau. Chaque transistor est shunté par une diode montée en parallèle inverse, cela est nécessaire, comme on le verra plus loin, pour imposer la tension de sortie quel que soit le signe du courant de sortie. On désignera par  $K_1, K_2, \dots$  "l'interrupteur" commandé formé par  $T_1$  et  $D_1$ , par  $T_2$  et  $D_2, \dots$

- L'onduleur à transformateur à point milieu (figure 3.2a est parfois appelé "push-pull").

La commande  $K_1$  et  $K_2$  doit être complémentaire ;

quand  $K_1$  est fermé,

$$v_o - v_A = E ; \quad v' = \frac{2n_2}{n_1} E$$

quand  $K_2$  est fermé,

$$v_o - v_B = E ; \quad v' = - \frac{2n_2}{n_1} E$$

Ce schéma présente deux *avantages* :

. c'est lui qui nécessite le moins d'éléments quand le transformateur est de toute façon nécessaire.

. les commandes de base sont au même potentiel puisque les émetteurs des deux transistors sont réunis.

Il présente trois *inconvenients* :

. il ne permet d'obtenir en sortie que des créneaux de largeur égale à  $180^\circ$

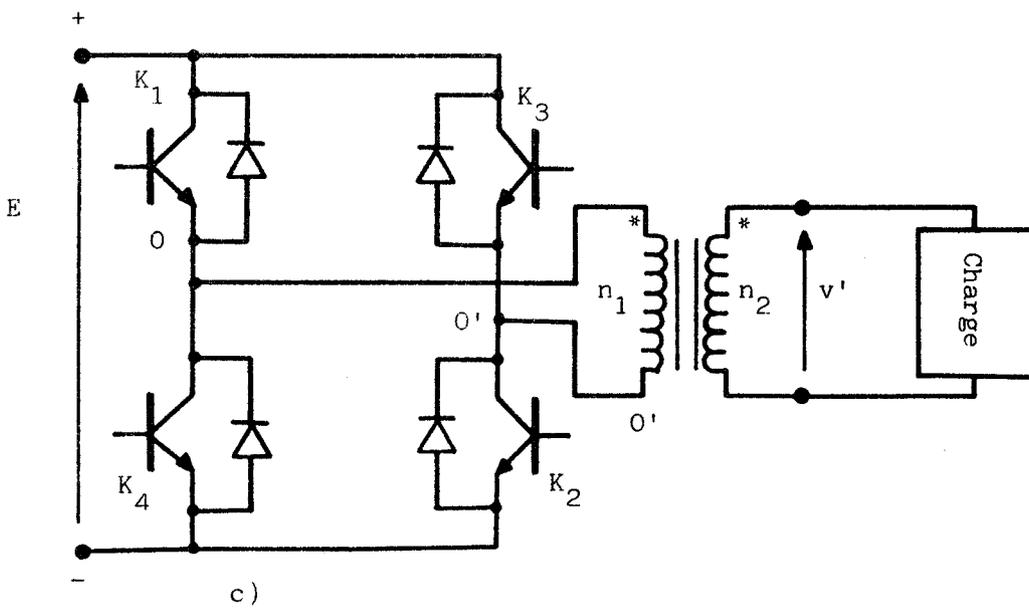
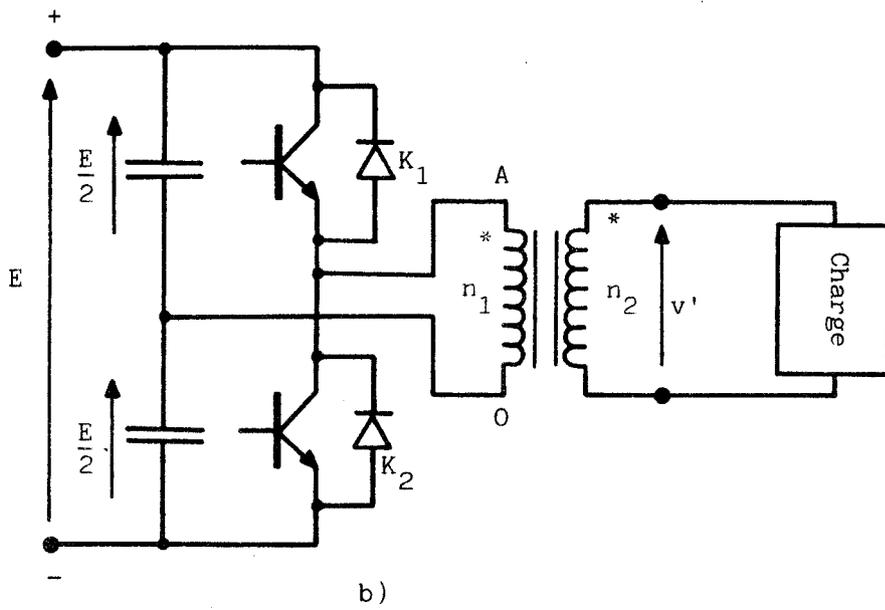
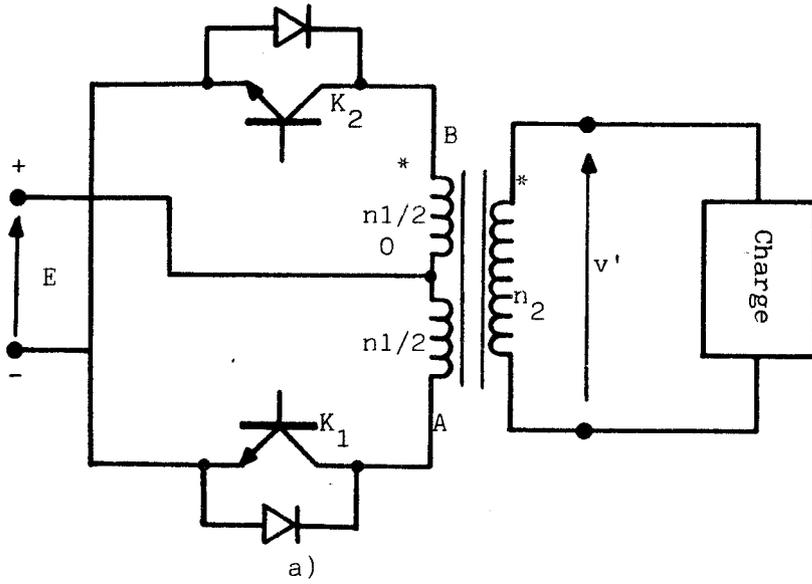


Figure 3.2

. le transformateur est difficile à réaliser, en particulier le couplage entre les deux demi-primaires doit être extrêmement serré.

. surtout, il est "*doubleur de tension*". Quand un transistor conduit, la tension aux bornes de l'autre est égale à  $+2E$ .

C'est surtout ce dernier inconvénient qui fait écarter cette structure pour les onduleurs de faible ou moyenne puissance à transistors alimentés par le réseau.

- L'onduleur avec diviseur capacitif à l'entrée (figure 3.2b) utilise deux condensateurs de forte capacité afin d'obtenir deux tensions de valeur  $E/2$  à partir de la tension  $E$ .

La commande de  $K_1$  et  $K_2$  doit être complémentaire :

quand  $K_1$  est fermé

$$v_A - v_O = E/2 \quad ; \quad v' = \frac{n_2}{n_1} \frac{E}{2}$$

quand  $K_2$  est fermé

$$v_O - v_A = E/2 \quad ; \quad v' = - \frac{n_2}{n_1} \frac{E}{2}$$

Les *avantages* de cette structure sont les suivants :

- . elle ne nécessite elle aussi que deux "interrupteurs"
- . les inductances de fuite du transformateur ne sont pas gênantes.

Ses principaux *inconvénients* sont :

- . l'impossibilité de régler la largeur des signaux de sortie qui est forcément égale à  $180^\circ$
- . la nécessité d'isoler entre eux les circuits de commande des deux bases. Il faut utiliser des transformateurs d'impulsions ou des optocoupleurs.
- . les *condensateurs* du diviseur capacitif. Ils doivent être de forte capacité pour maintenir sensiblement constante la tension à leurs bornes. Ils sont de ce fait d'un coût et d'un encombrement importants. De plus leur forte capacité rend difficile la protection des transistors en cas de conduction simultanée.

C'est à cause des condensateurs et de l'impossibilité de modifier la forme d'onde de la tension alternative que cette seconde structure n'a pas été retenue.

- L'onduleur en pont à quatre "interrupteurs" (figure 3.2c) nécessite quatre transistors.

La commande des deux interrupteurs en série,  $K_1$  et  $K_4$  d'une part,  $K_3$  et  $K_2$  d'autre part, doit être complémentaire. Mais la commande des deux demi-ponts n'a pas à être simultanée.

Si on désigne par  $\omega$  la pulsation fondamentale de la tension  $v$  que l'onduleur applique au primaire du transformateur, on ferme

$K_1$  pour  $\omega t = 0$ , donc  $K_4$  pour  $\omega t = \Pi$

$K_2$  pour  $\omega t = \beta$ , donc  $K_3$  pour  $\omega t = \Pi + \beta$

et on obtient pour  $v$  la forme d'onde de la figure 3.3.

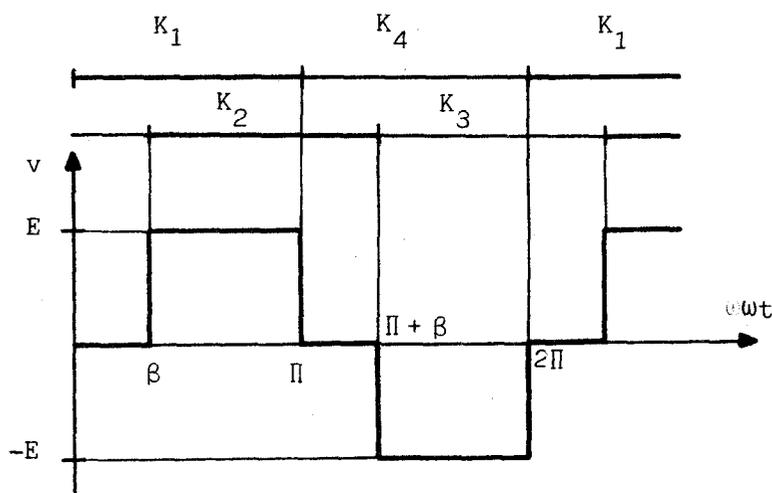


Figure 3.3

Pour  $0 < \omega t < \beta$  ,  $K_1$  et  $K_3$  conduisent :  $v' = 0$   
 Pour  $\beta < \omega t < \Pi$  ,  $K_1$  et  $K_2$  conduisent :  $v' = \frac{n_2}{n_1} E$   
 Pour  $\Pi < \omega t < \Pi+\beta$  ,  $K_4$  et  $K_2$  conduisent :  $v' = 0$   
 Pour  $\Pi+\beta < \omega t < 2\Pi$  ,  $K_4$  et  $K_3$  conduisent :  $v' = -\frac{n_2}{n_1} E$

Les *inconvenients* présentés par cette structure sont :

- . la nécessité de quatre transistors
- . la nécessité d'isoler entre eux les circuits de commande des bases
- . la chute de tension dans deux semiconducteurs en série.

Mais ce schéma

- . utilise bien les semiconducteurs
- . ne soulève pas de difficulté quant à la réalisation du transformateur, ne nécessite pas de diviseur capacitif.

. permet d'agir sur l'angle  $\beta$  pour faire varier la tension alternative de sortie ou supprimer certains de ses harmoniques.

C'est surtout cette dernière raison qui explique que cette structure soit la plus fréquemment utilisée. Nous l'avons retenue ici car elle permet de simplifier beaucoup le filtrage.

#### I.4. Choix de l'angle $\beta$

Si l'on prend comme origine des temps le milieu de son alternance positive, la tension  $v$  à la sortie d'un onduleur en pont (voir figure 3.3) a pour développement en série de Fourier

$$v = \frac{4}{\pi} E \sum_n \frac{1}{n} \sin n\left(\frac{\pi-\beta}{2}\right) \cos n\omega t,$$

avec  $n$  impair

La figure 3.4 montre l'évolution, en fonction de  $\beta$ , de l'amplitude du fondamental et des trois premiers harmoniques.

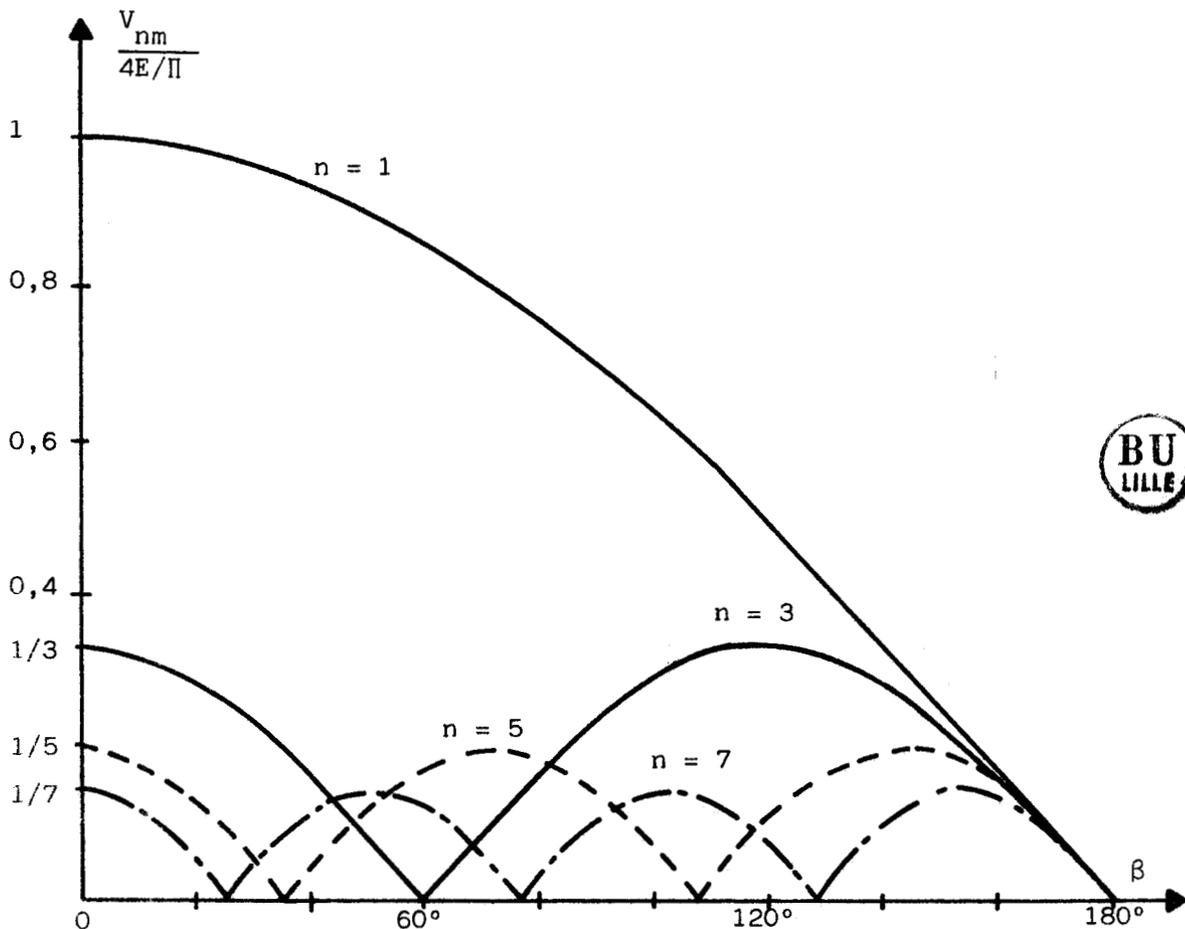


Figure 3.4

Pour supprimer l'harmonique 3, on a choisi de travailler avec  $\beta = 60^\circ$ , c'est-à-dire avec des créneaux d'une largeur égale à  $120^\circ$ .

Le taux global d'harmonique peut se calculer

$$\tau = \frac{\sqrt{V^2 - V_1^2}}{V_1}$$

avec

$$V_1 \text{ valeur efficace du fondamental, ici } V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \sin \frac{\pi - \beta}{2}$$

$$V \text{ valeur efficace de la tension, ici } V = E \sqrt{(\pi - \beta) / \pi}$$

Ce taux qui était égal à 48,34% pour des créneaux rectangulaires de  $180^\circ$  (qui correspondent à  $\beta$  nul) n'est plus que de 31,08% quand les créneaux sont de  $120^\circ$ .

Cette réduction traduit encore insuffisamment l'intérêt de la suppression du premier harmonique, car plus un harmonique est de rang faible plus il est difficile de le réduire par filtrage [21].

## II - FILTRAGE DE LA TENSION DE L'ONDULEUR

On ne peut appliquer directement au transducteur une tension telle que celle dont la forme d'onde est représentée sur la figure 3.3. Les harmoniques produiraient des échauffements anormaux et engendreraient des vibrations gênantes, en modes latéraux par exemple.

Mais le fait qu'on ait supprimé l'harmonique 3 permet d'alléger considérablement le filtre : une simple inductance en série s'est révélée suffisante. La figure 3.5 montre celle-ci montée entre l'onduleur et le primaire du transformateur.

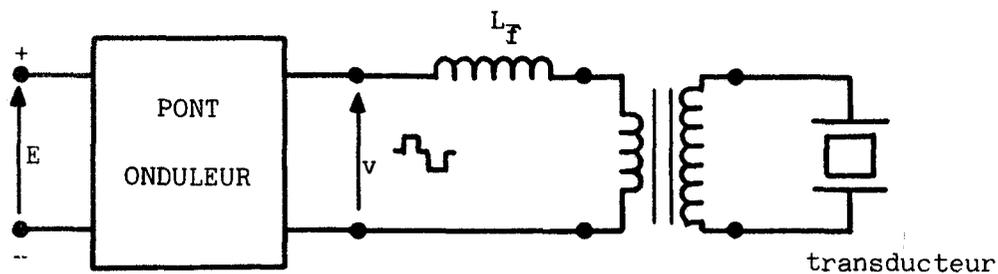


Figure 3.5

On aurait pu placer cette inductance en aval et non en amont du transformateur mais ainsi placée elle est un peu plus facile à réaliser (isolement du bobinage par rapport à la masse). D'autre part elle permet d'alimenter le transformateur sous une tension quasi-sinusoidale.

### II.1. Schéma équivalent utilisé

- Pour étudier l'effet de  $L_f$  on prendra le plus simple des schémas équivalents au transducteur (voir chapitre 1, §II.1.1).

En négligeant les pertes dans les céramiques, on a alors le circuit de la figure 3.6. Le générateur d'ondes en créneaux débite à travers  $L_f$  et le transformateur sur la capacité  $C_p$  en parallèle avec le circuit  $r_1, l_1, C_1$  représentant l'ensemble de la partie mécanique.

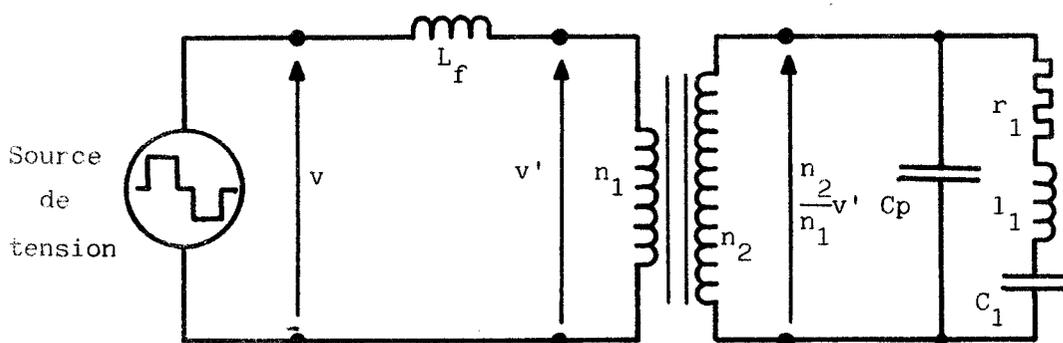


Figure 3.6

- On peut supposer le transformateur parfait et ramener au primaire les éléments placés au secondaire (figure 3.7).

$v$  désigne la tension à filtrer

$v'$  la tension filtrée

Les éléments du schéma ont pour valeur

$$C'_p = n^2 C_p ; l'_1 = \frac{l_1}{n^2} ; C'_1 = n^2 C_1 ; r'_1 = \frac{r_1}{n^2} , \text{ avec } n = \frac{n_2}{n_1}$$

L'inductance  $L_f$  peut être majorée pour tenir compte de l'inductance des fuites du transformateur.

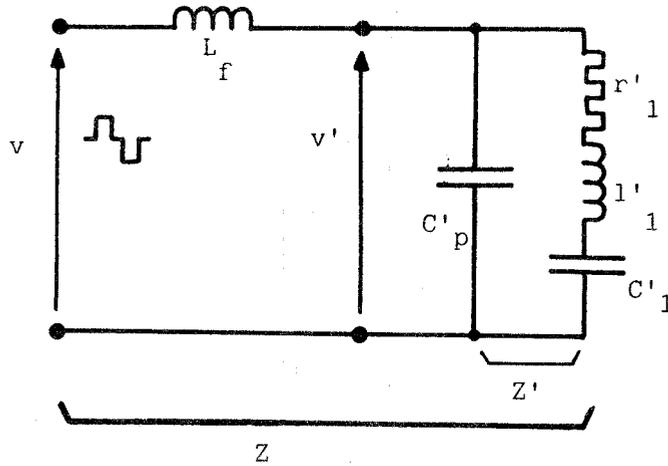


Figure 3.7

## II.2. Modification des fréquences de résonance

- L'impédance du transducteur ramenée au primaire du transformateur a pour expression

$$Z' = \frac{(C'_1 + C'_p)(1 + j\omega r'_1 C'_1 - l'_1 C'_1 \omega^2)}{(C'_1 + C'_p + 1 + j\omega r'_1 C'_1 C'_p - l'_1 C'_1 C'_p \omega^2)j\omega(C'_1 + C'_p)}$$

Si on la met sous la forme  $R' + jX'$ , sa partie réelle et sa partie imaginaire s'écrivent

$$R' = \frac{r'_1 C'_1 [C'_p (l'_1 C'_1 \omega^2 - 1) + \omega^2 l'_1 C'_1 C'_p - C'_1 - C'_p]}{\omega^2 r'_1 C'_1 C'_p + (C'_1 + C'_p - \omega^2 l'_1 C'_1 C'_p)^2}$$

$$X' = \frac{\omega^2 r'_1 C'_1 C'_p + (C'_1 + C'_p - \omega^2 l'_1 C'_1 C'_p)(1 - l'_1 C'_1 \omega^2)}{\omega [\omega^2 r'_1 C'_1 C'_p + (C'_1 + C'_p - \omega^2 l'_1 C'_1 C'_p)^2]}$$

La courbe en trait continu de la figure 3.8 rappelle les variations de  $X'$  en fonction de la fréquence, avec notamment la fréquence de résonance

$$f'_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{l'_1 C'_1}}$$

et la fréquence d'antirésonance

$$f'_p = f'_s \sqrt{1 + \frac{C'_1}{C'_p} - \frac{r'_1 C'_1}{2l'_1}}$$

Lorsqu'on ajoute la réactance  $L_f \omega$  pour passer de  $\bar{Z}'$  à l'impédance totale  $\bar{Z}$  vue du générateur,

$$\bar{Z} = \bar{Z}' + j L_f \omega$$

La courbe donnant la réactance  $X$ , égale à  $X' + L_f \omega$ , est celle représentée en traits interrompus sur la figure 3.8.

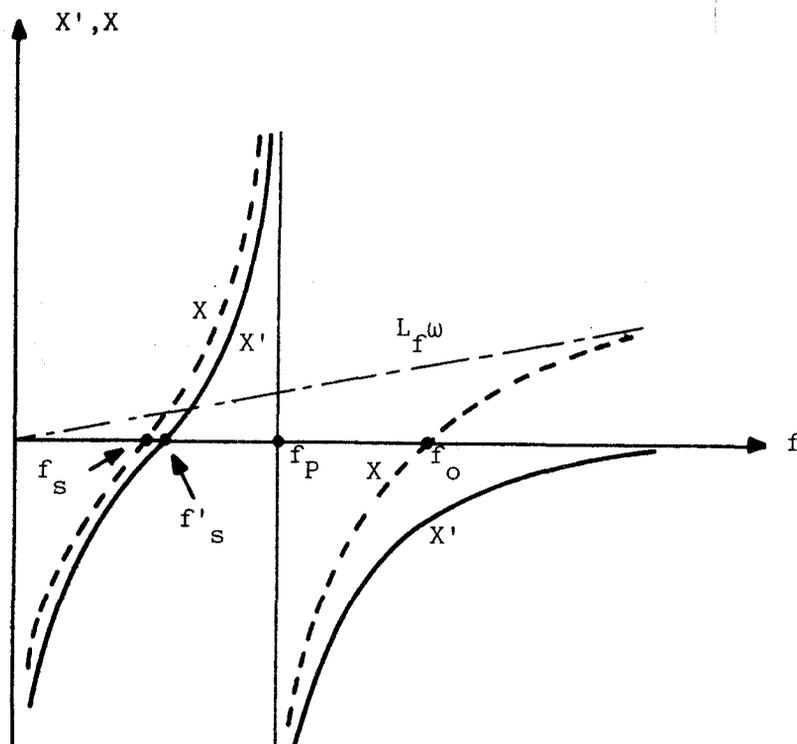


Figure 3.8

L'addition de  $L_f$  produit deux effets :

. le premier est bénéfique. Il s'agit de l'augmentation de l'écart entre la fréquence d'antirésonance ( $f_p$ ) et la fréquence de résonance qui de  $f'_s$  devient  $f_s$ . Le système doit fonctionner à  $f_p$ , le glissement vers la résonance est nuisible car il correspond à une diminution de l'impédance donc à une surcharge de l'onduleur. Plus  $f_s$  est écarté de  $f_p$ , moins grand est le risque de glisser jusqu'à la résonance, plus l'asservissement en fréquence sera aisé à réaliser.

. le second est gênant. Il apparait une nouvelle fréquence de résonance  $f_o$ . Le fonctionnement à celle-ci serait aussi dangereux pour l'onduleur que celui à  $f_s$ .

### II.3. Fréquence de coupure. Réponse fréquentielle

- L'ensemble inductance-transducteur se comporte comme un filtre passe-bas du 2e ordre de fréquence de coupure  $f_o$ .

Cette fréquence doit être nettement plus élevée que  $f_p$  pour éviter un fonctionnement dangereux en cas de glissement de fréquence.

Elle doit être nettement plus faible que celle des premiers harmoniques de la tension à filtrer pour atténuer suffisamment ces harmoniques.

Un bon compromis semble de prendre :

$$f_o = 1,5 f_p$$

- A la fréquence  $f_o$ , comme le montre la figure 3.8, la réactance  $X'$  équivaut à une capacité. Si on désigne par  $R'_o$  et  $C'_o$  les éléments en série représentant  $Z'$  à la fréquence  $f_o$ , on pourra passer au schéma avec  $R''$  et  $C''$  en parallèle de la figure 3.9 par

$$C'' = \frac{C'_o}{1 + \omega_o^2 R_o'^2 C_o'^2} \quad ; \quad R'' = R'_o \left( 1 + \frac{1}{\omega_o^2 R_o'^2 C_o'^2} \right)$$

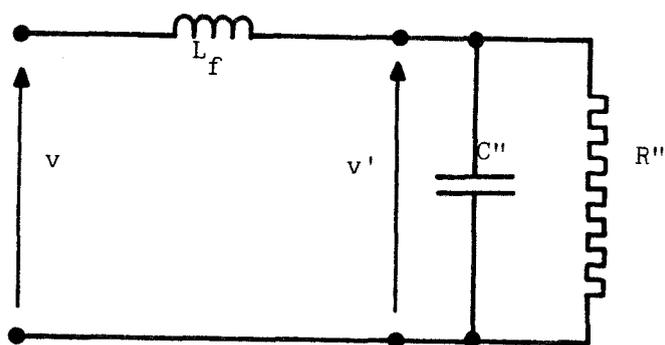


Figure 3.9

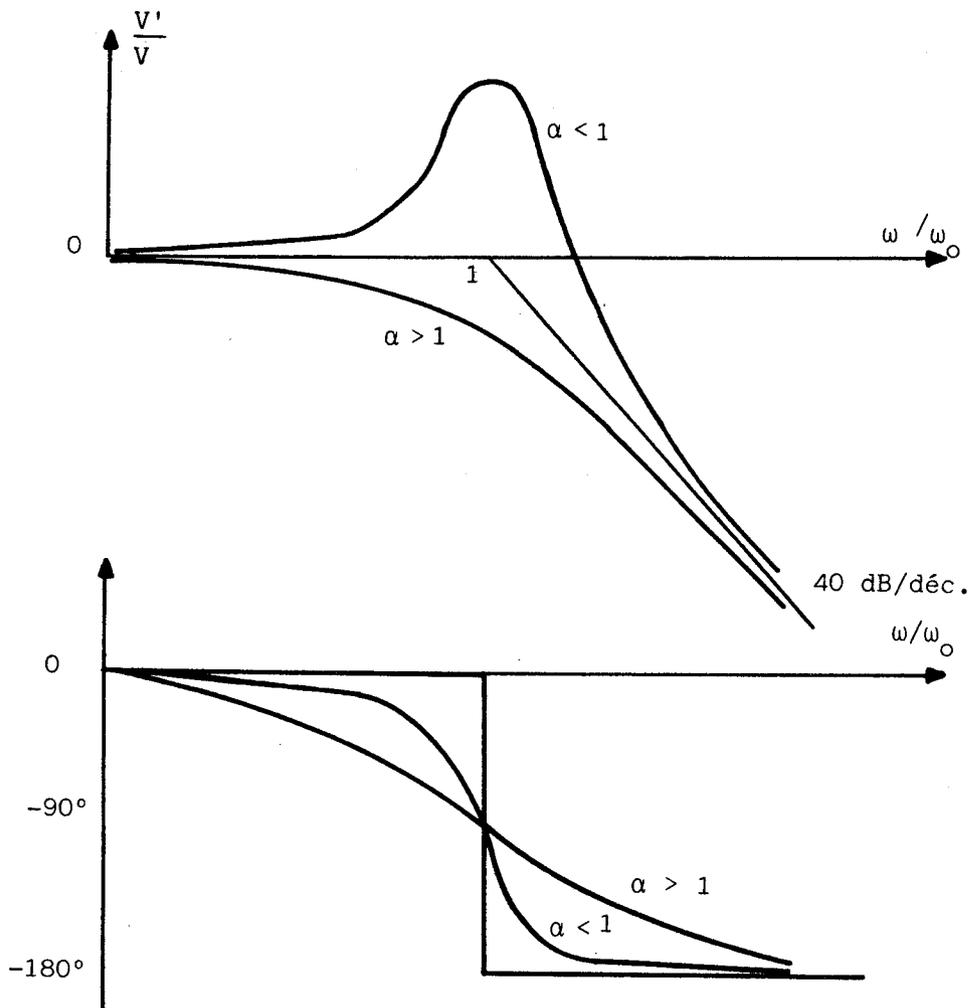


Figure 3.10

La réponse fréquentielle de ce filtre est donnée par

$$\frac{\bar{V}'}{\bar{V}} = \frac{\bar{V}'}{\bar{V}' + j L_f \omega \left( \frac{\bar{V}'}{R} + j C'' \omega \bar{V}' \right)} = \frac{1}{1 - L_f C'' \omega^2 + \frac{L_f \omega}{R''}}$$

ou, en employant les notations habituelles,

$$\frac{\bar{V}'}{\bar{V}} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j 2\alpha \frac{\omega}{\omega_0}}$$

avec  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C''}}$  ;  $\alpha = \frac{1}{2R''} \sqrt{\frac{L_f}{C''}}$



La figure 3.10 montre les variations avec la fréquence, du rapport des modules et du déphasage.

On remarque qu'aux faibles charges ( $\alpha$  faible) autour de la fréquence de fonctionnement ( $\omega/\omega_0 \approx 2/3$ ) le filtre produit une légère surtension dont il faut tenir compte lors de la détermination du rapport du transformateur.

Pour les premiers harmoniques de la tension d'entrée l'affaiblissement obtenu est largement suffisant

$$\frac{V'}{V} \approx \frac{1}{11} \text{ pour l'harmonique } 5 \left( \frac{\omega}{\omega_0} \approx \frac{5}{1,5} \right)$$

$$\frac{V'}{V} \approx \frac{1}{22} \text{ pour l'harmonique } 7 \left( \frac{\omega}{\omega_0} \approx \frac{7}{1,5} \right)$$

### III - COMMUTATIONS A ASSURER

Un onduleur de tension devant imposer une onde de tension à un récepteur quelle que soit la nature de celui-ci, cette nature intervient sur la forme d'onde du courant traversant les semi-conducteurs et sur les commutations qu'ils doivent réaliser.

#### III.1. Courants dans les semi-conducteurs

Pour que le courant  $i$  dans le récepteur puisse passer même pendant les intervalles où il n'a pas le même signe que la tension  $v$ , il faut monter une diode en parallèle inverse aux bornes de chaque transistor.

La figure 3.11 rappelle le schéma de la partie puissance (les circuits de commande et d'aide à la commutation des transistors ne sont pas représentés).

On désigne par  $v_{T1}$ ,  $v_{T2}$ ,  $v_{T3}$  et  $v_{T4}$  les tensions aux bornes de quatre transistors, par  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ ,  $i_4$  les courants dans les quatre "interrupteurs"  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ .

Chacun de ces courants passe par le transistor de même indice quand il est positif, par la diode de même indice lorsqu'il est négatif.

Les "interrupteurs"  $K_1$  et  $K_4$  d'une part,  $K_3$  et  $K_2$  d'autre part, étant complémentaires,

$$\begin{aligned}i &= i_1, \text{ si } K_1 \text{ est fermé,} \\ &= -i_4, \text{ si } K_4 \text{ est fermé,} \\ i &= -i_3, \text{ si } K_3 \text{ est fermé,} \\ &= i_2, \text{ si } K_2 \text{ est fermé.}\end{aligned}$$

Les figures 3.12, 3.13 et 3.14 montrent les tracés des formes d'ondes théoriques obtenues en supposant les commutations instantanées, en supposant que le récepteur alimenté par la tension  $v$  en créneaux de  $120^\circ$  absorbe un courant  $i$  sinusoïdal.

Un interrupteur est fermé quand la base du transistor de même indice est alimentée positivement.

- La figure 3.12 correspond à un courant  $i$  *en phase* avec le fondamental de la tension  $v$ . C'est, en première approximation, ce qui se passe lorsqu'on alimente le transducteur à sa fréquence d'antirésonance.

On observe deux types de formes d'ondes pour les courants :

- . 1er type : le débit d'un interrupteur commence par celui de sa diode et se poursuit par celui de son transistor. C'est ce qui se passe pour les interrupteurs  $K_1$  et  $K_4$ .
- . 2e type : le débit d'un interrupteur commence par celui de son transistor et se poursuit par celui de sa diode. C'est ainsi que fonctionnent  $K_3$  et  $K_2$ .

- La figure 3.13 correspond à un courant  $i$  *en quadrature avant* sur le fondamental de la tension  $v$ . Cela correspond approximativement à l'attaque du transducteur à une fréquence supérieure à sa fréquence d'antirésonance ; il a alors un comportement capacitif.

Pour les quatre interrupteurs, la forme d'onde du courant est du deuxième type.

- La figure 3.14 a été tracée avec un courant  $i$  *en quadrature arrière* sur le fondamental de  $v$ . Cela correspond, en première approximation, à l'alimentation du transducteur à une fréquence inférieure à sa fréquence d'antirésonance.

Pour les quatre interrupteurs, la forme d'onde du courant est du premier type.

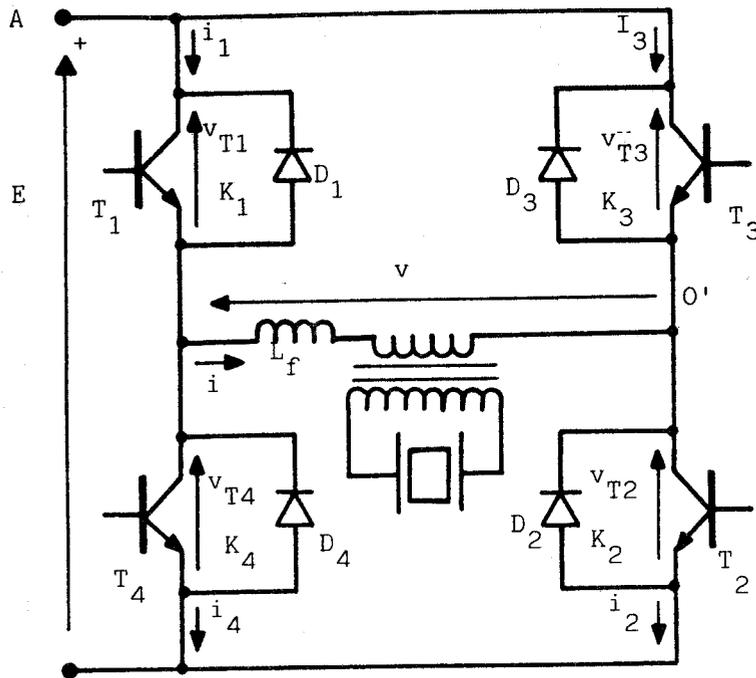


Figure 3.11

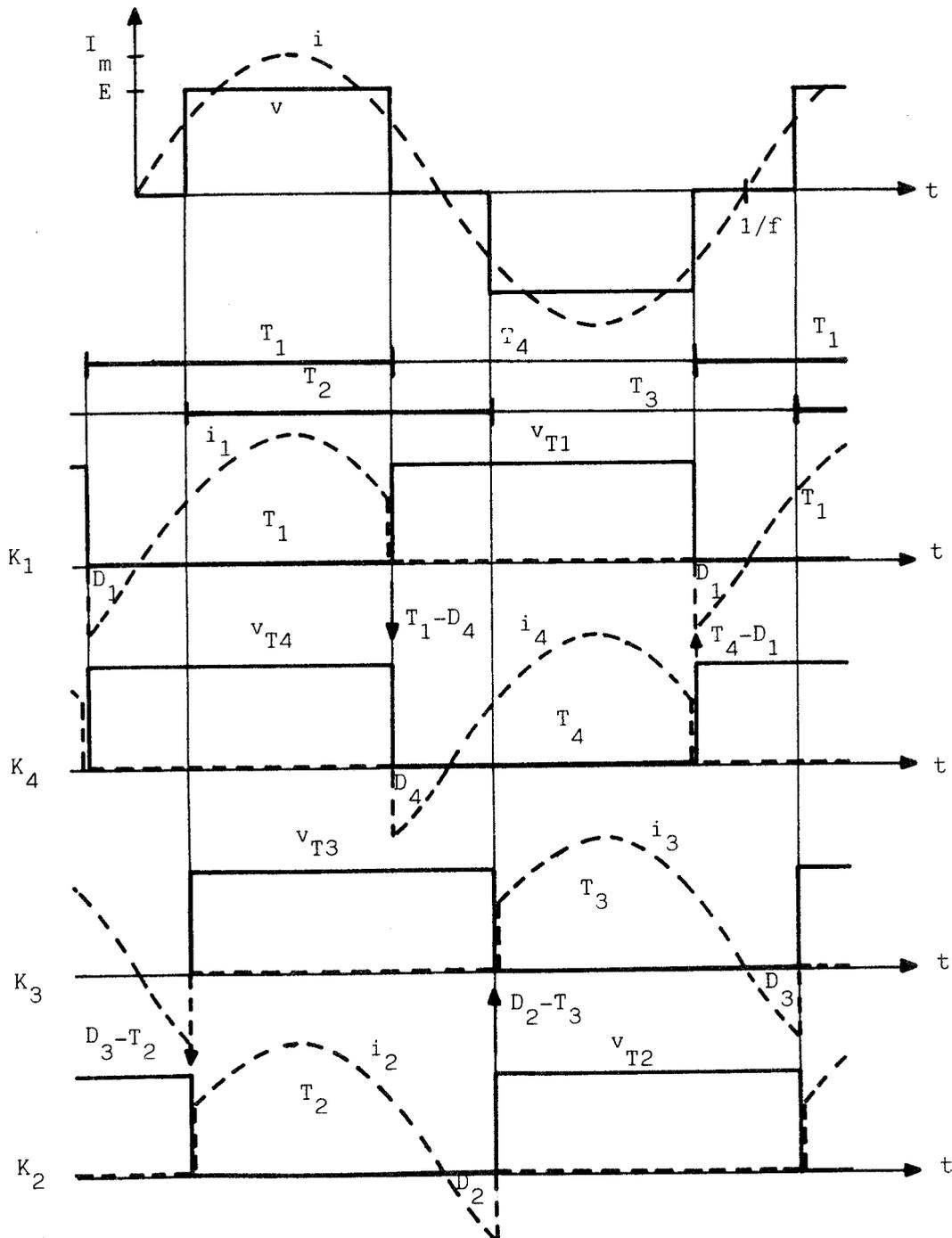


Figure 3.12



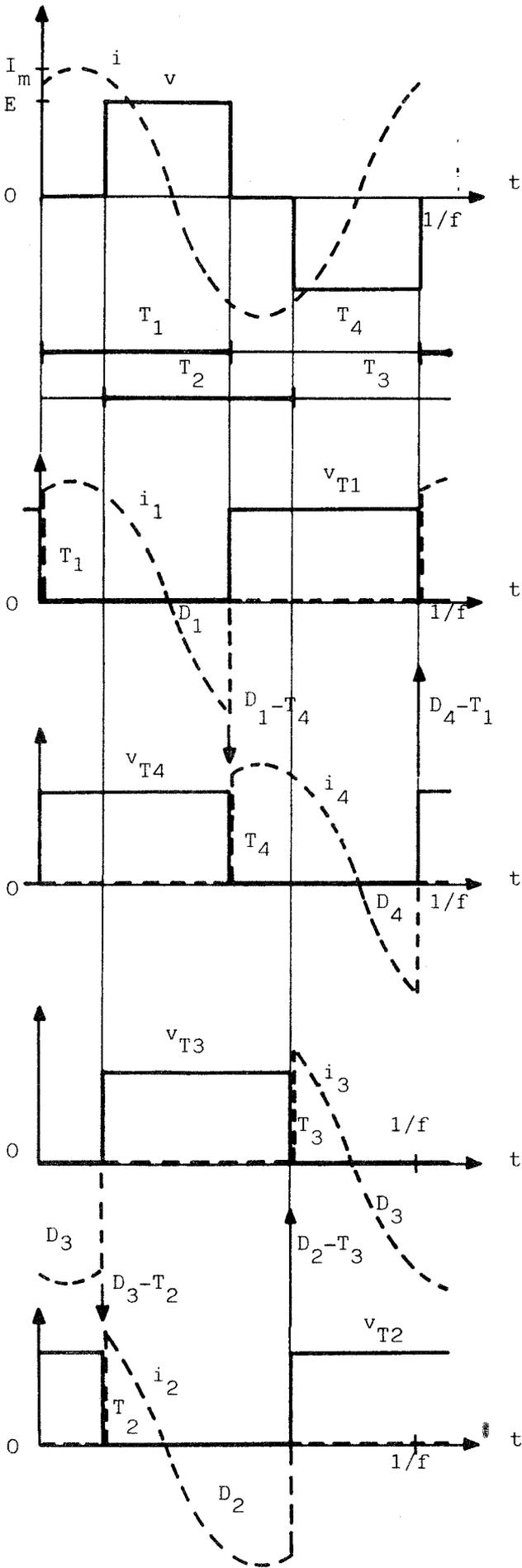


Figure 3.13

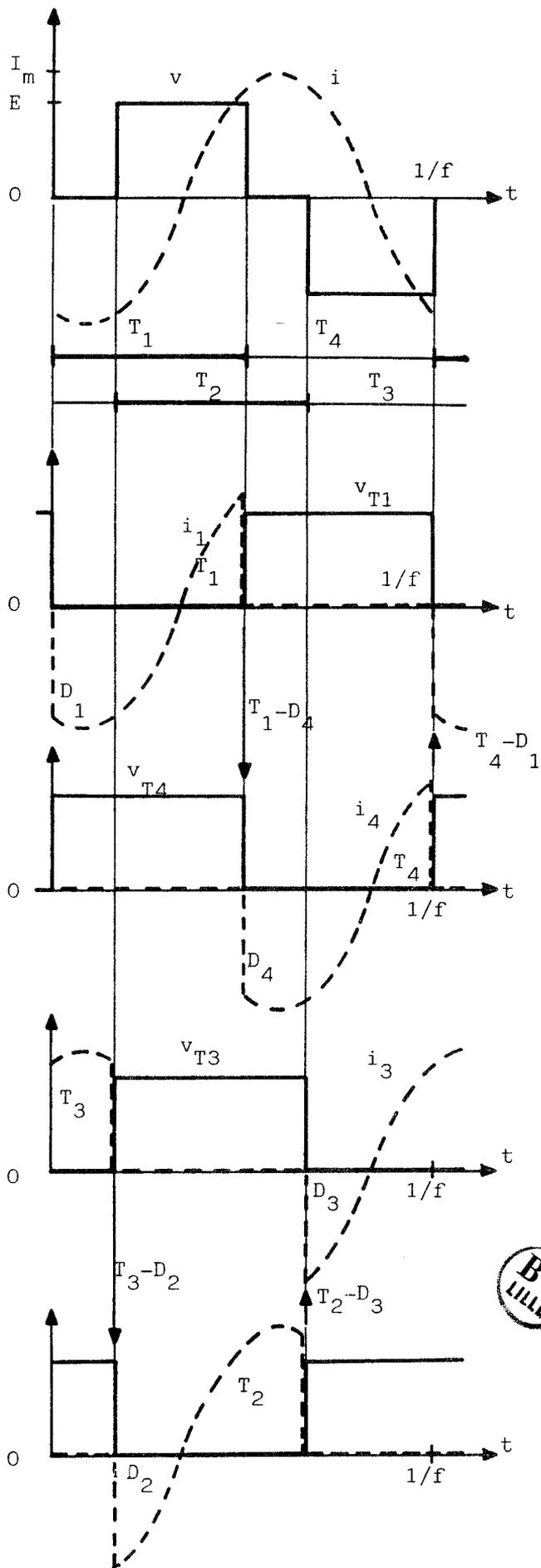


Figure 3.14



### III.2. Les commutations à réaliser

Sur les figures 3.12, 3.13 et 3.14 on a indiqué les commutations produites par la commande des transistors en indiquant de quel semiconducteur à quel semiconducteur le courant  $|i|$  était transféré.

#### III.2.1. Commutations transistor-diode

Ce sont les commutations correspondant au premier type de formes d'ondes. Sur récepteur très inductif toutes les commutations sont de ce type.

On retrouve exactement les commutations OFF du hacheur série débitant sur charge inductive (Chp. 2, §II.2). La figure 3.15 montre par exemple le schéma équivalent lors de la commutation  $T_4-D_1$  alors que  $T_3$  conduit.

La commutation est provoquée par l'impulsion négative de courant sur la base du transistor à bloquer<sup>(1)</sup>.

La seule précaution à prendre est de ne pas envoyer le courant positif de base sur le transistor complémentaire avant d'être sûr que celui qu'on bloque est effectivement bloqué, sinon on mettrait en court-circuit la source. L'*intervalle* entre le signal de déblocage d'un transistor et le signal de fermeture du transistor en série avec lui doit être supérieur au temps de commutation OFF du premier.

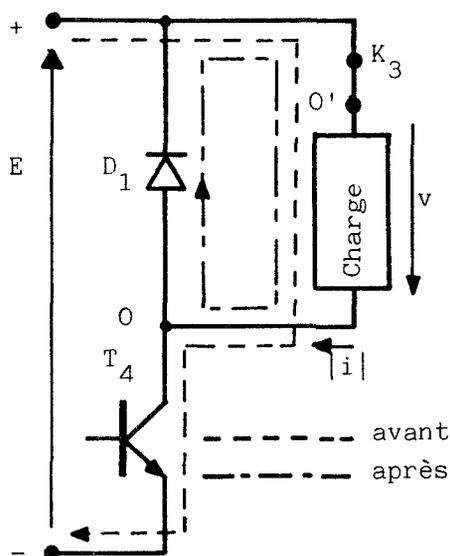


Figure 3.15

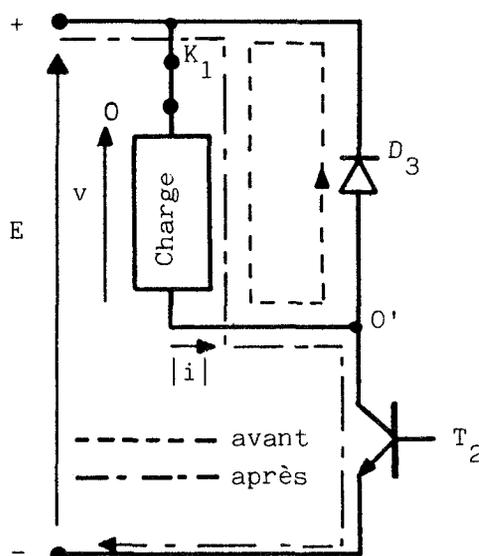


Figure 3.16

(1) Cette commutation, la plus difficile dans le cas d'un onduleur à thyristors, est facilitée ici par le fait qu'un transistor est un "interrupteur" à fermeture et ouverture commandées. Avec des thyristors pour ouvrir  $T_4$  il faudrait débloquent  $T_1$ , c'est la commutation indirecte ou par impulsions [11].

### III.2.2. Commutations diode-transistor

Ces commutations correspondent au deuxième type de forme d'onde et à toutes les commutations si le récepteur est capacitif.

On retrouve la commutation ON du hacheur série débitant sur charge inductive (Chp.2, §II.2). La figure 3.16 donne le schéma équivalent au montage lors de la commutation  $D_3-T_2$  alors que  $T_1$  conduit. La commutation est commandée par l'envoi d'un courant de base positif sur la base du transistor qu'on veut débloquent.

### III.2.3. Les commutations libres

Sur tous les tracés des formes d'ondes des courants  $i_1, i_2, i_3, i_4$  dans les quatre interrupteurs, on voit que ces quatre courants s'inversent durant la demi-période où ils ne sont pas nuls.

Le passage d'un de ces courants d'une valeur positive à une valeur négative, c'est-à-dire le transfert du courant du transistor à la diode montée en parallèle à ses bornes, s'effectue sans à-coup lors du passage par zéro. Il en est de même lors du débit d'un transistor succédant à celui de la diode montée à ses bornes, lorsque le courant passe par zéro par valeur croissante.

Comme l'intervalle de conduction d'un transistor, pendant la demi-période où l'interrupteur auquel il appartient doit être fermé, varie avec la nature du récepteur, il faut *commander sa fermeture pendant toute cette demi-période*.

Il apparait donc des intervalles où un transistor a sa base polarisée en direct alors que la tension  $V_{CE}$  à ses bornes est négative car elle égale la chute de tension directe, changée de signe, de la diode montée en parallèle inverse à ses bornes.

Il en résulte un faible *courant inverse* de collecteur, qui correspond à des pertes d'ordinaire négligeables.

Ce courant inverse serait gênant si on appliquait brutalement une tension positive aux bornes du transistor. Ce serait le cas, avec le premier type de forme d'onde, lors de la commutation  $D_1-T_4$  par exemple, si  $I_{B1}$  étant positif,  $v_{CE1}$  négatif à cause de la conduction de  $D_1$ , le rapide amorçage de  $T_4$  faisait monter  $v_{CE1}$  brusquement jusqu'à +E. Il en résulterait une pointe de courant  $I_{c1}$  pouvant aller, s'il n'y a pas d'inductance pour la limiter, jusqu'à la destruction du transistor.

Ce danger est écarté si, comme on l'a préconisé pour une autre raison au paragraphe III.2.1., on commande le blocage d'un transistor -même s'il n'est pas passant- un peu avant de débloquent celui qui est en série avec lui. Ce déblocage trouve le premier déchargé et avec une polarisation négative de sa base.

## CHAPITRE 4

### RECUPERATION D'ENERGIE DES CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION

L'encombrement et le coût des alimentations auxiliaires à 50Hz sont tels qu'il est intéressant d'en réduire le nombre. Or on verra au chapitre 5 que, pour réaliser l'onduleur en pont, on a besoin, outre l'alimentation principale à "haute tension", de 9 alimentations basse tension isolées.

D'autre part les contraintes imposées aux transistors de puissance constituant l'onduleur conduisent à utiliser des "snubbers".

Aussi nous avons pensé qu'il serait intéressant, au lieu de dissiper toute l'énergie des snubbers dans des résistances de décharge, d'en récupérer une partie pour réaliser les alimentations auxiliaires à basse tension.

Finalement l'équipement complet ne nécessitera, outre l'alimentation "haute tension", qu'une alimentation basse tension pour la logique de commande.

Après avoir présenté rapidement les études sur les snubbers pour justifier le choix du snubber classique à résistance unique, nous étudierons quantitativement celui-ci pour évaluer l'énergie qu'il met en jeu. Nous terminerons par la présentation du dispositif de récupération partielle proposé.

## I - LES DIVERS TYPES DE SNUBBERS

Les publications sur les réseaux d'aide à la commutation sont très nombreuses car beaucoup de schémas sont possibles.

A. FERRARO [22] a proposé une classification sous forme de tableau (tableau 4.1) et a donné un nom aux types les plus usuels.

### I.1. Les snubbers dissipatifs

Nous avons présenté (chp 2 §III) les snubbers conventionnels ou standards. L'énergie emmagasinée dans l'inductance du snubber de ON pendant la montée du courant et celle emmagasinée dans la capacité du snubber de OFF pendant la remontée de la tension sont dissipées dans une ou plusieurs résistances.

L'emploi de ces snubbers dans les convertisseurs en pont pose quelques problèmes sur lesquels nous reviendrons d'ailleurs. PEARSON et SEN [23] ont proposé un circuit mieux adapté à cette structure.

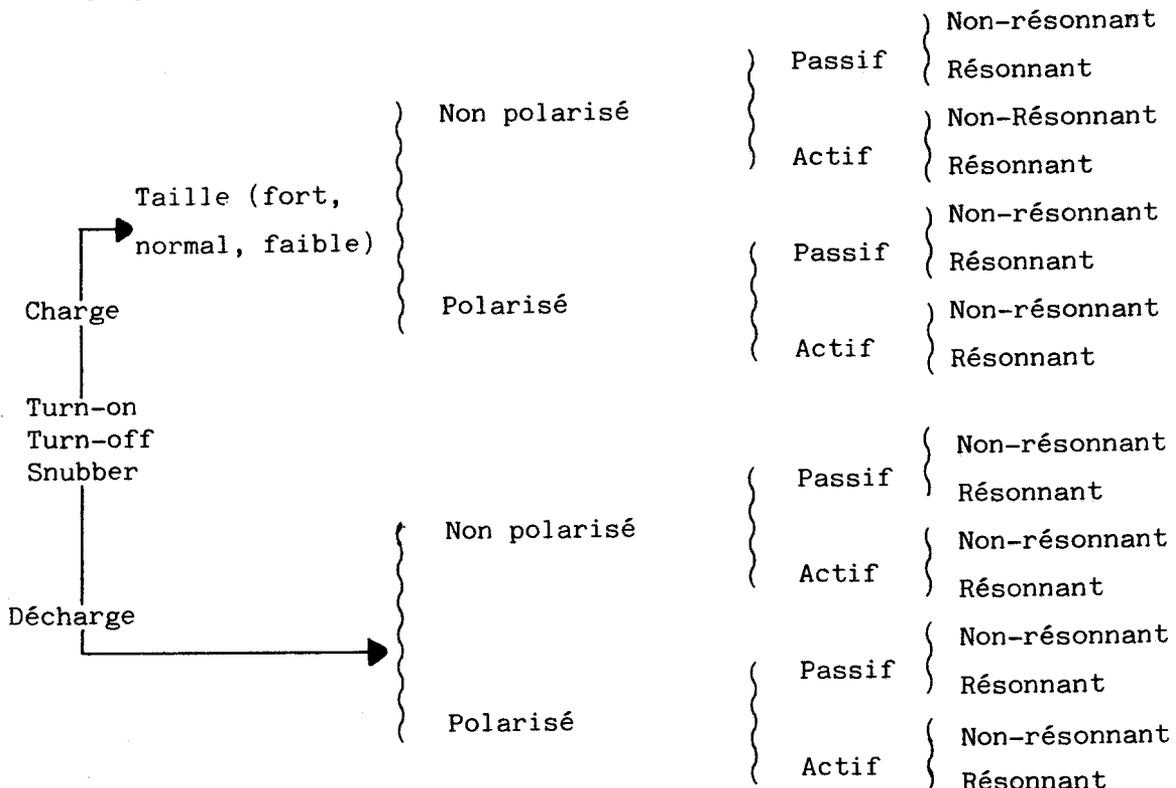


Tableau 4.1

## I.2. Les snubbers non dissipatifs

Dans ces snubbers, l'énergie emmagasinée pendant la commutation dans les capacités ou les inductances des snubbers est renvoyée dans la source ou dans la charge pendant une autre partie du cycle de fonctionnement.

RISCHMUELLER et LE PONNER [24], l'un pour une alimentation à découpage, l'autre pour un hacheur série, ont montré comment ils récupéraient l'énergie de la capacité du snubber de tension. BARRET [25] a proposé une version améliorée et précisé l'importance du choix des éléments.

ARCHES et FOCH [17] ont montré comment, avec un transformateur auxiliaire, récupérer l'énergie de l'inductance du snubber du courant. Ils ont mis en évidence les limitations dues l'une à l'inductance de fuite du transformateur de récupération, qui retarde le début de celle-ci, l'autre au courant magnétisant de ce transformateur, qui interrompt prématurément la récupération. Ils notent que le procédé, utilisé sur un hacheur 40 KW, serait d'une mise en oeuvre plus aisée sur un onduleur avec transformateur à point milieu.

La récupération de l'énergie des deux snubbers est plus aisée dans les convertisseurs comportant deux transistors en série, onduleur avec diviseur capacitif à l'entrée, onduleur en pont.

LAURITZEN et SMITH [26] ont expérimenté un schéma où les snubbers nécessitent 5 diodes, 2 inductances et 2 condensateurs par transistor principal. La configuration proposée par WILLIAMS [27] est très voisine.

## I.3. Le snubber utilisé

Les snubbers non dissipatifs n'ont théoriquement pas de pertes. En réalité, il y en a inévitablement car le transfert d'énergie à travers un condensateur et surtout à travers une inductance ou un semiconducteur consomme de l'énergie. Mais ces pertes sont nettement moins fortes que dans un snubber dissipatif.

Les snubbers non dissipatifs nécessitent beaucoup de composants supplémentaires d'où un coût et un encombrement importants. De plus la mise en oeuvre est assez compliquée.

Cela nous a donné l'idée de récupérer une partie de l'énergie des snubbers de tension et de courant, non pas pour la réinjecter dans la source ou la transférer à la charge, mais pour alimenter les circuits auxiliaires de commande des transistors de puissance.

La configuration de départ a été choisie très simple pour réduire au maximum le coût et l'encombrement. Nous utilisons le snubber standard à résistance unique (Conventional Combined Dissipative Snubber, dans la classification de FERRARO).

L'utilisation du snubber à résistance unique est intéressante quand on peut tolérer des pointes de courant et de tension notables. Un compromis doit être adopté, lors du choix de la résistance, entre ces pointes et la rapidité des commutations.

## II - LE SNUBBER A RESISTANCE UNIQUE

La figure 4.1 donne le schéma d'un interrupteur simple commandant le débit d'une source de tension  $E$  dans une charge inductive (hacheur série). A la charge, au transistor  $T$  et à la diode de roue libre  $D$ , on a ajouté un snubber à résistance unique. Il ne comporte que quatre éléments : l'inductance  $L$  de limitation de la montée de  $I_C$ , la capacité  $C_S$  de limitation de la montée de  $V_{CE}$ , la diode  $D_S$  et la résistance unique de décharge  $R_S$ . La figure indique l'ensemble des notations adoptées. On suppose le courant  $i$  constant, du moins pendant la durée des commutations.

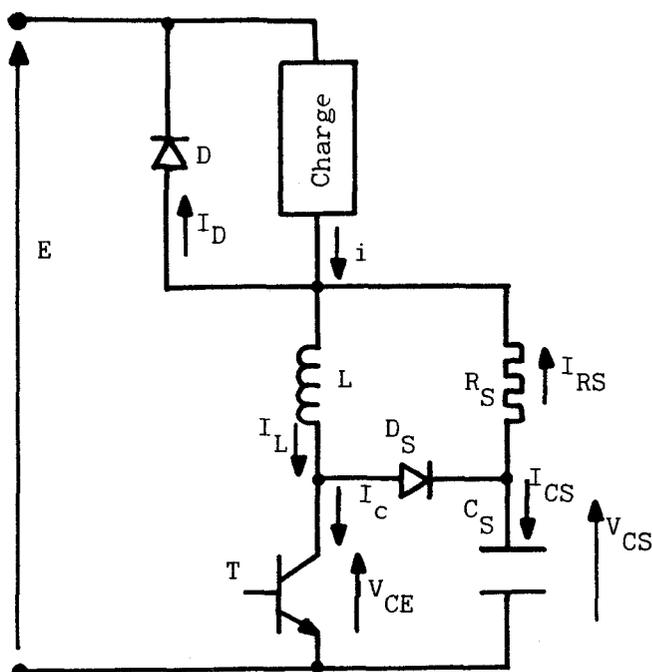


Figure 4.1

## II.1. Calcul approché des pertes

A l'aide d'importantes hypothèses simplificatrices, Mc MURRAY [16] a proposé un calcul des pertes par commutation et montré l'influence de la "taille" du snubber sur ces pertes.

### II.1.1. Hypothèses simplificatrices

- On suppose d'abord que l'impédance vue par le condensateur  $C_S$  durant sa décharge (donc pendant la conduction de T) est élevée. De même on suppose que l'impédance vue par l'inductance L pendant sa décharge (T est alors bloqué) est faible.

Ainsi on pourra négliger la surintensité et la surtension qui résultent, pour le transistor, de ces décharges.

- On suppose que, lors de la mise en conduction du transistor, la tension  $V_{CE}$  décroît linéairement avec une pente déterminée par les seules caractéristiques du transistor, tandis que la montée de  $I_C$  est déterminée par L.

De même, lors du blocage, on suppose la chute du courant  $I_C$  linéaire et fonction des seules caractéristiques du transistor ; la montée de  $V_{CE}$  est déterminée par  $C_S$ .

### II.1.2. La "taille" d'un snubber

Compte-tenu des hypothèses précédentes, la tension  $V_{CE}$  et le courant  $I_C$  peuvent présenter les formes d'ondes représentées sur la figure 4.2 :

a) pas de snubber : A la fermeture,  $V_{CE}$  attend que  $I_C$  ait atteint la valeur  $i$  pour commencer à décroître. A l'ouverture,  $I_C$  attend que  $V_{CE}$  ait atteint la valeur  $E$  pour commencer à décroître.

b) snubber de petite taille : A la fermeture, la montée de  $I_C$  est terminée au bout d'un temps  $t_1$  inférieur au temps de descente  $t_c$  de  $V_{CE}$ . De même à l'ouverture, la durée  $t_1$  de la remontée de  $V_{CE}$  est inférieure à la durée  $t_c$  de descente de  $I_C$ .

c) snubber de taille "normale" : Le temps de montée du courant au déblocage égale le temps de descente de la tension. Au blocage, le temps de remontée de la tension est égal au temps de descente du courant.

d) snubber de grande taille : L'augmentation de  $L$  fait que le courant  $I_c$  n'a pas atteint la valeur  $i$  à la fin de la descente de  $V_{CE}$ . Au blocage, l'augmentation de  $C_S$  fait que  $V_{CE}$  n'a pas atteint  $E$  à la fin de la descente de  $I_c$ .

La figure 4.3 montre les trajets du point de fonctionnement dans le système d'axes tension  $V_{CE}$  - courant  $I_c$  lors de la commutation ON. A la commutation OFF on aurait la même chose à condition de permuter  $V_{CE}$  et  $I_c$ .

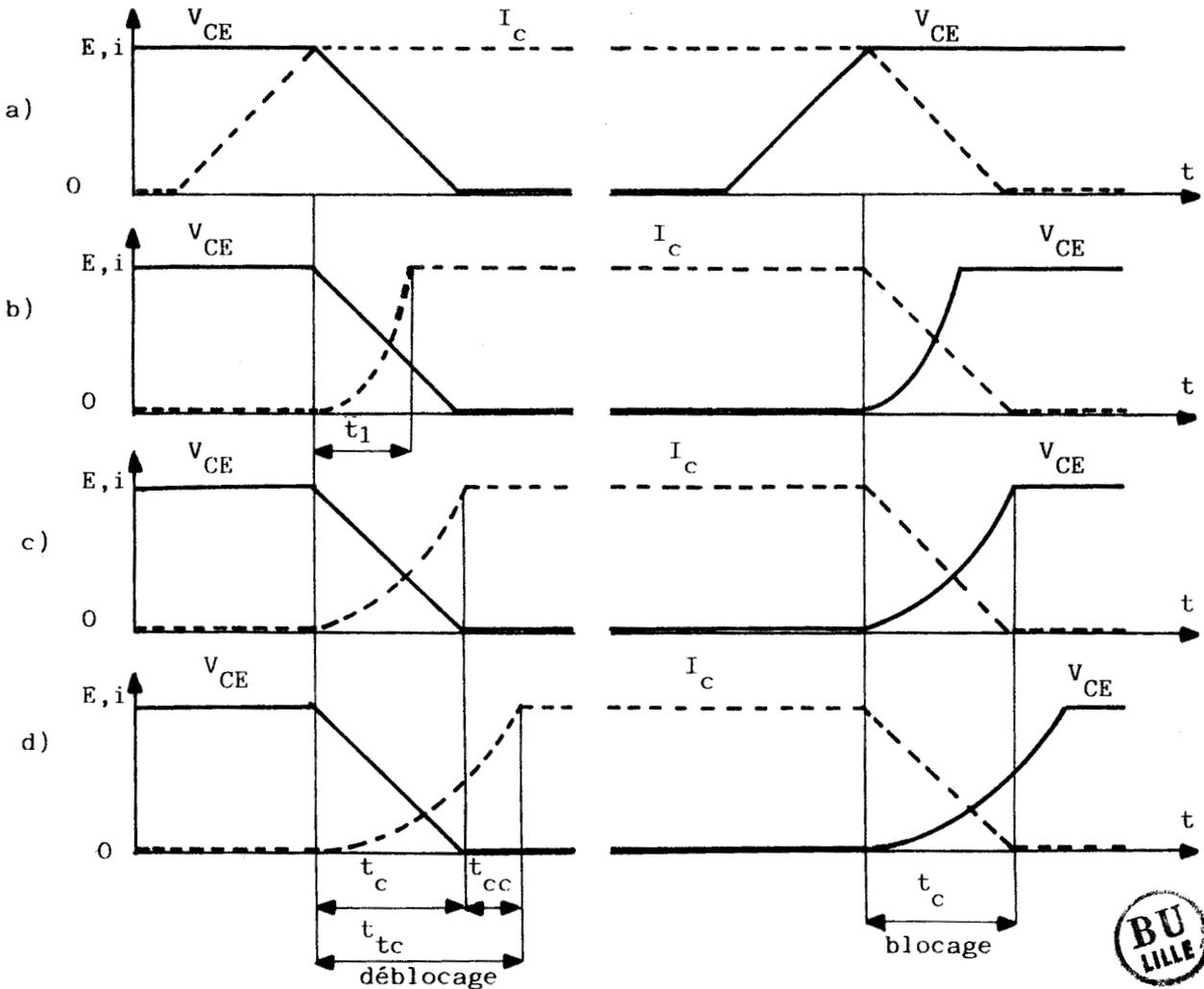


Figure 4.2

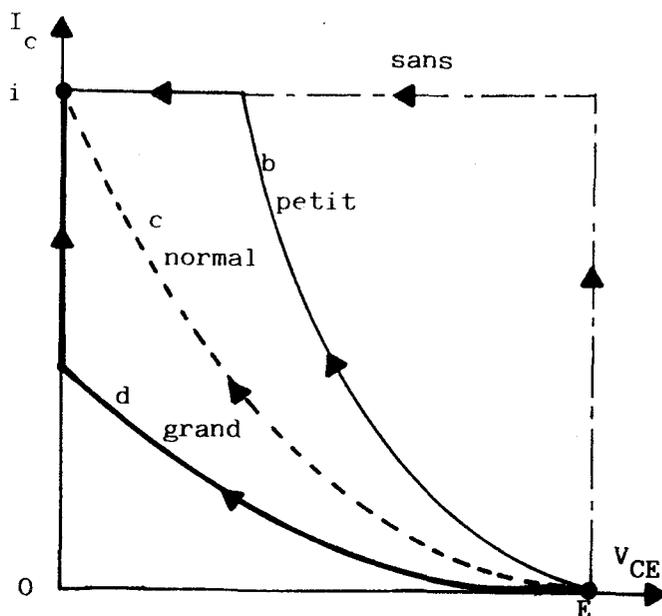


Figure 4.3

Il est évident que les qualificatifs petit, normal, grand sont relatifs. La "normalité" du snubber correspond à des valeurs particulières de  $E$ , de  $i$  et de  $t_c$ . Le temps  $t_c$  diffère à la fermeture et au blocage; il est fonction du courant  $i$  à commuter et du snubber lui-même.

Nous allons calculer les pertes lors de la commutation ON ; on verra que les relations obtenues sont transposables pour obtenir les pertes à la commutation OFF.

### II.1.3. Valeur de l'inductance du snubber de "taille" normale

L'inductance  $L$  du snubber de courant a la valeur  $L_n$  correspondant à la taille normale si, à la fin de la descente linéaire de la tension  $V_{CE}$ , le courant  $I_c$  atteint la valeur  $i$  (figure 4.2c).

Pendant l'intervalle de commutation,  $V_{CE}$  a pour expression

$$V_{CE} = E \left( 1 - \frac{t}{t_c} \right)$$

La tension aux bornes de  $L$  étant égal à  $E - V_{CE}$ , de

$$L \frac{dI_c}{dt} = E - E \left( 1 - \frac{t}{t_c} \right) = E \frac{t}{t_c} ,$$

on déduit l'expression du courant collecteur

$$I_c = \frac{E}{2L t_c} t^2 \tag{4.1}$$

Pour  $L$  égale à  $L_n$ ,  $I_c$  atteint la valeur  $i$  pour  $t = t_c$ . D'où la valeur de  $L_n$

$$L_n = \frac{E t_c}{2i} \quad (4.2)$$

#### II.1.4. Pertes dans un snubber série de grande taille

- Si  $L$  est supérieur à  $L_n$  (figure 4.2d), au bout du temps  $t_c$ ,  $I_c$  n'a atteint que la valeur  $I_{co}$ .

D'après la relation (4.1)

$$I_{co} = \frac{E}{2L} t_c \quad (4.3)$$

ou, puisque  $E t_c$  égale  $2 L_n i$ ,

$$I_{co} = i \frac{L_n}{L} \quad (4.4)$$

Ensuite,  $V_{CE}$  étant nul, la croissance de  $I_c$  est donnée par

$$\frac{dI_c}{dt} = \frac{E}{L}$$

Le temps  $t_{cc}$  mis par  $I_c$  pour passer de  $I_{co}$  à  $i$  est donc

$$t_{cc} = \frac{L}{E} (i - I_{co})$$

ou, d'après (4.4)

$$t_{cc} = \frac{L I_{co}}{E} \left( \frac{L}{L_n} - 1 \right)$$

ou, d'après (4.3),

$$t_{cc} = \frac{t_c}{2} \left( \frac{L}{L_n} - 1 \right)$$

Le temps total de commutation est :

$$t_{tc} = t_c + t_{cc} \quad t_{tc} = \frac{t_c}{2} \left( 1 + \frac{L}{L_n} \right)$$

- La puissance instantanée dissipée dans le transistor pendant l'intervalle  $t_c$  est donnée par

$$p = V_{CE} I_c = E \left( 1 - \frac{t}{t_c} \right) \frac{E}{2L t_c} t^2 = \frac{E^2}{2L t_c^2} t^2 (t_c - t)$$

Elle passe par un maximum ( $dp/dt=0$ ) pour  $t = \frac{2}{3}t_c$

$$p_{\max} = \frac{2}{27} \frac{E^2 t_c}{L}$$

$$p_{\max} = \frac{4}{27} \frac{L_n}{L} Ei \quad (4.5)$$

Les pertes dans le transistor sont

$$P = f \int_0^{t_c} p dt = \frac{E^2 t_c^2}{24 L} f ,$$

en désignant par  $f$  la fréquence de fonctionnement.

$$P = \frac{E i t_c}{12} \frac{L_n}{L} f \quad (4.6)$$

Les pertes dans le snubber série, qui reçoit une énergie  $\frac{1}{2}Li^2$  à chaque commutation (énergie ensuite dissipée) sont

$$P_S = \frac{1}{2} Li^2 f$$

$$P_S = \frac{E i t_c}{4} \frac{L}{L_n} f \quad (4.7)$$

D'où les pertes totales dues aux commutations ON

$$P_{\text{tot}} = P + P_S$$

$$P_{\text{tot}} = \frac{E i t_c}{2} \left( \frac{1}{6} \frac{L_n}{L} + \frac{1}{2} \frac{L}{L_n} \right) f \quad (4.8)$$

A valeur donnée du produit  $E i t_c f$ , quand  $L$  (supérieur à  $L_n$ ) croît,  $P$  diminue,  $P_S$  et  $P_{\text{tot}}$  augmentent.

#### II.1.5. Pertes dans un snubber de petite taille

Si  $L$  est inférieur à  $L_n$ ,  $I_c$  atteint la valeur  $i$  au bout du temps  $t_1$  inférieur à  $t_c$  (figure 4.2b).

$$\text{Pour } 0 < t < t_c, V_{CE} = E \left(1 - \frac{t}{t_c}\right). \text{ Pour } 0 < t < t_1, I_c = \frac{E}{2L t_c} t^2$$

$$\text{Pour } t_1 < t < t_c, I_c = i.$$

Le temps de montée  $t_1$  du courant est donné par

$$\frac{E}{2L t_c} t_1^2 = i, \text{ donc } t_1 = \sqrt{2 \frac{L i t_c}{E}}$$

ou, compte tenu de (4.2),

$$t_1 = \sqrt{\frac{L}{L_n}} t_c \quad (4.9)$$

- La puissance instantanée dissipée dans le transistor a pour expression :

$$p = \frac{E^2}{2L} \left(1 - \frac{t}{t_c}\right), \text{ pour } 0 < t < t_1$$

$$p = Ei \left(1 - \frac{t}{t_c}\right), \text{ pour } t_1 < t < t_c$$

Si  $t_1$  est plus grand que  $\frac{2}{3}t_c$ ,  $p$  passe par son maximum au cours du premier intervalle

$$P_{\max} = \frac{4}{27} \frac{L_n}{L} Ei \quad (4.10)$$

Si  $t$  est inférieur à  $\frac{2}{3}t_c$ , le maximum se produit pendant le second

$$P_{\max} = Ei \left(1 - \sqrt{\frac{L}{L_n}}\right) \quad (4.10')$$

- Les pertes dissipées dans le transistor, calculées par

$$P = f \left( \int_0^{t_1} \frac{E^2}{2L} \left(1 - \frac{t}{t_c}\right) \frac{t^2}{t_c} dt + \int_0^{t_c} Ei \left(1 - \frac{t}{t_c}\right) dt \right)$$

ont pour valeur

$$P = \frac{Ei t_c}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{L}{L_n}} + \frac{1}{2} \frac{L}{L_n}\right) f \quad (4.11)$$

En ajoutant les pertes dans le snubber, encore données par

$$P_S = \frac{E i t_c}{4} \frac{L}{L_n} f$$

on obtient les pertes totales

$$P_{\text{tot}} = P + P_S = \frac{E i t_c}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{L}{L_n}} + \frac{L}{L_n}\right) f \quad (4.12)$$

- En dérivant  $P_{tot}$  par rapport à  $L/L_n$  on voit que les pertes totales sont minimales pour

$$L/L_n = 4/9$$

La valeur de ce minimum est

$$P_{tot\min} = \frac{5}{9} \frac{E i t_c}{2} f$$

Lors de ce minimum on a

$$P = \frac{1}{3} \frac{E i t_c}{2} f \quad ; \quad P_S = \frac{2}{9} \frac{E i t_c}{2} f$$

### II.1.6. Caractéristiques. Extension aux commutations OFF

- A partir des relations précédentes, Mc MURRAY a établi les caractéristiques de la figure 4.4.

Elles montrent, en fonction de  $L/L_n$ , les variations  
 . de la pointe de puissance instantanée dissipée dans le transistor  $p_{max}$  rapportée à  $Ei$ .  
 . des pertes dans le transistor  $P$ , dans le snubber  $P_S$  et totales  $P_{tot}$  rapportées aux pertes dans le transistor  $P_0$  lorsqu'il n'y pas de snubber.

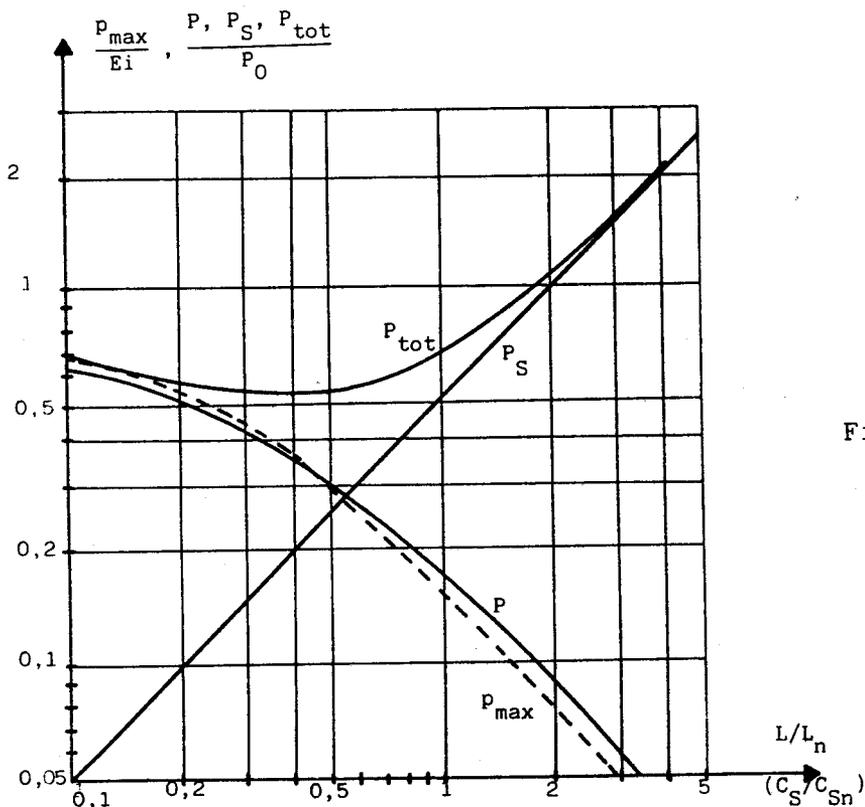


Figure 4.4

- On peut utiliser les résultats obtenus pour la commutation ON pour la commutation OFF à condition de remplacer  $L_n$  par  $C_{Sn}$ ,  $L$  par  $C_S$ .

- Ces courbes, malgré l'imprécision liée aux nombreuses hypothèses nécessaires pour les établir, montrent bien

. que l'accroissement de la taille des snubbers réduit les pointes de puissance instantanée dissipée dans le transistor.

. qu'en augmentant la taille on réduit les pertes dans le transistor, mais on augmente les pertes dans les snubbers,

. que les pertes totales varient peu du moins tant que la taille est inférieure à la normale. Au-delà, les pertes totales croissent à peu près comme la taille.

## II.2. La décharge de la capacité et de l'inductance du snubber

La valeur à donner à la *résistance*  $R_S$  du snubber est déterminée par la décharge de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C_S$ .

Si l'inductance  $L$  se décharge trop lentement pendant l'interval-

Si l'inductance  $L$  se décharge trop lentement pendant l'intervalle de blocage du transistor, si la capacité  $C_S$  se décharge trop lentement pendant son intervalle de conduction, cela limite la fréquence possible de fonctionnement en imposant de donner une durée relativement importante à chacun de ces intervalles.

Si l'on veut accélérer les décharges, il faut tolérer une forte pointe de courant à la fin de l'établissement de celui-ci, une forte pointe de tension à la fin du rétablissement de celle-ci.

La recherche d'un compromis est plus délicate dans le cas du snubber à résistance unique intervenant dans la décharge de l'inductance et de la capacité.

Les hypothèses utilisées dans le paragraphe précédent pour la détermination de  $L$  et de  $C_S$  ne peuvent être conservées pour la détermination de  $R_S$ . On ne peut plus négliger la surtension et la surintensité puisque précisément on doit choisir  $R_S$  en fonction de leur limitation.

Mc MURRAY [16] a proposé une étude plus précise du fonctionnement du montage de la figure 4.1. Nous la présentons après l'avoir complétée.

## II.2.1. Décharge de $C_S$ à la mise en conduction

### a) Description du fonctionnement. Mise en équation

Si le transistor est bloqué depuis un temps suffisant, la tension  $V_{CS}$  aux bornes du condensateur est égale à  $+E$ .

Lorsqu'on débloque le transistor, à cause de l'inductance  $L$ , le courant  $I_C$  ne peut monter que si la tension  $V_{CE}$  descend. Tant que  $I_C$  est inférieur à  $i$ , la diode de roue libre conduit, la tension aux bornes de l'ensemble  $R_S-C_S$  reste égale à  $+E$ , le condensateur  $C_S$  ne peut se décharger.

C'est lorsque  $I_C$  atteint la valeur  $i$ , que  $D$  se bloque et que la décharge de  $C_S$  commence. (Nous prendrons cet instant comme origine des temps pour les calculs ultérieurs).

Le schéma équivalent est alors celui de la figure 4.5 où on a négligé la chute de tension dans le transistor. Le courant de décharge  $I_{CS}$  du condensateur de blocage passe par  $R_S$ ,  $L$  et  $T$ . Le récepteur se comporte comme un générateur de courant parfait débitant  $i$ .

La diode  $D_S$  ayant à ses bornes la tension  $-V_{CS}$  ne peut conduire tant que  $C_S$  n'est pas totalement déchargé.

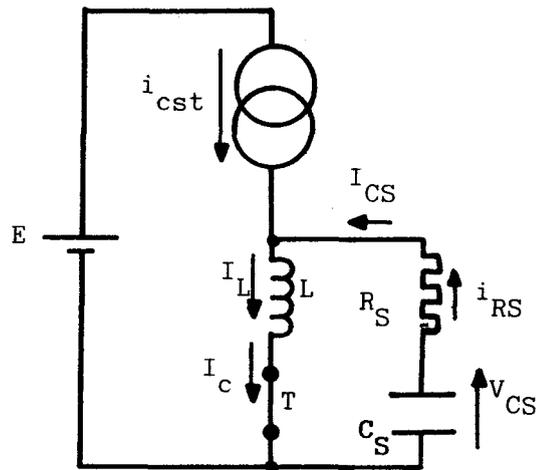


Figure 4.5

On retrouve le problème classique en électronique de puissance [11], de la décharge d'un condensateur dans un circuit RLC.

La tension  $V_{CS}$  et le courant  $I_{CS}$  sont régis par les équations

$$\left\{ \begin{array}{l} L C_S \frac{d^2 V_{CS}}{dt^2} + R_S C_S \frac{d V_{CS}}{dt} + V_{CS} = 0 \\ I_{CS} = -C_S \frac{d V_{CS}}{dt} \end{array} \right. \quad (4.13)$$

avec

$$\begin{aligned} (V_{CS})_{t=0} &= E & , & (V_{CS})_{t \rightarrow \infty} = 0 \\ \left(\frac{d V_{CS}}{dt}\right)_{t=0} &= 0 & , & \left(\frac{d V_{CS}}{dt}\right)_{t \rightarrow \infty} = 0 \end{aligned}$$

Ayant  $I_{CS}$  on passe au courant dans l'inductance ou dans le transistor par

$$I_L = I_C = i + I_{CS} \quad , \quad i \text{ étant supposé constant}$$

Il est commode d'utiliser les notations usuelles et de désigner par  $\alpha$  le coefficient d'amortissement, par  $\omega_0$  la pseudo-pulsation et par  $z$  leur quotient

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = \frac{R_S}{2L} \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_S}} \\ z = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R_S}{2} \sqrt{\frac{C_S}{L}} \end{array} \right. \quad (4.14)$$

#### b) Les trois types de décharge

- 1er cas :  $z < 1$  (amortissement faible)

Si  $z$  est inférieur à 1, les deux racines de l'équation caractéristique correspondant à l'équation différentielle du second ordre (4.13) sont complexes et conjuguées : le régime est pseudo-périodique

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{CS} = \frac{E}{\sqrt{1-z^2}} e^{-\alpha t} \cos(\omega_0 \sqrt{1-z^2} t - \varphi) \\ I_{CS} = C_S \omega_0 E \frac{e^{-\alpha t}}{\sqrt{1-z^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-z^2} t) \end{array} \right.$$

avec  $\varphi = \text{Arc sin } z$

Le courant  $I_{CS}$  atteint son maximum pour

$$t_{\max} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1-z^2}} \left( \frac{\pi}{2} - \varphi \right)$$

et ce maximum est égal à

$$I_{CS\max} = C_S \omega_0 E e^{-\alpha t_{\max}}$$

La tension aux bornes de la capacité s'annule pour

$$t^* = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1-z^2}} \left( \frac{\pi}{2} + \varphi \right)$$

A noter qu'à partir de  $t=t^*$ , la diode  $D_S$  du snubber devient conductrice et permet à  $I_L$  de redescendre jusqu'à la valeur  $i$  qu'il conserve ensuite.

$$\begin{aligned} \text{pour } t > t^* \quad , \quad V_{CS} = 0 \quad , \quad I_C = i \\ I_L = i + I_{CS}(t^*) e^{-\frac{R_S}{L}(t-t^*)} = I_{RS} \end{aligned}$$

La figure 4.6 donne les formes d'ondes de  $V_{CS}$ ,  $I_{CS}$  et  $I_L$ , de  $V_{CE}$  et  $I_C$ . Juste avant et juste après le début de la décharge  $LdI_L/dt=E$ ; l'onde de courant  $I_L$  ne présente donc pas de point anguleux.

- 2e cas :  $z = 1$  (amortissement critique)

Pour  $z$  égal à 1, l'équation caractéristique présente une racine double égale à  $\alpha$  ou  $\omega_0$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{CS} = E (1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t} \\ I_{CS} = C_S \omega_0^2 E t e^{-\omega_0 t} \end{array} \right.$$

D'où la valeur du maximum de  $I_{CS}$  et l'instant où il se produit :

$$t_{\max} = 1/\omega_0, \quad I_{CS\max} = C_S \omega_0 E e^{-1}$$

Les formes d'ondes ont la même allure que dans le cas suivant (figure 4.7).

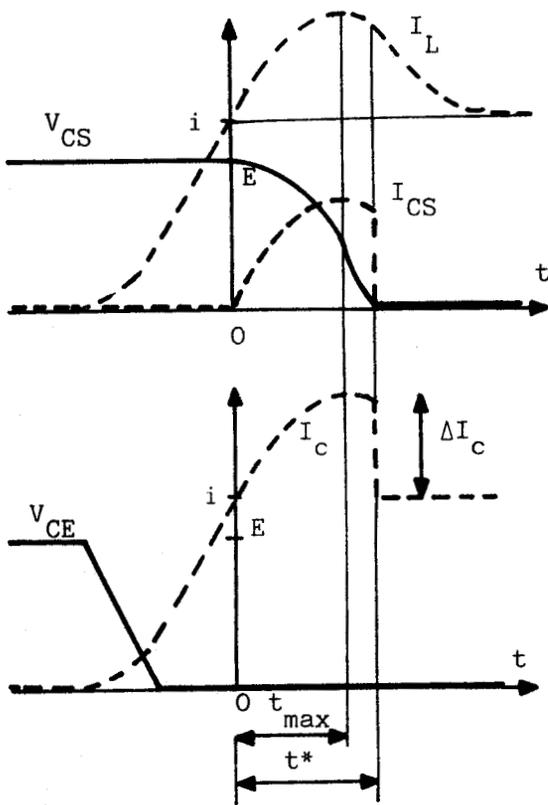


Figure 4.6

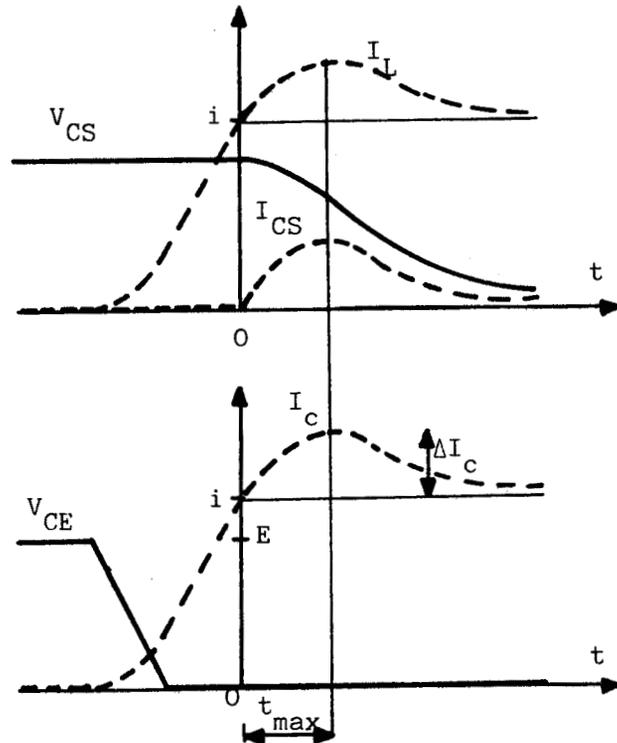


Figure 4.7



- 3e cas :  $z > 1$  (amortissement fort)

Si  $z$  est supérieur à l'unité, les deux racines sont réelles et négatives, le régime est apériodique

$$\begin{cases} V_{CS} = \frac{E}{r_2 - r_1} (r_2 e^{r_1 t} - r_1 e^{r_2 t}) \\ I_{CS} = C_S E \frac{r_1 - r_2}{r_1 - r_2} (e^{r_1 t} - e^{r_2 t}) \end{cases}$$

avec  $r_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$   
 $r_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$

Le maximum de courant est atteint pour  $t_{\max} = \frac{\text{Log}(r_2/r_1)}{r_1 - r_2}$  et a pour valeur

$$I_{CS\max} = \frac{C_w^2 E}{r_1 - r_2} (e^{r_1 t_{\max}} - e^{r_2 t_{\max}})$$

Pour  $z$  égal ou supérieur à 1, les formes d'ondes sont celles de la figure 4.7.

La capacité ne se décharge qu'au bout d'un temps théoriquement infini. Cela entraîne des difficultés lors du blocage suivant qui provoquera la brusque application au transistor de la tension résiduelle.

### II.2.2. Décharge de L au blocage

#### a) Description du fonctionnement. Mise en équation

Si le transistor du schéma de la figure 4.1 conduit depuis un temps suffisant, le courant dans la charge, dans l'inductance L et dans le transistor T est égal à  $i$ .

- Lorsqu'on bloque T, tant que la diode de roue libre D ne conduit pas, la somme du courant  $I_c$  dans le transistor et du courant  $I_{CS}$  de charge du condensateur  $C_S$  reste constante et égale à  $i$ .

Ce courant passe en totalité par l'inductance L, car

$$L \frac{d I_L}{dt} = - R_S I_{RS}, \text{ avec } I_L - I_{RS} = \text{constante},$$

donne

$$L \frac{d I_{RS}}{dt} + R_S I_{RS} = 0$$

Le courant  $I_{RS}$ , ayant une valeur initiale nulle, reste nul.

- Lorsque la tension  $v_{CE}$  ( ou  $v_{CS}$  ) atteint la valeur  $+E$  (instant qu'on prend comme origine des temps), la diode de roue libre entre en conduction, la décharge de l'inductance commence.

Pendant cette décharge, la tension aux bornes du récepteur étant nulle du fait du débit de D, le transistor étant bloqué, le schéma équivalent au montage est tel que représenté sur la figure 4.8 .

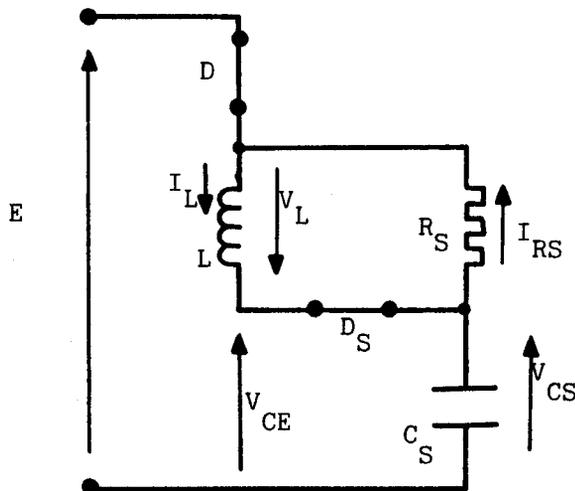


Figure 4.8

L'équation des tensions

$$L \frac{d I_L}{dt} + \frac{1}{C_S} \int (I_L - I_{RS}) dt = E$$

donne par dérivation

$$L \frac{d^2 I_L}{dt^2} - \frac{I_{RS}}{C_S} + \frac{I_L}{C_S} = 0$$

Puisque  $I_{RS} = -\frac{1}{R_S} L \frac{d I_L}{dt}$ , l'équation donnant  $I_L$  s'écrit :

$$L C_S \frac{d^2 I_L}{dt^2} + \frac{L}{R_S} \frac{d I_L}{dt} + I_L = 0 \quad (4.15)$$

La tension  $V_L$  aux bornes de l'inductance, comptée dans le sens indiqué sur la figure 4.8, est donnée par

$$V_L = -L \frac{d I_L}{dt}$$

avec

$$(I_L)_{t=0} = i \quad , \quad (I_L)_{t \rightarrow \infty} = 0$$

$$\left(\frac{d I_L}{dt}\right)_{t=0} = 0 \quad , \quad \left(\frac{d I_L}{dt}\right)_{t \rightarrow \infty} = 0$$

L'équation différentielle (4.15) donnant  $I_L$  durant la décharge de L est analogue à celle (4.13) donnant  $V_{CS}$  durant la décharge de  $C_S$ .

On peut utiliser tous les résultats établis au paragraphe précédent, à condition de remplacer

$V_{CS}$  par  $I_L$

$E$  par  $i$

$\alpha$ ,  $\omega_0$  et  $z$  par  $\alpha'$ ,  $\omega'_0$  et  $z'$

avec

$$\alpha' = \frac{1}{2R_S C_S}, \quad z' = \frac{1}{2R_S} \sqrt{\frac{L}{C_S}}; \quad (4.16)$$

la pseudo-pulsation  $\omega_0$  reste la même.

b) les trois types de décharge

1er cas :  $z' < 1$  (amortissement faible)

$$I_L = \frac{i}{\sqrt{1-z'^2}} e^{-\alpha' t} \cos(\omega_0 \sqrt{1-z'^2} t - \varphi')$$

avec

$$\varphi' = \text{Arc sin } z' e^{-\alpha' t}$$

$$V_L = L \omega_0 i \frac{1}{\sqrt{1-z'^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-z'^2} t)$$

La tension  $V_L$  passe par un maximum

$$V_{L\max} = L \omega_0 i e^{-\alpha' t_{\max}} \text{ avec } t_{\max} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1-z'^2}} \left( \frac{\pi}{2} - \varphi' \right)$$

Le courant  $I_L$  s'annule pour

$$t^* = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1-z'^2}} \left( \frac{\pi}{2} + \varphi' \right)$$

Pour  $t > t^*$ , la diode  $D_S$  est bloquée ; la tension  $V_{CE}$  reste constante et égale à  $+E$  ; la tension aux bornes de  $C_S$  tend vers  $+E$  en écoulant l'excès de charge à travers la résistance  $R_S$ .

$$V_{CS} = E + V_L(t^*) e^{-\left(\frac{t-t^*}{R_S C_S}\right)}$$

La figure 4.9 donne les formes d'ondes de  $I_L$ ,  $V_{CS}$  et  $V_L$  de  $I_C$  et  $V_{CE}$ .

2e cas :  $z' = 1$  (amortissement critique)

$$I_L = i (1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t}$$

$$V_L = L \omega_0^2 i t e^{-\omega_0 t}$$

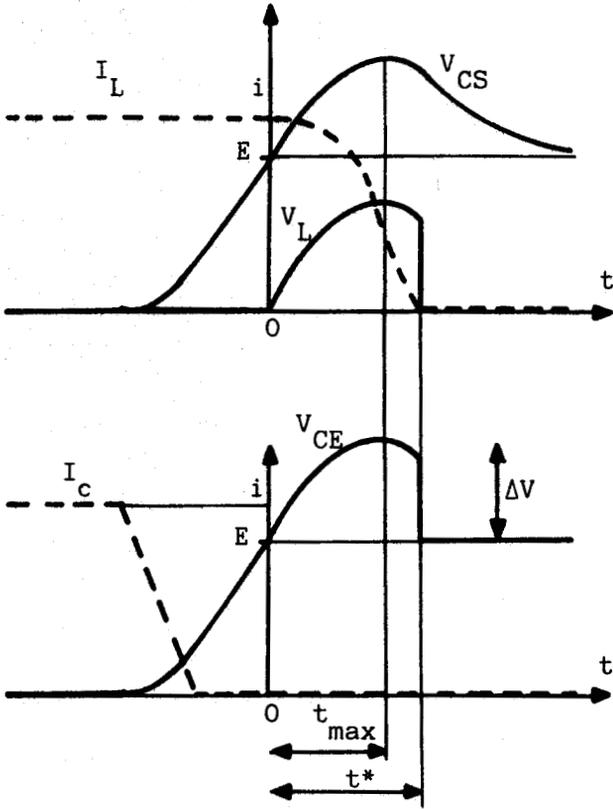


Figure 4.9

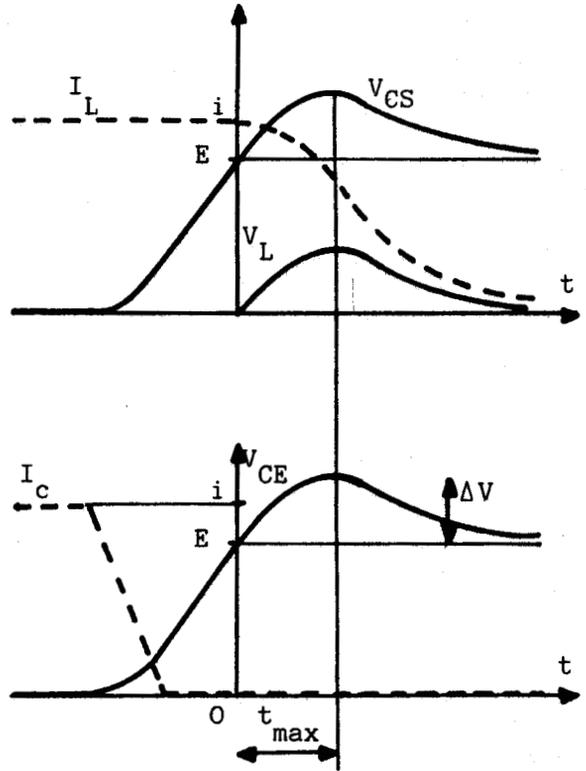


Figure 4.10

Le maximum de  $V_L$  et l'instant auquel il se produit sont donnés par

$$V_{Lmax} = L \omega_0 i e^{-1} \quad ; \quad t_{max} = 1/\omega_0$$

3e cas :  $z' < 1$  (amortissement fort)

$$I_L = \frac{i}{r'_2 - r'_1} (r'_2 e^{r'_1 t} - r'_1 e^{r'_2 t})$$

$$V_L = L i \frac{r'_1 r'_2}{r'_1 - r'_2} (e^{r'_1 t} - e^{r'_2 t})$$

$$V_{Lmax} = L i \frac{r'_1 r'_2}{r'_1 - r'_2} (e^{r'_1 t_{max}} - e^{r'_2 t_{max}})$$

avec

$$r'_1 = -\alpha' + \sqrt{\alpha'^2 - \omega_0^2}$$

$$r'_2$$

$$t_{max} = \frac{1}{r'_1 - r'_2} \text{Log} \frac{r'_2}{r'_1}$$

Les formes d'ondes (figure 4.10) montrent que, pour  $z' \geq 1$ , la décharge de l'inductance n'est pas terminée à la fin de la commutation OFF. La mise en conduction suivante s'effectuera à partir d'un courant non nul.



### II.2.3. Caractéristique

L'analogie des relations donnant la surintensité  $\Delta I_c$  (égale à  $I_{CSmax}$ ) lors de la décharge de  $C_S$  et la surtension  $\Delta V_{CE}$  (égale à  $V_{Lmax}$ ) lors de la décharge de  $L$  permet de représenter par une courbe unique les contraintes imposées au transistor du fait du snubber.

Cette courbe (figure 4.11) donne

$$\frac{\Delta I_c}{C_S \omega_o E} \quad \text{en fonction de } z, \quad \text{égal à } \frac{R_S}{2} \sqrt{\frac{C_S}{L}}$$

$$\frac{\Delta V_{CE}}{L \omega_o i} \quad \text{en fonction de } z', \quad \text{égal à } \frac{1}{2R_S} \sqrt{\frac{L}{C_S}}$$

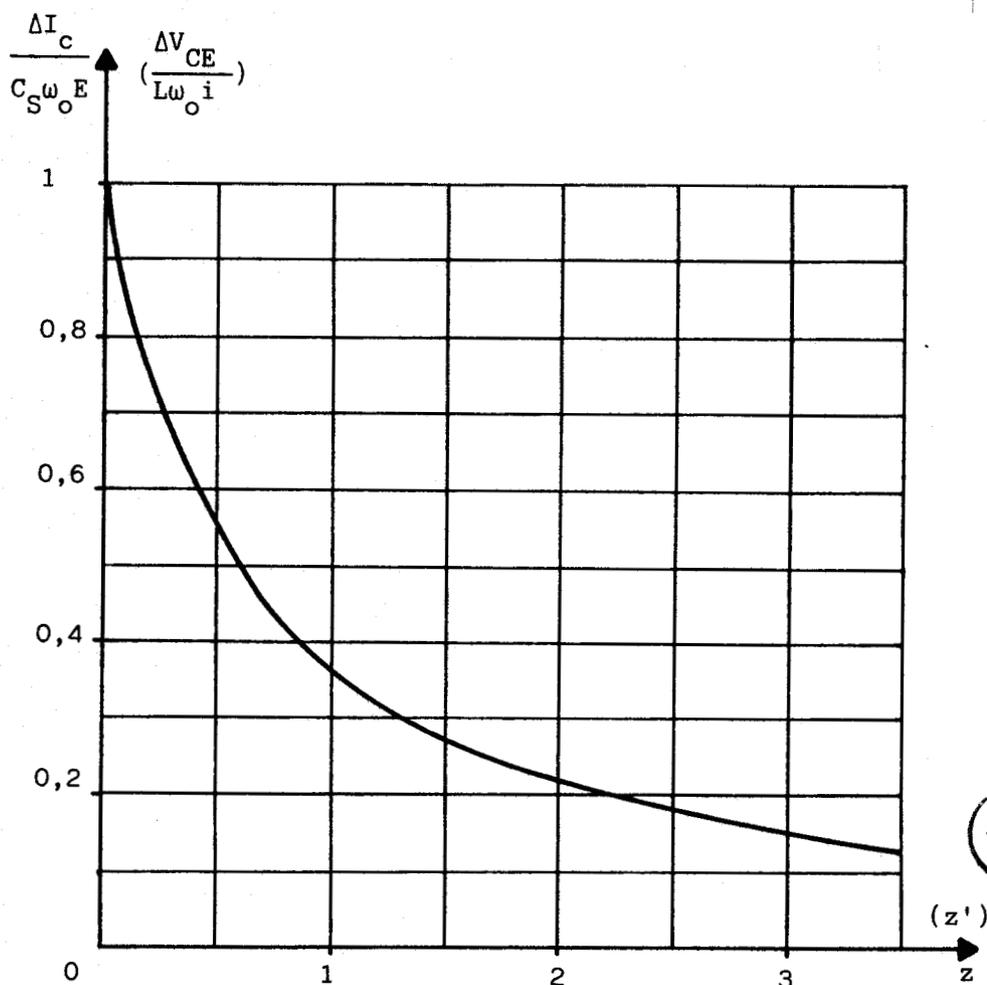


Figure 4.11

Le fait que  $z'$  égale  $1/4z$  donc que  $z$  et  $z'$  varient en sens inverse montre que lors du choix de  $R_S$  il faudra adopter un compromis entre les deux contraintes.

### III - LA RECUPERATION D'ENERGIE

#### III.1. Schéma adopté

Les circuits de commande de chacun des transistors de l'onduleur en pont nécessitent deux alimentations, l'une positive, l'autre négative (figure 4.12).

La récupération de l'énergie de la capacité nous permet de réaliser l'alimentation positive  $V_{CC}$ . Pour cela on utilise un diviseur capacitif :  $C_S$  est en réalité formé de deux condensateurs en série  $C_{S1}$  et  $C_{S2}$ . C'est la tension aux bornes de ce dernier qu'on redresse et filtre à l'aide de l'ensemble diode  $D_2$  - résistance  $R_2$  en série, capacité  $C_2$  - diode Zener  $DZ_2$  en parallèle.

La récupération de l'énergie de l'inductance sert à réaliser l'alimentation négative  $V^-$ . Pour cela on ajoute un enroulement secondaire sur  $L$ . La tension  $V_L n_2/n_1$  est redressée par un ensemble analogue au précédent formé par  $D_1-R_1$  en série,  $C_1-DZ_1$  en parallèle.

A noter que c'est l'alimentation positive qui est la plus sollicitée puisque c'est celle qui fournit le courant positif de commande.

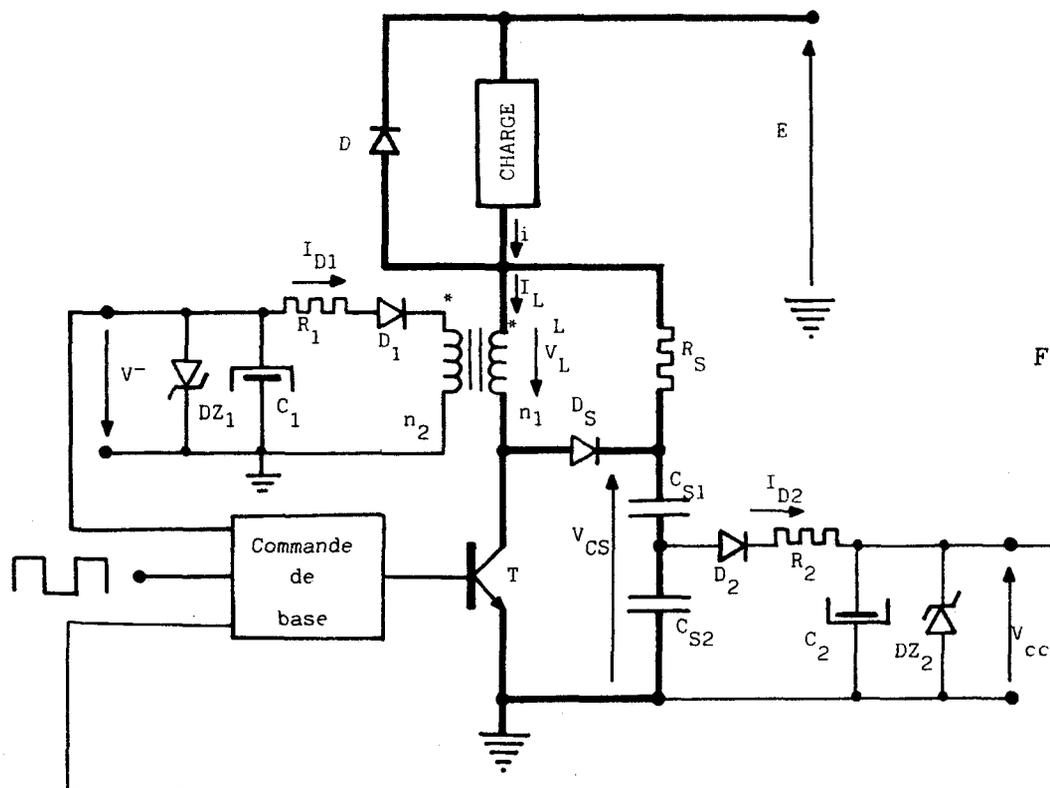


Figure 4.12



### III.2. Intervalles de récupération

L'étude de la récupération découle directement de celle du snubber effectuée au paragraphe précédent.

Le haut de la figure 4.13 rappelle la forme d'onde du courant  $I_C$  dans le transistor et de la tension  $V_{CE}$  à ses bornes. Cela permet de situer les intervalles de récupération par rapport aux intervalles de commutation.

Au-dessous on a reproduit la forme d'onde du courant  $I_L$  dans l'inductance  $L$  et de la tension  $V_L$  à ses bornes comptée dans le sens indiqué sur la figure 4.12, c'est-à-dire qu'elle est positive quand  $L$  se décharge. Cette tension est négative pendant la commutation ON et au début de la décharge de  $C_S$  ; elle présente ensuite une première partie positive. La seconde zone positive, de plus grande amplitude, se produit à la fin de la commutation OFF pendant la surtension aux bornes de  $C_S$ . C'est durant cet intervalle que l'on charge la capacité  $C_1$  de récupération quand  $V_L$  est supérieur à la tension  $V^-$  ramenée au primaire de l'inductance  $L$ . On a hachuré la surface correspondante.

- Au-dessous, on a tracé l'onde de  $V_{CS}$ . Cette tension est inférieure à  $+E$  pendant toute la période, sauf lors de la surtension suivant la commutation OFF. C'est durant cette surtension de fin de charge de  $C_S$  que l'on charge la capacité de récupération  $C_2$ . Quand  $V_{CS}$  ramenée à la sortie du diviseur capacitif, soit  $C_{S1} V_{CS} / (C_{S1} + C_{S2})$ , est supérieure à  $V_{CC}$  la diode  $D_2$  conduit (zone hachurée).

- On a rappelé, en bas de la figure 4.13, les intervalles de récupération en indiquant où se situent les débits des diodes de récupération  $D_1$  et  $D_2$ .

Les tracés de la figure 4.13 appellent quatre remarques :

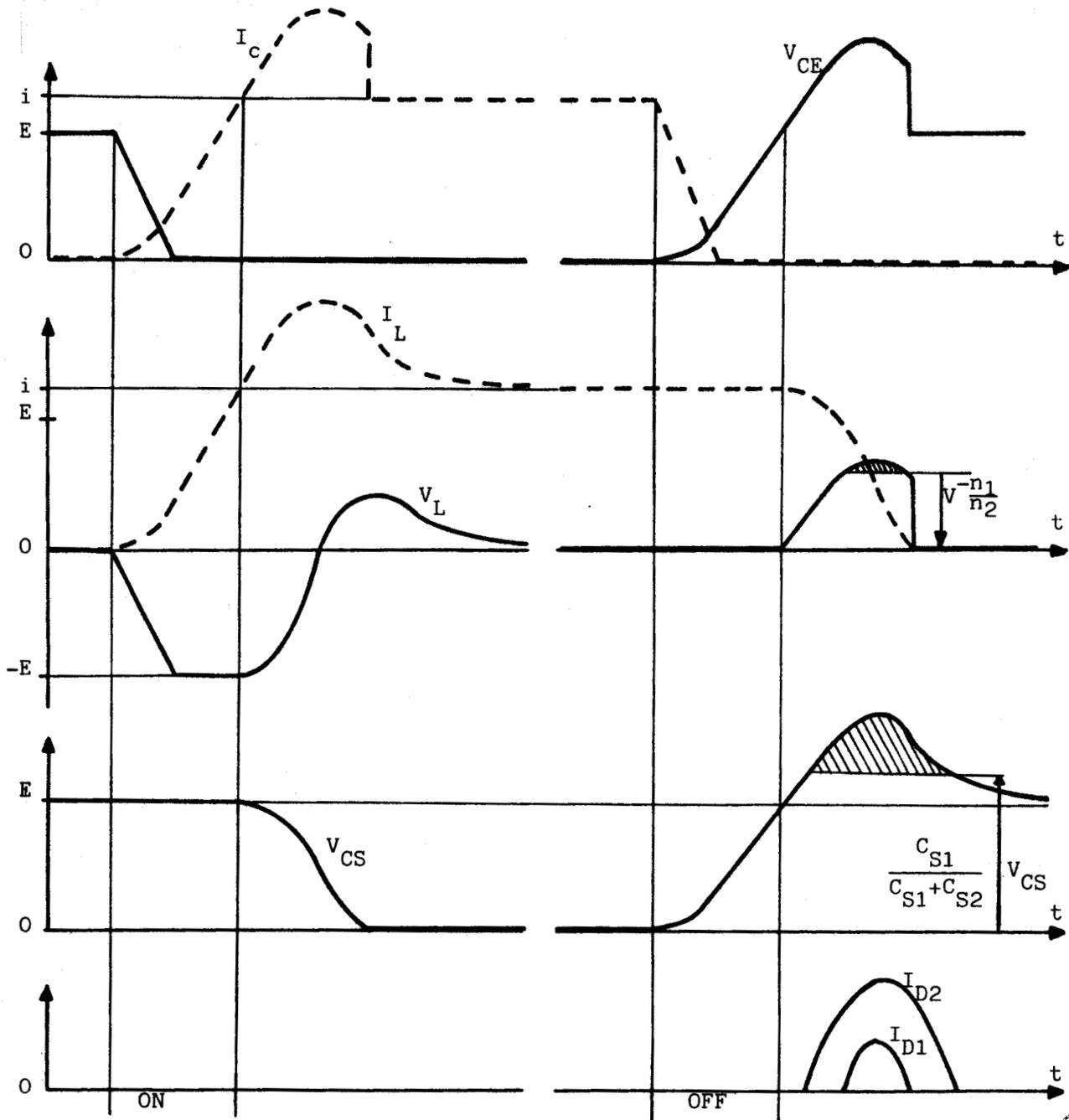


Figure 4.13



1° On alimente bien les sources auxiliaires par récupération de l'énergie du snubber. On leur fournit de l'énergie pendant la surtension qui charge  $C_S$  au-dessus de  $+E$ . Comme durant la phase d'ouverture de  $T$ , la tension  $V_{CS}$  reviendra à la valeur  $+E$  en dissipant l'énergie correspondant à la surtension dans la résistance  $R_S$ , prélever de l'énergie pendant cette surtension c'est diminuer l'énergie dissipée dans  $R_S$ .

2° On fournit de l'énergie à l'alimentation  $V^-$  à la fin de la commutation OFF et non à la fin de la commutation ON comme on pourrait s'y attendre en voyant cette alimentation branchée au secondaire de l'inductance.

En alimentant les deux sources auxiliaires à partir du rétablissement de la tension dans un montage alimenté à tension  $E$  constante, on rend la récupération non tributaire du courant débité  $i$ .

C'est l'intérêt du *snubber à résistance unique* ; il fait intervenir l'inductance  $L$  lors du rétablissement de la tension. On n'aurait pas obtenu cela si on avait utilisé deux résistances de décharge (figure 2.7).

3° La fourniture d'une énergie suffisante aux deux alimentations auxiliaires ne soulève pas de difficulté.

Si la seconde zone à  $V_L$  positif n'est pas suffisante, on peut prendre de l'énergie pendant la première.

Si l'alimentation à  $V_{CC}$  nécessite plus d'énergie que celle fournie par la surtension en fin de commutation OFF, il est possible d'en prendre pendant tout l'intervalle de blocage.

Ces extensions des intervalles de prise d'énergie sont utilisées à la mise en route de l'équipement quand il faut charger les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ .

4° La récupération n'intervient pas normalement pendant les intervalles de commutation (passage de  $V_{CE}=0$ ,  $I_C=i$  à  $V_{CE}=E$  et  $i=0$ , ou passage inverse) elle n'affecte pas les pertes par commutation dans le transistor et les relations établies pour ces intervalles.

Quand les diodes  $D_1$  et/ou  $D_2$  conduisent, ces relations sont un peu modifiées, car la résistance apparente du circuit est accrue. Le calcul qui prendrait ce phénomène en compte serait compliqué et n'est guère utile.

Notons simplement que la récupération équivaut à un accroissement apparent de  $R_S$ , qu'elle atténue un peu la surintensité  $\Delta I_C$  et la surtension  $\Delta V_{CE}$ .

## CHAPITRE 5

### REALISATION DE L'ONDULEUR

La figure 5.1 donne le schéma bloc de l'ensemble.

Nous présenterons rapidement :

- . la partie puissance,
- . la partie commande, protection, isolement galvanique,
- . la partie logique de contrôle.

Nous n'insisterons pas sur les nombreuses difficultés rencontrées et les adaptations successives qui ont été nécessaires avant d'aboutir aux solutions retenues.

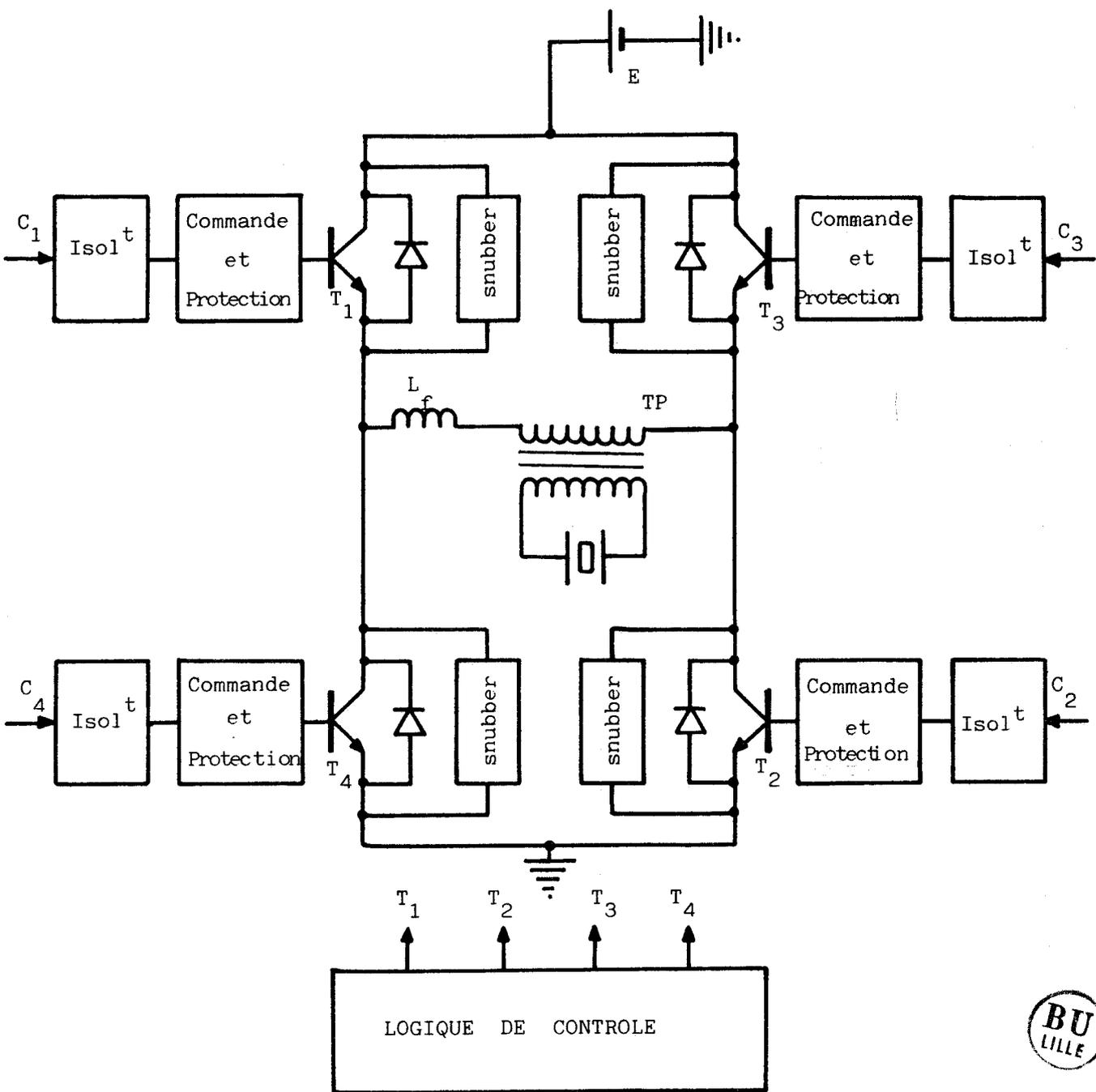


Figure 5.1



I - PARTIE PUISSANCE

La partie puissance comprend

- . l'alimentation continue fournissant la tension E
- . l'onduleur en pont et sa charge
- . les réseaux d'aide à la commutation.

Le dimensionnement des éléments est conditionné par le réseau alternatif qui fournit l'énergie d'une part, par le transducteur sur lequel l'onduleur débite d'autre part.

### I.1. L'alimentation continue

La tension continue E est obtenue, à partir du réseau industriel à 50 Hz. La puissance en jeu ne nécessite pas un redresseur triphasé, un simple redresseur monophasé en pont suivi d'un filtre L - C suffit (figure 5.2).

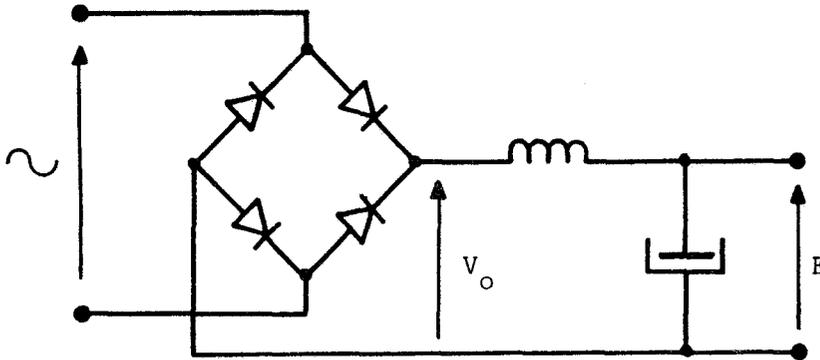


Figure 5.2

DEWAN [28] a montré comment calculer ces redresseurs de faible puissance. On a pris

quatre diodes 24 R2 801

une inductance de 10 mH environ

un condensateur de 600  $\mu$ F, 400 V.

L'inductance est suffisante pour qu'on puisse supposer la conduction continue. Si la tension du réseau est de 220 V,

$$V_o = \frac{2}{\pi} 220\sqrt{2} \text{ donnerait } 198 \text{ V.}$$

Compte tenu de la chute de tension directe des diodes et de la chute dans la résistance de la bobine, E est d'environ 190 V.

$$E \approx 190 \text{ V}$$

## I.2. L'onduleur en pont et sa charge

### I.2.1. L'inductance de lissage et le transformateur

Les *transducteurs* d'usinage utilisés ont une fréquence d'anti-résonance  $f_p$  de 20 KHz et nécessitent une tension de valeur efficace égale à 1000 V environ.

A l'antirésonance le transducteur équivaut à une résistance de 1 K $\Omega$ . L'onduleur doit donc lui fournir *un Kilowatt*.

- La capacité en haute fréquence  $C''$  du transducteur (voir chapitre 3, §II.3) est de 5 nF.

Si on désigne par  $n$ , égal à  $n_2/n_1$ , le rapport du transformateur,  $R$  et  $C''$  ramenés au primaire valent

$$R/n^2 \quad \text{et} \quad n^2 C''$$

On choisit l'inductance de filtrage  $L_f$  mise en série avec le primaire du transformateur pour que la fréquence de coupure  $f_o$  soit égale à 1,5 fois la fréquence d'antirésonance.

$$\frac{1}{\sqrt{L_f n^2 C''}} = 2\pi f_o = 3\pi f_p$$

$$L_f = \frac{1}{9\pi^2 f_p^2 n^2 C''} \quad (5.1)$$

Si l'on s'en tient aux termes ayant la fréquence  $f_p$  du fondamental de la tension fournie par l'onduleur, celui-ci délivre une tension  $V$  dans un circuit formé par  $R/n^2$  et  $L_f$ . La tension aux bornes de  $R/n^2$  est  $V'$  avec

$$\frac{V'}{V} = \frac{R/n^2}{\sqrt{(R/n^2)^2 + (2\pi f_p L_f)^2}} \quad (5.2)$$

Le fondamental de la tension formée de créneaux d'amplitude  $E$  et de largeur égale à 120° a pour valeur efficace

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} E \sin \frac{\pi}{3} = 0,78 E$$

Enfin la tension  $V'$  doit être égale à 1000/n.

Puisque  $E = 190 \text{ V}$  ;  $R = 1000 \ \Omega$  ;  $C'' = 5.10^{-9} \text{ F}$  et  $f_p = 20 \text{ KHz}$ , les relations (5.1) et (5.2) donnent

$$L_f = \frac{5,63.10^{-3}}{n^2} ; \quad \frac{V'}{V} = \frac{1000/n^2}{\sqrt{(1000/n^2)^2 + (707,5/n^2)^2}} = 0,816$$

avec  $V = 148 \text{ V}$  et  $V' = 1000/n$

$$\text{On en déduit : } n = \frac{1000}{148 \times 0,816} = 8,3$$

$$L_f = \frac{5,63.10^{-3}}{8,3^2} = 82 \ \mu\text{H}$$

Le transformateur, qui a comme valeurs efficaces de ses grandeurs secondaires

$$1000 \text{ V} ; 1 \text{ A}$$

a comme tension et courant primaires

$$120 \text{ V} ; 8,33 \text{ A}$$

- Pour calculer l'inductance de filtrage et le transformateur, nous avons utilisé la méthode simple proposée par THIBODEAU [29].

L'inductance est bobinée sur deux noyaux de ferrite

LCC type GUP 46 x 40 x 26

Pour le transformateur nous avons utilisé deux ferrites

LCC type GER 55 x 28 x 25

*Remarque* . Lors du fonctionnement du transducteur à l'antirésonance, à cause de l'inductance de filtrage  $L_f$ , l'onduleur débite sur une charge très nettement inductive.

Le fondamental du courant débité est déphasé en arrière de la tension d'un angle tel que :

$$\cos \varphi = \frac{R/n^2}{\sqrt{(R/n^2)^2 + (2\pi f_p L_f)^2}} = \frac{V'}{V} = 0,816$$

$$= 35^\circ$$

### I.2.2. Les transistors

Nous avons pris des transistors de calibres en tension et en courant très supérieurs à ceux nécessaires pour l'alimentation du transducteur utilisé fonctionnant à l'antirésonance ( $E \approx 190 \text{ V}$  ;  $I_{\max} = 8,33\sqrt{2} \approx 11,8 \text{ A}$ ).

- . Lors de la mise au point du montage on risque de s'écarter notablement de  $f_p$ , d'où les contraintes très supérieures à celles calculées.
- . Lorsque l'onduleur sera équipé d'un dispositif de pilotage assurant la montée progressive en puissance et une régulation très précise de la fréquence, il permettra d'alimenter des transducteurs beaucoup plus puissants à 10 KHz ou à 5 KHz.

Pour avoir une "puissance de commande" faible, nous avons choisi des *darlington* intégrés

MOTOROLA, Type BUT 35

$$V_{CE0(sus)} = 700 \text{ V} ; V_{CEV} = 1000 \text{ V} ; I_{CM} = 50 \text{ A.}$$

$$V_{CE \text{ sat max}} = 5 \text{ V} \text{ pour } I_c \text{ sat max} = 40 \text{ A} \text{ et } I_B \text{ sat max} = 8 \text{ A}$$

$$t_S \text{ (pour } T_c = 100^\circ\text{C)} = 2,8 \text{ } \mu\text{s (typ.)}$$

$$t_f \text{ (pour } T_c = 100^\circ\text{C)} = 0,65 \text{ } \mu\text{s (typ.)}$$

L'avantage du darlington intégré est de réunir sur la même pastille de silicium les deux transistors et les deux résistances constituant le montage darlington classique. Par contre l'intégration des résistances base-émetteur fait apparaître l'équivalent d'une diode entre le collecteur et l'émetteur du darlington intégré (figure 5.3).

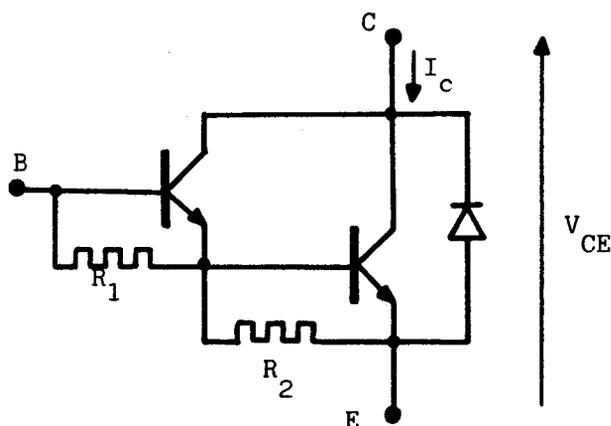


Figure 5.3

### I.2.3. Les diodes

Dans un onduleur de tension, il faut monter une diode en parallèle inverse avec chaque transistor.

Le problème de cette diode a fait l'objet de nombreuses études. En particulier, lors des commutations diode-transistor, le courant inverse de recouvrement de la diode crée une forte pointe de courant dans le transistor en train de s'amorcer, donc ayant encore une tension importante à ses bornes. Le recouvrement de la diode risque de faire sortir le transistor de son aire de sécurité.

De telles commutations ne se produisent pas sur charge inductive (chapitre 3, §III.2.1), ce qui est le cas de l'onduleur débitant sur l'ensemble inductance de filtrage-transducteur à l'antirésonance. Mais l'onduleur doit pouvoir supporter une excursion de fréquence qui rend sa charge capacitive.

Le choix des diodes en antiparallèle doit être effectué avec beaucoup de soin.

On ne saurait tirer profit de la diode intrinsèque au darlington. Elle est au contraire gênante. CLEMENTE, PELLY et SMITH [30] ont longuement étudié ses effets et les moyens de les atténuer dans le cas du transistor MOSFET. Leur étude est directement transposable au cas du transistor bipolaire et au darlington.

Nous avons monté en antiparallèle avec chaque darlington une diode rapide

International Rectifier, type 16 FL 100S05

$$I_{F(AV)} = 16 \text{ A} ; V_{RRM} = 1000 \text{ V}$$

$$V_{FM} = 1,5 \text{ V à } T_c = 100^\circ, \text{ pour } I_{FM} = \Pi I_{F(AV)}$$

$$t_{rr \text{ max}} = 500 \text{ ns à } T_J = 25^\circ\text{C} ; dI_F/dt = 25 \text{ A}/\mu\text{s}$$

### I.3. Les snubbers

Nous avons présenté les snubbers à partir des fonctions qui leur sont initialement assignées :

- . maintenir le point de fonctionnement dans l'aire de sécurité,
- . réduire les pertes par commutation.

Ils ont en outre deux effets bénéfiques :

- . l'inductance en série avec un transistor limite la pointe de courant de recouvrement de la diode de l'interrupteur complémentaire.
- . la capacité en parallèle avec un transistor le protège contre un excessif  $dV/dt$ .

### I.3.1. Inductance. Capacité. Résistance.

En fonctionnement à la fréquence d'antirésonance, à cause de l'inductance  $L_f$ , l'onduleur débite sur une charge inductive. Les commutations forcées à réaliser sont du type transistor-diode (chapitre 3, §III.2). On devra donc s'attacher à soigner les commutations OFF du transistor en donnant une valeur relativement forte à la capacité  $C_S$  des snubbers. Et cela d'autant plus que c'est à partir de l'énergie de ces capacités qu'on compte alimenter les sources auxiliaires de plus forte consommation.

Pendant les commutations, la valeur du courant  $i$  fourni par l'onduleur peut présenter une valeur voisine de son amplitude. On prendra  $i = 10$  A.

- En prenant  $E = 190$  V ;  $i = 10$  A ;  $t_c = 1,2$   $\mu$ s, la relation (4.2) en ce qui concerne l'inductance  $L$  et la relation duale en ce qui concerne la capacité  $C_S$  donnent les valeurs correspondant à un snubber de "taille" normale.

$$L_n = \frac{E t_c}{2i} = 11,4 \mu H \quad ; \quad C_{sn} = \frac{i t_c}{2E} = 31,6 \text{ nF}$$

Cela correspondrait à une puissance fournie à l'inductance et à une puissance fournie à la capacité égale à

$$\frac{1}{2} L i^2 f_P = \frac{1}{2} C_S E^2 f_P = 11,4 \text{ W}$$

Augmentant un peu  $C_S$  et diminuant  $L$ , on a pris

$$L = 10 \mu H \quad ; \quad C_S = 40 \text{ nF}$$

- Pour déterminer la valeur  $R_S$  de la résistance à partir de la courbe de la figure 4.11, on calcule

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_S}} = 1,58 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$C_S \omega_o E = 12 \text{ A} \quad z = 0,0316 R_S$$

$$L \omega_o i = 158 \text{ V} \quad z' = 7,9/R_S$$

On prend  $z' = 0,31$  donc  $z = 0,8$ , ce qui donne

$$\Delta I = 0,41 \times 12 = 5 \text{ A}$$

$$\Delta V = 0,63 \times 158 = 100 \text{ V}$$

et correspond à

$$R_S = 25 \Omega$$

### I.3.2. Pertes. Puissance récupérable

- Pour évaluer les pertes par commutation dans un transistor, on peut utiliser la relation (4.11) adaptée aux commutations OFF

$$P = \frac{E i t_c}{2} \left( 1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{C_S}{C_{Sn}}} + \frac{1}{2} \frac{C_S}{C_{Sn}} \right) f_p$$

$$= \frac{1}{2} 190 \times 10 \times 1,2 \cdot 10^{-6} \left( 1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{40}{31,6}} + \frac{1}{2} \frac{40}{31,6} \right) 20 \cdot 10^3$$

$$= 3 \text{ W}$$

- L'étude du snubber à résistance unique a montré que

- . lors d'une commutation ON, le condensateur se déchargeait de E à zéro à travers  $R_S$  et L augmentant  $I_L$ , puis que ce courant revenait à la valeur  $i$  par la décharge de L dans  $R_S$ .
- . lors d'une commutation OFF, l'inductance se déchargeait de  $i$  à zéro dans  $R_S$  et  $C_S$  en parallèle augmentant  $V_{CS}$ , puis que cette tension revenait à la valeur E, par la décharge de  $C_S$  dans  $R_S$ .

On peut donc évaluer la puissance dissipée dans la résistance  $R_S$  par

$$P_S = \left\{ \frac{1}{2} L [(i + \Delta I)^2 - i^2] + \frac{1}{2} C_S [(E + \Delta V)^2 - E^2] \right\} f_p$$

$$= 12,5 + 19,2 = 32,2 \text{ W}$$

Bien qu'une partie de cette puissance soit récupérée, pour tenir compte des autres pertes dissipées dans  $R_S$  nous avons pris des résistances de 40 W.

- Pour assurer la saturation avec des courants allant jusqu'à 12 A, le darlington BUT 35 a besoin d'un courant base n'excédant pas 0,6 A. Comme la tension auxiliaire positive  $V_{CC}$  est de 10 V, la source correspondante doit pouvoir fournir une puissance maximale de 6 W.

En fait le transistor sera commandé en régime de quasi-saturation, d'autre part il conduit en moyenne pendant un quart de la période. Malgré la médiocrité du rendement de l'ensemble du circuit de récupération et de l'utilisation de l'énergie récupérée, une puissance de 5 W semble nettement suffisante.

La puissance nécessaire pour bloquer le transistor est nettement inférieure car à part la pointe de courant de base au moment du blocage, ce courant est nul.

Il n'y a donc pas de difficulté à trouver les 6 et 7 W nécessaires sur les 32,2 W fournis à la résistance  $R_S$  et théoriquement récupérables.

### I.3.3. Choix de la diode du snubber

BARRET [31] a montré l'importance du choix de la diode utilisée dans un snubber de tension. Une diode rapide à recouvrement trop brutal peut entraîner des surtensions qui provoquent la remise en conduction du transistor par l'intermédiaire de sa capacité parasite collecteur-base. Ces remises en conduction peuvent être destructrices.

Il faut utiliser des diodes à recouvrement progressif (soft recovery). Pour uniformiser les composants utilisés, nous avons pris les mêmes diodes que celles montées en antiparallèle aux bornes des transistors (I.R.F. type 16 FL 100 S05).

## II - COMMANDE. PROTECTION. ISOLEMENT GALVANIQUE

### II.1. Circuit de protection décentralisée utilisé

Après la protection passive qui consiste à utiliser des éléments passifs (résistances, condensateurs, inductances...) pour absorber les

perturbations de faible durée, pour tirer un meilleur parti des transistors de puissance on est passé à la protection active. Celle-ci utilise un "processeur de sécurité" qui reçoit les informations caractérisant le fonctionnement des divers transistors et, en cas de défaut, donne les ordres convenables.

Il s'est révélé plus commode et moins onéreux de munir chaque transistor d'un interface "intelligent" capable d'assurer la commande de base, la surveillance et la protection du transistor de puissance [ 32 ].

La commercialisation de circuits intégrés assurant cette protection décentralisée, faciles à adapter à divers transistors et à divers types de convertisseurs, fait gagner beaucoup de temps aux utilisateurs et leur permet de réaliser des équipements plus fiables.

Nous avons utilisé le circuit UAA4002 de Thomson [33]. Il se présente sous la forme d'un circuit intégré 16 broches standard. La figure 5.4 donne son bloc diagramme.

#### II.1.1. Fonction "commande de base optimale"

A partir du signal logique d'entrée, l'UAA4002 délivre le courant de base au transistor à commander.

- A la mise en conduction, grâce à un darlington intégré il fournit un courant positif  $I_{B1}$  pouvant atteindre 0,5 A.

- Pendant la conduction, grâce à un dispositif antisaturation à diodes, il permet de réguler le courant base pour maintenir le transistor en régime de quasi-saturation.

- Le blocage est assuré par un autre darlington intégré qui fournit une tension négative à la base. Il peut écouler un courant négatif  $I_{B2}$  de 3 A.

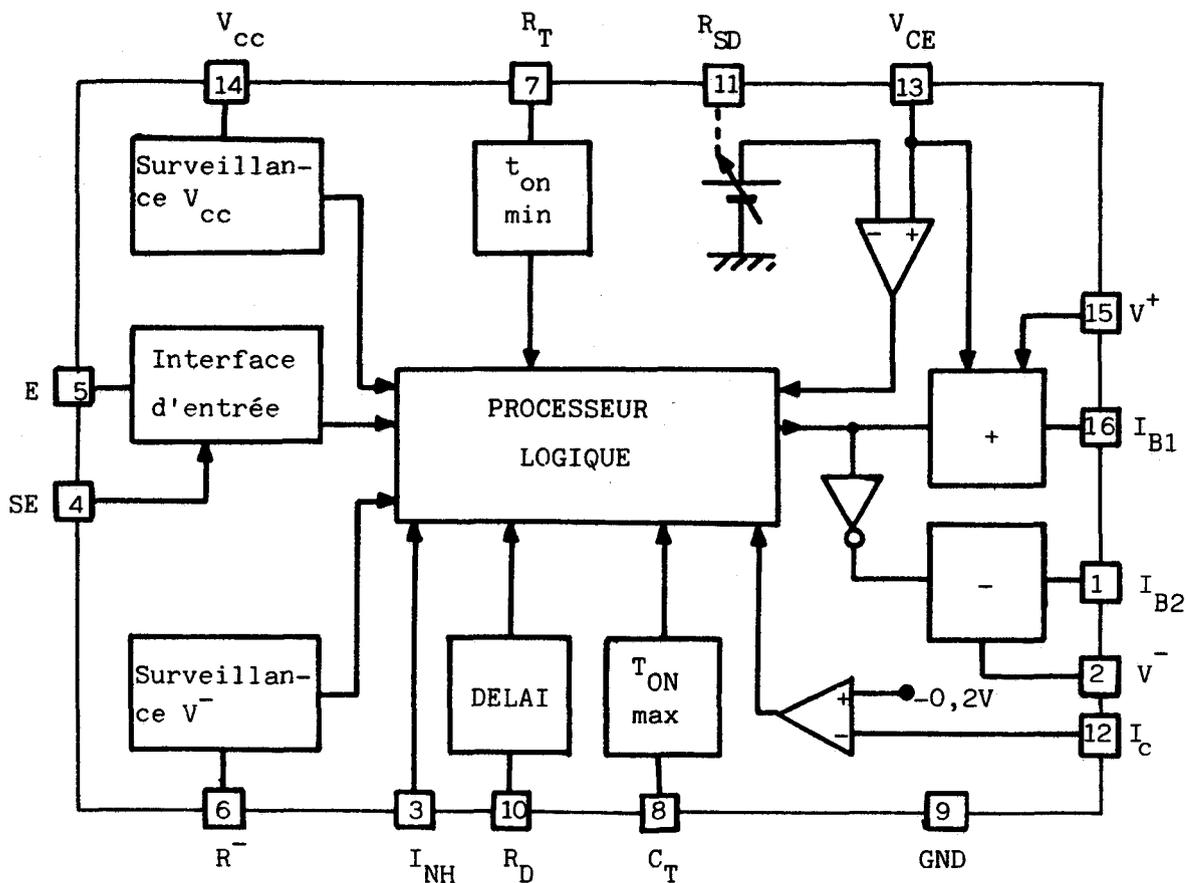


Figure 5.4

On peut ajouter des transistors extérieurs pour amplifier le courant de base.

### II.1.2. Fonction "protection décentralisée"

A partir des informations tension  $V_{CE}$  aux bornes du transistor et courant  $I_C$  qui le traverse, le processeur logique protège le transistor contre les surintensités et la désaturation.

De plus le processeur permet d'imposer

- . une durée maximale de conduction, pour éviter qu'un défaut de la logique de commande n'entraîne une conduction continue en sortie

- . une durée minimale de conduction pour laisser aux circuits d'aide à la commutation le temps de revenir à l'état initial.

- . un retard entre le front montant du signal logique et la commande effective de la mise en conduction, pour éviter la conduction simultanée des deux transistors en série sur la tension E.

Enfin le circuit intégré surveille le niveau de ses tensions d'alimentation, la température de sa pastille. Il mémorise un éventuel défaut jusqu'à la fin de la période de conduction et interdit tout nouveau déblocage. Il peut recevoir un signal d'inhibition permettant d'écourter la conduction en cours et de ne pas en lancer d'autres.

## II.2. Mise en oeuvre de l'UAA 4002

Le schéma de la figure 5.5 montre comment nous avons réalisé chacun des quatre modules interrupteurs autour du darlington et du circuit UAA 4002.

De la gauche vers la droite, nous avons représenté

- . l'isolement galvanique,
- . le circuit de commande et de protection,
- . le "musclage" des signaux de commande et la récupération d'énergie
- . la partie puissance.

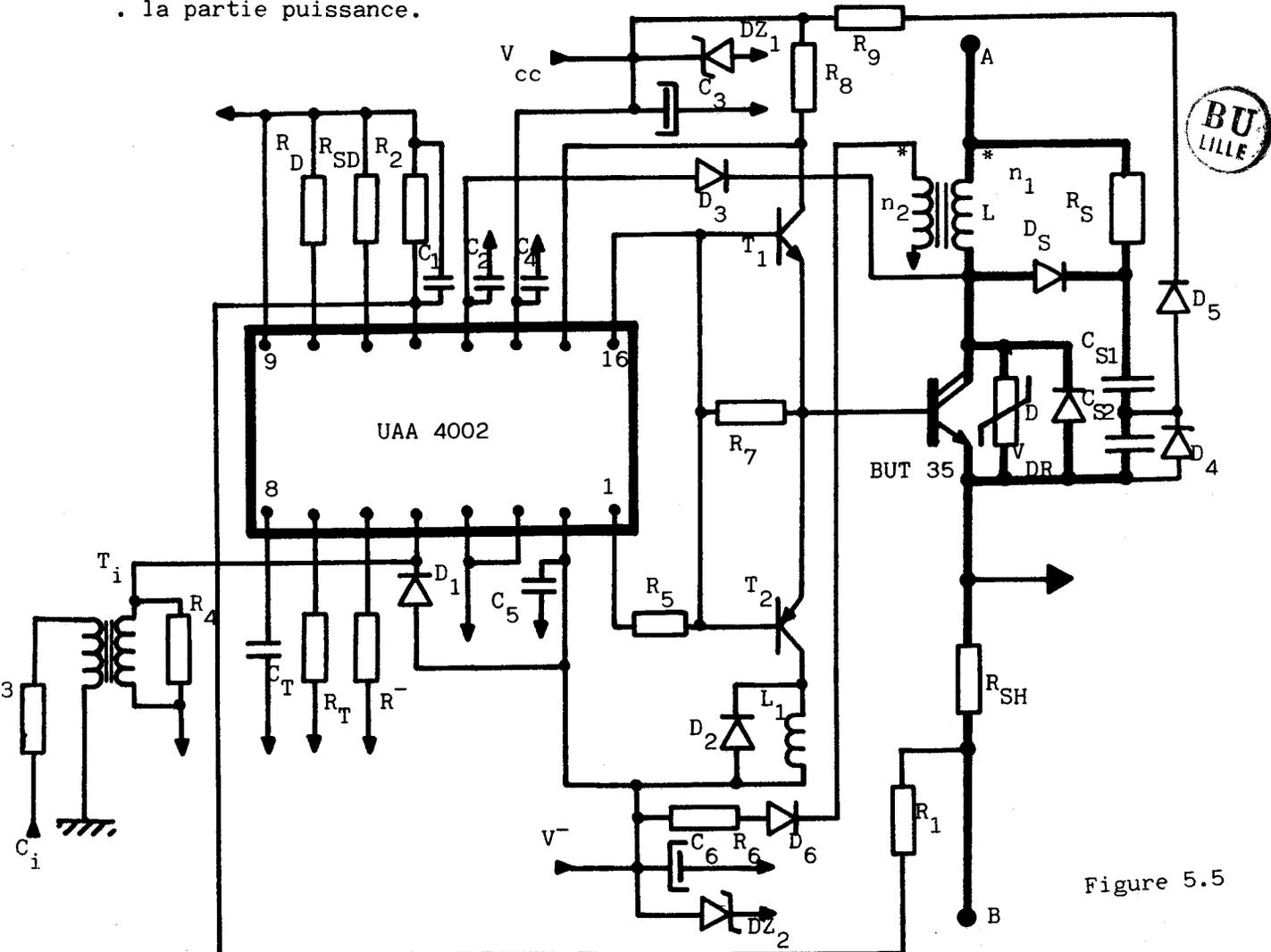


Figure 5.5

Nous allons rapidement montrer la détermination des valeurs qui permettent, à l'aide de la notice de l'UAA 4002 [34], de donner les consignes convenables au processeur.

### II.2.1. Réglage des temps

#### . $t_{on\ min}$

Le temps de conduction minimum se règle pour la résistance  $R_T$ . Puisqu'on a pris pour le snubber

$$C_S = 40\ nF \quad ; \quad L = 10\ \mu H \quad ; \quad R_S = 25\ \Omega$$

on a

$$\omega_0 = 1,58 \cdot 10^6 \quad ; \quad z = 0,79$$

$z$  étant inférieur à 1, la capacité  $C_S$  se décharge complètement en un temps égal à

$$t^* = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1-z^2}} \left( \frac{\pi}{2} + \text{Arc sin } z \right) = 2,56\ \mu s$$

Pour avoir une large marge de sécurité nous avons pris

$$t_{on\ min} = 5\ \mu s.$$

#### . $t_d$ et $t_{on\ max}$

Le temps de retard  $t_d$  se règle par la résistance  $R_D$  ; le temps de conduction maximum  $t_{on\ max}$  est proportionnel à la constante de temps  $R_T C_T$ .

La logique de contrôle fournit des signaux de commande complémentaires aux deux transistors en série sous la tension  $E$  (rectangles en traits continus sur la figure 5.6 pour  $T_1$  et  $T_4$  ; pour  $T_3$  et  $T_2$  c'est la même chose au décalage d'un sixième de période près).

IL faut éviter qu'à cause des temps de commutation deux transistors en série soient simultanément conducteurs. Pour cela, on joue sur les valeurs de  $t_d$  et  $t_{on\ max}$  pour obtenir les signaux effectifs de commande de base tracés en traits interrompus sur la figure 5.6.

Le temps mort  $\Delta t$  qu'il faut laisser entre les commandes des deux transistors doit être supérieur à la somme des valeurs maximales du temps de stockage et du temps de descente. Pour le BUT 35 cela représente  $5,2\ \mu s$ .

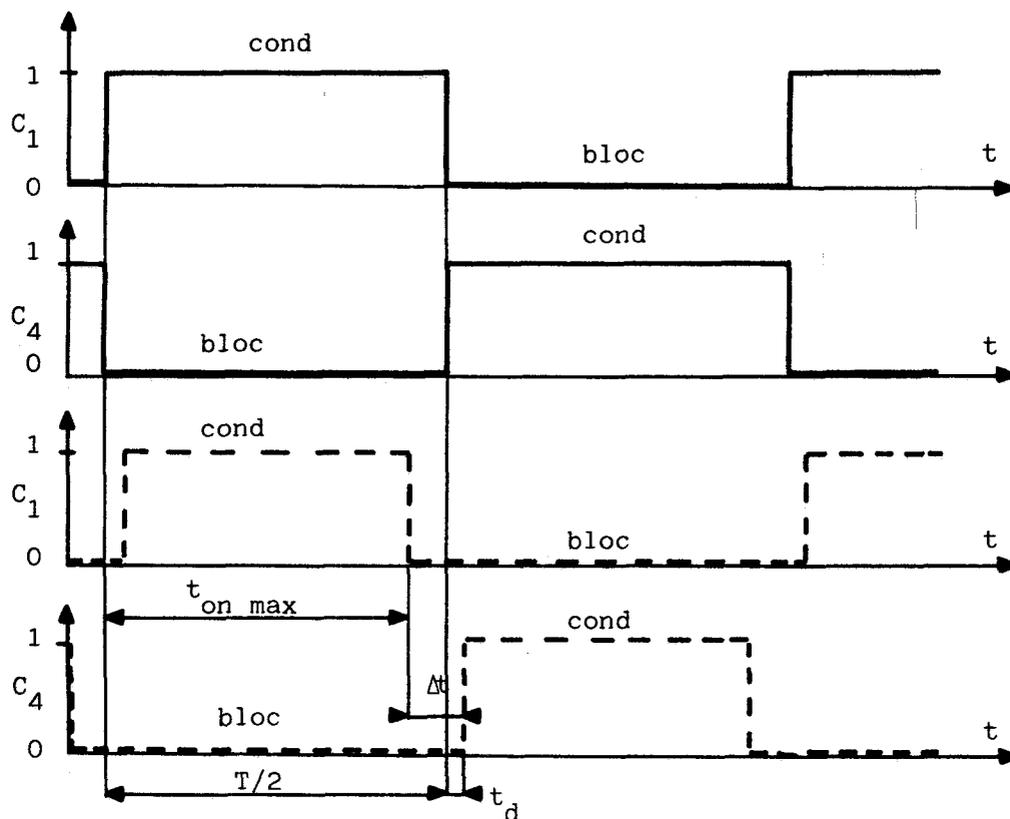


Figure 5.6

Or

$$\Delta t = (T/2 - t_{\text{on max}}) + t_d$$

Puisque  $T/2$  égale  $25\mu\text{s}$ , on a pris

$$t_d = 1 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{on max}} = 19 \mu\text{s}.$$

*Remarque* : L'importance relative de l'écart entre  $T/2$  et  $t_{\text{on max}}$  est susceptible de modifier notablement la forme d'onde de la tension aux bornes de l'onduleur, et, en particulier, de ne plus assurer la suppression de l'harmonique 3.

Pour pouvoir réduire le temps mort en fonctionnement normal où les commutations sont du type transistor-diode, nous avons utilisé pour  $C_T$  un condensateur variable.

### II.2.2. Limitation de $I_C$ . Détection de la désaturation

- Le courant collecteur est mesuré à l'aide du shunt non inductif  $R_{SH}$  de  $0,15 \Omega$ .

Le réglage du courant maximum s'effectue par action sur les résistances  $R_1$  et  $R_2$ .



La détection de  $I_{c \max}$  entraîne le fonctionnement en minimum de temps de conduction  $t_{on \min}$ .

Pour éviter le déclenchement intempestif de la détection de  $I_{c \max}$ , sous l'effet des pointes de courant de charge ou de décharge des capacités des snubbers et du courant de recouvrement des diodes, ce qui entraînerait la marche permanente à  $t_{on \min}$ , il faut adopter une valeur assez forte de  $I_{c \max}$ . On a pris

$$I_{c \max} = 20 \text{ A.}$$

D'autre part la faiblesse du niveau de la tension recueillie aux bornes du shunt nécessite un antiparasitage. Il est obtenu par la capacité  $C_1$  montée en parallèle avec  $R_2$ .

- La désaturation, due à une valeur trop faible de  $I_B$  ou trop forte de  $I_C$ , entraîne une chute de tension directe et des pertes en conduction excessives. On règle la valeur  $V_{RSD}$  de  $V_{CE}$  en conduction au-dessus de laquelle le transistor est mis en  $t_{on \min}$ , par le rapport des résistances  $R_{SD}$  et  $R_T$ .

Nous avons pris

$$V_{RSD} = 3,5 \text{ V}$$

C'est la diode  $D_3$  qui permet la transmission de  $V_{CE}$  au circuit intégré. On a pris une diode rapide, type BA 159 ( $I_{F(AV)} = 0,5 \text{ A}$ ;  $V_{RRM} = 1000 \text{ V}$ ;  $t_{rr \max} = 300 \text{ ns}$ ).

### II.2.3. Surveillance des sources auxiliaires

Pour que le circuit UAA 4002 fournisse un signal de sortie, il faut que la tension  $V_{cc}$  soit supérieure à 7V (seuil non réglable).

Par la résistance  $R^-$  on peut régler le seuil de la tension  $V^-$ . On a pris  $V_{cc}$  égal à 11 V et réglé  $V_{\min}^-$  à 3,3 V.

### II.3. Les circuits auxiliaires

Les autres éléments figurant sur le schéma de la figure 5.5 sont destinés

à assurer l'isolement galvanique

à amplifier le courant de base

à récupérer partiellement l'énergie du snubber

### II.3.1. Isolement galvanique

Dans la structure en pont d'un onduleur, les émetteurs des deux transistors reliés au "plus" de la tension E sont à des potentiels différents de ceux des deux autres. Si la masse de l'onduleur est relié à la masse de la logique de contrôle, deux isolements galvaniques suffisent.

En pratique, il est préférable d'isoler la masse "haute tension" de la masse de la logique de contrôle. Pour des raisons de symétrie nous avons réalisé le même isolement pour les quatre modules interrupteurs.

On a utilisé des transformateurs d'impulsions  $T_i$  avec un tore en ferrite LCC, type T6 - FT 10 M01 et des enroulements primaire et secondaire de 8 tours chacun. La résistance  $R_3$  de  $270\Omega$  limite le courant primaire, la résistance  $R_4$  de  $1000\Omega$  limite les pointes de la tension secondaire.

### II.3.2. Amplification du courant de base

Le circuit UAA 4002 fournit un courant maximal positif de 0,5A. C'est insuffisant pour commander le darlington BUT 35.

- Pour amplifier le courant positif  $I_{B1}$ , nous utilisons un transistor  $T_1$  type BD 241 ( $V_{CEO} = 45\text{ V}$  ;  $I_{CM} = 3\text{ A}$ ) alimenté par la tension  $V_{cc}$ .

Compte-tenu de la valeur des chutes de tension  $V_{CE}$  de ce transistor en régime saturé et  $V_{BE}$  du transistor commandé, on a pris une résistance  $R_8$  de  $5,1\ \Omega$  pour obtenir un courant base maximum de 1,65 A.

- Dans l'application actuelle de l'onduleur il n'était pas nécessaire d'ajouter un transistor amplificateur pour le courant base négatif  $I_{B2}$ . le darlington de sortie de l'UAA4002 peut véhiculer 3 A, ce qui est suffisant pour assurer une bonne commutation au blocage.

Afin de préparer la commande de puissances plus élevées, nous avons ajouté le transistor  $T_2$ .

Le transistor  $T_2$  est du type BD 242 (c'est le transistor PNP complémentaire du BD 241 utilisé pour  $T_1$ ). On ajoute une résistance  $R_5$  pour limiter le courant base de  $T_2$ .

L'inductance  $L_1$  de  $1\mu\text{H}$  environ, a pour but "d'adoucir" la montée du courant base négatif. La diode  $D_2$ , type BA 159, permet la décharge de  $L_1$  pendant le blocage de  $T_2$ .

Pour augmenter l'aire de sécurité des deux transistors amplificateurs de courant, on ajoute une résistance  $R_7$  de  $10\Omega$  entre leurs bases et leurs émetteurs.

### II.3.3. Récupération partielle de l'énergie du snubber

#### . Récupération de l'énergie de $C_S$

Le condensateur  $C_S$  de  $40\text{ nF}$  est en réalité formé de deux condensateurs  $C_{S1}$  et  $C_{S2}$  en série. La tension aux bornes de ce dernier est transmise par l'intermédiaire de la diode  $D_5$  et de la résistance  $R_9$  à l'assemblage condensateur  $C_3$  - diode Zener  $DZ_1$  aux bornes duquel on recueille la tension  $V_{cc}$ .

Comme la tension aux bornes de l'ensemble  $C_{S1} - C_{S2}$  est en gros formée de signaux rectangulaires d'amplitude égale à  $190\text{ V}$  et que l'on veut une tension  $V_{cc}$  de  $11\text{ V}$ , on a pris comme amplitude des créneaux aux bornes de  $C_{S2}$  la valeur  $20\text{ V}$ . Ce qui donne

$$\frac{C_{S1} C_{S2}}{C_{S1} + C_{S2}} = C_S = 40\text{ nF}$$

$$\frac{C_{S1}}{C_{S1} + C_{S2}} = \frac{20}{190}$$

On en déduit :  $C_{S1} \approx 45\text{ nF}$  ;  $C_{S2} \approx 400\text{ nF}$ .

La diode zener  $DZ_1$  de tension zener égale à  $11\text{ V}$  permet de stabiliser la tension  $V_{cc}$  à la valeur choisie. La résistance  $R_9$  de  $10\Omega$  limite la valeur du courant fourni à l'ensemble  $C_3 - DZ_1$ . La capacité  $C_3$  a été prise égale à  $100\mu\text{F}$ .

On a ajouté au schéma de principe deux diodes :

- la diode  $D_4$ , type 1 N 4001 évite l'apparition d'une tension négative aux bornes de  $C_{S2}$  au moment de la décharge du snubber.

- la diode  $D_5$ , type 1 N 4148, évite le renvoi d'énergie de  $C_3$  vers  $C_{S2}$  pendant la conduction du transistor.

. *Récupération de l'énergie de L*

Les arches positives de la tension  $(n_2/n_1)/V_L$  au secondaire de l'inductance L qui correspondent à la montée de  $I_L$  sont bloquées par la diode  $D_6$ . Les arches négatives sont transmises par  $D_6$ , à travers la résistance  $R_6$ , à l'ensemble condensateur  $C_6$  - diode Zener  $DZ_2$  aux bornes duquel on recueille la tension  $V^-$ .

Les pointes de tension  $V_L$  pouvant atteindre une valeur voisine de E pour limiter la valeur crête de la tension secondaire à 20V environ, nous avons pris

$$n_1 = 26 \text{ spires} ; \quad n_2 = 3 \text{ spires}$$

Les enroulements sont montés sur un barreau de ferrite LCC, type B30 - GVA 15 x 150.

Pour éviter les perturbations dues au champ magnétique rayonné par ces inductances, nous avons séparées celles-ci du reste du montage par un écran magnétique.

La diode  $D_6$  doit être une diode très rapide à haut rendement. Nous avons pris une diode Thomson, type BYW 98-200

$$I_{F(AV)} = 3 \text{ A} ; \quad V_{RRM} = 220\text{V} ; \quad t_{rr \text{ max}} = 35 \text{ ns.}$$

La diode zener  $DZ_2$  a une tension de 7,5 V ; la résistance  $R_6$  a été prise égale à  $5,1 \Omega$ , la capacité de filtrage  $C_6$  à  $100 \mu\text{F}$ .

*Remarque.* Les paragraphes II.2 et II.3 nous ont permis de présenter aussi rapidement que possible, le rôle et la détermination des éléments qui ajoutés à la partie puissance, constituent le module interrupteur de la figure 5.5.

Les seuls éléments figurant en plus sur ce schéma sont :

- les capacités  $C_4$  et  $C_5$  de  $0,1 \mu\text{F}$ . Placées très près des broches  $V_{cc}$  et  $V^-$  du circuit intégré, elles évitent le déclenchement du système de surveillance de ces tensions, lorsque celles-ci s'abaissent notamment à la mise en route du montage.

- la capacité  $C_2$  de 100 pF. Placée très près de la broche  $V_{CE}$ , elle évite la détection erronée d'une désaturation lors des forts  $dV/dt$  de la tension aux bornes du transistor.

- la diode  $D_1$ . Il s'agit d'une diode à très faible seuil, type BAT 43, destinée à éliminer les impulsions négatives excédant  $V^-$  venant du transformateur d'impulsions.

- la varistance VDR ajoutée entre collecteur et émetteur du transistor principal pour écrêter d'éventuelles surtensions excessives.

### III - LOGIQUE DE CONTROLE

Pour obtenir à la sortie de l'onduleur dont le schéma est rappelé en haut de la figure 5.7, la tension  $v$  de forme d'onde désirée, il faut commander les transistors par la logique de contrôle suivant le chronogramme représenté.

#### III.1. Première réalisation

Pour fournir ces quatre signaux rectangulaires à 20 KHz avec le cadencement indiqué on a utilisé des circuits C MOS qui assurent une faible consommation et une bonne immunité au bruit.

La figure 5.8 donne le schéma de la première logique que nous avons utilisée.

On réalise d'abord un oscillateur contrôlé par une tension, à l'aide du circuit CD 4046. Il fournit un signal rectangulaire à 120 KHz. Le potentiomètre Pt de 10 tours permet un ajustement précis de la fréquence.

Ce signal est introduit dans un diviseur par 6 constitué par les deux bascules JK type CD 4027 repérées par (1) qui forment un diviseur par 3, suivies de la bascule JK  $\frac{1}{2}$  CD 4027 (2) du haut du schéma montée en diviseur par 2. On obtient ainsi les signaux de commande complémentaires  $C_2$  et  $C_3$  destinés aux transistors  $T_2$  et  $T_3$ .

D'autre part le signal de l'oscillateur est introduit dans un registre à décalage constitué par une bascule  $\frac{1}{2}$  CD 4027 (2). Le signal à 120 KHz commande le basculement des sorties  $Q_1$  et  $\bar{Q}_1$  de façon à ce qu'on obtienne deux signaux identiques à  $C_2$  et  $C_3$  mais décalés de

$$\frac{1}{120 \cdot 10^3} \text{ sec} = \frac{T}{3}$$

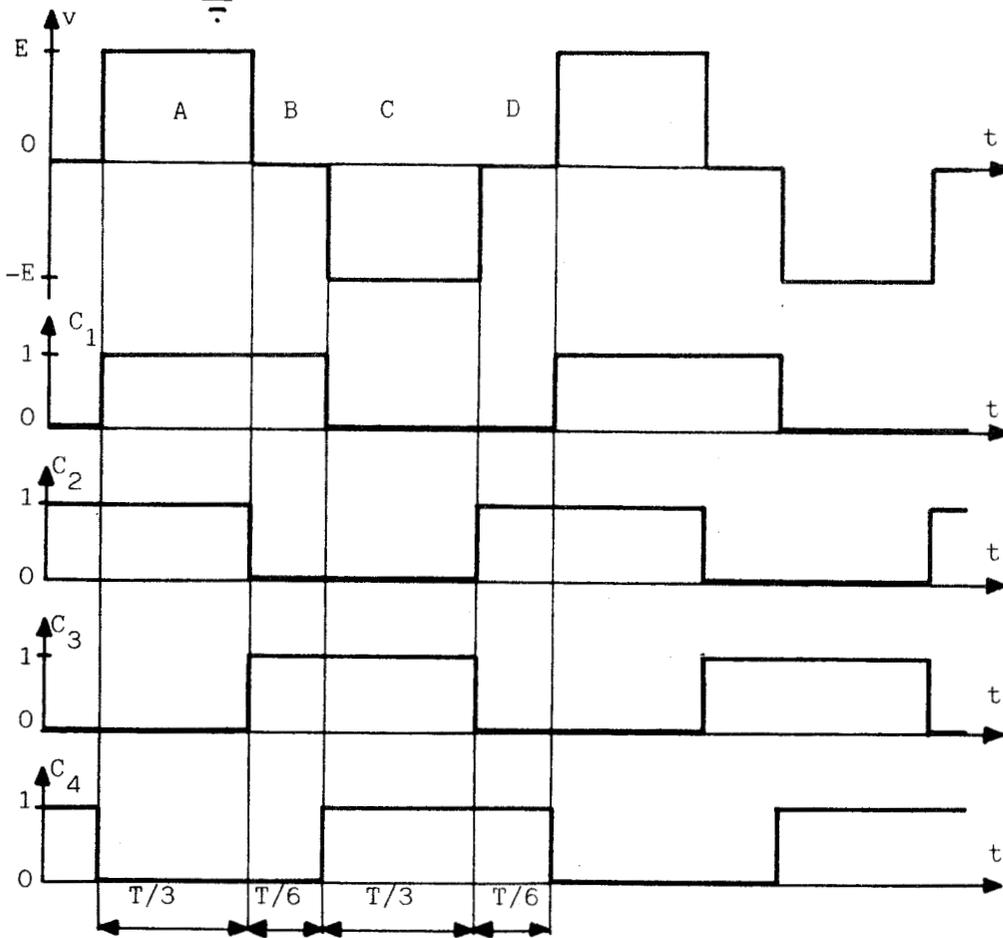
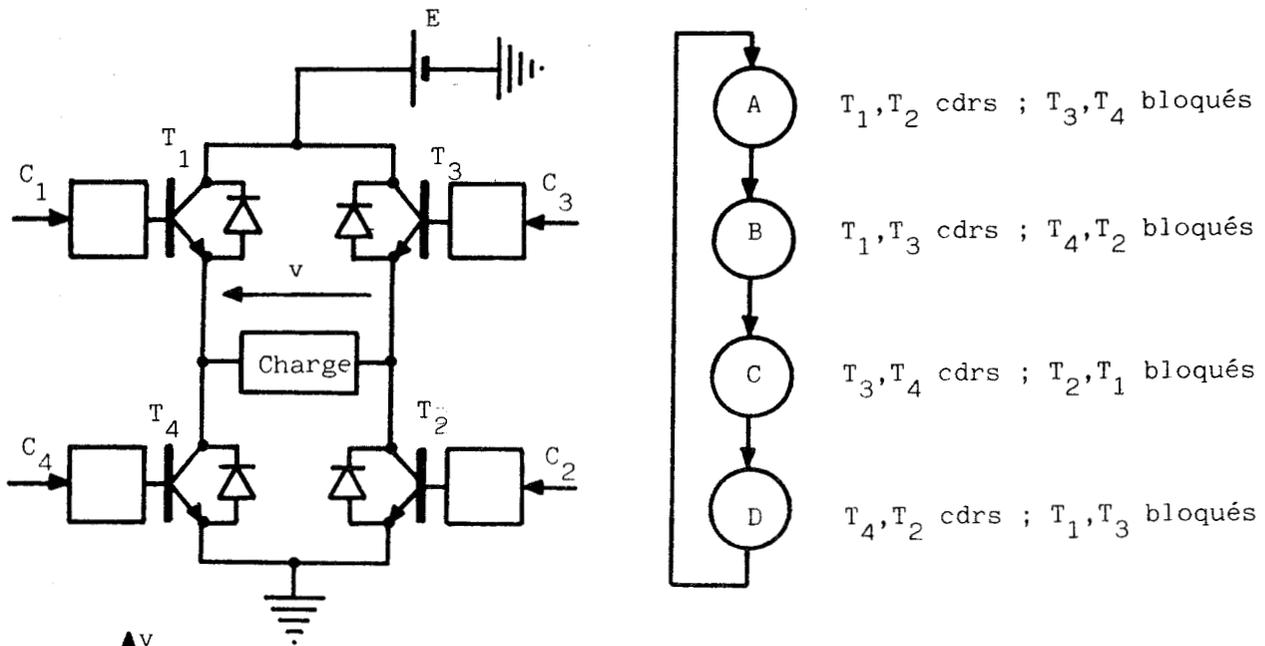


Figure 5.7

Les signaux de commande sont introduits dans un circuit tampon ("buffer" CD 4010) pour éviter que la consommation des transformateurs d'impulsions alimentés par la logique ne perturbe le fonctionnement de celle-ci.

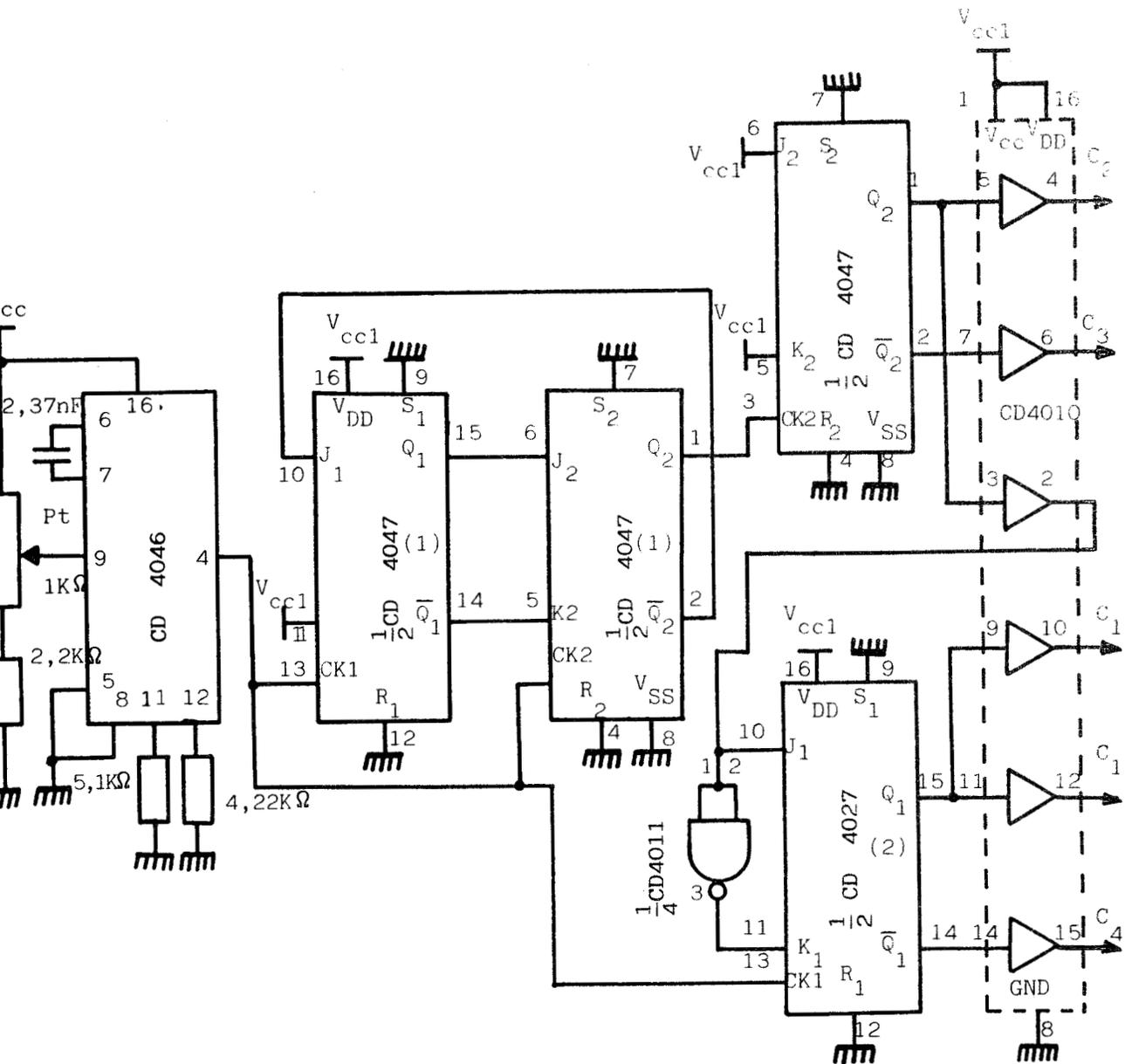


Figure 5.8

### III.2. Démarrage de l'onduleur



Ce n'est qu'en régime de fonctionnement établi que le système de récupération partielle de l'énergie des snubbers fournit comme prévu, les tensions positive ( $V_{cc}$ ) et négative ( $V^-$ ) aux circuits UAA 4002.

Au départ, il faut forcer les commutations de l'onduleur au moins pendant une période (50  $\mu$ s).

Nous n'avons pas retenu la solution qui consiste à mettre en conduction une première diagonale du pont par l'envoi d'impulsions sur les bases de deux transistors de puissance. La mise en route de la deuxième diagonale est ensuite aisée.

Cette procédure nécessite une bonne synchronisation avec la commande permanente fournie par la logique de contrôle. Cela serait particulièrement délicat avec une charge aussi versatile que celle ici alimentée.

Nous avons adopté la solution qui consiste à réaliser une alimentation provisoire pour les circuits UAA 4002. Cette alimentation est réalisée à l'aide d'un petit système à découpage (figure 5.9) recevant le signal  $C_1$  à 20 KHz (voir figure 5.8) de la logique de contrôle.

La durée de fonctionnement de cette "alimentation à découpage" est fixée par la constante de temps,  $C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  du circuit monté à l'entrée de la porte 1. Les commutations du MOSFET, type IRF 531, de découpage sont commandées par le même signal  $C_1$  que celui qui commande le transistor  $T_1$ .

Le transformateur, à quatre secondaires à point milieu, est monté en "inverseur" pour transférer l'énergie au moment du blocage du transistor IRF 331 ; c'est le montage classique appelé "flyback". Le circuit "roue libre" de fermeture du primaire du transformateur est formé par la diode BYX 61-400 et une diode Zener de 18 V.

Les tensions aux bornes de chacun des demi-enroulements secondaires, situés de part et d'autre de la masse flottante du circuit de commande correspondant, sont redressées par des diodes 1 N 4148. Ces tensions redressées sont filtrées par les condensateurs  $C_4$  et  $C_5$  placés près des broches de l'UAA4002 et représentées sur la figure 5.5.

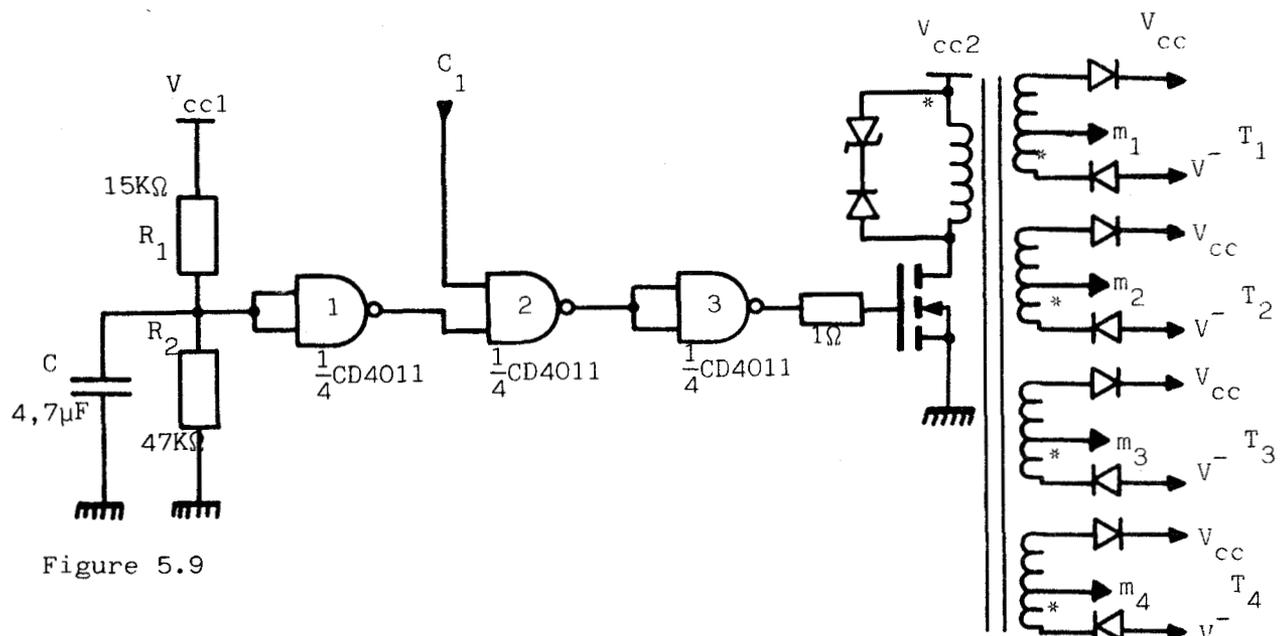


Figure 5.9

### Remarque

Les deux petites alimentations fournissant  $V_{cc1}$  pour la logique de contrôle et  $V_{cc2}$  pour l'alimentation à découpage ont été réalisées de façon "classique" avec un transformateur abaisseur alimenté par le réseau à 50 Hz, un pont à diodes et un régulateur intégré linéaire.

### III.3. Amélioration de la protection

Le défaut le plus grave et hélas le plus fréquent lors du fonctionnement d'un onduleur travaillant sur une charge aussi instable qu'un transducteur ultrasonore est la conduction simultanée de deux transistors en série sur la tension E.

La protection classique basée sur un circuit intégré de commande et de protection, telle que celle que nous avons réalisée, ne se révèle pas toujours assez rapide.

Aussi en ce moment, avec B. THIRION, nous mettons au point une commande plus sûre, utilisant une idée avancée par EVANS et SAIED [35], [36]. Nous n'indiquerons que le principe, la mise en oeuvre sera détaillé dans le mémoire de B. THIRION.

Au lieu de mettre directement en série (figure 5.10a) les deux ensembles transistor-diode (avec éventuellement leurs inductances de snubbers) formant un bras de pont, on met une inductance L' dans la liaison entre les deux transistors montés comme indiqué sur la figure 5.10b.

Cette inductance peut être assez importante puisqu'elle n'intervient pas lors des commutations qui s'effectuent entre  $T_1$  et  $D_4$ , si i est positif, entre  $T_4$  et  $D_1$  si i est négatif.

Mais en cas de conduction simultanée de  $T_1$  et  $T_4$  elle limite la croissance du courant de court-circuit de la source d'une part, et d'autre part elle facilite une perception très rapide de ce défaut. Il suffit pour cela de prélever la tension aux bornes d'un enroulement secondaire.

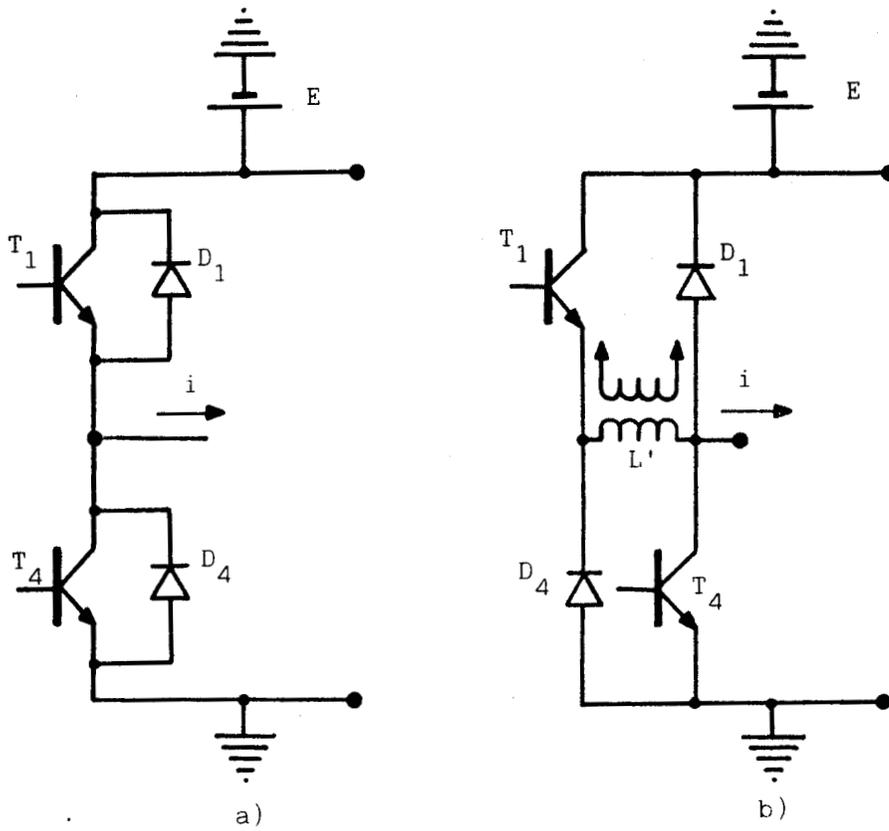
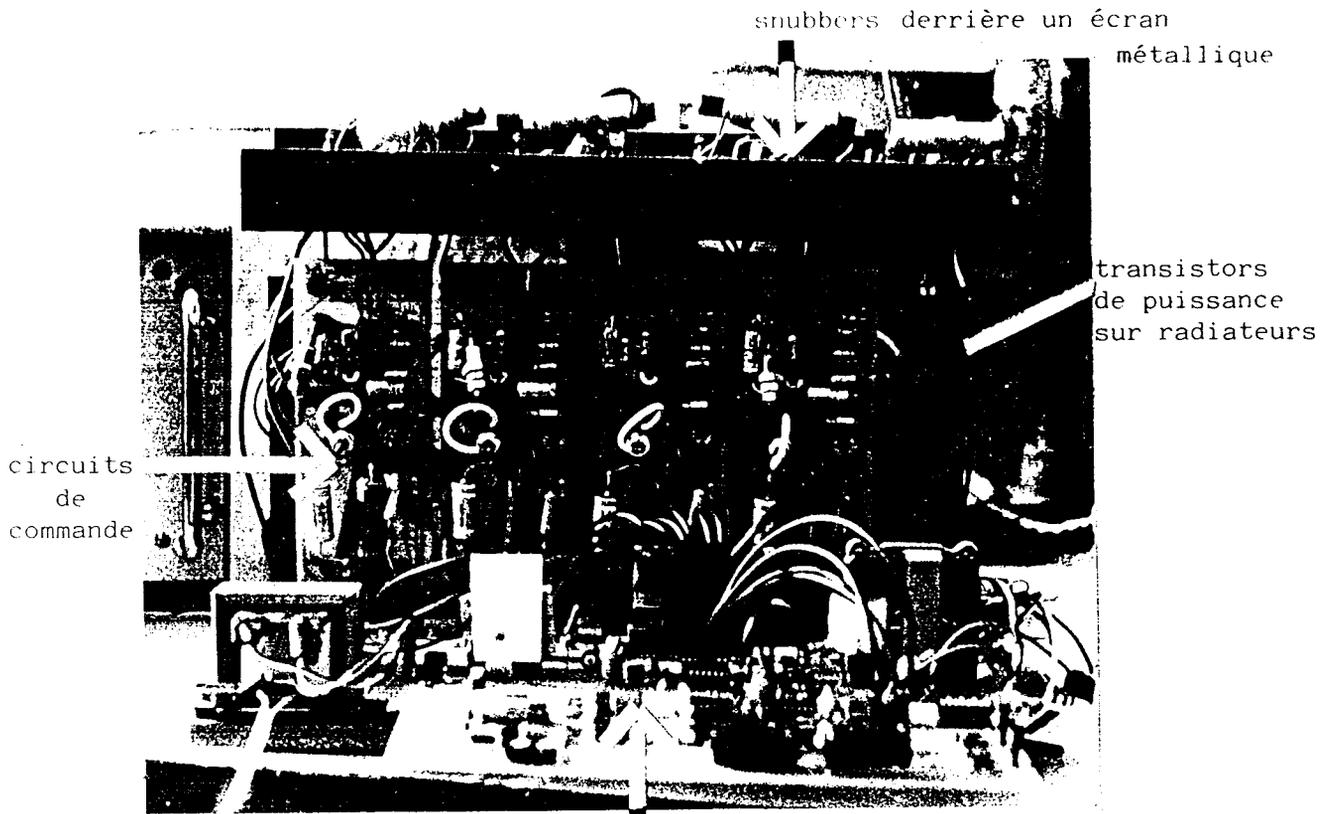


Figure 5.10



La photographie de la figure 5.11 montre la maquette de l'onduleur que nous avons décrit dans ce chapitre et qui nous a servi à effectuer les essais relatés au chapitre suivant.

Au dessous (figure 5.12) on voit le transducteur piézoélectrique utilise lors de ces essais.



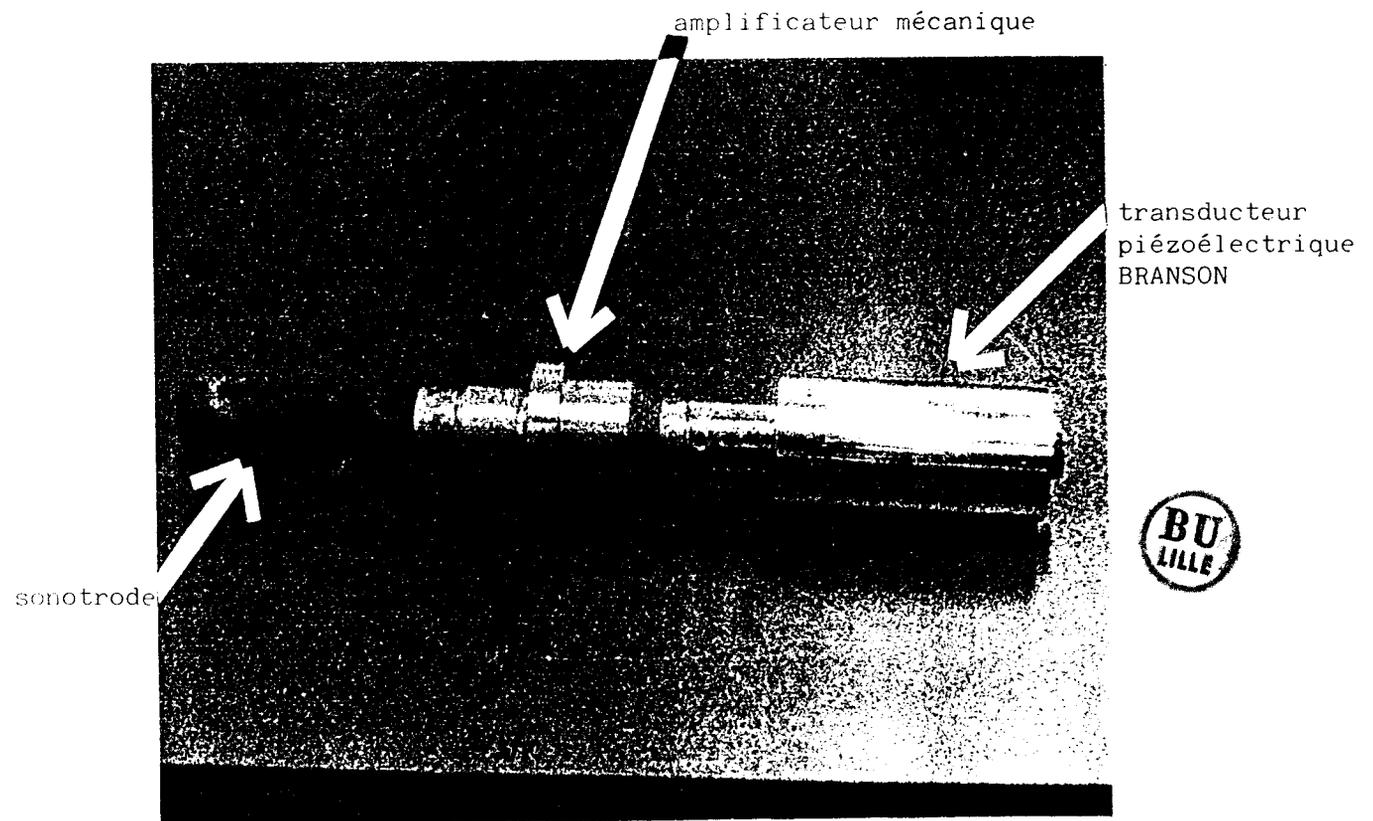
snubbers derrière un écran  
métallique

transistors  
de puissance  
sur radiateurs

circuits  
de  
commande

Logique de contrôle

Figure 5.11



amplificateur mécanique

transducteur  
piézoélectrique  
BRANSON

sonotrode



Figure 5.12

## CHAPITRE 6

### RESULTATS OBTENUS

Pour illustrer le fonctionnement et les caractéristiques de l'onduleur réalisé, nous présentons  
une série de relevés oscillographiques  
une série de mesures en charge.

#### I - RELEVES OSCILLOGRAPHIQUES

##### I.1. Grandeurs d'entrée et de sortie

La figure 6.1 montre les signaux fournis par la *logique* de contrôle. Leur cadencement est bien celui prévu. Le bon découplage avec les circuits intégrés qu'ils commandent fait qu'ils ne sont pas perturbés par ces derniers.

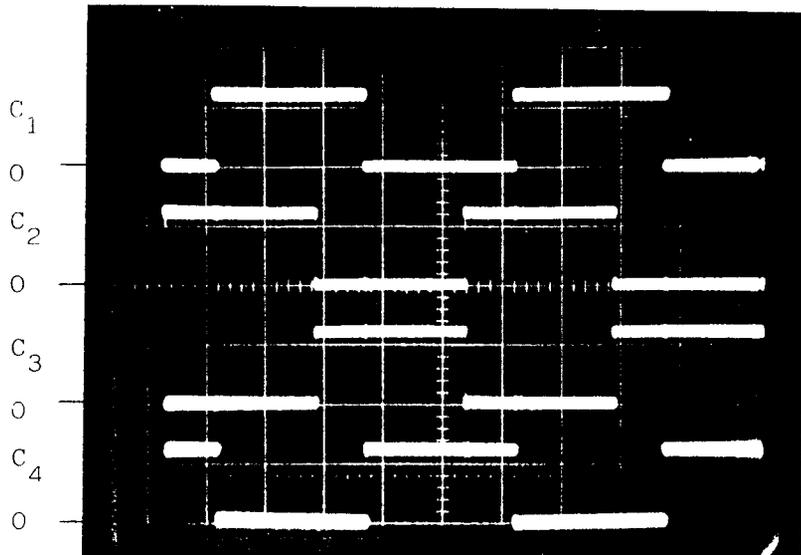


Figure 6.1 ( $C_i$  : 10v/div ; t : 10  $\mu$ s/div)



- La figure 6.2 montre la *tension v* et le *courant i* à la sortie pour les trois types de charge :

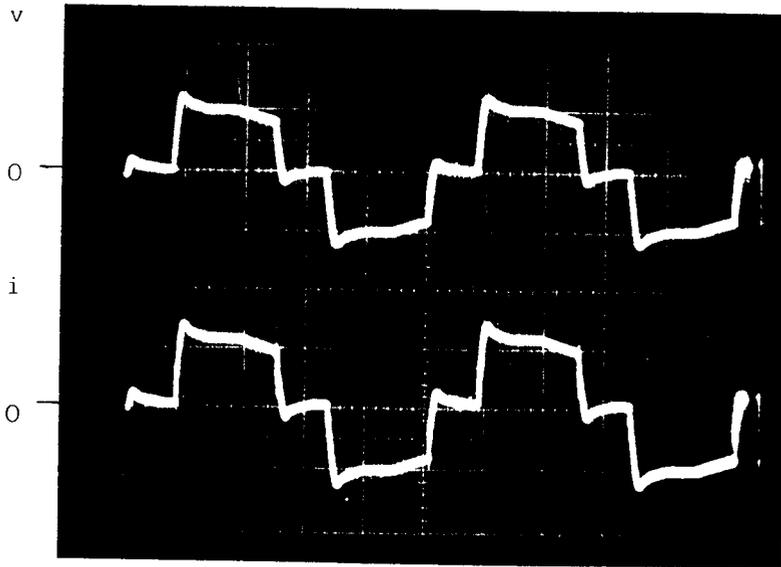
. le cliché a a été obtenu en branchant à la sortie de l'onduleur une résistance de  $1K\Omega$

. le cliché b illustre le débit sur une charge inductive. L'onduleur débite, à travers l'inductance de filtrage, sur le transformateur au secondaire duquel on a monté le transducteur. Celui-ci est attaqué à une fréquence comprise entre la fréquence de résonance et la fréquence d'antirésonance.

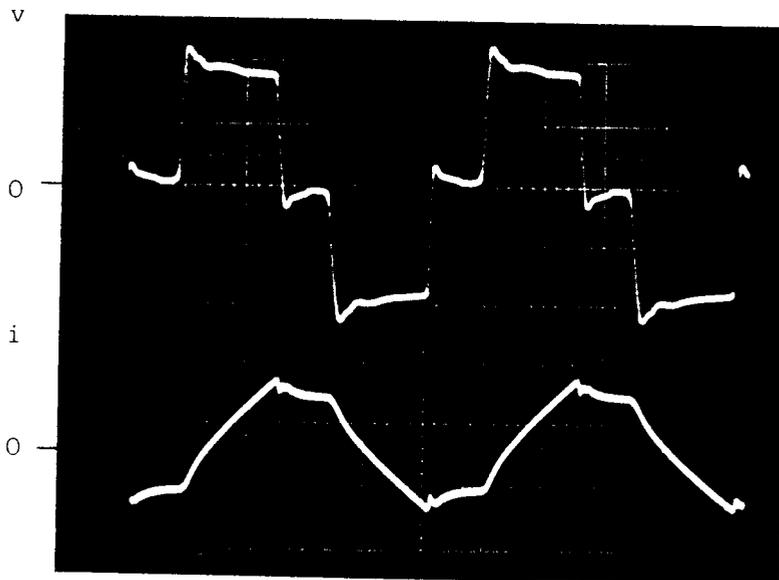
. le cliché c a été relevé dans les mêmes conditions que le précédent, si ce n'est qu'on a attaqué le transducteur à une fréquence supérieure à celle d'antirésonance. L'onduleur débite sur un circuit R, L, C peu amorti plutôt capacitif.

On trouve bien pour la tension *v* la forme d'onde souhaitée avec les différences prévues :

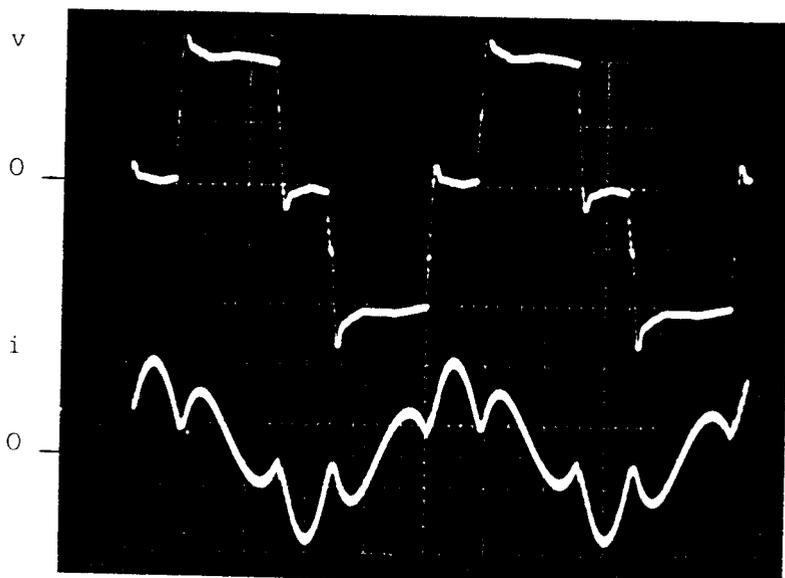
- . durée des commutations non nulle,
- . surtensions en fin de commutation,
- . légères variations de *v* pendant les intervalles de conduction dues aux variations du courant dans les transistors ou les diodes.



a)(v : 200v/div ; i : 0,2A/div ; t = 10  $\mu$ s/div)



b)(v : 100v/div ; i : 4A/div ; t : 10  $\mu$ s/div)



c)(v : 100V/div ; i : 1A/div ; t : 10  $\mu$ s/div)



L'onduleur se comporte bien en source de tension, la tension à ses bornes n'étant guère affectée par la charge qu'il alimente.

Les formes d'ondes du courant  $i$  sont bien celles correspondant à la nature de la charge.

### 1.2. Le filtrage

La figure 6.3 montre, sur un exemple, l'efficacité du filtrage obtenu avec l'inductance  $L_f$ . L'onduleur débitant sur le transducteur piézoélectrique non chargé à une fréquence voisine de l'antirésonance.

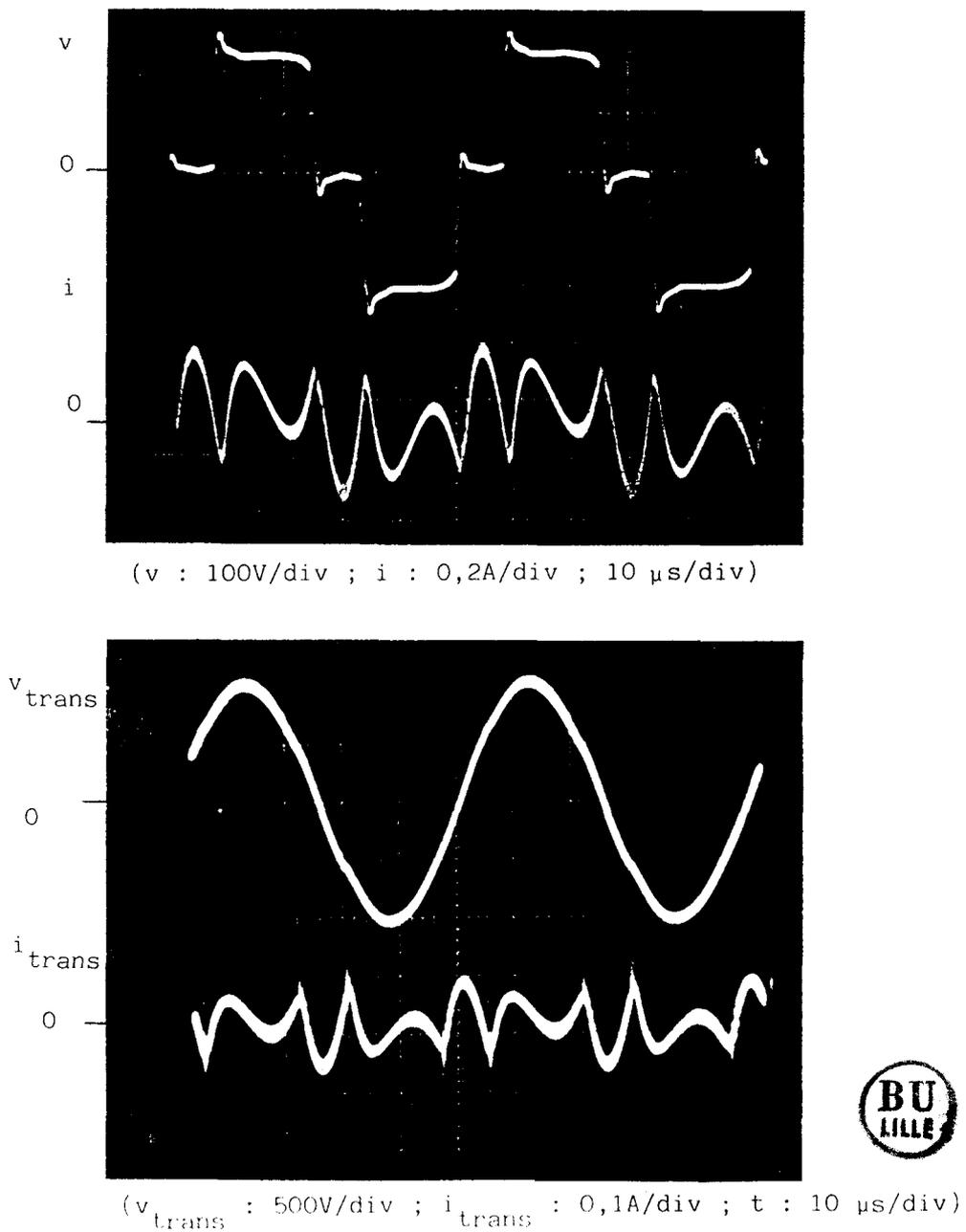


Figure 6.3.

En haut, on voit la tension  $v$  fournie par l'onduleur et le courant  $i$  qu'il débite dans le primaire du transformateur.

Au-dessous, le cliché montre la forme d'onde de la tension  $v_{\text{trans}}$  aux bornes du transducteur et du courant  $i_{\text{trans}}$  qu'il absorbe.

On voit l'importance des harmoniques du courant absorbé par le transducteur. Malgré cela l'efficacité du filtre est telle que la tension à ses bornes est pratiquement sinusoïdale.

L'analyse spectrale confirme ces résultats. Pour le courant  $i_{\text{trans}}$ , on trouve outre le fondamental, des harmoniques 2 et 4 extrêmement faibles, un harmonique 3 plus nettement perceptible, mais un harmonique 5 très important. La valeur de ce dernier est voisine de 1,5 fois celle du fondamental.

Le spectre de la tension  $v_{\text{trans}}$  ne permet pas de déceler d'harmonique de valeur notable.

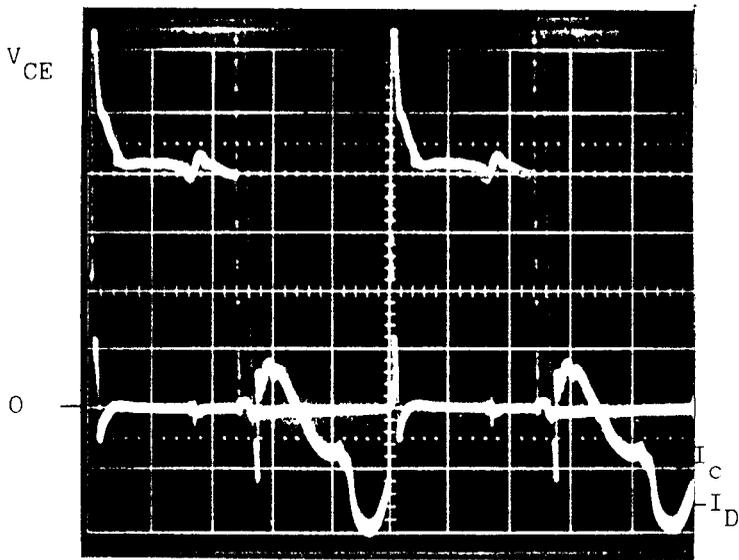
### I.3. Contraintes sur les transistors

La figure 6.4 montre la tension  $V_{\text{CE}}$  aux bornes d'un transistor et le courant total  $I_{\text{C}} - I_{\text{D}}$  dans ce transistor et dans la diode montée en parallèle inverse à ses bornes, dans le cas, où le transducteur est chargé et attaqué à une fréquence supérieure à sa fréquence d'antirésonance. L'onduleur débite alors sur une charge plutôt *capacitive*.

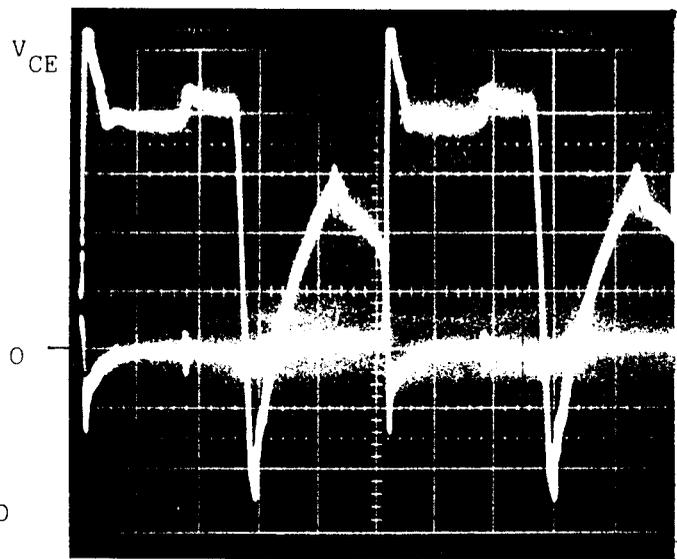
- Le cliché a montré deux périodes. Après la remontée de  $V_{\text{CE}}$ , on note bien la surtension et les deux étapes correspondant à la décharge de la capacité du snubber. L'altération de  $V_{\text{CE}}$  pendant l'intervalle où il est "constant" et égal à  $E$  est due à la commutation sur l'autre bras du pont.

Le courant indique une conduction de la diode supérieure à celle du transistor caractéristique d'un débit sur capacité (voir dernier tracé de la figure 3.13).

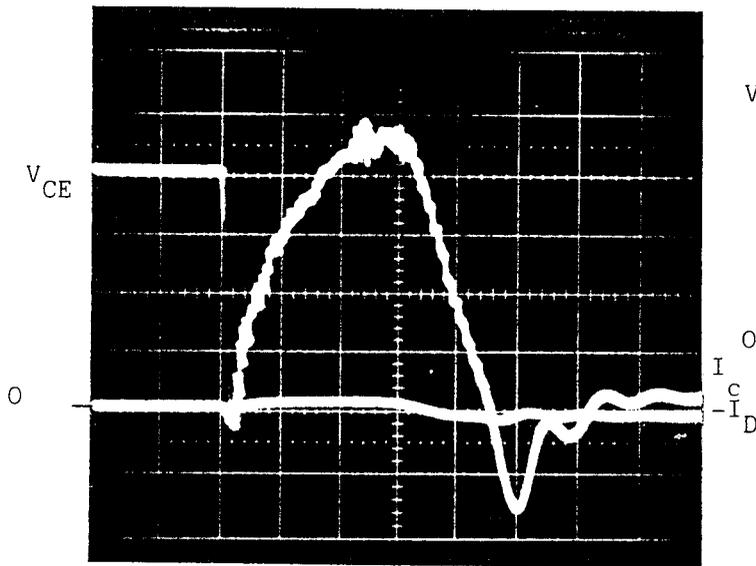
La tension  $V_{\text{CE}}$  aux bornes du transistor, qui ne conduisait pas, tombe quasi-instantanément.



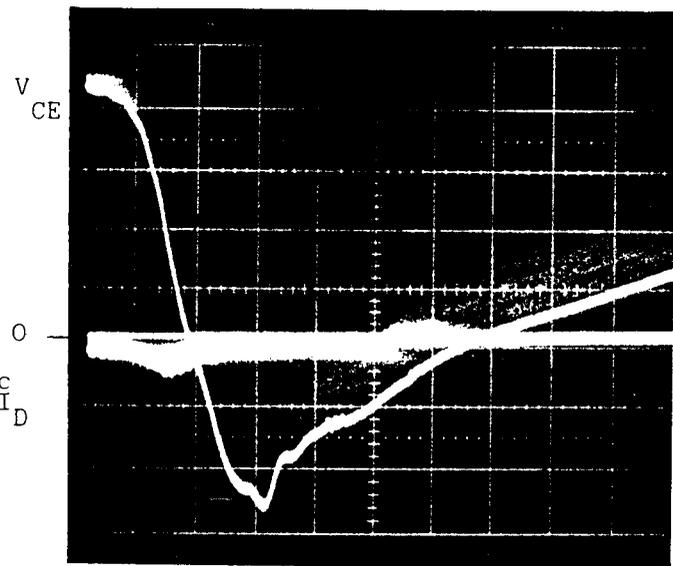
a) (50V/div ; 2A/div ; 10  $\mu$ s/div)



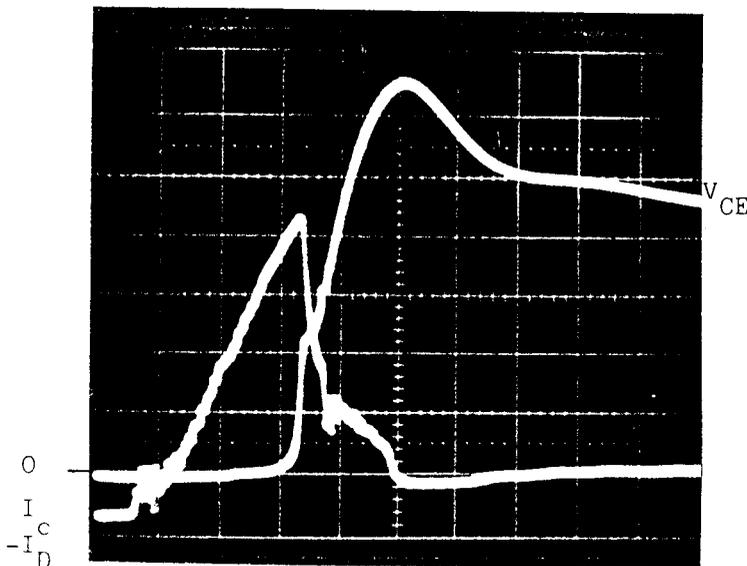
a)(50V/div; 2A/div ; 10  $\mu$ s/div)



b) (50V/div ; 2A/div ; 0,5  $\mu$ s/div)

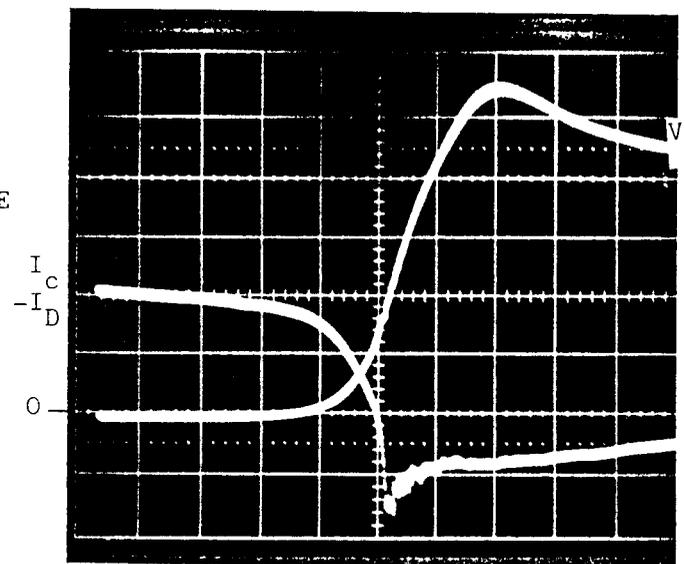


b) (50V/div ; 2A/div ; 1  $\mu$ s/div)



c) (50V/div ; 0,8A/div ; 0,5  $\mu$ s/div)

Figure 6.4



c)(50V/div ; 2A/div ; 0,5  $\mu$ s/div)

Figure 6.5



On note une forte pointe initiale du courant dans le transistor, son amplitude est voisine de 10 A. Elle est due à la décharge de la capacité du snubber et à la charge de la capacité du snubber du transistor complémentaire. L'inductance  $L$  du snubber rend la montée de  $I_C - I_D$  quasi-sinusoidale, comme prévu.

Durant cette commutation, les pertes dans le transistor sont négligeables.

- Le cliché c montre, encore avec une échelle des temps dilatée une commutation à l'ouverture. Il faut transférer le courant  $i$  de la diode de l'interrupteur observé au transistor de l'interrupteur complémentaire. Quand on commande la fermeture du transistor de ce dernier, la continuité du courant  $i$ , venant de la charge, et de celle des courants dans les deux interrupteurs, due aux inductances de leurs snubbers, provoque une montée du courant dans le transistor du premier. Quand la tension à ses bornes monte ce courant baisse rapidement. Mais on observe un intervalle, voisin de la microseconde, pendant lequel les pertes par commutation sont notables.

La fin de la remontée de la tension, puis le passage de la valeur crête à  $E$  se déroulent comme on les avait calculés.

La figure 6.5 donne les mêmes relevés mais avec une fréquence d'attaque du transducteur inférieure à sa fréquence d'antirésonance. L'onduleur est alors chargé par une charge plutôt *inductive*.

- Sur le cliché a, on voit que pendant l'intervalle de conduction de l'"interrupteur", le courant passe par la diode puis par le transistor. Les commutations sont bien du type transistor-diode.
- Le cliché b, montre une mise en conduction. La chute de la tension  $V_{CE}$  est beaucoup plus lente que lors du débit sur charge capacitive ; pendant sa durée le courant est négligeable. La montée du courant, limitée par l'inductance  $L$  se déroule comme prévu et donne lieu au dépassement calculé.

- La commutation à l'ouverture (cliché c) correspond bien à une faible remontée de  $V_{CE}$  pendant l'annulation de  $I_C$  puis à une poursuite de la montée suivant le régime pseudopériodique étudié (chap. 4, §II.2.2). Le courant dans la diode montée en parallèle inverse avec le transistor qu'on vient de bloquer est dû à la décharge de l'inductance de son snubber.

L'examen de ces formes d'ondes montre donc que c'est dans le cas d'un récepteur capacitif et à l'ouverture d'un transistor que les pertes par commutation dans celui-ci sont les plus importantes.

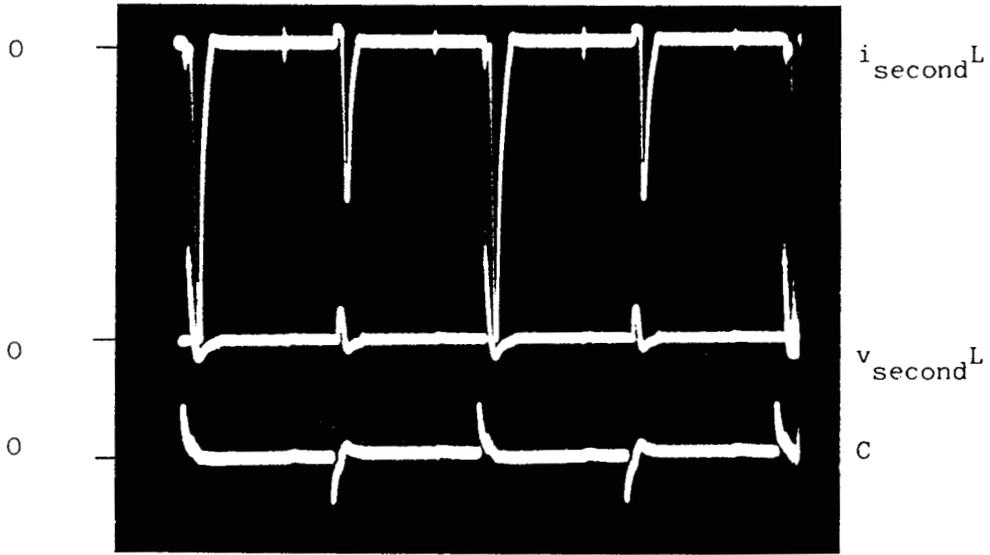
En fonctionnement normal avec transducteur à l'antirésonance, à cause de l'inductance de filtrage, l'onduleur débite sur une charge résistante et inductive. Les snubbers remplissent bien alors leur fonction.

#### I.4. Circuits de récupération. Commande des bases

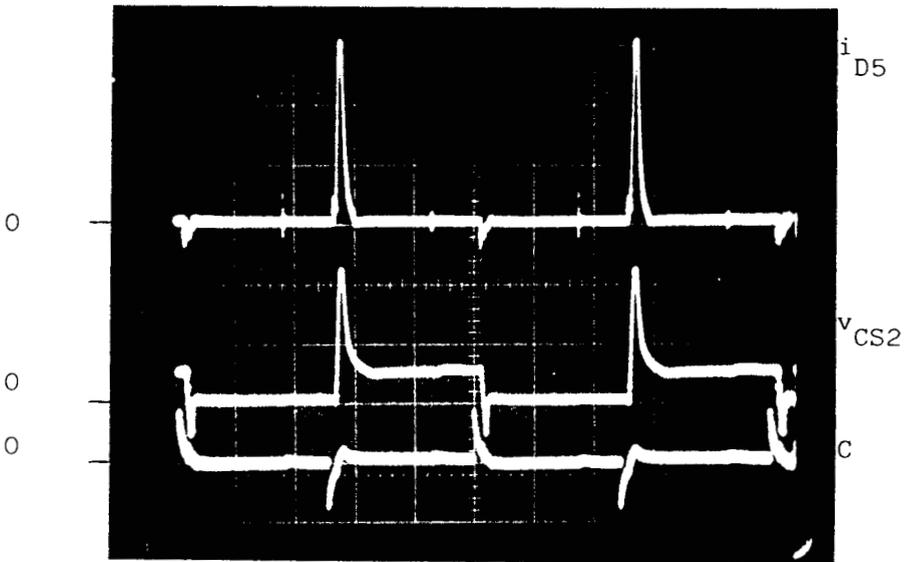
La figure 6.6a illustre la récupération d'énergie sur *l'inductance* du snubber. De haut en bas, on trouve le courant dans l'enroulement secondaire monté sur cette inductance, la tension aux bornes de cet enroulement, la tension appliquée à l'entrée du circuit de commande UAA 4002. Ce dernier relevé permet de situer les instants où se situent les impulsions observées sur les deux premiers.

Comme prévu (voir figure 4.13) l'inductance  $L$  se décharge ( $v_L$  positif) deux fois par période et on a deux pics de courant dans le circuit de récupération. Mais on observe que le pic à la fin de la commutation ON est plus fort que celui qui se produit à la fin de la commutation OFF. Cela est dû à l'addition au phénomène prévu du recouvrement de la diode  $D_S$ .

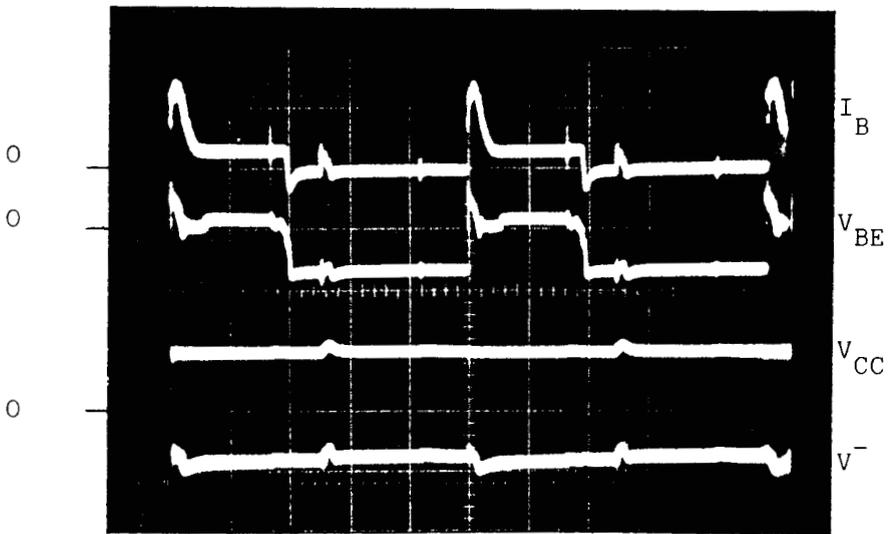
La figure 6.6b illustre la récupération d'énergie sur la *capacité* du snubber. Elle montre du haut en bas, le courant dans la diode  $D_5$  par laquelle passe l'énergie récupérée, la tension du condensateur  $C_{S2}$  aux bornes duquel s'effectue cette récupération et le signal  $C$  appliqué au circuit de commande. On voit bien que c'est pendant la surtension qui suit la remontée de la tension  $V_{CE}$  que s'effectue la récupération.



a) ( $i_{sec}$ : 1A/div;  $v_{sec}$ : 20V/div;  $C$ : 5V/div;  $t$ : 10 $\mu$ s/div)



b) ( $i_{D5}$ : 1A/div;  $v_{CS2}$ : 20V/div;  $C$ : 5V/div;  $t$ : 10 $\mu$ s/div)



c) ( $I_B$ : 1A/div;  $V_{BE}$ : 5V/div;  $V_{CC}$ : 10V/div;  $t$ : 10 $\mu$ s/div)

Figure 6.6



Le cliché 6.5c donne, de haut en bas, le courant de *base* du transistor, sa tension base-émetteur, les tensions  $V_{CC}$  et  $V^-$  des deux sources auxiliaires. Le courant de base présente bien la pointe positive initiale désirée et une pointe négative quand la tension base devient négative. Ici l'intervalle de conduction du transistor examiné correspond à un débit de celui-ci au début de la demi-période de conduction de l'interrupteur auquel il appartient.

Les tensions des sources auxiliaires varient peu. On peut toutefois observer leur légère augmentation durant les brefs intervalles où l'on charge leurs condensateurs de filtrage.

les trois séries de relevés de la figure 6.6 ont été effectués lors du débit de l'onduleur sur le transducteur piézoélectrique fonctionnant à l'antirésonance. Les formes d'ondes varient lorsqu'on change de fonctionnement ou, pour un fonctionnement donné, lorsqu'on observe un transistor situé dans l'autre bras de l'onduleur. Mais la récupération d'énergie est toujours suffisante ; nous avons d'ailleurs dû placer des résistances ( $R_6$  et  $R_9$  sur le schéma de la figure 5.5) pour la limiter.

## II - MESURES DE RENDEMENT DE L'ONDULEUR

Les relevés quantitatifs sont très difficiles quand l'onduleur alimente le transducteur ; l'impédance apparente de celui-ci varie sans cesse et ne permet pas d'obtenir la série de mesures nécessaire pour tracer une caractéristique.

Aussi nous avons fait des mesures portant sur l'onduleur seul (pont à semi-conducteurs, snubbers, circuits de commande alimentés par récupération),

. en alimentant l'onduleur par une source stabilisée fournissant une tension continue  $E$  de 200 V,

. en prenant une charge purement résistive et en la branchant directement sur les points milieux des deux bras de l'onduleur.

## II.1. Essais à fréquence constante

On a d'abord fait fonctionner l'onduleur à sa fréquence nominale de 20 KHz et on l'a chargé par des résistances. Pour chaque point on a noté

- la valeur moyenne  $I_e$  du courant pris à la source,
- la valeur efficace  $I$  du courant à la sortie  $i$ ,
- la valeur efficace  $V$  de la tension à la sortie  $v$ .

Les courbes de la figure 6.7 montrent les variations, en fonction de la puissance à la sortie  $V I$ ,

de la tension de sortie  $V$

du rendement  $\eta = V I / E I_e$

des pertes  $p = E I_e - V I$

- La tension de sortie  $V$ , même pour les faibles débits, est nettement inférieure à la valeur théorique

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} E \sin \frac{\pi - \beta}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 200 \frac{\sqrt{3}}{2} = 160 \text{ V}$$

Cela tient surtout aux temps de montée et de descente de la tension  $v$  qui sont bien loin d'être négligeables devant la période.

Quand le débit augmente, la durée des commutations augmente et les chutes de tension directes des semi-conducteurs passants sont accrues : la valeur de  $V$  diminue.

- Les pertes, évaluées par la différence entre  $E I_e$  et  $V I$  sont connues de façon très imprécise. Il semble que lorsque  $I$  augmente, elles décroissent d'abord, passent par un minimum puis augmentent rapidement. Puisque les pertes par conduction ne peuvent que croître en fonction de  $I$ , cela correspondrait à une diminution des pertes par commutation entre la marche à vide et la marche à demi-charge. Nous avons d'ailleurs observé que les résistances de décharge des snubbers tendaient à chauffer plus fortement aux faibles débits.

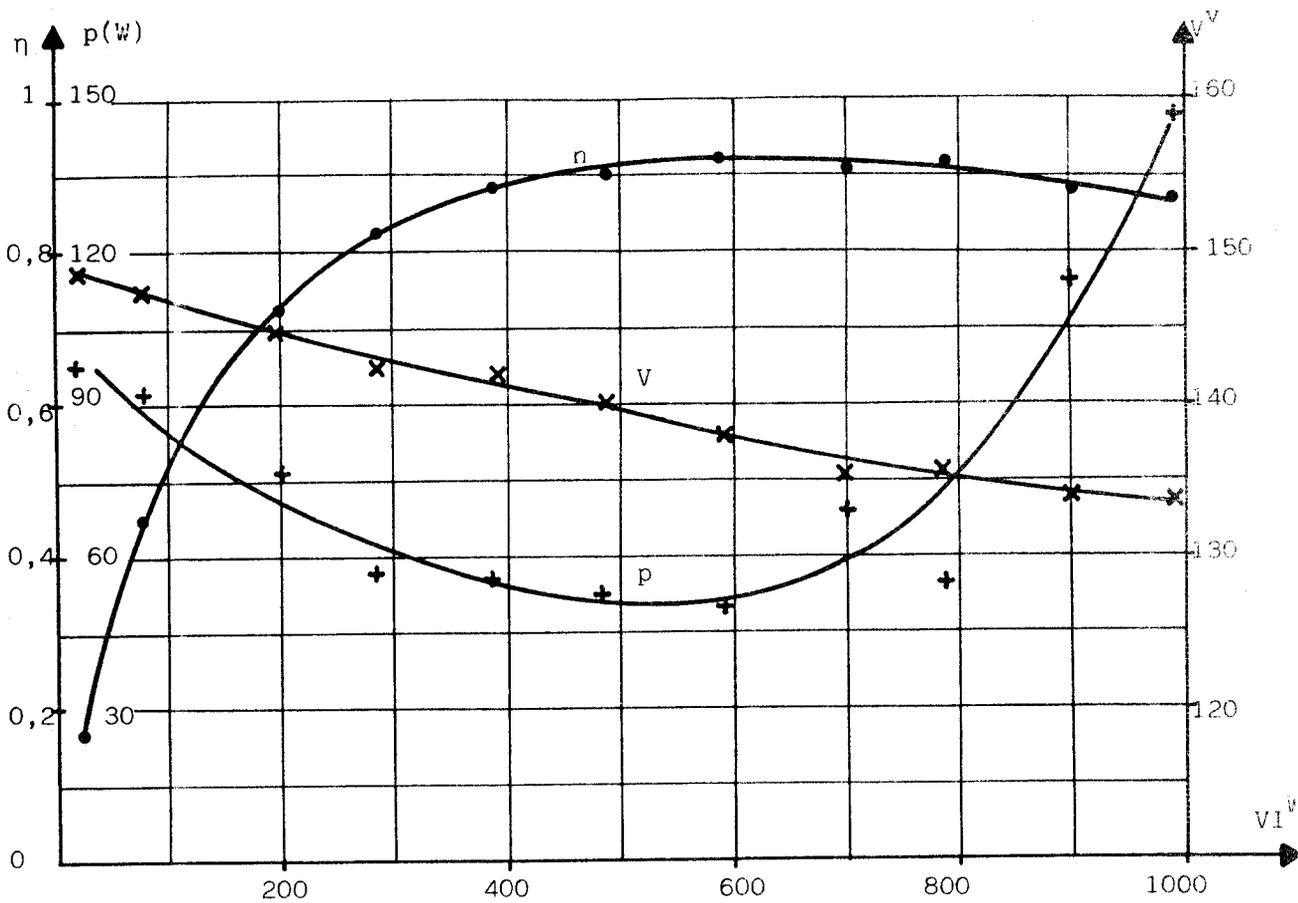


Figure 6.7

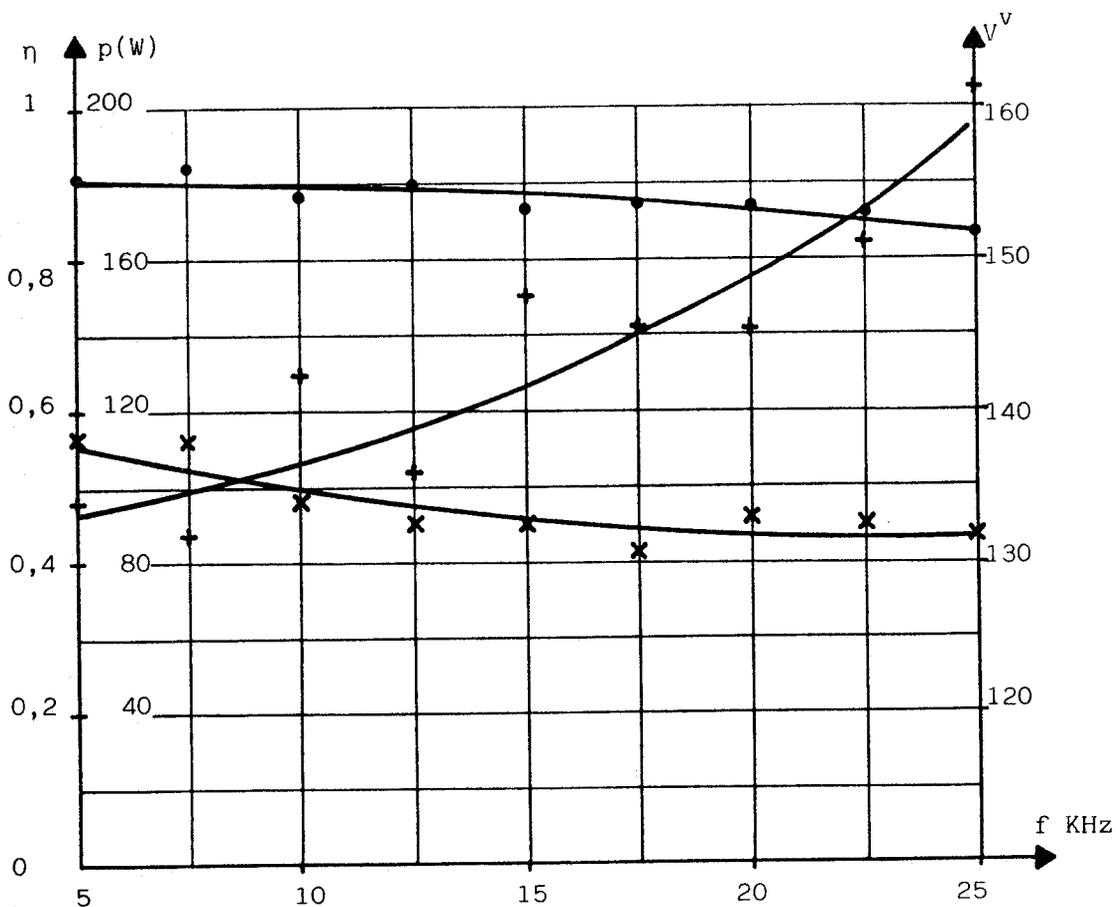


Figure 6.8



## II.2. Essais à fréquence variable

On a ensuite fait fonctionner l'onduleur à une fréquence variant de 2,5 en 2,5 KHz depuis 5 KHz jusqu'à 25 KHz. Pour chaque point on a réglé la fréquence de l'oscillateur pilotant la logique de contrôle et le  $t_{on\ max}$  des circuits intégrés de commande.

L'onduleur est alimenté sous une tension  $E$  constante de 200 V ; il débite sur une charge résistive. On règle celle-ci pour que la puissance débitée  $V I$  reste sensiblement constante et égale à 1000 W.

Pour chaque valeur de la fréquence  $f$ ,  
on mesure  $I_e$ ,  $V$  et  $I$   
on en déduit le rendement et les pertes par

$$\eta = V I / E I_e \quad ; \quad p = V I - E I_e$$

Les courbes de la figure 6.8 montrent les variations en fonction de  $f$ , de la tension  $V$ , du rendement  $\eta$  et des pertes  $p$ .

- *La tension  $V$  diminue un peu avec la fréquence, la valeur des temps de montée et de descente ayant une valeur relative plus élevée quand la période diminue.*

- *Les pertes  $p$ , malgré l'imprécision de leur détermination, montrent un net accroissement de leur valeur quand la fréquence croît. L'augmentation du nombre de commutations par seconde entraîne celle des pertes correspondantes.*

Lors du débit d'une puissance de 1000 W à 20 KHz on a environ 160 W de pertes. L'extrapolation de la courbe donnant  $p$  en fonction de  $f$  jusqu'à  $f$  nul donne environ 80 W. On en déduit qu'à 20 KHz lorsqu'on débite 1000 W les pertes par conduction et les pertes par commutation ont des valeurs voisines.

## CONCLUSIONS

Cette étude d'un onduleur à transistors bipolaires, débitant sur un transducteur piézoélectrique et assurant une récupération partielle de l'énergie des snubbers, ne saurait prétendre apporter une solution définitive aux nombreux problèmes soulevés. Nos conclusions sont plutôt des remarques générales essayant de dresser un bilan de notre travail.

*Circuits de commande et de récupération.* La récupération d'énergie sur l'inductance et la capacité des snubbers, pour alimenter les circuits de commande des transistors, s'est révélée satisfaisante et assez facile à mettre en oeuvre. Le schéma simple avec résistance de décharge unique semble bien adapté à cette récupération.

La commande des transistors par des circuits intégrés spécialement conçus à cet effet se révèle très commode.

Mais dans le cas d'un onduleur en pont alimentant une charge aussi "capricieuse", il semble indispensable de prévoir une action spécifique pour parer à une conduction simultanée de deux transistors en série sous la tension continue d'alimentation. Une détection plus sûre et plus rapide de ce défaut et sa prise en compte au niveau de la logique de contrôle permettrait une amélioration notable de la sécurité de l'équipement.

*Les semiconducteurs de puissance et les commutations.* Une grande partie de mémoire est consacrée à l'étude des commutations et aux snubbers qui permettent de réduire les contraintes que les commutations appliquent aux transistors.

Les commutations dépendent de la nature de la charge, elles peuvent différer d'un bras de pont à l'autre.

Malgré l'étude théorique assez poussée de ces commutations assistées par snubbers, on observe des différences assez notables entre le calcul et l'observation. Cela tient de l'imperfection des éléments, notamment au rôle important du courant de recouvrement des diodes.

De plus, le procédé habituel, qui consiste à étudier les commutations du transistor à partir du hacheur série et de transposer ensuite aux onduleurs les résultats obtenus, est commode mais pas pleinement satisfaisant. Il ne tient pas compte des interactions entre les divers éléments constituant les quatre bras du pont onduleur.

Si les choix de l'onduleur en pont source de tension et du filtrage par une simple inductance ne semblent pas devoir être remis en discussion, l'optimisation des snubbers nécessiterait encore des calculs et un affinage expérimental.

*La charge.* C'est le fait que la charge de l'onduleur soit un transducteur piézoélectrique qui est à l'origine des principales difficultés rencontrées. L'onduleur doit fonctionner même lorsqu'on s'écarte de la fréquence d'antirésonance quand ce ne serait que pour permettre à la régulation de détecter l'écart qu'elle doit résorber.

Mais dans notre étude de l'onduleur, non encore pourvu de sa régulation de fréquence, nous avons dû calculer les éléments pour qu'ils supportent un fonctionnement avec de forts écarts par rapport à l'antirésonance. D'autre part la crainte des conséquences du comportement surprenant du transducteur nous a beaucoup gêné expérimentalement.

L'onduleur prototype construit va permettre de déterminer la régulation qu'il convient de lui adapter. Celle-ci permettra en retour d'améliorer l'onduleur lui-même.

Ce mémoire ne constitue qu'une étape dans la mise au point de sources ultrasonores puissantes. Il essaye de préciser les résultats obtenus et les directions dans lesquelles les améliorations sont possibles.

La suite de notre travail, en collaboration avec nos collègues qui se sont plus spécialement consacrés à l'aspect de la régulation, sera d'adapter l'onduleur à un asservissement de fréquence par microprocesseur. Cela devrait permettre une nette augmentation de la puissance mais nécessitera un redimensionnement des composants des snubbers pour trouver un bon compromis entre les pertes dans les transistors, les pertes dans les snubbers et l'énergie récupérée.

## B I B L I O G R A P H I E

-o-o-o-o-o-o-

- [ 1 ] : A.E. CRAWFORD  
Technique des ultrasons  
Dunod Ed., Paris, 1959
- [ 2 ] : G. BRADFIELD  
Ultrasonics transducers  
Ultrasonics, Vol.8, n°2, Avril 1970, pp 73-136
- [ 3 ] : La Radiotechnique-Compelec  
Céramiques piézoélectriques PXE  
Manuel d'Applications RTC, 1981
- [ 4 ] : R.G. GOLDMAN  
Ultrasonic Technology  
Reinhold Publishing Corp., New York, 1962
- [ 5 ] : D. KREMER, A. MOISAN, S.M. SALEH  
Usinage abrasif ultrasonore  
Journées d'Etudes du CEPRI, Lille, 1980, 14p
- [ 6 ] : H. PASTEAU  
Théorie et applications de l'acoustique sous-marine  
Tome 1, cours de l'ENSTA, 1972
- [ 7 ] : T.H. HUETER, R.H. BOLT  
Ultrasonics  
John Wiley and Sons, New-York, 1965

- [ 8 ] : D.A. BERLINCOURT, D.R. CURRAN, H. JAF  
Physical Acoustics, principles and methods  
W.P. MASSON Ed., Academic Press, 1964
- [ 9 ] : J.N. DECARPIGNY, J.L. CARTON, J.C. DEBUS  
Calcul de transducteurs par la méthode des éléments finis  
Journées d'Etudes du CEPRI, Lille, 1980, 30 p
- [10] : J.P. POUPAERT, B. THIRION  
Procédé et dispositif d'alimentation électrique d'un transducteur  
générateur de vibrations tant sonores qu'ultrasonores.  
Brevet d'Invention, déposé le 27 août 1985
- [11] : G. SEGUIER  
L'électronique de puissance  
Dunod Ed., Paris, 1979
- [12] : J. REDOUTEY  
Les paramètres importants des transistors de puissance  
pp 1 à 12 de "Le transistor de puissance dans son environnement"  
Thomson-CSF, Division Semiconducteurs, 1978
- [13] : J. BAUDIER  
Aires de Sécurité - Aires de fonctionnement (pp 13-26)  
C. FRAIRE  
Un nouveau concept : les aires de surcharge (pp 26-41)  
"Le transistor de puissance dans son environnement"  
Thomson-CSF, Division Semiconducteurs, 1978
- [14] : K. RISCHMUELLER  
Les transistors de puissance mieux spécifiés  
pp 9-23 de "Le transistor de puissance dans la conversion d'énergie"  
Thomson-CSF, Division Semiconducteurs, 1983

- [15] : E.T. CALKIN, B.H. HAMILTON  
Circuits techniques for Improving the Switching Loci of Transistor  
Switches in Switching Regulators  
IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-12, n°4, July-August 1976,  
pp 364-369
- [16] : W. Mc MURRAY  
Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transis-  
tor Switching converters  
IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-16, n°4, July-August 1980,  
pp 513-523
- [17] : J.P. ARCHES, H. FOCH  
Evolution des circuits d'aide à la commutation des transistors  
de puissance  
Electronique et Automatique industrielles, n°276, Nov 1979, pp 63-80
- [18] : F. BRICHANT  
Les onduleurs autonomes  
Dunod Ed., Paris, 1982
- [19] : J. LESENNE, G. SEGUIER  
Optimisation des générateurs de signaux rectangulaires et des  
transformateurs donnant un système triphasé de tensions en paliers  
C.R. Acad. Sc., Paris, t 285, Juillet 1977, pp 41-44
- [20] : B.D. BEDFORD, R.G. HOFT  
Principles of inverter circuits  
John Wiley, New-York, 1964
- [21] : J. LESENNE, G. SEGUIER  
Pondération du taux d'harmoniques. Application aux onduleurs  
à Modulation de Largeur d'Impulsions.  
MECO'82, Tunis, Sept. 1982, pp 61.1-61.4

- [22] : A. FERRARO  
On overview of low-loss snubbers technology for transistor converters  
IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982, pp 466-477
- [23] : W.R. PEARSON, P.C. SEN  
Designing optimum snubber circuits for the transistor bridge configuration  
Electronic Machines and Power Systems, 1983, pp 321-332
- [24] : K. RISCHMUELLER  
Alimentation économique fonctionnant sur le secteur  
J.P. LE PONNER  
Hacheur à transistor de 2 KW directement alimenté par le secteur 220V  
pp 431-442 et 443-452 de "Le transistor de puissance dans son environnement"  
Thomson-CSF, Division Semiconducteurs, 1978
- [25] : J. BARRET  
Réseau d'aide à la commutation d'ouverture avec peu de pertes  
Electronique de Puissance, n°5, Juin 1984, pp 55-57
- [26] : P.O. LAURITZEN, H.A. SMITH  
A nondissipative snubber effective over a wide range of operating conditions  
IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1983, pp 345-354
- [27] : B.W. WILLIAMS  
High-voltage high-frequency power-switching transistor module with switching-aid-circuit energy recovery  
IEE Proceedings, Vol. 131, Pt.B, n°1, Jan 1984, pp 7-12
- [28] : S.B. DEWAN  
Optimum input and output filters for a single-phase rectifier power supply  
IEEE, Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-17, n°3, May-June 1981, pp 282-288

- [29] : P.H. THIBODEAU  
The switcher transformer : designing it in one try for switching  
power supply  
Electronic Design, sept 1980, pp 143-147
- [30] : S. CLEMENTE, B.R. PELLY, B. SMITH  
The HEXFET's integral body diode. Its characteristics and limita-  
tions.  
IRF Application Note 934B, pp 65-67  
IRF POWER MOSFET HEXFET DATABOOK 1985 (Third Edition)
- [31] : J. BARRET  
Les diodes rapides dans la conversion d'énergie : retard, bruit  
remise en conduction  
pp 185-200 de "Le transistor de puissance dans la conversion de  
l'énergie"  
Thomson-CSF, Division Semiconducteurs, 1983
- [32] : J. REDOUTEY  
La protection décentralisée des transistors de puissance  
Electronique Industrielle, n°30, Mars 1982, pp 21-23
- [33] : J.J. LAMBOLEY  
Commande directe et protection totale du transistor de commutation  
avec l'UAA 4042  
Electronique Industrielle, n°32, Avril 1982, pp 27-29
- [34] : THOMSON-EFCIS  
Notices d'application du UAA 4002  
NA-026F, septembre 1982  
NA-031F, Mars 1983
- [35] : P.D. EVANS, B.M. SAIED  
Fault-current control in power-conditioning units using power  
transistors  
IEE Proceedings, Vol. 12B, Part B, Nov. 1981, pp 335-337

[36] : P.D. EVANS, B.M. SAIED

Protection methods for power transistor circuits

IEE Proceedings, Vol 129, Part B, Nov. 1982, pp 359-363

\*\*\*

