



**HAL**  
open science

# ETUDE COMPORTEMENTALE DU MOS CONTROLLED THYRISTOR

Abdesselam Merazga

► **To cite this version:**

Abdesselam Merazga. ETUDE COMPORTEMENTALE DU MOS CONTROLLED THYRISTOR. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT: . tel-00907565

**HAL Id: tel-00907565**

**<https://theses.hal.science/tel-00907565>**

Submitted on 21 Nov 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THÈSE

*Présentée par*

Abdesselam MERAZGA

*Pour obtenir le titre de DOCTEUR*

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

( Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(*Spécialité : Génie Electrique*)

\* \* \* \* \*

## ÉTUDE COMPORTEMENTALE DU MOS CONTROLLED THYRISTOR

\* \* \* \* \*

*Date de soutenance : le 17 mars 1997*

### Composition du jury

Messieurs	Pierre MERLE	
	Jean-Pierre CHANTE	Rapporteurs
Messieurs	Robert PERRET	
	Jean Michel LI	Examineurs
	Dominique LAFORE	

*Thèse préparée au CEGEMA, Département EEPS de l'ESIM, au sein de l'Equipe Electronique de Puissance*



## REMERCIEMENTS

Je tiens à adresser ici mes remerciements à :

Monsieur Pierre MERLE, Professeur à l'Institut des Sciences de l'ingénieur de Montpellier, qui malgré de lourdes charges a accepté d'être rapporteur et président du jury .

Monsieur Jean Pierre CHANTE, Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon pour ses critiques et commentaires et qui a bien voulu se charger de l'examen et du rapport de la thèse.

Monsieur Robert PERRET, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, responsable de l'Equipe Electronique de Puissance au LEG, pour la confiance qui m'a accordé en acceptant d'être mon directeur de thèse.

Monsieur Jean Michel LI, Enseignant - Chercheur à l'école Supérieure d'Ingénieurs de Marseille pour son aide, ses conseils et sa disponibilité tout au long de ce travail malgré toutes ses occupations.

Monsieur Dominique LAFORE, responsable de l'Equipe Electronique de Puissance à l'ESIM, pour m'avoir accueilli dans son équipe et pour son aide durant les trois années qu'a duré cette étude.

Monsieur Jean louis COULOUMB, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble pour m'avoir accueilli au LEG en DEA et pour son aide administratif lors de ma thèse à l'ESIM.

Je remercie également Monsieur Robert LAHAYE de la société HARRIS Semiconductor pour la fourniture d'échantillons MCT de test ainsi qu'une documentation sur ces dispositifs.

Merci également à tous mes collègues de EEPS avec qui j'ai vécu des bon moments et j'ai partagé une ambiance d'amitié sincère en particulier A.C. SANCHEZ, R.S.PILIOUA, I.COULIBALY, M.ALNAHAR, C.YVE.

Sans oublier mes amis L. SMAILI, A. SAFI, T.MEFTAËH, M. LAHRECH, M. KELLAL, A. SOUDANI, B. HAJ-IBRAHIM ...etc.





*A mes parents  
A mes frères et soeurs*



---



---

# Sommaire

---



---

<b>Introduction générale</b>	1
<b>Chapitre 1: Introduction au MCT</b>	
<b>1.1 Structure du MCT (Cellules de base).</b>	4
<b>1.2 Principe de fonctionnement</b>	7
1.2.1 Mécanisme de fermeture.	7
1.2.2 Mécanisme d'ouverture.	8
<b>1.3 Points forts - Points faibles</b>	
1.3.1 Points faibles	9
1.3.2 Points forts	9
<b>1.4 Domaine d'application</b>	10
<b>Chapitre 2: MCT en commutation dure</b>	
<b>2.1 Circuit de commutations en monocoup</b>	11
<b>2.2 Comportement à la fermeture</b>	13
2.2.1 Principales phases	13
2.2.2 Paramètres de commutation à la fermeture	15
2.2.3 Influence de la commande (RG, LG, LA)	16
2.2.4 Influence de la puissance (E, I <sub>A</sub> )	17
2.2.5 Influence de la température $\theta_j$	18
<b>2.3 Comportement à l'ouverture</b>	20
2.3.1 Principales phases	20
2.3.2 Paramètres de commutation à l'ouverture	22
2.3.3 Influence de la commande	23
2.3.4 Influence de la puissance (E, I <sub>A</sub> )	24
2.3.5 Influence de la température $\theta_j$	26
<b>2.4 Comportement en statique</b>	28
2.4.1 Circuit de test et son principe de fonctionnement	28
2.4.2 Caractéristiques statiques	28
2.4.3 Représentation de $V_F=f(I_F, \theta_j)$	29
<b>2.5 Modélisation des pertes en commutation dure</b>	31
2.5.1 Pertes des commutations en fonction de (I <sub>A</sub> , V <sub>AK</sub> , $\theta_j$ )	32

2.5.2	Modèles analytiques des pertes en commutation.....	33
2.5.3	Formulation générale des pertes .....	36
2.5.4	Modèle des pertes en statique .....	38
2.5.5	Pertes totales en commutation dure .....	39
<b>2.6</b>	<b>Etude comparative entre les MCTs génération I et II .....</b>	<b>40</b>
2.6.1	Performances en statique .....	40
2.6.2	Comportement à la fermeture .....	41
2.6.3	Comportement à l'ouverture .....	42
<b>2.7</b>	<b>Mécanisme interne du MCT en commutation dure .....</b>	<b>44</b>
2.7.1	Rappel de principales phases en Commutation Dure. ....	44
<b>2.8</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>53</b>

### Chapitre 3: MCT en commutations douces à zéro courant (ZC) et à zéro tension (ZV).

#### Commutation douce à zéro courant ZC, mode thyristor

<b>3.1 Etude expérimentale .....</b>	<b>56</b>
3.1.1 Circuit de test et son principe de fonctionnement .....	56
3.1.2. Principales phases de la commutation douce ZCS .....	57
3.1.3 Paramètres de commutation .....	59
3.1.4 Influence de la commande.....	60
3.1.5 Influence de la puissance ( $t_0$ , $dV_{AK}/dt$ , $I_A$ ).....	63
3.1.6 Influence de la température $\theta_j$ .....	65
3.1.7 Influence de l'inductance de câblage $l_c$ .....	66
<b>3.2 Mécanisme interne du MCT en commutation douce ZCS .....</b>	<b>67</b>
<b>3.3 Conclusion .....</b>	<b>71</b>

#### Commutation douce à zéro tension ZV, mode thyristor dual

<b>3.4 Etude expérimentale .....</b>	<b>74</b>
3.4.1 Circuit de test et son principe de fonctionnement .....	74
3.4.2. Principales phases en commutation douce ZVS .....	76
3.4.3 Paramètres de commutation .....	77
3.4.4 Influence de la commande $t_{pc}$ .....	78
3.4.5 Influence de la vitesse en courant $dI_A/dt$ .....	80
3.4.6 Influence de la température de jonction $\theta_j$ .....	81
3.4.7 Pertes de commutation ZVS.....	82
<b>3.5 Mécanisme interne du MCT en commutation douce ZVS .....</b>	<b>85</b>
<b>3.6 Conclusion .....</b>	<b>90</b>

## Chapitre 4: Pouvoir de coupure et aire de sécurité

<b>4.1</b>	<b>Circuit de test</b> .....	91
<b>4.2</b>	<b>Pouvoir de coupure</b> .....	92
4.2.1	Paramètres internes (structurels et physiques ) .....	92
4.2.2	Paramètres externes .....	95
4.2.2.1	Niveau de la tension de commande.....	95
4.2.2.2	Temps de transition de commande.....	96
4.2.2.3	Température de jonction $\theta_j$ .....	97
<b>4.3</b>	<b>Commande optimisée</b> .....	98
<b>4.4</b>	<b>Aire de sécurité</b> .....	100
4.4.1	Phénomène d'avalanche.....	100
4.4.2	Circuit d'aide.....	103
<b>4.4</b>	<b>Conclusion</b> .....	104

## Chapitre 5: Mise en série des MCTs

<b>5.1</b>	<b>Circuit de test</b> .....	106
<b>5.2</b>	<b>Répartition de tensions en statique</b> .....	107
5.2.1	Influence du courant de fuite .....	107
5.2.2	Influence de la température .....	108
5.2.3	Solutions d'équilibrage à l'état bloqué .....	109
<b>5.3</b>	<b>Répartition de tension en commutation</b> .....	110
5.3.1	Fermeture.....	110
5.3.1.1	Délai à la fermeture $t_{dfi}$ .....	111
5.3.1.2	Vitesse de montée en courant $dI_{\Delta i}/dt$ .....	112
5.3.2	Ouverture .....	113
5.3.2.1	Délai à l'ouverture $t_{doj}$ .....	114
5.3.2.2	Vitesse de montée en tension $dV_{AKi}/dt$ .....	115
5.3.2.3	Influence de traînage .....	116
5.3.3	Solutions pour une meilleure répartition de tension .....	119
<b>5.4</b>	<b>Conclusion</b> .....	123

## Chapitre 6: Mise en parallèle des MCTs

<b>6.1</b>	<b>Circuit de test en monocoup</b> .....	125
<b>6.2</b>	<b>Répartition des courants en statique</b> .....	126
6.2.1	Tension directe $V_f$ .....	126

6.2.2	Influence de la température .....	127
<b>6.3</b>	<b>Répartition du courant en commutation.....</b>	<b>128</b>
6.3.1	Fermeture.....	128
6.3.1.1	Influence des délais $t_{dfi}$ .....	129
6.3.1.2	Influence des vitesses de montée en courant $dI_{Ai}/dt$ .....	130
6.3.2	Ouverture.....	134
6.3.2.1	Influence des délais à l'ouverture $t_{doj}$ .....	133
6.3.2.2	Influence des vitesses de montée en tension $dV_{AKi}/dt$ ...	135
6.3.2.3	Influence des traînées $I_{tri}$ .....	136
6.3.3	Solutions pour une meilleure répartition du courant à l'ouverture ...	137
6.3.4	Influences de la réalisation technologique et des conditions sur la ..... répartition du courant.....	137
6.3.4.1	Inductances du câblage.....	138
6.3.4.2	Commande de grille ( $R_G, L_G$ ).....	139
6.3.4.3	Tension appliquée $E$ et température de jonction .....	139
<b>6.4</b>	<b>Conclusion</b> .....	<b>142</b>
	<b>Conclusion générale</b> .....	<b>143</b>
	<b>Références bibliographiques</b>	
	<b>Glossaire</b>	
	<b>Annexes</b>	

---

## *Introduction générale*

---





## Introduction générale

Grâce aux énormes progrès technologiques, les concepteurs ont amélioré les dispositifs de puissance classiques et développé ces dernières années, plusieurs nouveaux composants. Cela permet de répondre aux besoins croissants de l'électronique de puissance. L'évolution des convertisseurs statiques est en effet caractérisée par l'augmentation de la fréquence, par l'augmentation de la puissance massique et la diminution du coût et de la taille des équipements. Ceci exige des dispositifs de puissance, qui entrent dans leurs réalisations, performants tant au niveau des pertes qu'au niveau des vitesses de commutation.

La possibilité de modulation de la résistivité dans les composants bipolaires ( transistor bipolaire, Thyristor, GTO, ....) autorise de faibles chute de tension directe et l'électrode du type MOS permet une commande facile à réaliser et moins gourmande en énergie. L'association MOS-bipolaire ou MOS-thyristor a été depuis longtemps, une orientation suivie par les concepteurs pour le développement de nouveaux composants. L'IGBT résulte de l'association MOS-bipolaire et le MCT est le fruit de l'association MOS-thyristor. Le MCT présente :

- une faible tension directe par rapport à l'IGBT grâce à sa structure thyristor.
- une facilité et une faible consommation au niveau de la commande grâce à sa commande du type MOS [1] [2].

Dans ce mémoire, nous proposons une étude comportementale de ce nouveau composant. A l'heure actuelle, le seul composant commercialisé sur le marché est un MCT du type « P » de chez HARRIS, il nous a servi de composant de base tout au long de notre étude. L'étude comportementale des dispositifs de puissance peut prendre deux voies distinctes, mais tout à fait complémentaires, l'étude expérimentale externe et l'analyse physique interne.

L'étude expérimentale externe consiste à observer les réactions du dispositif (temps de commutation, vitesses en tension  $dV_{AK}/dt$  et en courant  $dI_A/dt$  ...) en fonction des conditions externes, du côté puissance telles que la tension  $V_{AK}$ , le courant  $I_A$ , la température de jonction  $\theta_j$  ... et du côté commande telles que le signal de commande  $V_{GA}$ , la résistance de grille  $R_G$ . Le comportement observé sous les différentes conditions externes permet ainsi de caractériser et d'évaluer le dispositif dans les conditions réelles des applications en électronique de puissance. La difficulté majeure de la méthode expérimentale réside dans la

définition et la reproductivité des conditions de test, car les contraintes imposées au composant sont fonction des convertisseurs. Cependant la méthode de test en monocoup, développée dans notre laboratoire dans le cadre du GIRCEP, permet de faire correctement l'étude expérimentale car elle présente:

- puissance installée de l'équipement de test quasi-nulle
- facilité de la réalisation des conditions externes et indépendance au niveau de leur réglage.
- maîtrise de la température de jonction.
- bonne reproductivité [3].

On peut qualifier le circuit de test ainsi développé de véritable « Simulateur Analogique de l'Electronique de Puissance ».

L'étude comportementale par analyse physique interne se passe en trois étapes, la modélisation ou l'établissement du modèle, la validation du modèle et la simulation en fonction des contraintes externes imposées au composants. Les difficultés de cette méthode sont nombreuses à cause de la complexité de la physique du semi-conducteur. Nous proposons une analyse physique interne simplifiée et qualitative. L'objectif est d'expliquer qualitativement le comportement, observé expérimentalement, par les mécanismes physiques internes comme le transport des charges, la charge d'espace... , permettant ainsi une meilleure connaissance du composant, d'où une meilleure maîtrise et une bonne exploitation [3].

Notre étude comportementale du MCT comporte par conséquent, deux aspects, l'expérimentation externe et l'analyse interne. Elle est présentée en six chapitres. Le premier est une introduction au composant MCT, dans lequel, nous présentons la structure, le principe de fonctionnement, les qualités, les défauts ainsi que les applications envisageables.

Les deuxième et troisième chapitres traitent des comportements externe et interne du MCT dans les différents modes de commutations ( commutation dure, commutation douce ZVS, commutation douce ZCS). Nous mettons en évidence les principaux paramètres intervenant dans les commutations et leurs influences sur le comportement du MCT. La partie physique est donnée afin d'expliquer les phénomènes observés expérimentalement à partir des paramètres internes (charge stockée Q, charge d'espace, ...).

La mise en série et la mise en parallèle des MCTs sont abordées dans les quatrième et cinquième chapitres. Nous faisons le point sur l'ensemble des problèmes rencontrés dans ce type d'association en vue de réaliser des commutateurs pour la haute tension et les forts courant. L'influence des paramètres externes (commande, puissance et température de jonction) sur la répartition en courant ou en tension est étudiée.

Enfin, dans un dernier chapitre, nous analysons les problèmes liés au pouvoir de coupure et à l'aire de sécurité du MCT, car ils constituent les principaux points faibles de ce dispositif. L'analyse porte à la fois sur les aspects physiques et expérimentaux.



# **PARTIE I**

*Chapitre n°1* : Introduction au MCT

*Chapitre n°2* : MCT en Commutation dure

*Chapitre n°3* : Commutations douces ZCS et ZVS

*Chapitre n°4* : Pouvoir de coupure et aire de sécurité



---

# *Chapitre 1*

---





## chapitre n° 1

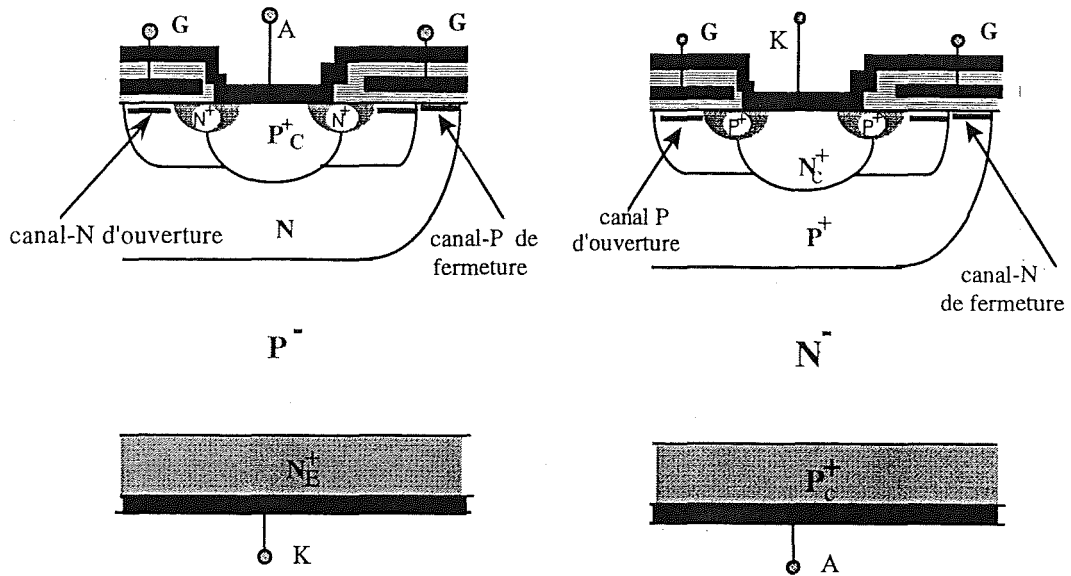
### *Introduction au MCT*

L'histoire du MCT remonte aux débuts des années 80. V.A. Temple, initiateur de cette nouvelle structure, a détaillé, dans l'une de ses premières publications sur ce composant, la technologie, le principe de fonctionnement ainsi que les applications envisageables [1]. Deux types de structures existent: le N-MCT et le P-MCT. Seul le P-MCT est aujourd'hui commercialisé et seulement par HARRIS, pour leur capacités à interrompre des courants plus importants que le N-MCT. Le MCT est né de la volonté d'associer sur la même puce de silicium, les technologies MOS et bipolaires. Malgré les qualités résultant de cette association, il reste un composant en voie de développement. L'étude de son comportement, traité dans ce mémoire, est une contribution à la connaissance et à la maîtrise de ce nouveau dispositif de puissance.

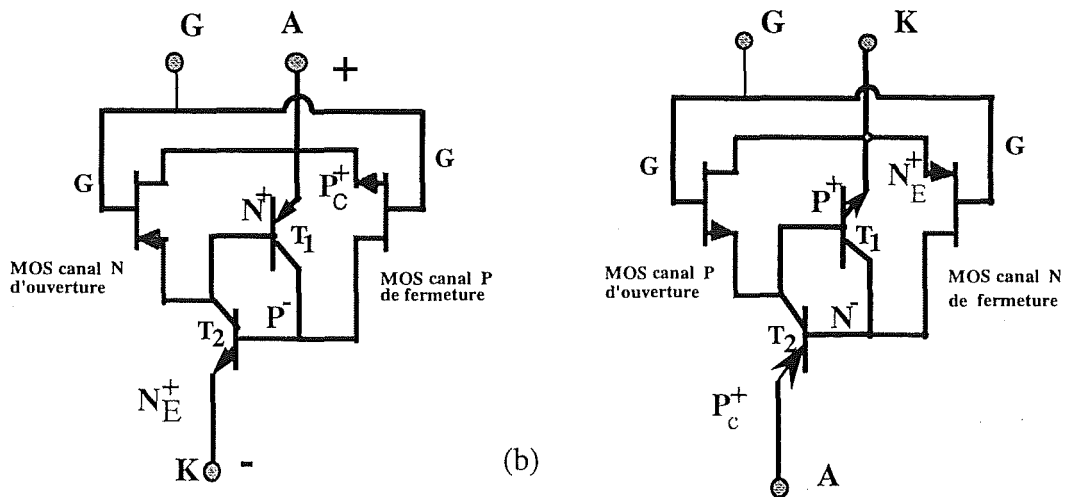
#### *1.1 Structure du MCT (Cellule de base)*

Comme son nom l'indique, le MCT est avant tout un thyristor, ce qui signifie d'abord une structure à quatre couches N et P alternées entre l'anode et la cathode. Elle se caractérise par deux transistors imbriqués  $P_C^+N^+P^-$ ,  $N^+P^-N_E^+$  et deux injecteurs situés de chaque côté de la structure [4] comme dans le cas d'une diode PIN. Deux canaux de types différents (N et P), associés avec le thyristor permettent d'ouvrir et de fermer le composant à partir d'une seule électrode de commande. Le MCT a une conception multicellulaire avec des dizaines de milliers de cellules réalisées en parallèle sur une puce de silicium, par exemple  $N=20000$  cellules,  $S_{Sj}=0,5 \text{ cm}^2$  dans le cas du MCT 600V/75A [5].

Les Fig.1a et 1b montrent les deux structures de base, P-MCT et N-MCT. Le N-MCT dispose d'un canal du type "P" pour l'ouverture. Son pouvoir de coupure en courant est alors limité à cause de la résistance élevée du canal et de la faible mobilité des trous dans ce canal. Nous limitons notre étude au cas du P-MCT [6] [7]. Bien que ce dispositif soit composé de quatre couches, nous pouvons le représenter par deux parties essentielles au niveau de son fonctionnement : la zone vitale et l'injecteur-extracteur.



(a)



(b)

Fig.1.1 : (a) Présentation d'une cellule de base d'un MCT-P et d'un MCT-N  
(b) schémas électriques des MCT-P et MCT-N

• Partie vitale

La base  $P^-$  du transistor  $N^+ P^- N_E^+$ , faiblement dopée, constitue la partie vitale de ce dispositif de puissance et elle joue un rôle de première importance dans la détermination de la tenue en tension et de la densité de courant statique. Les temps de commutation, fonction directe des charges stockées, dépendent aussi de l'état de cette base. Prenons comme exemple le MCT-P 600V/75A, la Fig.1.2 illustre qualitativement les profils de dopage dans les différentes couches et on note une épaisseur de la zone vitale de l'ordre de 60  $\mu\text{m}$ , avec des dopages non uniformes.

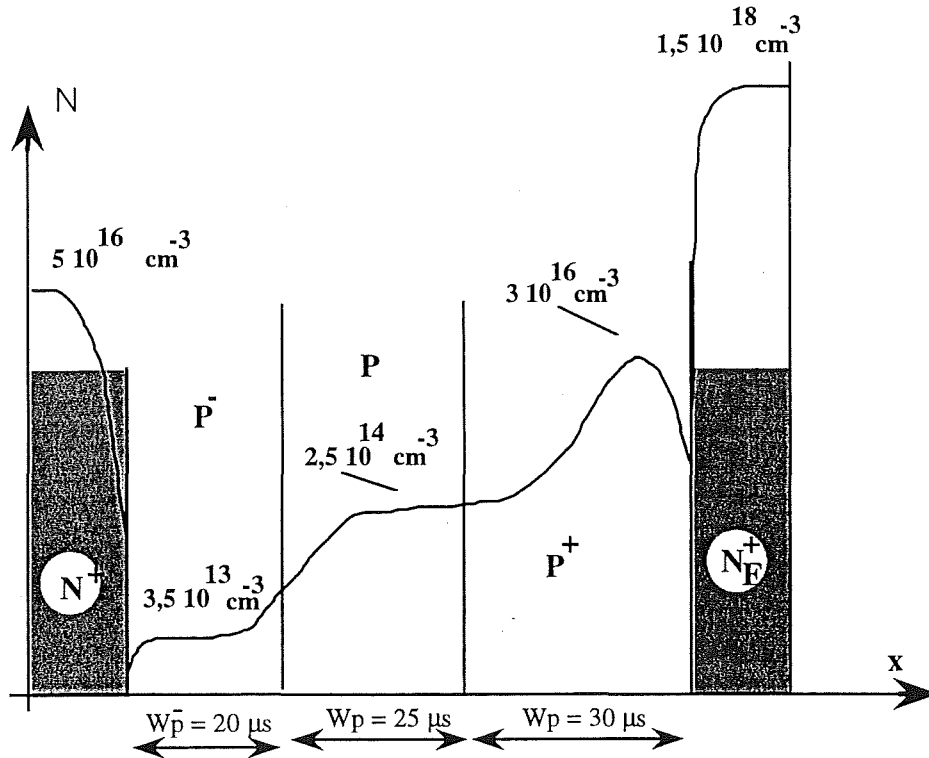


Fig.1.2 : Partie vitale du MCT 600V/75A.

• Injecteurs- Extracteurs

Les jonctions  $P_c^+N^+$  et la jonction  $P^-N_E^+$  constituent respectivement l'injecteur de trous et d'électrons pour la partie vitale. Les dopages élevés des injecteurs permettent d'avoir une grande efficacité d'injection. Par contre, la quantité de charges stockées sera plus importante, ce qui augmente la difficulté de couper le courant à l'ouverture. Les concepteurs ajoutent une couche tampon N entre  $P^-$  et  $N_E^+$  afin de contrôler l'injection. Le MCT ne dispose pas d'extracteur de charges, car on n'a pas la possibilité d'extraire les trous stockés dans la zone vitale (Fig.1.3)

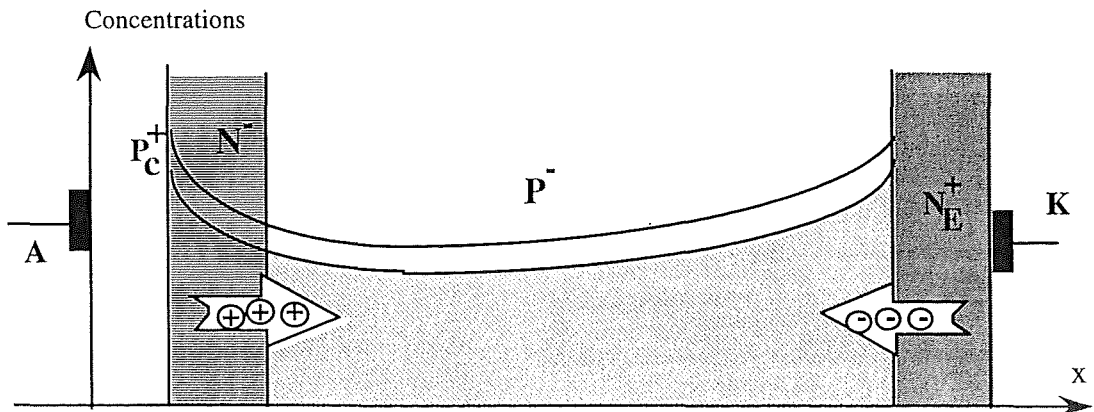


Fig.1.3 : Extracteur - injecteur du MCT-P

## 1.2 Principe de fonctionnement

### 1.2.1 Mécanisme de fermeture

La polarisation négative de la grille par rapport à l'anode permet au canal de fermeture "P" de laisser passer un flux de trous dans la base  $P^-$  du transistor  $N^+P^-N^+$ . En même temps l'injecteur  $P^-N^+$  y injecte une quantité égale d'électrons grâce à la tension positive ( $V_{AK} > 0$ ) du côté puissance. L'action thyristor n'est possible que si l'injecteur de trous  $P^-N^+$  se met à injecter. Cela nécessite tout d'abord que les électrons du côté  $N^+$  puissent arriver dans la base  $N^+$ ; c'est à dire que le transistor  $N^+P^-N^+$  présente un courant collecteur non nul. Par conséquent, la fermeture du MCT se passe en deux temps, d'abord la conduction du transistor  $N^+P^-N^+$  grâce aux trous venant du canal, puis la conduction du transistor  $P^+N^+P^-$  grâce aux électrons résultant du courant collecteur de  $N^+P^-N^+$  Fig.1.4 [8] [9].

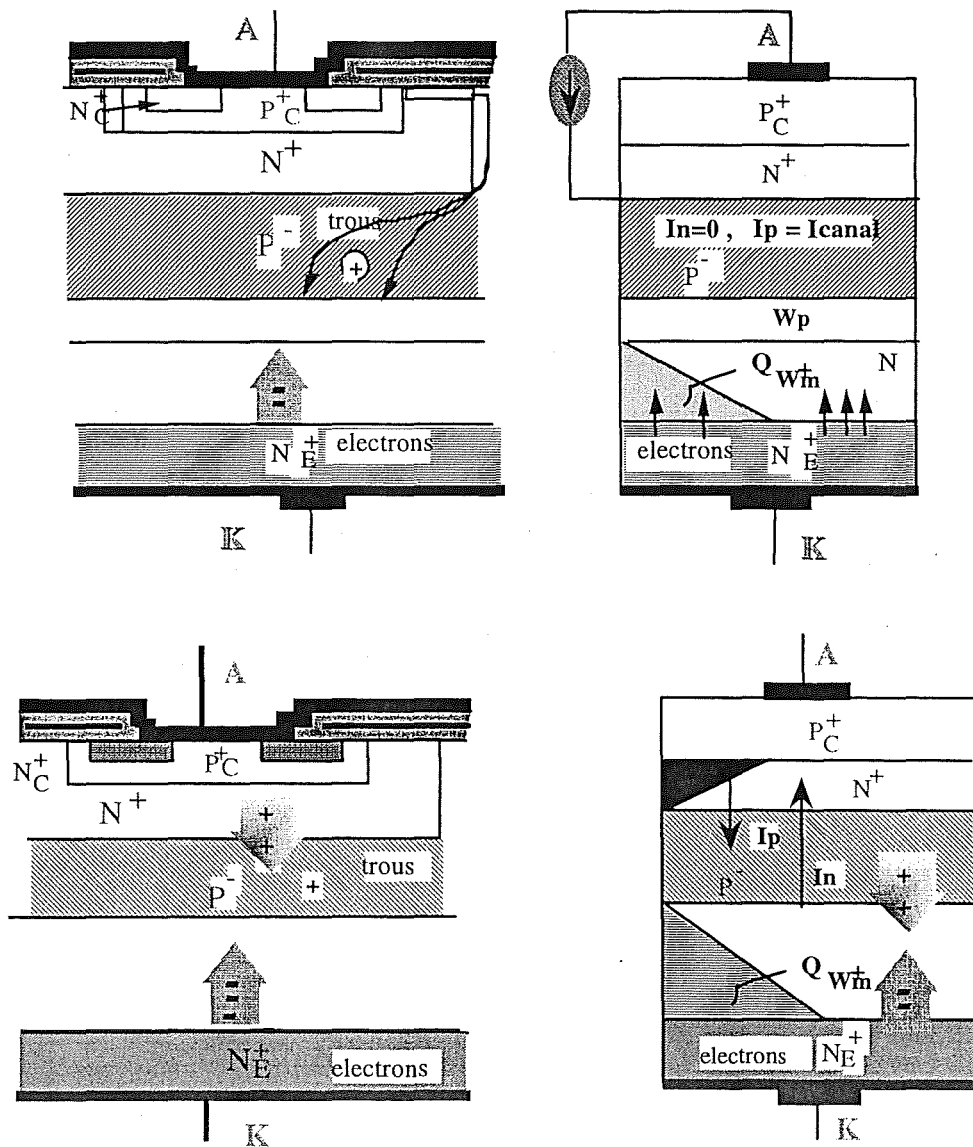


Fig.1.4 : Mécanisme de fermeture du MCT

### 1.2.2 Mécanisme d'ouverture

Lorsque la grille est polarisée positivement, le canal d'ouverture "N" devient conducteur. Dans ce cas, la jonction  $P_C^+N^+$  (injecteur de trous) se trouve court-circuitée par le canal avec une tension égale à  $(I_A R_{\text{canal}})$ . Si cette tension est à peu près inférieure à 0,7V, l'injection des trous peut être totalement arrêtée et le flux d'électrons passe directement de l'injecteur d'électrons  $N_E^+P^-$  du côté cathode à  $N_C^+$  du côté anode au travers des deux bases  $P^-$  et  $N^+$ . L'arrêt de l'injection de trous dans les deux bases permet tout d'abord la diminution des charges stockées dans  $P^-$  et  $N^+$ , puis la disparition de celles stockées dans  $N^+$  et finalement la disparition des charges de la base  $P^-$ . Faute d'avoir la possibilité d'extraire les trous, les charges dans les deux bases ne peuvent disparaître que par le phénomène de recombinaison.

La faible quantité des charges stockées dans  $N^+$  et la faible durée de vie des porteurs, par rapport à la base  $P^-$ , autorisent une vidange plus rapide des charges dans  $N^+$ , d'où le blocage du transistor  $P_C^+N^+P^-$  avant celui de  $N^+P^-N_E^+$ . En effet, l'action thyristor est brisée dès le blocage de  $P_C^+N^+P^-$ . Contrairement à la fermeture, l'ouverture se passe d'abord par le blocage du transistor  $P_C^+N^+P^-$  et ensuite celui de  $N^+P^-N_E^+$  Fig.1.5 [10] [11] [12] [8].

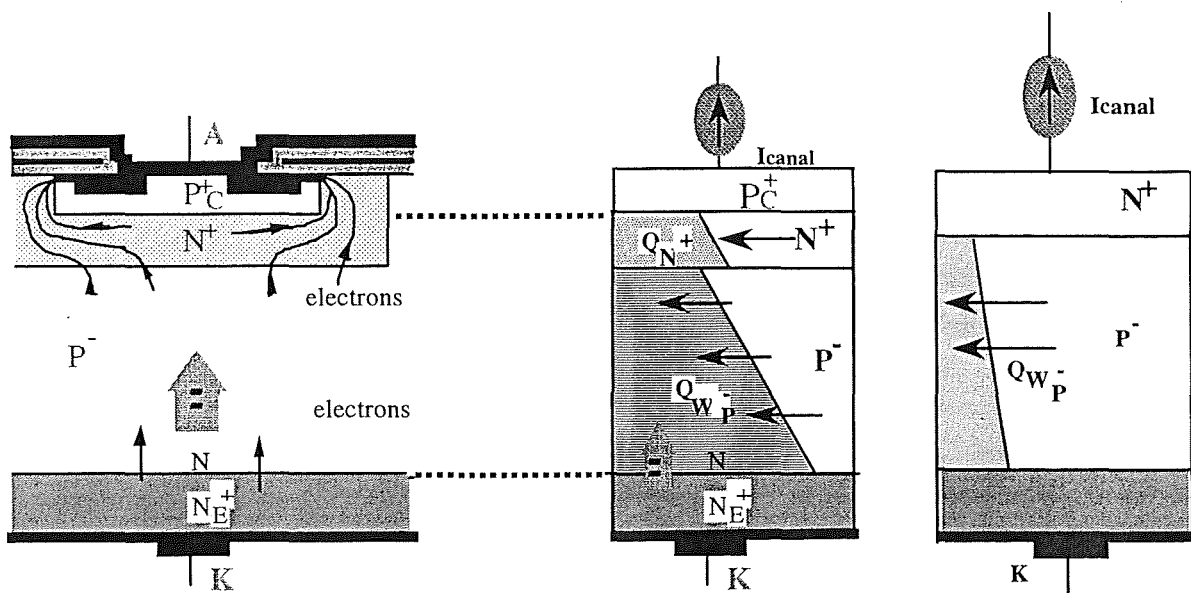


Fig.1.5 : Mécanisme d'ouverture du MCT

### 1.3 Points faibles - Points forts

#### 1.3.1 Points faibles

##### - Impossibilité du contrôle du composant par la commande.

Le phénomène de conduction est tel qu'une fois déclenché par la commande, on perd le contrôle du composant (pas de fonctionnement possible en linéaire). La seule possibilité offerte est l'ouverture comme avec le TOG (GTO, thyristor).

##### - Pouvoir de coupure

Les possibilités d'ouverture du MCT sont limitées, en courant coupable, par la résistance du canal court-circuitant la jonction  $P_C N^+$  du transistor d'injection. Ces limitations se traduisent par:

##### a) Pas de maîtrise du court-circuit.

Pour un court-circuit rapide, compte tenu du temps de délais de détection et d'ouverture, le courant atteint dépasse rapidement le pouvoir de coupure du composant.

##### b) Aire de commutation à l'ouverture.

Actuellement, l'aire de commutation est largement tronquée. Il est indispensable de prévoir l'utilisation de circuits d'aide à l'ouverture type RC ou RCD, ou autre.

##### - Perturbations

Par principe le MCT est incapable de contrôler les vitesses par la commande, tant en courant qu'en tension ce qui représente un handicap vis à vis de la génération des perturbations.

##### - Composant de type "P"

Cette situation, inhabituelle pour les circuitiers, n'est pas sans problèmes car elle bouscule des réflexes à tous les niveaux (conception, production).

#### 1.3.2 Points forts

##### - Chute de tension à l'état passant faible même à courant élevé.

Cette caractéristique est d'autant plus appréciable que l'on fonctionne sous des tensions moyennes où l'incidence de la chute de tension direct sur les pertes est élevée. Ainsi, ce composant peut apporter des points de rendement pour des applications sous tension 110 ou 220  $V_{eff}$  demandant des courants significatifs.

##### Capacité de surcharge en courant très importante.

Comme tous les composants ayant deux injecteurs de part et d'autre de la zone vitale (diodes, thyristors, TOG ) le MCT est capable d'accepter de très fortes densités de courant sans désaturer: quelques milliers d'ampères sur un pavé de 75A nominal.

**- Commande type MOS.**

Comme tous les dispositifs à grille la commande consistera à charger et décharger la capacité de grille qui est constante dans le cas du MCT.

**- Pertes de commutation**

Le MCT, du fait de sa conception cellulaire, présente des pertes à la commutation plus faibles que celles des GTO et voisines de celles des TGB rapides. Des progrès sont prévisibles sur ce plan avec les nouvelles générations [4].

**1.4 Domaines d'application**

Le MCT sera naturellement utilisé de façon préférentielle dans les applications de l'Electronique de Puissance lui fournissant des conditions externes exploitant ses points forts et ne sollicitant pas ses points faibles.

- Utilisation de  $V_F$ .

Les faibles valeurs de  $V_F$  seront un atout important dans les applications où les pertes de conduction sont prépondérantes dans le rendement du convertisseur. Ainsi, dans les systèmes de quelques kW, fonctionnant sous des tensions moyennes (qq. 100 V) tels que les équipements domestiques sur le réseau 110 ou 220 V et ceux utilisant des batteries comme l'automobile, le MCT a certainement une place à prendre. Les environnements sévères sur les plans de l'encombrement et de la thermique peuvent également favoriser ce dispositif (avionique et spatial).

Le comportement du MCT pour les fortes densités de courant, sans phénomène de désaturation, lui ouvre des possibilités importantes pour les convertisseurs ayant un facteur de forme Icrête/Imoyen élevé, par exemple les générateurs d'impulsions fortes énergies, les fonctionnements en train d'ondes sur les bus moyennes fréquences et ceux de type discontinu.

- Ses capacités en très fort  $dI_A/dt$  seront les bienvenues dans les générateurs spéciaux à condition que la maîtrise du courant maximum soit faite extérieurement.

- Les structures maîtrisant le courant et limitant naturellement les contraintes à l'ouverture seront particulièrement adaptées au MCT. Ce pourrait être les convertisseurs alimentés en courant, ceux fonctionnant sur les réseaux alternatifs et ceux utilisant la résonance série.

- Le domaine de la variation de vitesse, imposant des conditions de court-circuit, n'est actuellement pas favorable au MCT [13][14][4]





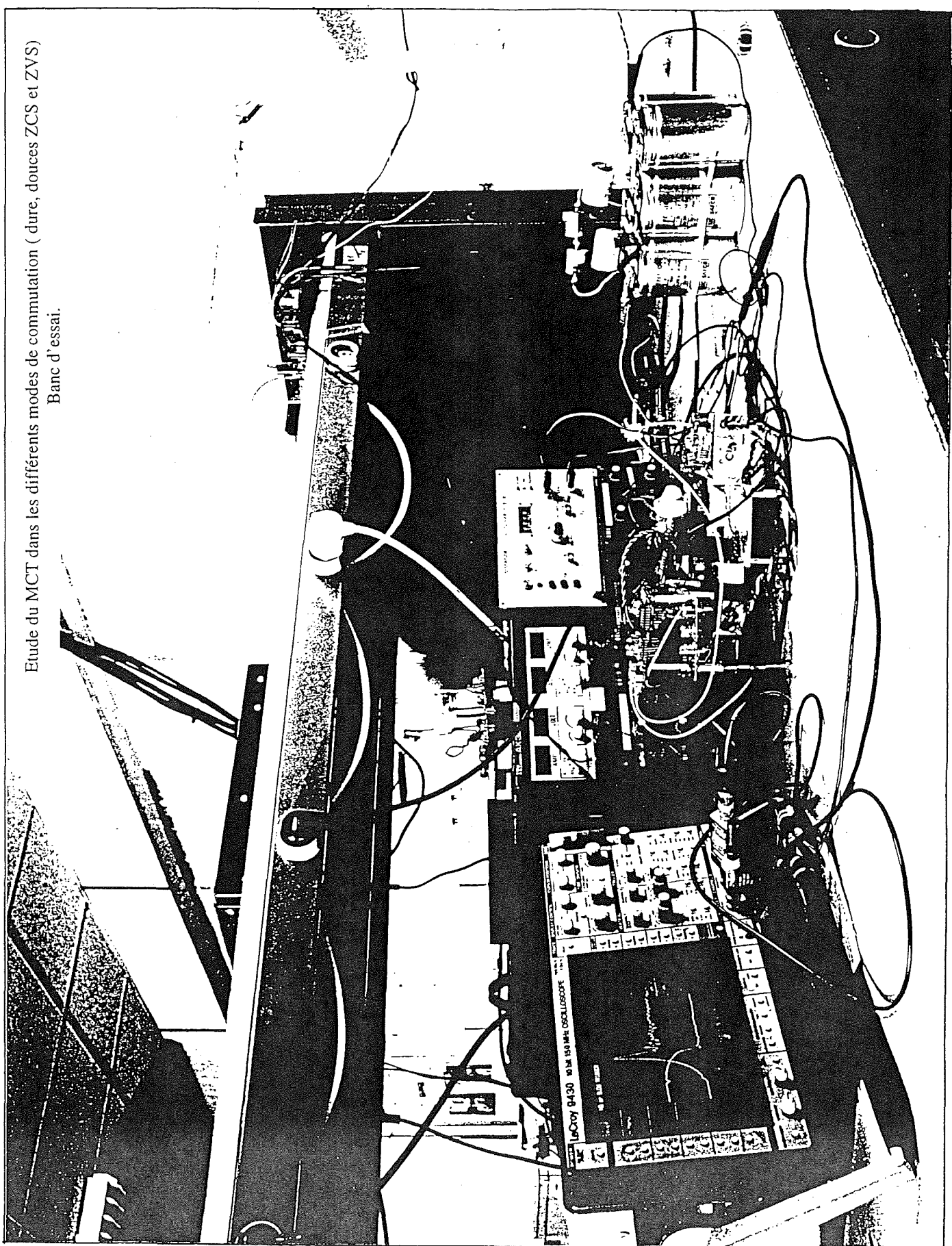


*Chapitre 2*





Etude du MCT dans les différents modes de commutation (dure, douces ZCS et ZVS)  
Banc d'essai.





## chapitre n° 2

### *MCT en commutation dure*

Dans ce chapitre, sur les aspects dynamiques et statiques du MCT, nous tentons dans un premier temps d'analyser le comportement externe à partir d'expérimentations, puis dans un second temps d'analyser le comportement interne à partir de la physique simplifiée. Cette étude est faite sur un cycle complet de la commutation dure, pour les différentes phases (fermeture, conduction et ouverture).

Nous allons détailler ces aspects, en tenant compte de tous les paramètres intervenant en commutation et en conduction. Ces paramètres proviennent soit de l'environnement du composant (commande, câblage, puissance commutée et température de jonction), soit des caractéristiques physiques internes du composant (dopage, concentration....). Nous proposons également une modélisation approchée des pertes, de commutation et de conduction, permettant d'estimer les pertes du MCT pour n'importe quel couple (puissance commutée et température de jonction) et cela à partir d'un nombre très réduit de mesures.

#### *2.1 Circuit de commutation en monocoup*

Le schéma de principe, utilisé pour l'étude du MCT en commutation dure, est donné par les Fig.2.1a. Il s'agit d'un circuit hacheur abaisseur avec une diode de roue libre, retenu pour sa simplicité. L'interrupteur auxiliaire ( $K_A$ ) constitue, avec l'inductance "L", un générateur de courant contrôlé par la mesure de  $I_L$ . L'avantage de cette topologie, avec le monocoup, est un réglage indépendant des conditions externes imposées à l'interrupteur en test  $K_P$  ( $V_{AK}$ ,  $I_A$ ), tout en lui évitant l'échauffement lié à la génération du courant d'essais. La diode "D" permet, lors des commutations, de s'affranchir des perturbations capacitatives réciproques entre l'interrupteur en test et l'interrupteur auxiliaire. Il s'agit donc d'un fonctionnement monocoup auto piloté en courant. Pour l'échauffement du dispositif, nous utilisons un MOS que nous fixons sur sa face arrière (Fig.2.1c). Ce dernier fonctionne en zone linéaire, afin de limiter et de contrôler l'échauffement. Les mesures de températures sont prises grâce à un capteur placé entre le MOS et le dispositif de test. En monocoup, l'échauffement, dû à l'énergie dissipée lors des commutations, est négligeable. Afin d'éviter l'échauffement pendant la phase statique, il suffit de minimiser le temps de conduction " $t_{con}$ ". Ces conditions nous permettent d'imposer la température de jonction  $\theta_j$ , en contrôlant

celle du boîtier. En ce qui concerne la commande, les ordres générés pour un cycle sont présentés dans la Fig.2.1b. Les conditions, qui pouvant être réglées à l'aide de cette commande, sont :

- Temps de conduction  $t_{con}$ .
- Temps d'ouverture  $t_{ouv}$ .
- Niveau de courant  $I_A$ .

A partir du principe du circuit de test exposé précédemment, un Simulateur Analogique d'Electronique de Puissance (SAEP) a été développé au sein de notre laboratoire. Il permet d'évaluer les composants de puissance sous différentes conditions: commande ( $V_{GE}$ ,  $I_G$ ), puissance ( $V_{AK}$ ,  $I_A$ ), température de jonction  $\theta_j$ , rapidité de la diode de roue libre....

La Fig.2.2 illustre l'évolution des grandeurs électriques d'un MCT type (MCTV35P60E1), à la fermeture et à l'ouverture, obtenues par le simulateur SAEP, pour les conditions d'essais suivantes:  $I_A = 25A$ ,  $E = 300V$ ,  $R_G = 1,5 \Omega$ ,  $V_{GA}^+ = +15 V$ ,  $V_{GA}^- = -15 V$ . Le "SAEP" est un outil intéressant, en ce qui concerne l'étude des dispositifs de puissance en commutation et il devient encore plus intéressant, lorsqu'il nous permet de faire varier facilement la puissance et la commande [15] [3] [15]'.

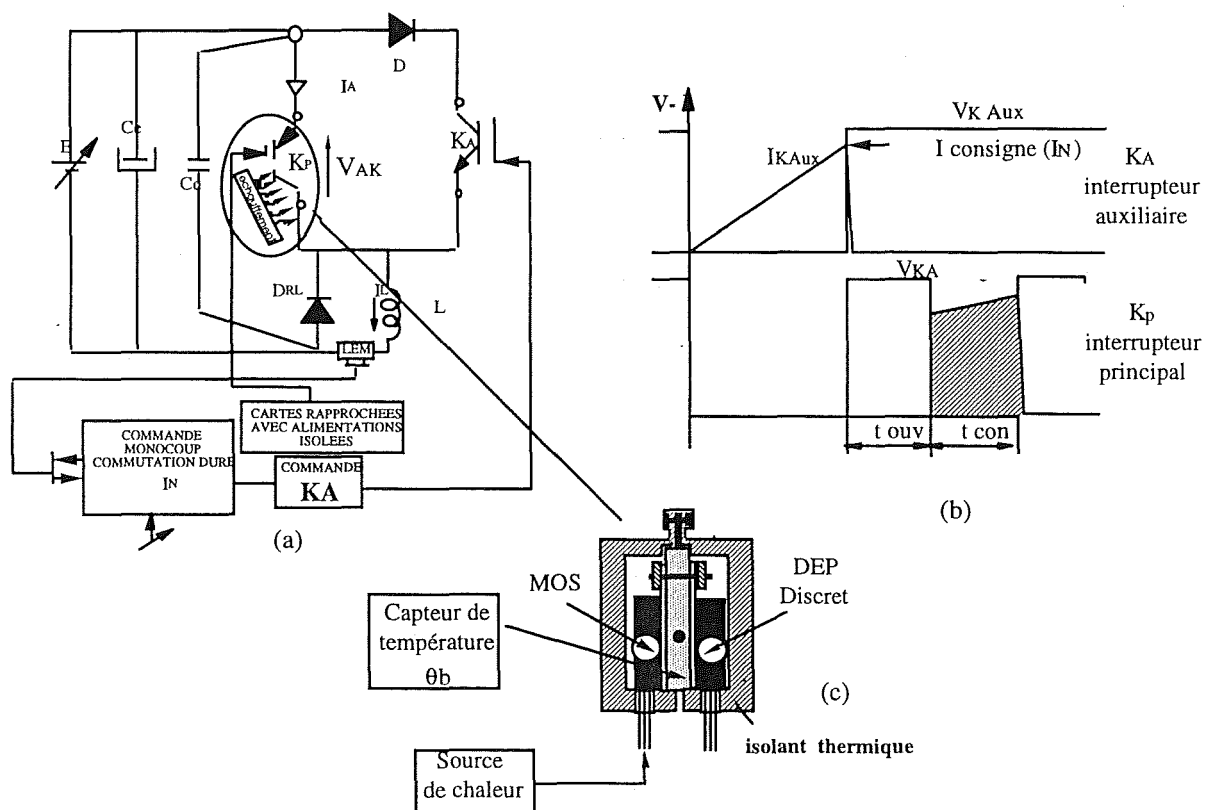


Figure 2.1.- (a) Circuit de test en commutation DURE, (b) Principe de fonctionnement, (c) Système d'échauffement

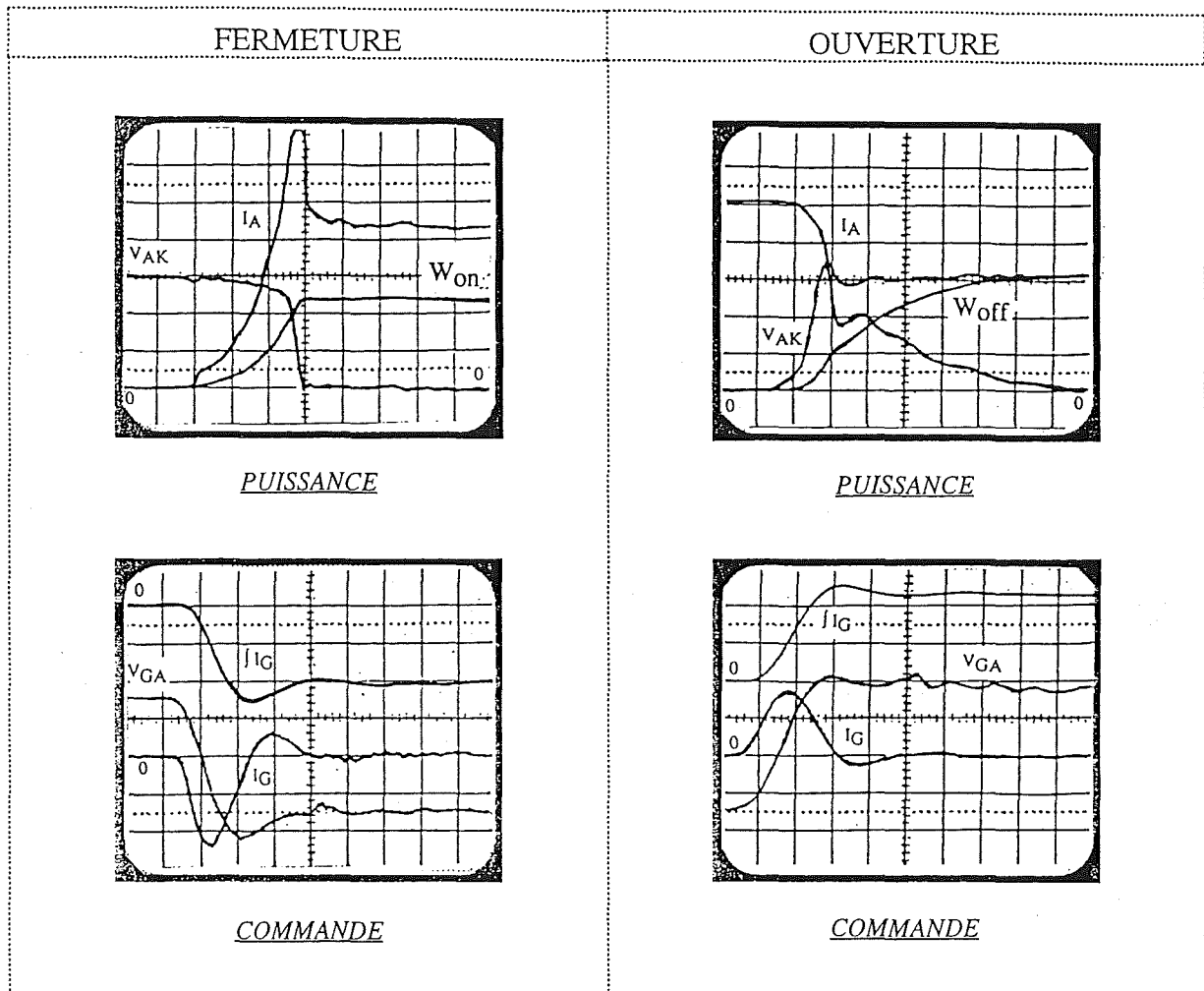


Fig.2.2- Evolution des grandeurs électriques (a) Puissance, (b) Commande  
 Ech:  $V_{AK}$ : 100V/div,  $I_A$ : 5A/div,  $V_{GA}$ : 10V/div,  $I_G$ : 2A/div,  $W_{off, on}$ : 0,2mJ/div,  $I_G$ : 0,2 $\mu$ C/div,  $t$ : 100ns/div

## 2.2 Comportement à la fermeture

### 2.2.1 Principales phases

En observant la fermeture du MCT dans la Fig.2.2, on peut considérer qu'elle est constituée de trois phases essentielles. Celles ci sont schématisées par la Fig.2.3

#### Phase 1 $t_0-t_1$ (temps de délai à la fermeture):

A l'instant  $t_0$ , l'ordre de commande à la fermeture est donné. La tension de commande décroît du niveau  $V_{GA}^+$  (+15V) jusqu'au seuil de conduction du MOS-P (canal de fermeture). Le courant d'anode  $I_A$  ne commence à croître, qu'à partir de l'instant  $t_1$ . Durant cet intervalle  $t_0-t_1$ , la tension  $V_{AK}$  et le courant  $I_A$  restent inchangés (état bloqué), alors que la tension et le courant de grille ( $V_{GA}$ ,  $I_G$ ) évoluent, suivant la charge d'une capacité en série avec une résistance ( $C_G$ ,  $R_G$ ). Le temps " $t_{don}=t_1-t_0$ " est appelé "temps de délai à la fermeture".



**Phase 2**  $t_1-t_2$  (phase du MOS de fermeture):

A l'instant  $t_1$ , la tension de grille atteint le seuil  $V_{thp}$  du canal "P" et le courant dans le dispositif commence à circuler à travers le MOS de fermeture. On observe, pendant cette phase, une montée rapide et linéaire du courant, principalement constituée du courant de canal "P". On peut penser qu'il s'agit d'un courant équivalent au courant de maintien d'un thyristor assurant l'amorçage du MCT. Durant cette phase, la tension  $V_{AK}$  reste à l'état haut,  $V_{AK} \approx E - L \frac{dI_A}{dt}$ . L inductance de câblage externe.

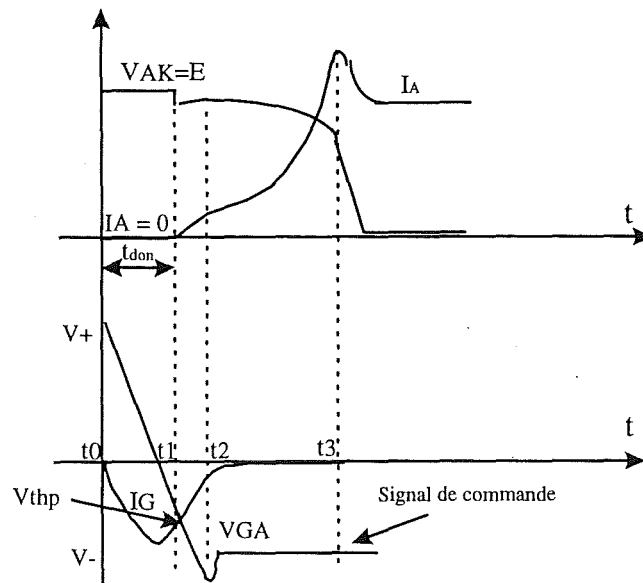


Fig.2.3 : Commutation dure du MCT à la fermeture

**Phase 3**  $t_2-t_3$  (montée du courant)

A l'instant  $t_2$ , le courant abandonne le canal MOS pour circuler à travers les deux transistors imbriqués  $P_c^+N^+P^-$  et  $N_E^+P^-N^+$ , c'est à ce moment que le MCT passe en un mode thyristor. Après la commande ne joue plus aucun rôle. Le courant évolue de façon parabolique et quadratique, typique d'un mode de mise en conduction des thyristors. Pendant cette phase, la tension présente une légère chute, liée à l'inductance de câblage  $\Delta V = L dI_A/dt$ . A l'instant  $t_3$ , le courant  $I_A$  atteint sa valeur maximale, déterminée par la fin du mécanisme de recouvrement de la diode  $D_{RL}$ . Cette dernière en se bloquant, provoque une chute rapide de la tension  $V_{AK}$  aux bornes du MCT, qui ne présente pratiquement pas de saturation dynamique. Dans les paragraphes suivants, nous décrirons les paramètres de commutation à la fermeture du MCT, puis nous étudierons son comportement en fonction de la commande, du câblage, et des paramètres externes ( $I_A$ ,  $E$ ,  $\theta_j$ ).

### 2.2.2 Paramètres de commutation à la fermeture

Les paramètres caractérisant le comportement du MCT à la fermeture, sont nombreux. Nous avons pris en compte ceux qui sont essentiels, illustrés par la figure.2.4, et définis de la façon suivante:

$t_{don}$ : délai à la fermeture, entre  $I_G = 0$ ,  $dI_G/dt$  et la montée de courant  $dI_A/dt = 0$ .

$t_{on}$ : temps de la montée en courant entre  $I_A=0$  et  $I_A=I_N$ .

$dI_A/dt$ : vitesse de la montée en courant. Comme le courant croît d'une façon parabolique, nous définissons une valeur moyenne égale à  $I_N/t_{on}$ .

$dV_{AK}/dt$ : vitesse de la décroissance de tension. La vitesse n'est pas constante et nous considérons la partie la plus rapide.

$W_{AK1}$ : Pertes liées à la montée de courant  $I_A$ . Le phénomène de recouvrement de la diode de roue libre est complexe car il dépend non seulement de la diode mais aussi du MCT. Nous négligeons l'influence de la diode sur le MCT pour la simplicité de l'étude.

Le tableau 2.1 montre les valeurs typiques obtenues du MCT 600V/75A [16] [17] [18].

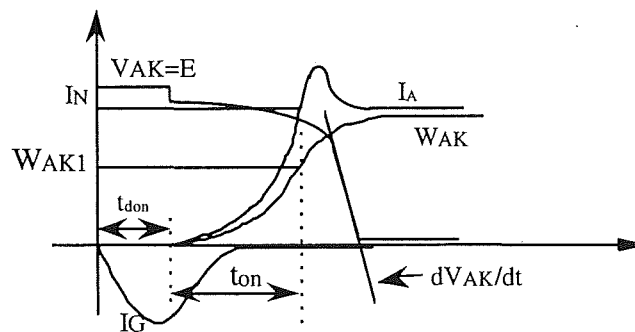


Fig.2.4 : Paramètres de commutation du MCT à la fermeture

Paramètre	valeurs typiques du MCT600V/75A à $V_{AK}=300V$ et à $I_A=60A$ .
$t_{don}$ (ns)	125
$t_{on}$ (ns)	300
$dI_A/dt$ (A/ $\mu$ s)	200
$dV_{AK}/dt$ (KV/ $\mu$ s)	5,7
$W_{AK}$ (mJ)	1,5

Tab.2.1 : Valeurs typiques des paramètres de commutation du MCT 600 V/75A à la fermeture

### 2.2.3 Influence de la commande ( $R_G$ , $L_G$ , $L_A$ )

Afin d'étudier l'influence de la commande (résistance de grille  $R_G$ , inductance de grille  $L_G$  et celle d'anode de réaction  $L_A$ , niveau de la commande... ) sur le comportement du MCT à la fermeture, nous fixons la puissance commutée  $P_c$  et la température de jonction  $\theta_j$ , puis nous nous intéresserons aux évolutions de la vitesse en courant  $dI_A/dt$  et au délai à la fermeture " $t_{don}$ ".

#### Résistance $R_G$

Contrairement à l'IGBT dans lequel la commande joue un rôle actif à la fermeture, la fermeture du MCT est peu sensible à la commande. En effet, ce dispositif bascule en mode thyristor, dès que l'action de régénération commence. La Fig.2.5b montre la mise en conduction d'un MCT M35P60F1 (35A/600V), sous une puissance commutée  $P_c = 2,4$  kW et pour différentes valeurs de la résistance  $R_{Gon}$  (Fig.2.5a). On n'observe pratiquement pas de variation des paramètres de fermeture du MCT. En revanche, si  $R_{Gon}$  devient extrêmement importante, la montée du courant dans la phase "MOS" est ralentie. Toutefois, les valeurs habituelles de  $R_{Gon}$  sont faibles (de l'ordre de  $1\Omega$ ) de façon à assurer l'allumage homogène de l'ensemble des cellules du composant.

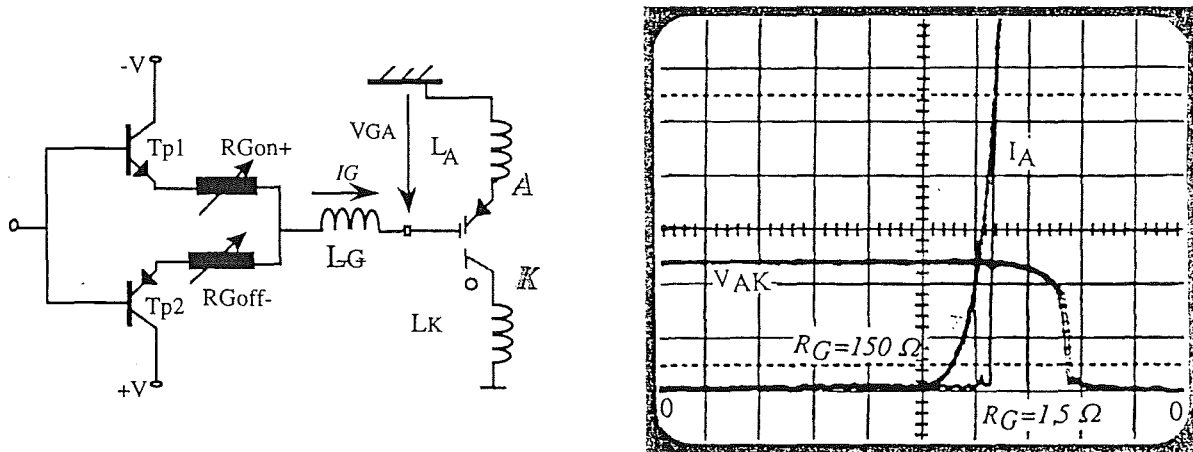


Fig.2.5- (a) Interface de commande à push-pull, (b) Courant et tension à la fermeture pour différentes  $R_{Gon}$   
Ech:  $V_{AK}$ :50V/div,  $I_A$ : 0,2 A/div,  $t$ : 200ns/div

#### Inductances $L_A$ et $L_G$

Afin de montrer l'effet de  $L_A$ , nous avons placé une inductance entre l'anode du composant et le point de connexion de la masse de commande. La fig.2.6a illustre les résultats

obtenus avec le même MCT 35A/600V. On constate, que l'inductance  $L_A$  ajoutée produit les effets suivants:

- augmentation légère de " $t_{don}$ " et de " $t_{on}$ ".
- diminution de  $dI_A/dt$ , pour des valeurs de courant élevées.

Nous avons également ajouté une inductance  $L_G$  de 50 nH au circuit de commande. Cette dernière ne produit aucun effet sur la fermeture comme le montre la Fig.2.6b.

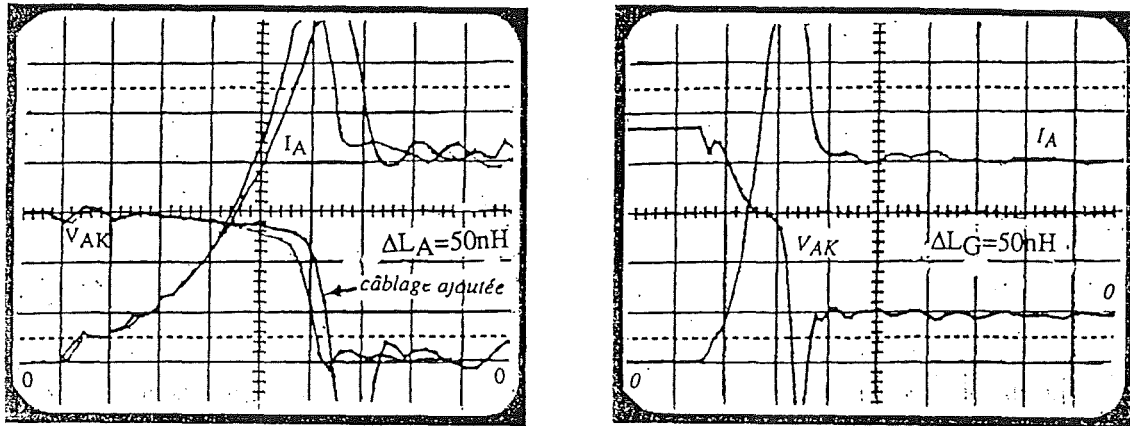


Fig.2.6- (a)- L'effet de l'inductance de câblage  $L_A$  sur  $I_A$ , (b)- L'effet de  $L_G$   
 $V_{AK}:50V/div$ ,  $I_A:5A/div$ ,  $t:50ns/div$

### 2.2.4 Influence de la puissance ( $E$ , $I_A$ )

En ce qui concerne l'influence de la puissance ( $I_A$ ,  $E$ ), nous fixons tout d'abord les conditions de la commande, ainsi que la température de jonction, puis nous faisons varier l'un des deux paramètres  $E$ ,  $I_A$  et nous observons le comportement de l'autre.

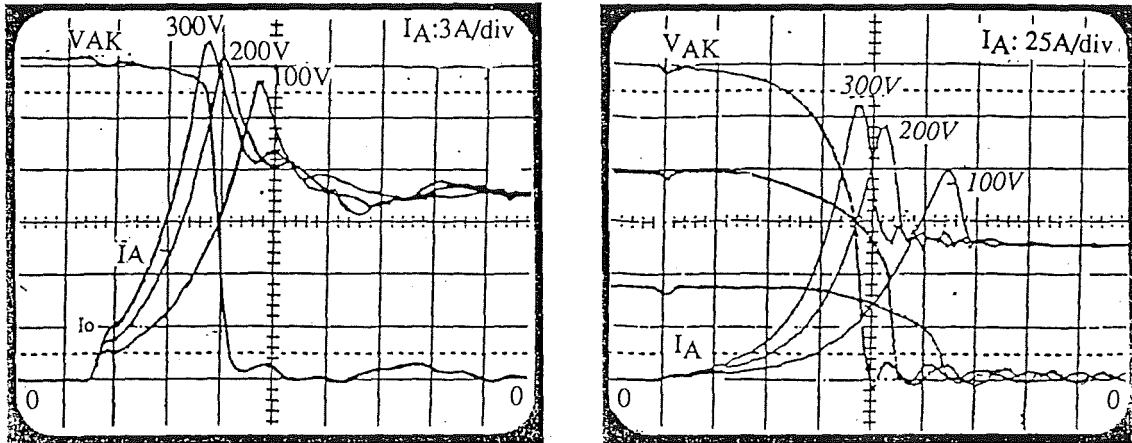
#### Niveau de tension "E"

Pour différentes valeurs de la tension  $E$ , les Fig. 2.7a et 2.7b illustrent les résultats obtenus, du MCTV75P60E1 sous les conditions  $I_A = 60A$ ,  $\theta_j = 25^\circ C$ . Nous pouvons ainsi observer les effets suivants:

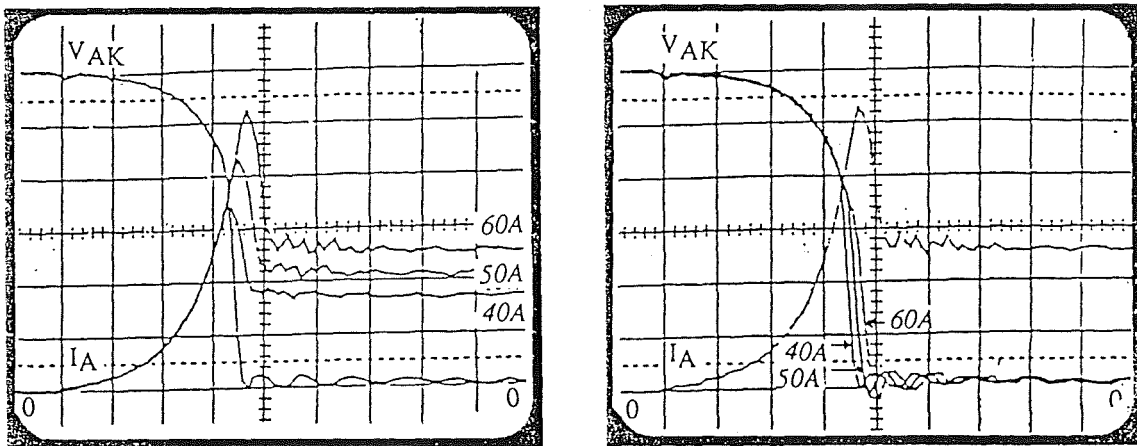
- variations importantes de la vitesse de montée en courant  $dI_A/dt$ , d'où une réduction du temps " $t_{on}$ ".
- $dV_{AK}/dt$  dépend peu de  $E$ .
- augmentation du niveau de courant MOS (celui-ci passe d'un niveau de 1,5A pour 100V à 3A pour 300V).

### Niveau de courant $I_A$

Pour plusieurs niveaux de courants  $I_A$  et sous une tension  $E$  de 300V, et une température de jonction  $\theta_j$  de 25°C, les courbes de la Fig.2.8 montrent, que le niveau de courant  $I_A$  n'a aucune influence sur le temps de délai " $t_{don}$ " et peu d'influence sur la vitesse en tension  $dV_{AK}/dt$ . En revanche, ton augmente évidemment en fonction de  $I_A$ .



Comportement du MCT à la fermeture en fonction de  $E$   
 Fig. 2.7- (a) Démarrage initial du courant, (b) La montée du courant  $I_A$   
 Ech:  $V_{AK}$ :50 V/div,  $I_A$ :25A/div,  $t$ :100ns/div



Comportement du MCT à la fermeture en fonction de  $I_A$   
 Fig.2.8- Evolution de la tension  $E$  en fonction du niveau de courant  $I_A$   
 Ech:  $V_{AK}$ : 50V/div,  $I_A$ :25A/div,  $t$ :100ns/div

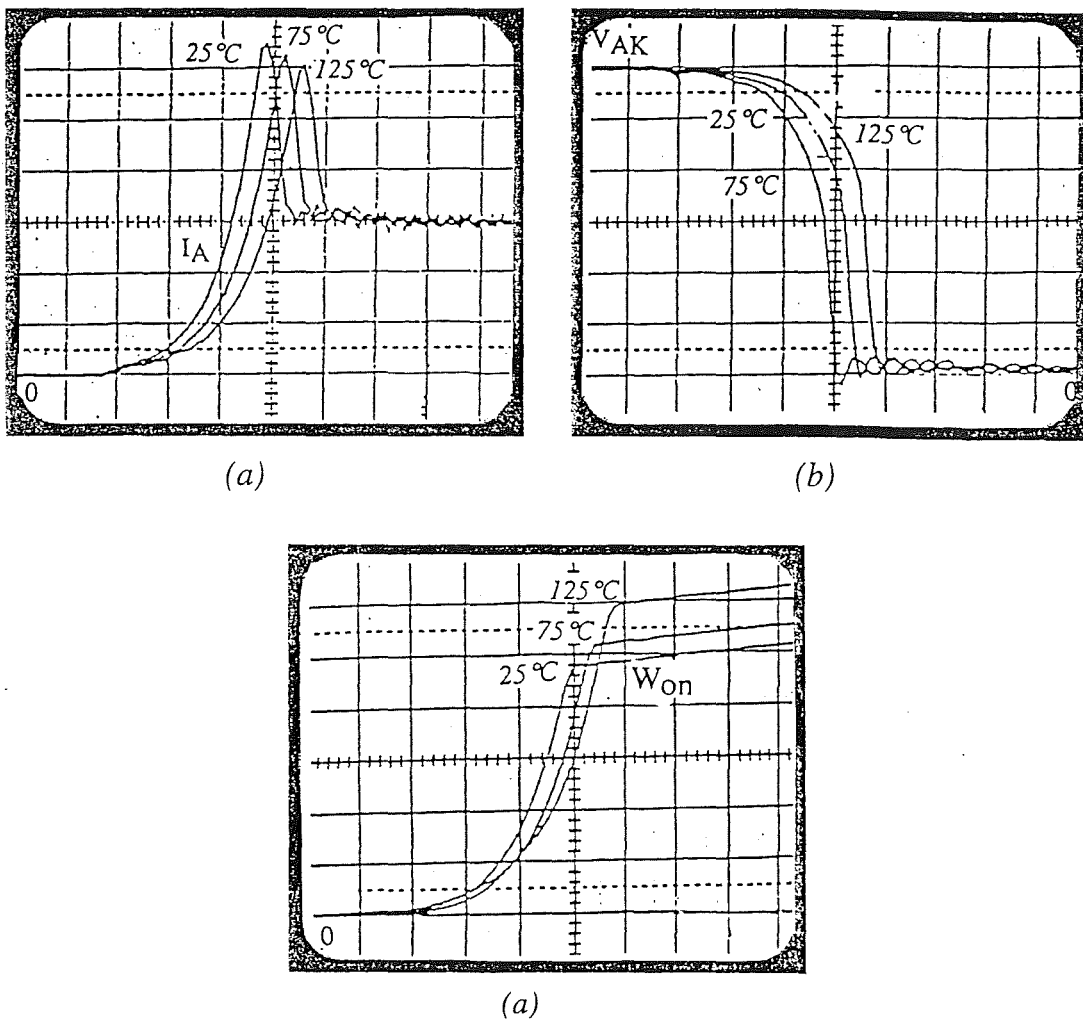
### 2.2.5 Influence de la température

L'objectif étant d'étudier l'influence de la température de jonction  $\theta_j$  sur le comportement du MCT à la fermeture, nous fixons d'abord un point de commutation ( $V_{AK}$ ,  $I_A$ ), ainsi que toutes les conditions de la commande. Puis nous nous intéressons, aux

évolutions de la vitesse de montée en courant  $dI_A/dt$ , de descente de la tension  $dV_{AK}/dt$  et des pertes. La Fig.2.9 illustre les résultats obtenus d'un MCTV75P60E1 (75A/600V), sous une puissance commutée ( $V_{AK}=300V$ ,  $I_A=60A$ ) et pour plusieurs températures de jonction ( $\theta_j=25, 75$  et  $125^\circ C$ ). Nous constatons:

- diminution de  $dI_A/dt$  avec la température, entraînant bien sûr l'augmentation de " $t_{on}$ " et des pertes de commutations .
- vitesse de décroissance de la tension  $dV_{AK}/dt$  peu sensible à la température.

La Fig.2.10 résume l'influence de  $\theta_j$  sur  $dI_A/dt$ ,  $t_{on}$  et  $W_{AK1}$ .



Comportement du MCT à la fermeture en fonction de la température de jonction de  $\theta_j$ .  
 Fig. 2.9- Effet de la température sur la mise en conduction (a) Courants, (b) Tensions, (c) Pertes  
 Ech:  $V_{AK}$ : 50V/div,  $I_A$ : 20A/div,  $W_{AK}$ : 0,5mJ/div,  $t=100ns/div$

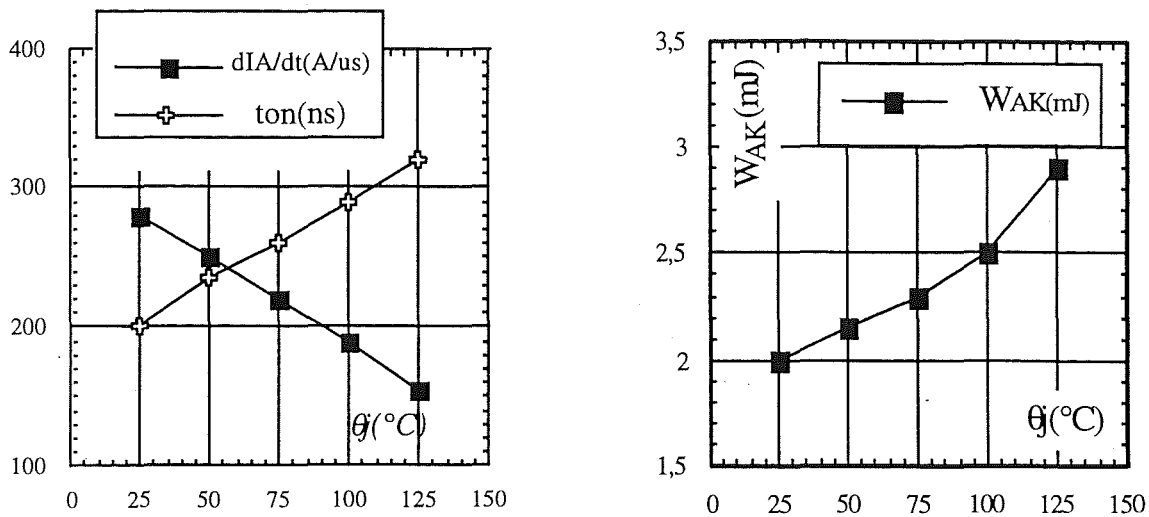


Fig.2.10- Effet de la température  $\theta_j$  sur (a)  $dI_A/dt$ ,  $t_{on}$  (b) les pertes totales  $W_{AK}$

Le tableau 2.2 donne un aperçu global des paramètres de commutation en fonction de la commande ( $R_G$ ,  $L_G$ ), du câblage  $L_A$ , de la puissance ( $E$ ,  $I_A$ ) et de la température de jonction  $\theta_j$ .

Paramètres	Commande			Puissance		Température de jonction $\theta_j$
	$R_G$	$L_G$	$L_A$	$E$	$I_A$	
$t_{don}$	↗	—	↘	—	—	↗
$t_{on}$	—	—	↗	↘	↗	↗
$dI_A/dt$	↘	—	↘	↗	—	↘
$dV_{AK}/dt$	—	—	—	—	—	Peu sensible

Tab. 2.2- Paramètres de commutation en fonction de la commande, de la puissance et de la température.

## 2.3 Comportement à l'ouverture

### 2.3.1 Principales phases

L'ouverture du MCT peut être, tout comme la fermeture, schématisée par la Fig.2.11 dans laquelle on distingue quatre principales phases :

#### Phase 1 $t_0-t_1$ (temps de délai à l'ouverture $t_{doff}$ )

A l'instant  $t_0$ , la tension de commande  $V_{GA}$  passe de  $V^-$  vers  $V^+$  et la tension  $V_{AK}$  ne commence à croître qu'à partir de l'instant  $t_1$ . Pendant l'intervalle ( $t_{doff} = t_1 - t_0$ ), le courant  $I_A$  et la tension  $V_{AK}$  restent inchangés (état de conduction).

**Phase 2  $t_2-t_1$**  (temps de montée de la tension)

A partir de l'instant  $t_1$ , la tension aux bornes du MCT croît à des vitesses relativement importantes. Le temps de montée en tension "ton" est généralement très faible. Comme la diode de roue libre ne conduit pas, le courant du dispositif reste à l'état haut. En revanche, ce courant présente une légère diminution à cause de l'effet capacitif, qui reste cependant négligeable. Dès que la tension atteint la valeur  $E$ , la diode de roue libre peut se mettre à conduire et le courant  $I_A$  peut commencer à décroître dans le MCT.

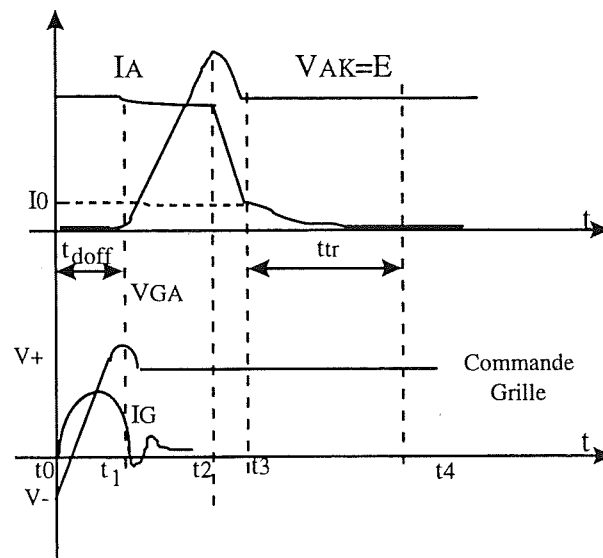


Fig.2.11: Commutation dure à l'ouverture

**Phase 3  $t_2-t_3$**  (temps de transfert de courant)

Durant cette phase, le transfert de courant s'effectue entre le MCT et la diode de roue libre  $D_{rl}$ , par l'intermédiaire de l'inductance de câblage. Le temps de transfert est généralement très court ( $dI_A/dt$  élevé). On observe une surtension, liée à l'inductance de câblage  $V_{AK} = E - L_K \frac{dI_A}{dt}$ .

**phase 4  $t_3-t_4$**  (temps de traînée  $t_{tr}$ )

Tout comme les IGBT, le MCT présente, dans cette phase, une queue de courant. Elle décroît avec une vitesse lente à partir d'une valeur  $I_0$ . Cependant, la tension  $V_{AK}$  reste constante et égale à  $E$ . Cette phase est appelée "la traînée".



### 2.3.2 Paramètres de commutation à l'ouverture

Comme la fermeture, les paramètres de commutation sont nombreux et nous avons ceux qui sont essentiels, illustrés dans la Fig. 2.12 et définis par [18] :

- $t_{\text{doff}}$  : délais à l'ouverture, entre  $I_G = 0$ ,  $dI_G/dt > 0$  et la montée de tension  $dV_{AK}/dt > 0$ .
- $dV_{AK}/dt$ : vitesse de tension à l'ouverture.
- $I_0$  : niveau *initiale* de la traînée.
- $t_{\text{tr}}$ : temps de la traînée.
- $W_{AK1}$  : pertes pendant la montée de tension.
- $W_{\text{tr}}$  : pertes liées à la traînée.
- $W_{AK}$  : pertes totales à l'ouverture ( $W_{AK} = W_{AK1} + W_{\text{tr}}$ ).

La vitesse de décroissance de courant entre  $I_A$  et  $I_0$  est très grande et nous ne tenons pas compte de cette phase dans notre étude.

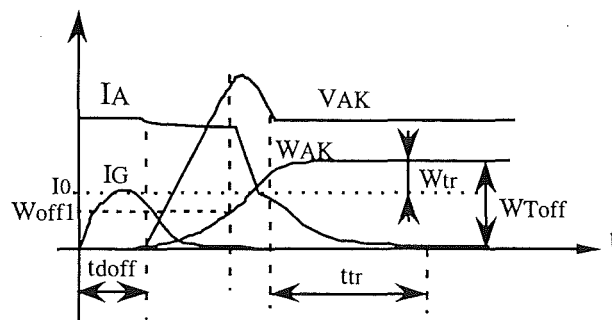


Fig.2.12: paramètres de commutation du MCT à l'ouverture

Paramètre	valeurs typiques du MCT600V/75A à $V_{AK}=300V$ et à $I_A=60A$ .
$t_{\text{doff}}$ (ns)	400
$dV_{AK}/dt$ (KV/ $\mu$ s)	4,0
$I_0$ (A)	27
$t_{\text{tr}}$ (ns)	420
$W_{AK1}$ (mJ)	2
$W_{\text{tr}}$ (mJ)	1,6
$W_{AK}$ (mJ)	3,6

Tab. 2.3- Valeurs typiques des paramètres de commutation à l'ouverture du MCT 600V/75A

### 2.3.3 Influence de la commande

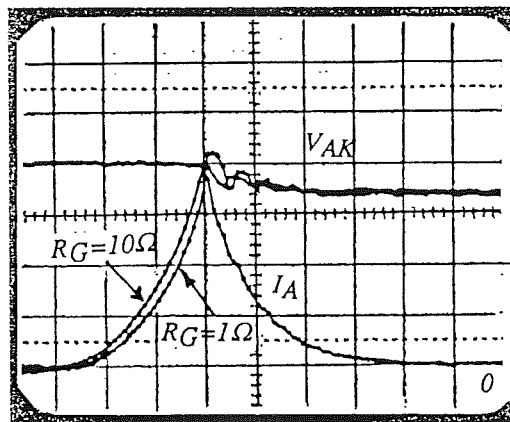
Les éléments, qui peuvent varier au niveau de la commande sont : la résistance de grille  $R_{Goff}$ , l'inductance  $L_G$  et le niveau de tension  $V_{GA}$ . Ces variations nous permettront de connaître leur effet sur la commutation. Il est évident que la résistance " $R_{Goff}$ " et le niveau de tension  $V_{GA}$  doivent rester dans les limites imposées par le problème du pouvoir de coupure.

#### Résistance $R_G$

Afin de montrer l'effet de la résistance de grille  $R_{Goff}$ , nous l'avons fait varier entre  $1\Omega$  et  $10\Omega$  pour un MCT 600V/75A (Géné.II). Les conditions de mesure sont les suivantes:  $P_c=(180V)(40A)$ ,  $\theta_j=25^\circ C$ . Nous pouvons constater (Fig.2.13):

- diminution du temps de délai à l'ouverture " $t_{doff}$ " si  $R_{Goff}$  diminue.
- $dI_A/dt$  et  $dV_{AK}/dt$  quasiment constantes.

La encore la valeur de  $R_G$  doit être faible pour des questions d'homogénéité d'ouverture des cellules entre elles.



Comportement du MCT à l'ouverture en fonction de  $R_{Goff}$   
Fig.2.13: Influence de  $R_{Goff}$  sur l'ouverture du MCT 600V/75A Géné.II

#### Inductance $L_G$ et niveau de commande

Pour montrer l'effet de l'inductance  $L_G$ , nous avons ajouté dans le circuit de commande une inductance égale d'environ à  $50\text{ nH}$ . La Fig.2.14a illustre le résultat obtenu. Nous avons également fait varier le niveau de commande  $V_{GA}$  entre  $7\text{ V}$  et  $15\text{ V}$ . La Fig.2.15b montre la conséquence de cette variation de  $V_{GA}$ . Nous pouvons ainsi noter, que pour les deux cas cités, les paramètres d'ouverture  $t_{doff}$ ,  $dI_A/dt$  et  $dV_{AK}/dt$  restent inchangés,

c'est à dire que le comportement du MCT est peu influencé par la commande si celle-ci reste dans les limites données par le constructeur.

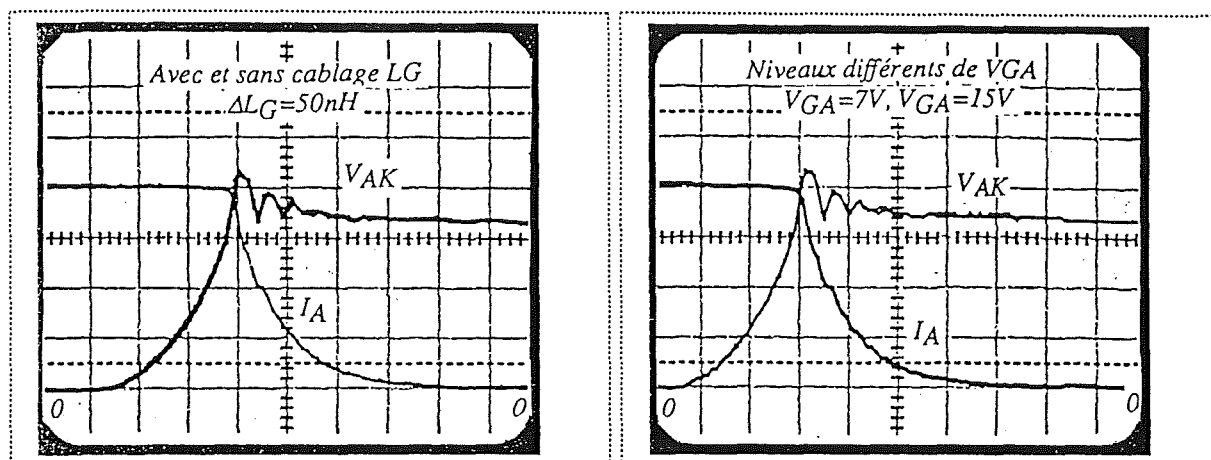


Fig.2.14: Comportement du MCT à l'ouverture en fonction de  $L_G$  et  $V_{GA}$

(a) L'effet de l'inductance de câblage  $L_G$ , (b)- L'effet du niveau  $V_{GA}$

$V_{AK}$ : 50V/div,  $I_A$ : 10A/div,  $t$ :100ns/div

### 2.3.4 Influence de la puissance $E$ , $I_A$

#### Niveau de tension $E$

Afin d'étudier l'influence de la tension de blocage  $E$  sur l'ouverture du MCT, nous faisons varier cette dernière en maintenant un courant  $I_A$  constant avec une température de jonction  $\theta_j$  et une commande fixées. Puis, nous nous intéressons plus particulièrement au comportement du dispositif pendant la phase de traînage. La Fig.2.15 illustre les ouvertures du MCT 600V/75A sous différentes tensions et pour un courant de commutation donné  $I_A=40A$  et une température de jonction égale à  $25^\circ C$ .

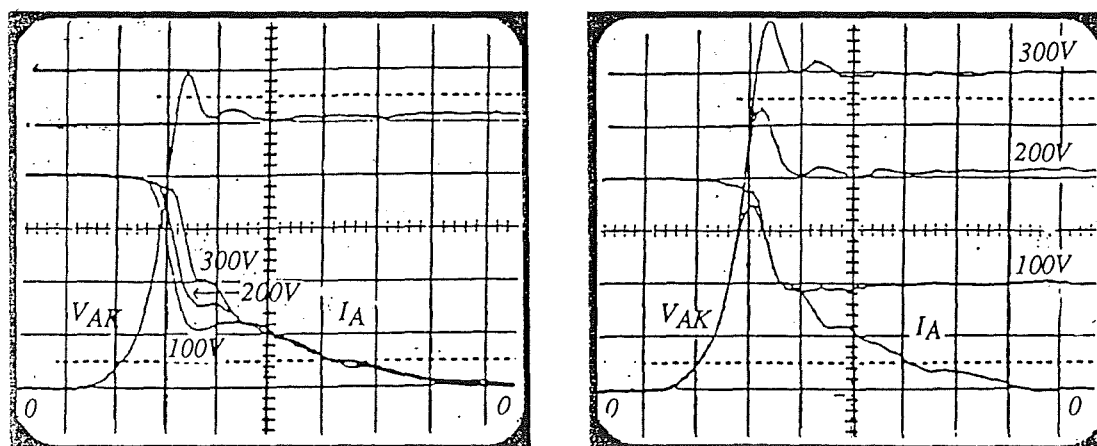


Fig.2.15: Comportement du MCT à l'ouverture en fonction de la tension  $E$  en fonction des tensions appliquées  $E$ :  $V_{AK1}=100V$ ,  $V_{AK2}=200V$ ,  $V_{AK3}=300V$

Ech:  $V_{AK}$ :50V/div,  $I_A$ :10A/div,  $t$ :100ns/div

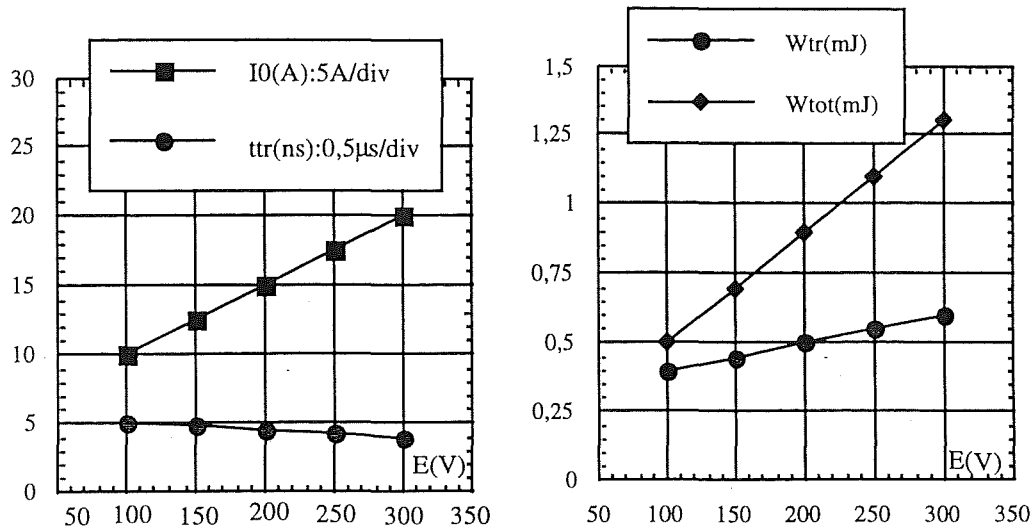


Fig.2.16 Effet de la tension  $E$  ( $I_A=40A$ ) sur (a) Traînage ( $I_O$ ,  $t_{tr}$ ), (b) pertes (totales, traînage).

Nous pouvons constater les effets suivants:

- augmentation de  $I_O$  sensiblement proportionnel à la tension  $E$ ,
- temps de traînée  $t_{tr}$  relativement constant,
- $dI_A/dt$  et  $dV_{AK}/dt$  quasiment constants,
- augmentation des pertes.

Les courbes de la Fig.2.16a et 2.16b montrent l'évolution des paramètres  $t_{tr}$ ,  $I_O$  et  $W_{tr}$ , ainsi que les pertes totales  $W_{off}$  du dispositif en fonction de la tension appliquée  $E$ .

### Niveau de courant $I_A$

Afin d'illustrer l'influence du niveau de courant  $I_A$ , nous avons fait varier ce dernier, toute en gardant une tension de blocage constante. Nous avons suivi, plus particulièrement, l'évolution de la tension  $V_{AK}$ . La Fig.2.17 montre la commutation du MCT 600V/75A, sous différents niveaux de courant et pour une tension  $V_{AK}$  égale à 300V. Il en ressort que :

- vitesse en tension dépendant peu de  $I_A$  si ce dernier présente des faibles variations.
- temps de délai à l'ouverture " $t_{doff}$ " diminuant avec le courant.
- niveau de la traînée " $I_O$ " augmentant avec le courant, ce qui est tout à fait normal

Le tableau ci dessous montre les différents paramètres d'ouverture en fonction du  $I_A$ .

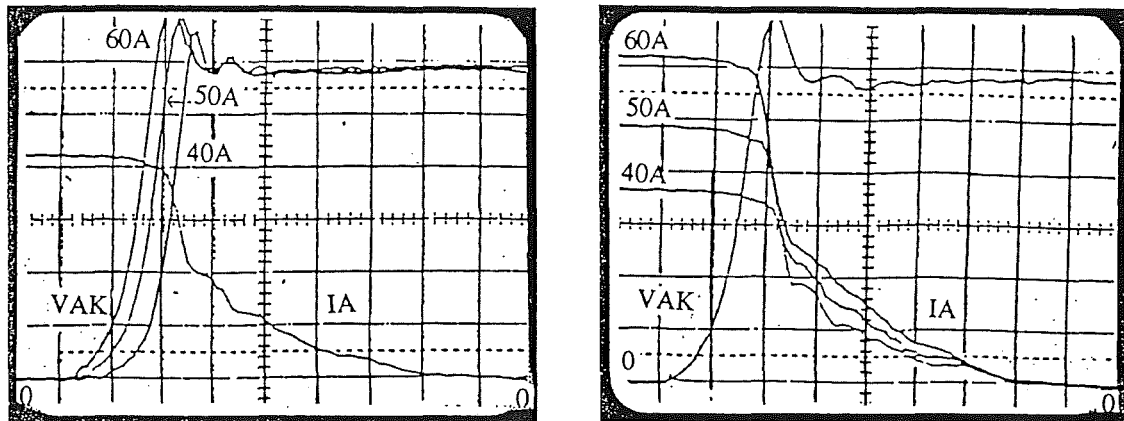


Fig.2.17: Comportement du MCT à l'ouverture en fonction de  $I_A$ .  
 Ech:  $V_{AK}$ :50V/div,  $I_A$ :10A/div,  $t$ :100ns/div

$I_A = I_L$ (A)	$dV_{AK}/dt$ (kV. $\mu$ s $^{-1}$ )	$dI_A /dt$ (A. $\mu$ s $^{-1}$ )	$I_0$ (A)	$t_{tr}$ (ns)
40	4,0	440	18	240
50	4,0	460	24	250
60	4,0	460	27	270

Tab.2.4- Paramètres d'ouverture en fonction du courant  $I_A$

### 2.3.5 Influence de la température

En ce qui concerne l'influence de la température de jonction, nous fixons, dans un premier temps, un point de commutation ( $V_{AK}$ ,  $I_A$ ) ainsi que les conditions de la commande. Puis dans un second temps, nous nous intéressons aux évolutions de la vitesse de montée en tension  $dV_{AK}/dt$ , du traînage et des pertes. Les Fig.2.18 et 2.19 illustrent les résultats obtenus, sous les conditions:  $P_c = (300V, 60A)$  et  $\theta_j = 25^\circ C, 75^\circ C, 125^\circ C$ . Il en ressort qu'en fonction de la température :

- $dV_{AK}/dt$  diminue.
- " $t_{tr}$ ",  $W_{AK}$  augmentent .
- $I_0$  augmente légèrement.

Dans le tableau 2.5 nous regroupons les valeurs numériques des paramètres essentiels.

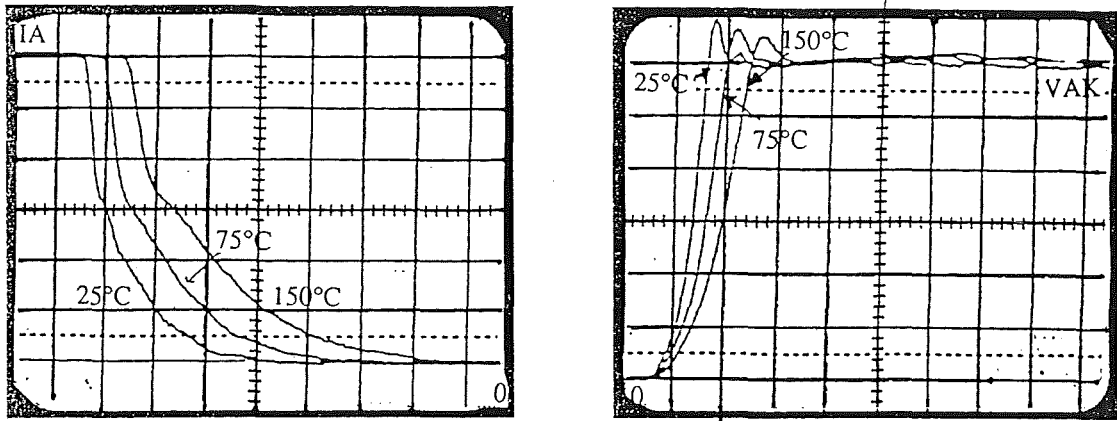
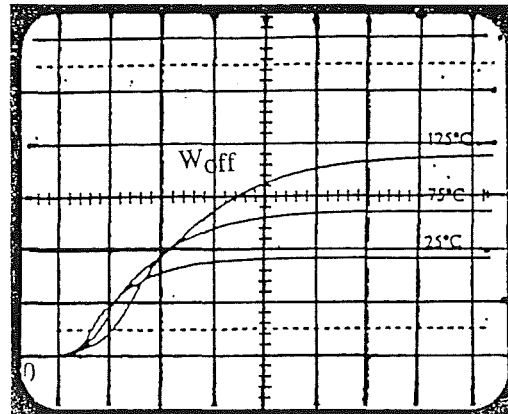


Fig.2.18 : Comportement du MCT à l'ouverture en fonction de la température. Ech:  $V_{AK}:50V/div$ ,  $I_A:10A/div$ ,  $t:200ns/div$

$\theta_j(^{\circ}C)$	$W_{AK}$ (mJ)	$dV_{AK}/dt$ (kV/ $\mu s$ )	$t_{tr}(ns)$
25	3,60	4,6	275
75	5,60	2,4	460
125	6,60	1,5	750

Tab.2.5: Paramètres d'ouverture en f( $\theta_j$ )



Ech:  $W_{AK}:2 mJ/div$

Fig.2.20:- Evolution des pertes en fonction de la température

Le tableau 2.6 résume les variations des paramètres de commutation en fonction de la commande ( $R_G$ ,  $L_G$ ), du câblage  $L_A$ , de la puissance ( $E$ ,  $I_A$ ) et de la température  $\theta_j$ .

Paramètres	Commande		Puissance		Température de jonction $\theta_j$
	$R_G$	$L_G$	$E$	$I_A$	
$t_{doff}$	↘	—	—	↘	—
$t_{tr}$	—	—	—	↗	↗
$dI_A/dt$	—	—	—	—	—
$dV_{AK}/dt$	—	—	—	—	↘
$I_0$	↘	—	↗	↗	—

Tab.2.6 : Comportement du MCT à l'ouverture

## 2.4 Comportement en statique

### 2.4.1 Circuit de test et son principe de fonctionnement

Le schéma de principe, utilisé pour l'étude des MCTs en conduction est représenté par les figures 2.20a et 2.20b. L'interrupteur auxiliaire  $K_A$ , mis en série avec le MCT, nous permet de mesurer la tension directe  $V_F$  sans l'utilisation d'un écrêteur. Le dispositif de test  $K_p$  (MCT) est constamment commandé à la fermeture. Le courant dans  $K_p$  est triangulaire avec une amplitude maximale réglable. Il présente une descente plus lente que la montée, et ce qui élimine les influences inductives sur la mesure de  $V_F$ . Le système utilisé pour la température de jonction est celui déjà décrit auparavant.

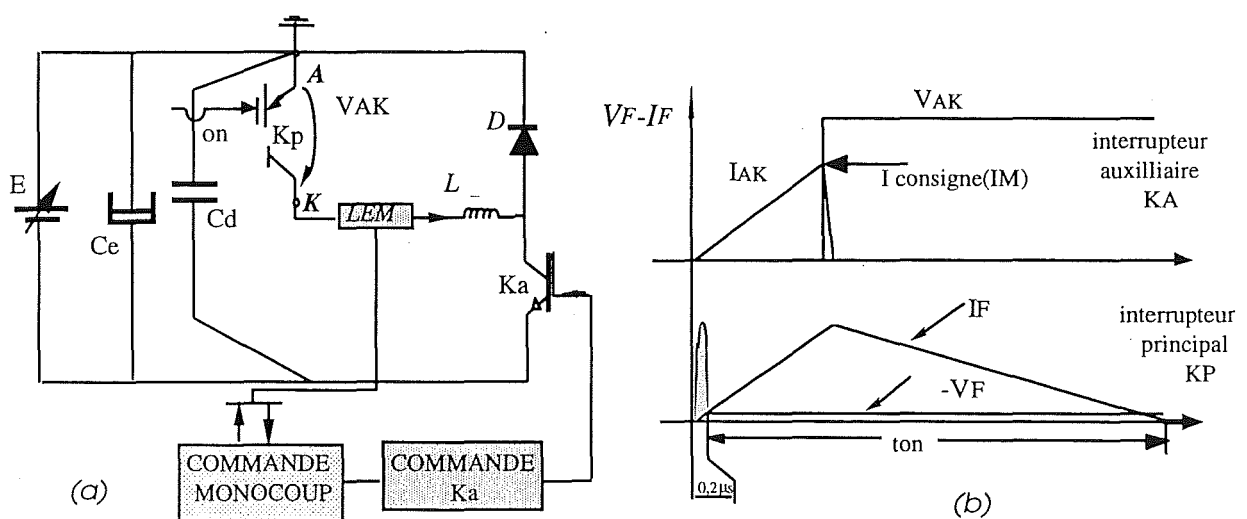


Fig.2..20: (a) Circuit de test en conduction, (b) Principe de fonctionnement

### 2.4.2- Caractéristiques statiques

La mesure simultanée de la caractéristique ( $V_F$ - $I_F$ ) et sa présentation en mode X-Y par l'oscilloscope donnent la possibilité d'avoir directement les courbes statiques  $V_{AK} = f(I_{AK}, \theta_j)$ . La Fig 2.21 illustrent les caractéristiques obtenues pour un MCT de la génération (I) et pour trois températures de jonction  $25^\circ\text{C}$ ,  $75^\circ\text{C}$  et  $150^\circ\text{C}$ .

L'observation de cette figure nous permet de tirer quelques remarques sur la performance statique du MCT:

- faible tension directe, n'excédant pas 1,2 Volt à une densité de courant assez importante ( $120 \text{ A/cm}^2$ ). Cette performance constitue le point fort du MCT.
- coefficient de température négatif  $dV_F/\Delta\theta_j < 0$ , même à très fortes densités de courant, ce qui peut poser des problèmes lors de la mise en parallèle.

Ce constat n'est pas étonnant, car le MCT est un thyristor en conduction [19], [19]'.

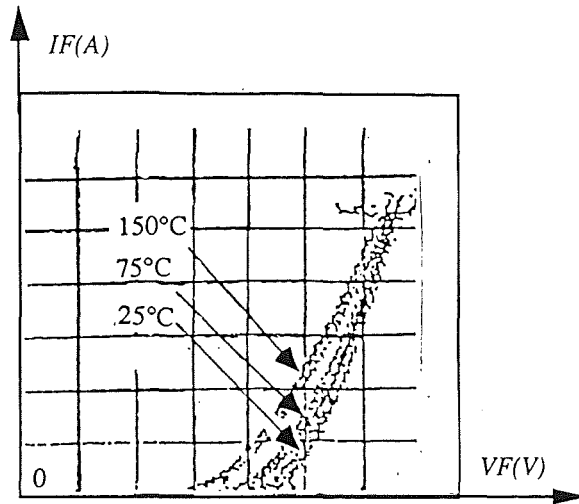


Fig. 2.21: Caractéristiques statiques du MCT-P 600V/75A (Génération I) en fonction de la température  
Echl:  $V_F$ : 0,2 V/div,  $I_A$ : 20A/div

### 2.4.3 Représentation de $V_F=f(I_F, \theta_j)$

Pour une température donnée, la courbe statique ( $V_F-I_F$ ) peut être approximée d'après la Fig 2.22, par la l'expression  $V_F = V_{F0} + R_0 I_F$ . Les deux paramètres  $V_{F0}$  et  $R_0$  dépendent fortement de la température de jonction,  $V_{F0}=f(\theta_j)$  et  $R_0=f(\theta_j)$ . A condition que l'on puisse déterminer ces deux dernières fonctions, il devient alors possible de représenter les caractéristiques statiques du MCT par la fonction  $V_F = f(I_F, \theta_j)$ . La Fig.2.23 illustre les variations de  $V_{F0}$  et  $R_0$ , en fonction de la température pour deux MCTs de (600V/75A et 1000V/65A). On constate, que  $V_{F0}=f(\theta_j)$  et  $R_0=f(\theta_j)$  sont des fonctions quasi-linéaires. Par conséquent, elles peuvent être exprimées par les expressions suivantes:

$$V_{F0} = V_{00} + a\theta_j \quad \text{et} \quad R_0 = R_{00} + b\theta_j$$

$V_{00}$  et  $R_{00}$  sont les valeurs des courbes  $V_{F0}=f(\theta_j)$  et  $R_0=f(\theta_j)$ , prolongées à 0°C. Les paramètres "a" et "b" représentent les coefficients de sensibilité à la température.

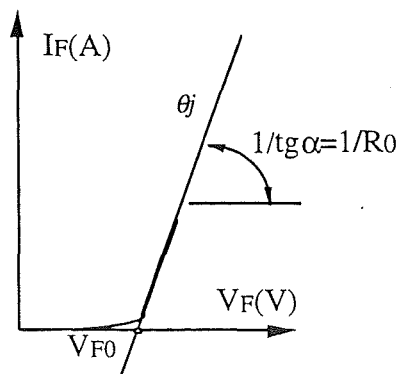


Fig. 2..22: Identification des paramètres  $V_{F0}$  et  $R_0$  du MCT en statique



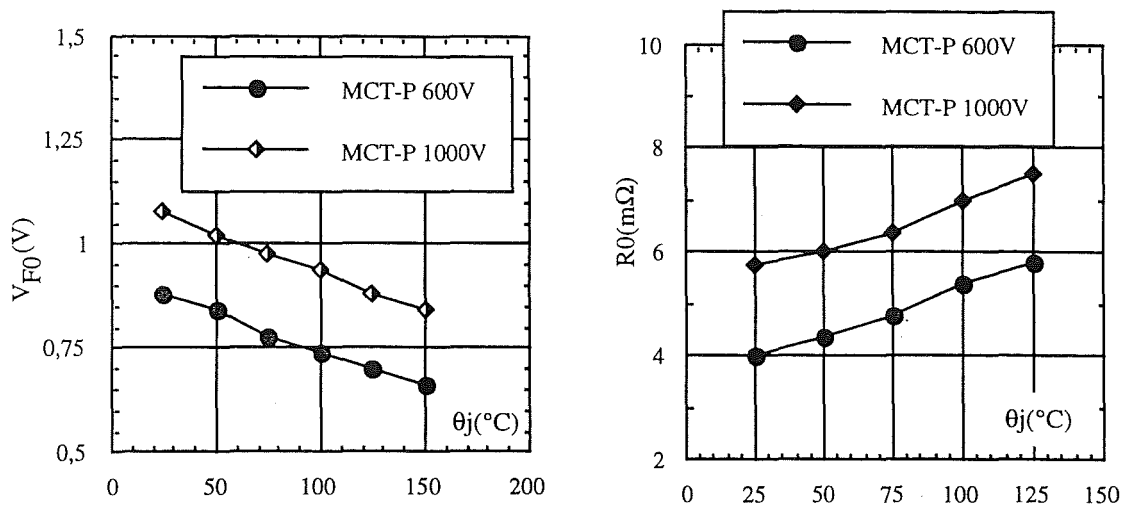


Fig.2.23 : Variation de  $V_{F0}$  et  $R_0$  entre 25°C et 150°C, MCT-P 600V et 1000V.

Afin d'identifier les paramètres ( $V_{00}$ ,  $a$ ,  $R_{00}$  et  $b$ ), nous avons exploité les mesures  $(V_F - I_F) = f(\theta_j)$ . Dans un premier temps, nous approximons ces caractéristiques par les droites  $V_F = (V_{F0})_i + (R_0)_i I_F$ , puis nous traçons les différents points  $(V_{F0})_i$  et  $(R_0)_i$  en fonction de la température  $\theta_j$ . L'évolution quasi-linéaire de  $V_{F0}$  et  $R_0$  en fonction de  $\theta_j$ , nous a permis de déduire facilement les paramètres ( $V_{00}$ ,  $a$ ,  $R_{00}$  et  $b$ ) [20], [21]. Il est évident, que la précision de ces derniers dépend du nombre de mesures effectuées. La caractéristique statique peut être exprimée tout simplement par l'expression :  $V_F = (V_{00} + a\theta_j) + (R_{00} + b\theta_j) I_F$

Le tableau 2.7 résume les valeurs des paramètres statiques ( $V_{00}$ ,  $a$ ,  $R_{00}$  et  $b$ ), pour les MCTs de 600V et 1000V.

Composant	MCT-P 600V	MCT-P 1000V
$V_{00}$ (V)	0,93	1,15
$a$ (V °C <sup>-1</sup> )	-1,9 10 <sup>-3</sup>	-1,9 10 <sup>-3</sup>
$R_{00}$ (Ω)	3,5 10 <sup>-3</sup>	5 10 <sup>-3</sup>
$b$ (Ω C <sup>-1</sup> )	1,8 10 <sup>-5</sup>	1,85 10 <sup>-5</sup>

Tab.2.7- Paramètres statiques des MCTs 600V et 1000V

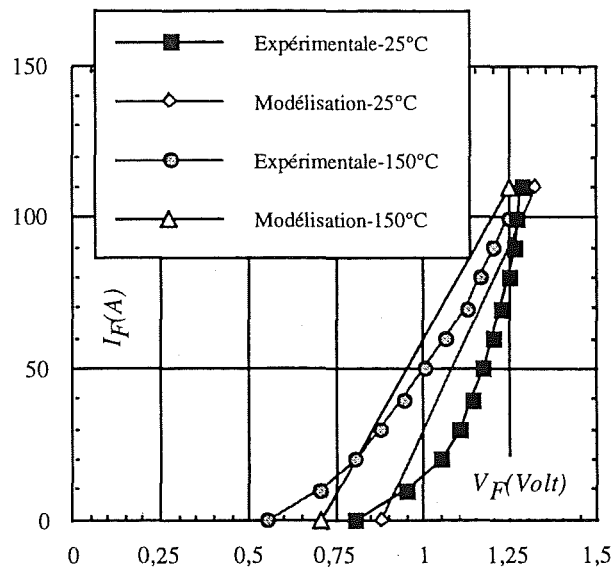


Fig.2.24 : Caractéristiques statiques mesurées et approximées à 25°C et à 150°C

Cette présentation des caractéristiques statiques en conduction permet d'évaluer la tension directe  $V_F$  du MCT, pour n'importe quel couple  $(I_F, \theta_j)$  et à partir d'un nombre réduit de mesures. Les erreurs en tension statique dépendent du courant  $I_A$ . Par exemple, elles sont inférieures à 10% au courant nominal 75A.

## 2.5 Modélisation des pertes en commutation dure

Aujourd'hui, les convertisseurs de puissance connaissent une nette amélioration, grâce aux nouvelles technologies des composants. En effet, ces derniers peuvent fonctionner à des fréquences élevées, mais cela impose malheureusement aux interrupteurs des contraintes très sévères. Ainsi, il est primordial de connaître leur comportement, en vue d'estimer leurs performances et cela dans le but de pouvoir choisir les composants les mieux adaptés pour une application donnée.

Le niveau des pertes statiques et dynamiques est l'un des critères les plus importants dans l'évaluation des composants. C'est la raison pour laquelle, la suite est consacrée à l'étude des pertes du MCT. Nous présenterons tout d'abord, leur évolution en fonction des paramètres  $(I_A, V_{AK}$  et  $\theta_j)$ , de façon indépendante [22]. Ensuite, nous en déduirons une expression analytique approchée, permettant d'exprimer les pertes statiques et dynamiques, à partir d'un nombre de mesures réduit. Les expressions des pertes ainsi obtenues permettront de les déterminer, pour n'importe quelles conditions de puissance commutée et de température de jonction.

### 2.5.1 Pertes en commutation en fonction de ( $I_A$ , $V_{AK}$ et $\theta_j$ )

Il est évident que les pertes en commutation augmentent avec les paramètres externes ( $I_A$ ,  $V_{AK}$  et  $\theta_j$ ). Ceci est vraie, aussi bien pour le MCT que pour les autres dispositifs de puissance. Les figures 2.25 (a, b et c) montrent les variations des pertes de commutation en fonction de ces trois paramètres, à la fermeture et à l'ouverture, et pour les MCTs 600V/75A (Génération I et II) [23]. Leur connaissance nécessite un nombre de mesures très impressionnant, que le monocoup lui même ne peut assumer. A partir des figures 2.26 (a, b et c), il est impossible de déterminer les pertes, pour toutes les conditions de fonctionnement possibles ( $I_A$ ,  $V_{AK}$ ,  $\theta_j$ ). C'est la raison pour laquelle, nous avons introduit une méthode analytique, permettant la modélisation des pertes d'une façon plus simple et à partir d'un nombre de mesures très réduit. Les pertes sont relevées par un oscilloscope qui permet d'effectuer directement l'intégrale du produit  $V_{AK} I_A$ , avec une compensation automatique du retard entre les deux sondes.

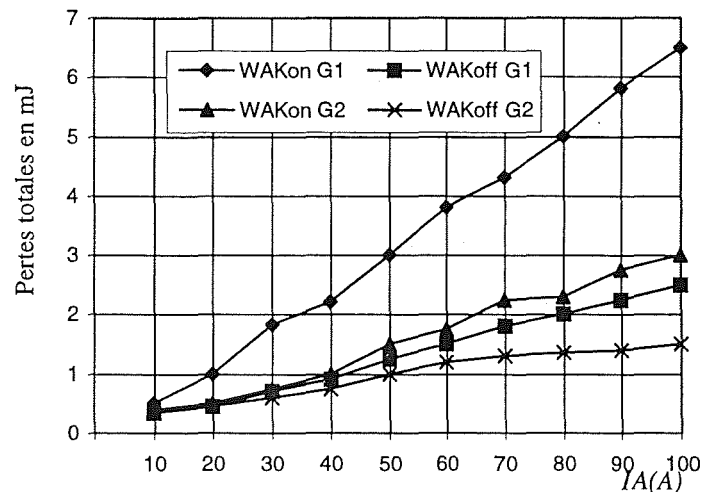


Fig.2.25a : Pertes de commutation à la fermeture et à l'ouverture des deux générations en  $f(I_A)$

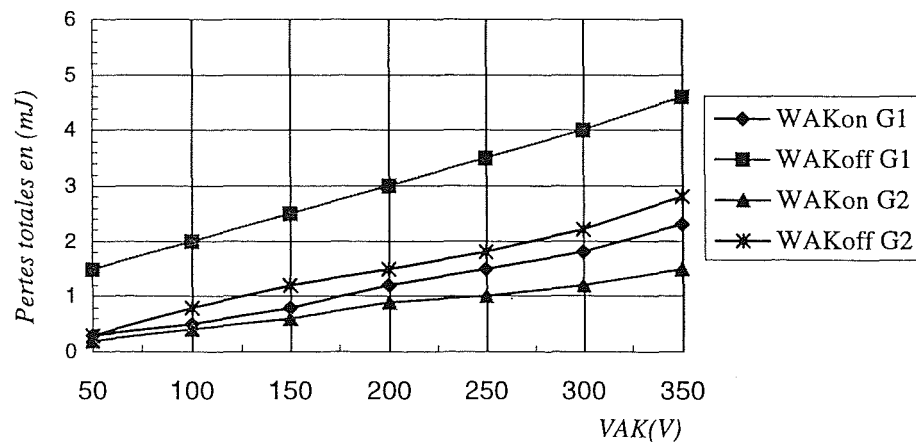


Fig.2.25b : Pertes de commutation à la fermeture et à l'ouverture des deux générations en  $f(V_{AK})$

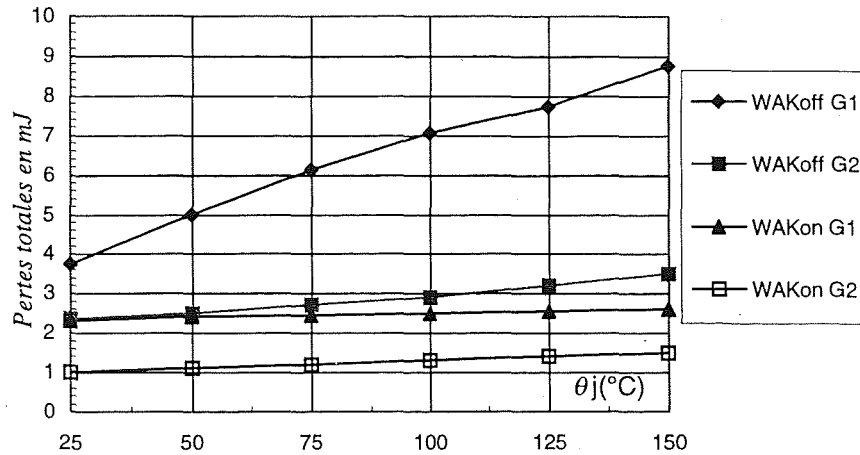


Fig.2.25c : Pertes de commutation à la fermeture et à l'ouverture des deux générations en fonction de la température de jonction  $\theta_j$

### 2.5.2 Modèles analytiques des pertes en commutation

Afin d'atteindre notre objectif, qui est l'estimation des pertes à partir d'un nombre de mesure réduit, nous avons d'abord exploité les résultats des pertes, en faisant varier indépendamment les paramètres ( $I_A$ ,  $V_{AK}$  et  $\theta_j$ ). Puis à partir de la Fig.2.25, nous avons tracé les fonctions  $W_{on}/P_c$  et  $W_{off}/P_c$ , en fonction de la température de jonction  $\theta_j$  ( $P_c$  étant la puissance commutée). A la suite de ceci, une première piste a été dégagée. En effet, nous avons constaté, que les deux fonctions  $W_{on}/P_c$  et  $W_{off}/P_c$  sont des courbes linéaires en fonction de  $\theta_j$  et parallèles pour les différentes puissances  $P_c$  (Fig.2.26). Par conséquent, il est possible d'exprimer les deux fonctions de la façon suivante:

$$\frac{W_{on}}{P_c} = a_{on} + b_{on} \theta_j, \quad \frac{W_{off}}{P_c} = a_{off} + b_{off} \theta_j$$

Pour consolider notre analyse, nous avons déterminé les quatre coefficients " $a_{on}$ ,  $a_{off}$ ,  $b_{on}$  et  $b_{off}$ ", à partir de plusieurs points de mesure effectués sur le MCT 600V/75A (Géné. I) et pour deux cas de figure:

- $P_c$  constante, mais pour différentes combinaison de couple ( $V_{AK}$ ,  $I_A$ ).
- $P_c$  variable.

Les résultats sont présentés dans le tableau ci dessous pour les différentes puissances  $P_c$ .

$P_c$ (kVA)	fermeture		ouverture		commutation total	
	$a$ (mJ/kVA)	$b$ (mJ/kVA °C) $10^{-4}$	$a$ (mJ/KVA)	$b$ (mJ/kVA °C) $10^{-3}$	$a$ (mJ/kVA)	$b$ (mJ/kVA °C) $10^{-3}$
6 kVA						
(300V,20 A)	0,140	4	0,135	2	0,275	2,4
(200V,30 A)	0,140	4	0,135	2	,275	2,4
(150V,40 A)	0,120	4	0,135	2	,255	2,4
12 kVA						
(300V,40 A)	0,118	3,8	0,13	2	0,248	2,3
(250V,50 A)	0,110	4,0	0,13	2	0,240	2,4
(200V,60 A)	0,118	3,8	0,15	2	0,268	2,3
15 kVA	0,11	4	0,13	2	0,255	2,4
18 kVA	0,10	4	0,15	2	0,250	2,4
22,5 kVA	0,08	4	0,14	2	0,220	2,4

Tab.2.8- Identification des paramètres " $a_{on}$ ,  $a_{off}$ ,  $b_{on}$  et  $b_{off}$ " pour le cas du MCT600V/75A (Géné.I)

- Le premier cas conduit à des coefficients " $a_{on}$ " et " $a_{off}$ " quasi-constants, quelles que soit les combinaisons du couple ( $V_{AK}$ ,  $I_A$ ); en d'autres termes les coefficients ne dépendent que de  $P_c$  et non pas des niveaux en tension et en courant pour la même puissance  $P_c$ .
- Dans le second cas, on constate d'importantes variations de " $a_{on}$ " et " $a_{off}$ ", en fonction de  $P_c$ ; il est donc nécessaire de déterminer ces évolutions. Il s'agit des ordonnées des courbes  $W_{on}/P_c$  et  $W_{off}/P_c$  à  $\theta_j=0$ . Si l'on trace les coefficients  $a_{on}$  et  $a_{off}$  du tableau ci-dessus, en fonction de la puissance commutée  $P_c$  (Fig.2 28), on constate que  $a_{on}$  et  $a_{off}$  peuvent être exprimés par des fonctions linéaires:

$$a_{on} = K_{on} + K l_{on} P_c \text{ et } a_{off} = K_{off} + K l_{off} P_c$$

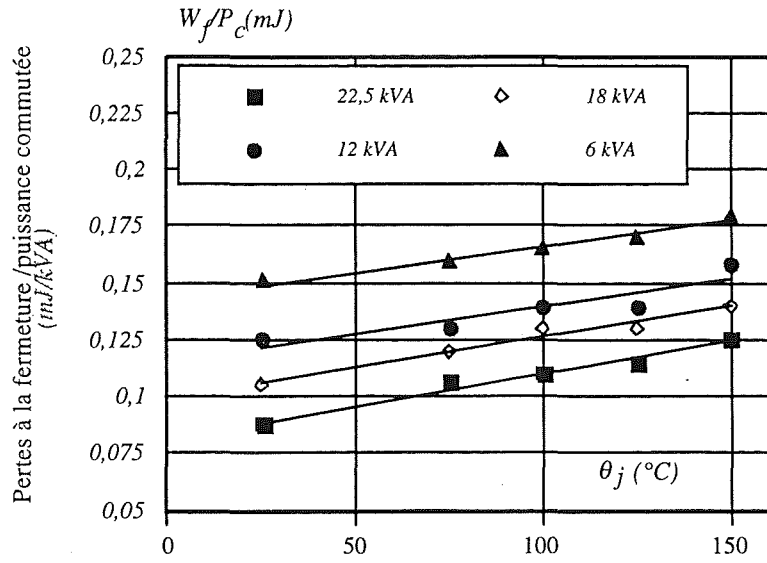


Fig.2.27 densités de pertes à la fermeture en fonction des différentes températures et puissances commutées

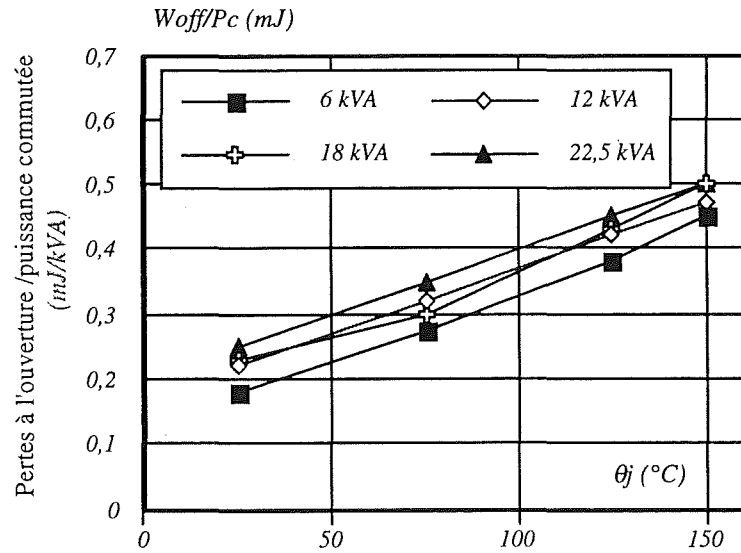


Fig.2.27 densités de pertes à l'ouverture en fonction des différentes températures et puissances commutées

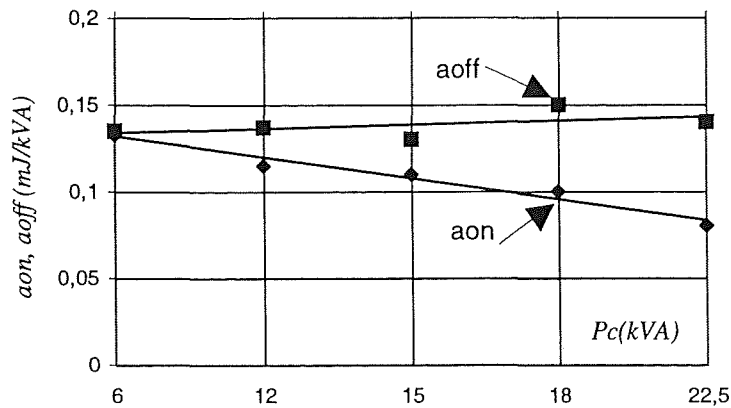


Fig.2..28 Coefficients " $a_{on}$ " et " $a_{off}$ " en fonction de la puissance commutée  $P_c$

Les pertes à la fermeture et à l'ouverture peuvent donc être obtenues par les expressions :

$$\begin{cases} W_{on} = [K_{on} + K1_{on}P_c + b_{on}\theta_j]P_c \\ W_{off} = [K_{off} + K1_{off}P_c + b_{off}\theta_j]P_c \\ W_{Tot} = [W_{on} + W_{off}] \end{cases}$$

Dans lesquelles on doit identifier les six paramètres ( $K_{on}$ ,  $K1_{on}$ ,  $b_{on}$ ,  $K_{off}$ ,  $K1_{off}$ ,  $b_{off}$ ). Par exemple, nous avons pour le MCT 600V/75A (Géné.I):

$$\begin{cases} W_{on} = [0,16 - 4,5 \cdot 10^{-3} P_c + 4 \cdot 10^{-4} \theta_j] P_c \\ W_{off} = [0,13 + 2,3 \cdot 10^{-3} P_c + 2 \cdot 10^{-3} \theta_j] P_c \\ W_{Tot} = [0,29 - 2,2 \cdot 10^{-3} P_c + 2,4 \cdot 10^{-3} \theta_j] P_c \end{cases}$$

### 2.5.3 Formulation générale des pertes

Les modèles des pertes en commutation, que nous venons de proposer, nécessitent la détermination de six paramètres ( $K_{on}$ ,  $K1_{on}$ ,  $K_{off}$ ,  $K1_{off}$ ,  $b_{on}$ ,  $b_{off}$ ). Nous allons donc décrire la procédure, qui nous permettra de les identifier.

Afin de déterminer le nombre de mesures à effectuer, tout en gardant des précisions acceptables, nous proposons des essais : à trois températures typiques  $\theta_j=25^\circ\text{C}$ ,  $75^\circ\text{C}$  et  $150^\circ\text{C}$ , ainsi qu'à trois puissances  $P_{c1}=3/4(V_{AK_{max}} I_{A_{nominal}})$ ,  $P_{c2}=1/2(V_{AK_{max}} I_{A_{nominal}})$ ,  $P_{c3}=1/4(V_{AK_{max}} I_{A_{nominal}})$ . Cela se traduit par neuf cycles de commutation à réaliser. A partir de ces points de mesure, nous pouvons tracer et linéariser les fonctions  $W_{on}/P_c$ ,  $W_{off}/P_c$ ,  $a_{on}$  et  $a_{off}$ , qui nous permettront de déterminer les six paramètres ( $K_{on}$ ,  $K1_{on}$ ,  $K_{off}$ ,  $K1_{off}$ ,  $b_{on}$ ,  $b_{off}$ ) Fig.2.29 . Il est évident, que la précision des paramètres est d'autant plus élevée que le nombre de mesures est important.

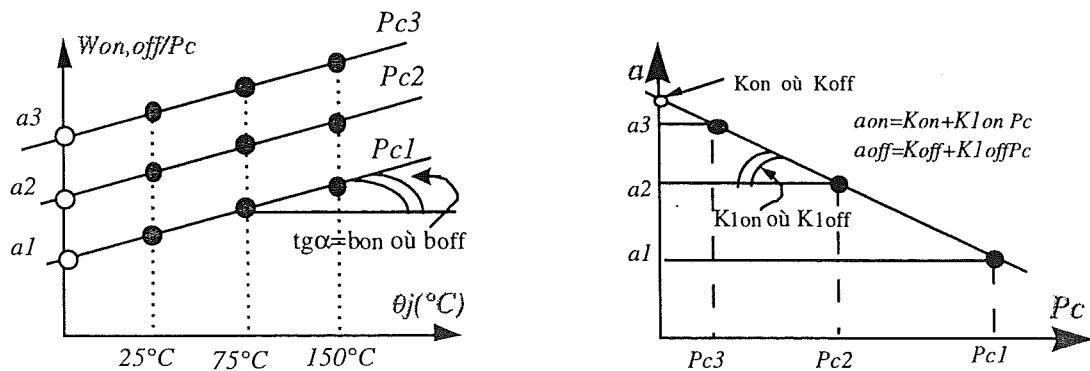


Fig.2.29: Détermination analytique des pertes (a) coefficients  $b_{on}$ ,  $b_{off}$  (b) coefficients  $a_{on}$ ,  $a_{off} = f(P_c)$

La planche Fig.2.30 a, b et c illustre les pertes obtenues par les modèles ainsi que celles relevées de l'expérimentation, pour le MCT-P600V/75A (génération. I).

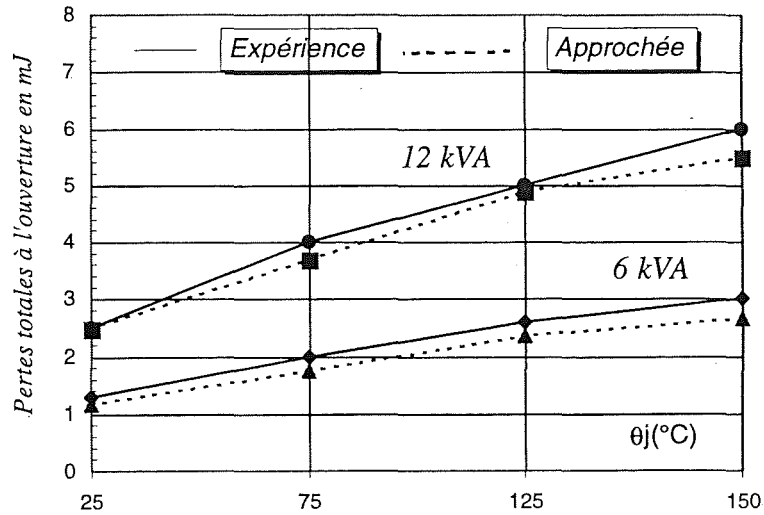


Fig.2.30 a : Pertes à l'ouverture réelles et estimées en fonction de la puissance commutée

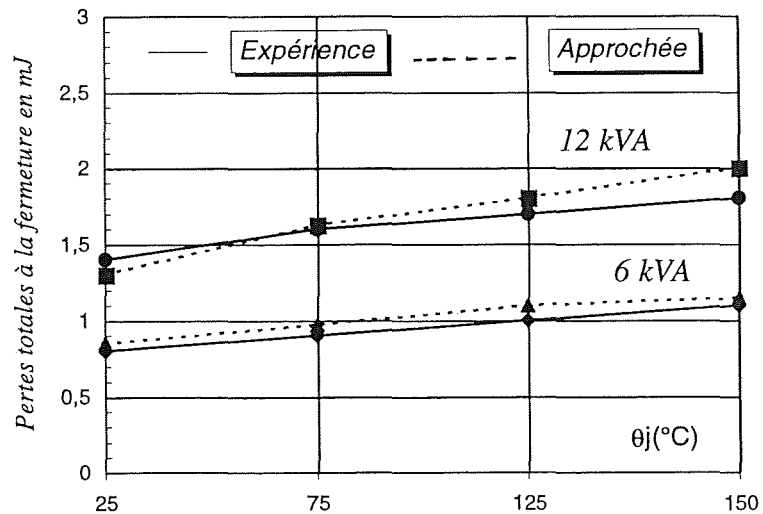


Fig.2.30 b : Pertes à la fermeture réelles et estimées en fonction de la puissance commutée



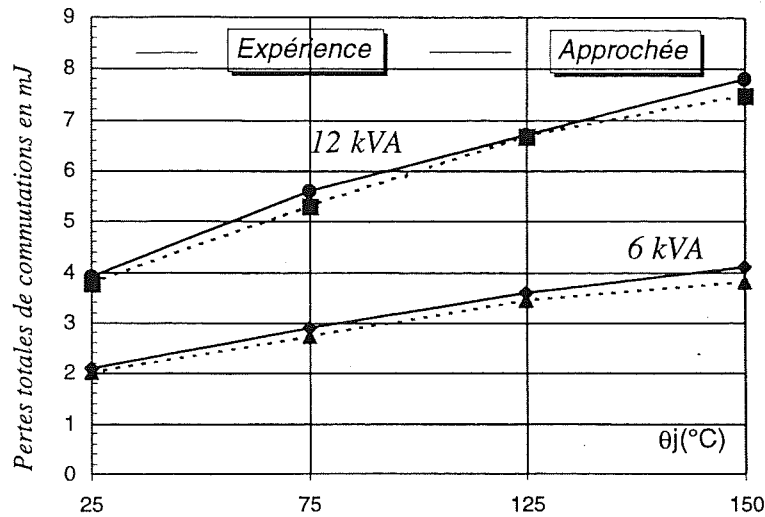


Fig.2.30 c : Pertes de commutation totales, réelles et estimées en fonction de la puissance commutée

#### 2.5.4 Modèle des pertes en statique

Dans l'étude du MCT en conduction, nous avons montré que sa tension directe  $V_F$  peut être représentée par une fonction simple:  $V_F = V_{F0} + R_0 I_F$

avec ( $V_{F0} = V_{00} + a\theta_j$ ) et ( $R_0 = R_{00} + b\theta_j$ ). A partir de ces conditions, les pertes en régime statique peuvent être calculées de façon très simple par :

$$\begin{cases} W_{con} = I_F [V_{F0} + R_0 I_F] t_{con} \\ = I_F [V_{00} + a\theta_j + (R_{00} + b\theta_j) I_F] \frac{\alpha}{f} \end{cases}$$

avec  $\alpha$ : rapport cyclique,  $f$ : fréquence de fonctionnement

Il suffit donc de déterminer les quatre paramètres  $V_{00}$ , "a",  $R_{00}$  et "b" pour pouvoir obtenir le modèle complet en conduction. Ceci a déjà fait l'objet d'une partie dans le paragraphe de l'étude en conduction. Nous avons obtenus, par exemple, dans le cas du MCT 600V/75A [24].

$$\begin{cases} V_{F0} = 0,93 - 1,910^{-3} \theta_j \\ R_0 = 3,510^{-3} + 1,810^{-5} \theta_j \\ W_{con} = [(0,93 - 1,910^{-3} \theta_j) I_F + (3,510^{-3} + 1,810^{-5} \theta_j) I_F^2] \frac{\alpha}{f} \end{cases}$$

### 2.5.5 Pertes totales en commutation dure

Le modèle des pertes totales en statique et en dynamique dans d'un cycle complet de commutation se résume par les expressions suivantes et schématisé par la Fig.2.31:

$$\begin{cases} W_{con} = I_F [V_{00} + a\theta_j + (R_{00} + b\theta_j)I_F] \frac{\alpha}{f} \\ W_{on} = [K_{on} + K_{1on} P_c + b_{on}\theta_j] P_c \\ W_{off} = [K_{off} + K_{1off} P_c + b_{off}\theta_j] P_c \\ W_{Tot} = [W_{con} + W_{on} + W_{off}] \end{cases}$$

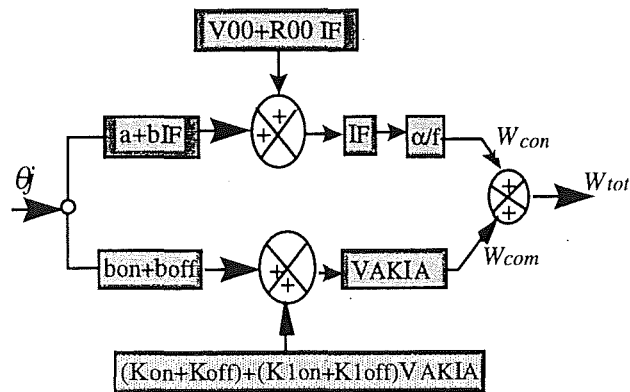


Fig.2.31- Représentation des pertes totales dans le MCT

Ce modèle peut être utilisé pour évaluer les pertes dans un convertisseur en commutation dure si l'on connaît :

- les paramètres propres aux composants utilisés ( $a$ ,  $b$ ,  $K_{1on}$ ,  $a_{on}$ ,  $K_{on}$ ,  $K_{off}$ ,  $K_{1off}$ ,  $b_{off}$ ). Ces paramètres peuvent être déterminés à partir d'un nombre d'essais très réduit, grâce aux méthodes exposées précédemment,
- les conditions en puissance qui fixent les niveaux de la tension et du courant de commutation
- les conditions fréquentielles "f" et temporelle " rapport cyclique  $\alpha$ ",
- les conditions thermiques, qui fixent la température du refroidisseur  $\theta_H$ . Celles-ci permettent de déterminer la température de jonction, en connaissant la résistance thermique  $R_{th}$ . On peut ainsi présenter le modèle par les blocs diagrammes ci-dessous.

Les utilisations de ce modèle sont nombreuses, nous en citerons par exemple quelques unes:

- la détermination de la température maximale que peut atteindre la jonction avec un refroidisseur donné  $QH$  dans une application . Pour ceci, il suffira de fournir au modèle les conditions en fréquence et en rapport cyclique les plus sévères,
- en fixant une température de jonction maximale (à ne pas dépasser) par exemple  $\theta_j=125^\circ\text{C}$ , les niveaux de  $V_{AK}$  et  $I_A$  les plus élevés ainsi qu'un rapport cyclique maximum  $\alpha_{\max}$  , on peut déterminer la fréquence maximale de fonctionnement du convertisseur " $f_{\max}$ ".

L'intérêt futur de cette étude réside particulièrement dans l'aide aux circuiteurs pour le prédimensionnement des convertisseurs, utilisant plusieurs interrupteurs en commutation dure, par exemple les onduleurs MLI [24], [25].

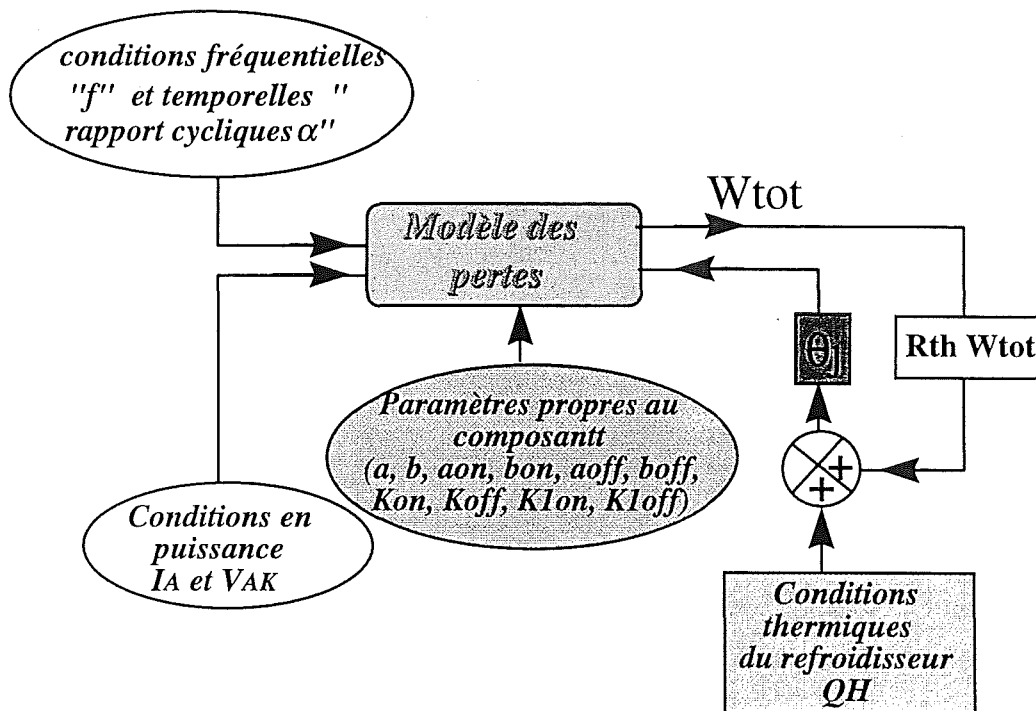


Fig. 2.32: Modèle global des pertes en commutation dure

## 2.6 Etude comparative entre les MCTs génération I et II

Après la commercialisation du MCT de première génération, HARRIS a sorti la deuxième génération qui présente, selon le constructeur, de meilleures performances. Nous allons, dans ce paragraphe, comparer les comportements en commutation dure

### 2.6.1 Performances en régime statique

La Fig.2.33 illustre les caractéristiques statiques ( $V_F$ - $I_F$ ) des MCTs 600V/75A générations I et II. Les principales différences sont :

- les tensions de seuil  $V_{F0}$  sont légèrement différentes. A faible température, la génération II présente des  $V_{F0}$  plus petits; cependant cette constatation s'inverse à des températures plus élevées. Le coefficient de température  $dV_F/\Delta\theta_j$  reste toujours négatif pour les deux générations.
- la variation de  $dV_F/\Delta\theta_j$  est plus grand dans la génération I. Au courant nominal, la génération II donne pratiquement un  $dV_F/\Delta\theta_j \approx 0$ .
- si l'on examine plus en détail les courbes statiques des deux générations, on peut constater que la génération II présente en fonction du courant " $I_A$ " et à basse température, des tensions  $V_{AK}$  plus faibles. Ce phénomène est inversé à des températures élevées [26], [27].

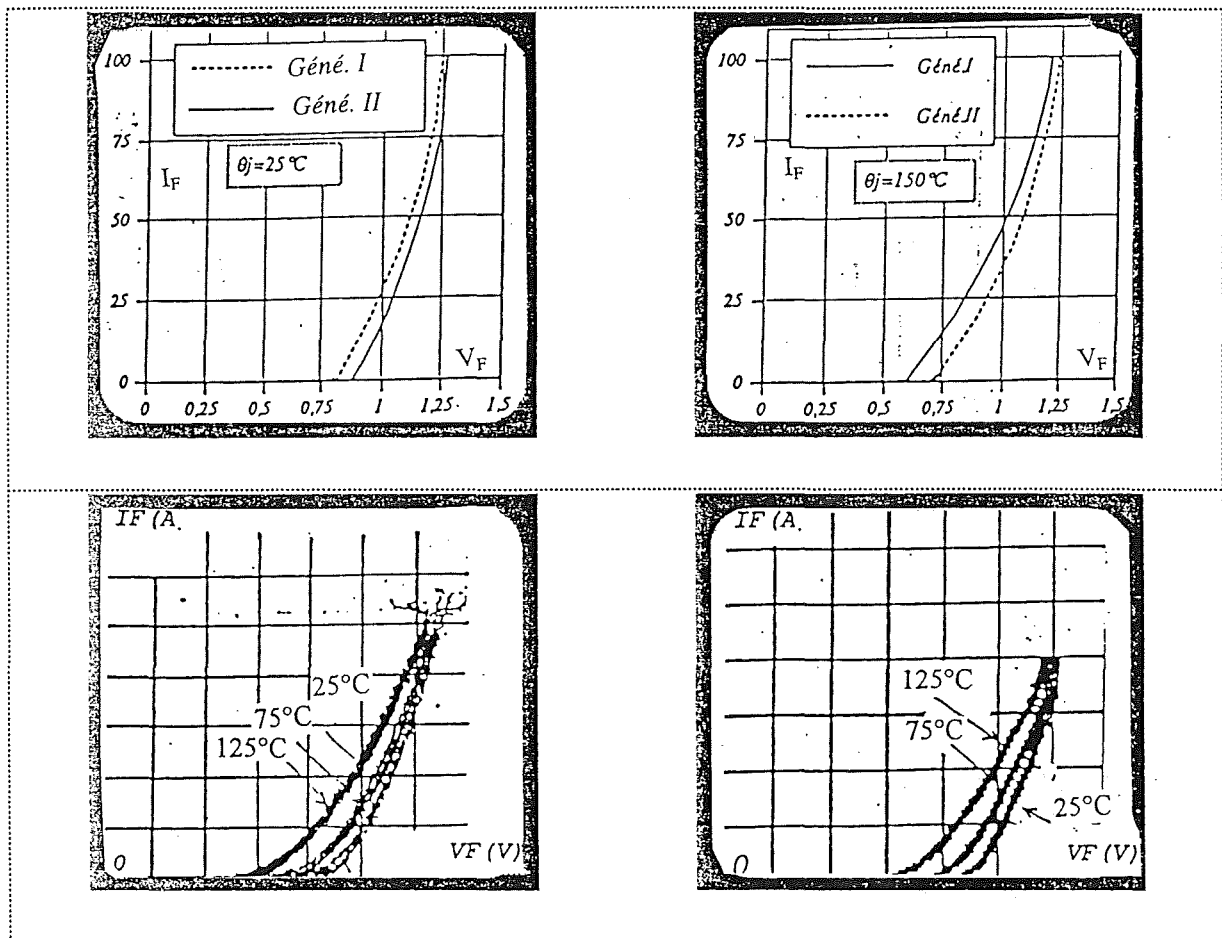


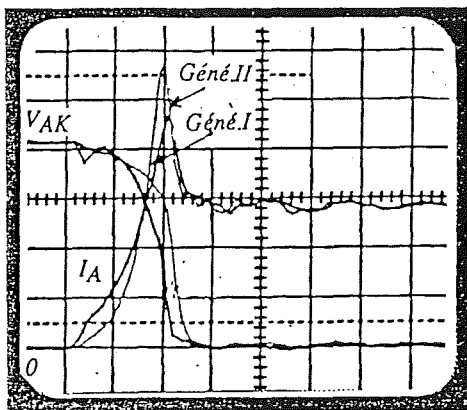
Fig. 2.33:  $I_A = f(V_{AK}, \theta_j)$  des MCTs 600V/75A, générations I et II, Ech:  $V_{AK}:0,2\text{V/div}$ ,  $I_A:20\text{A/div}$

### 2.6.2 Comportement à la fermeture

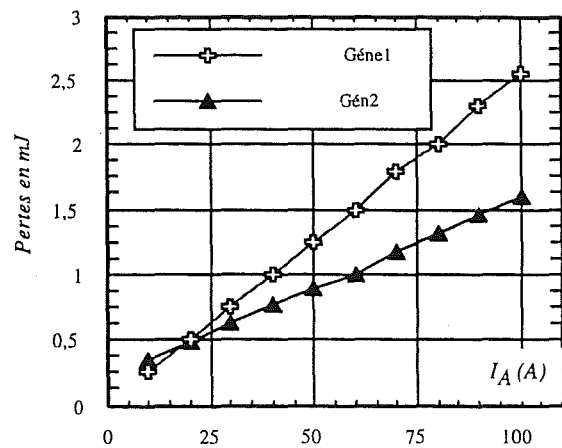
La Fig.2.34 donne les formes d'ondes à la fermeture des deux générations. Nous pouvons constater:

- une vitesse de la montée en courant initiale  $dI_A/dt$  très lente pour la génération II, qui se rattrape vers les hauts niveaux de courant, pour devenir plus rapide par rapport à la première génération.

- l'absence de la phase MOS chez le MCT génération II, qui ressemble plus, dans son fonctionnement, à un déclenchement thyristor. Cela revient à dire que le niveau de courant de maintien devient très faible et que toutes les cellules se ferment pratiquement en même temps.
- des pertes plus faibles à la fermeture pour la deuxième génération, notamment à forts courants [26], [27], [28], [23].



(a)

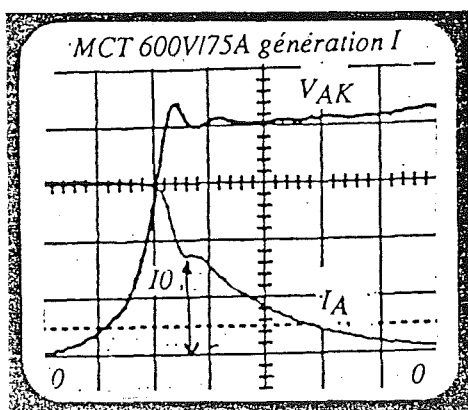


(b)

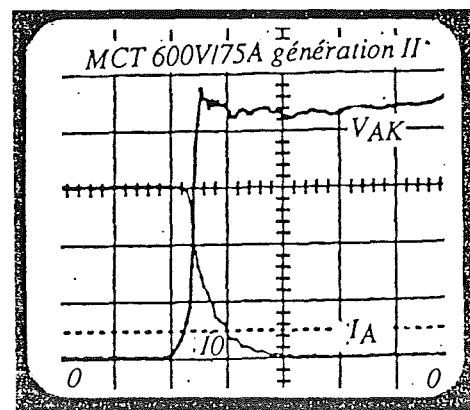
Fig. 2.34: (a) Fermeture des MCT 600V/75A géné.I et II, (b) Pertes totales  $W_{off}$  à la fermeture de deux générations, Ech:  $V_{AK}$ : 50V/div,  $I_A$ :10A/div,  $t$ :100ns/div

### 2.6.3 Comportement à l'ouverture

Tout comme à la fermeture, la génération II est beaucoup plus performante que la génération I. On peut noter particulièrement les progrès suivants [29] :



(a)



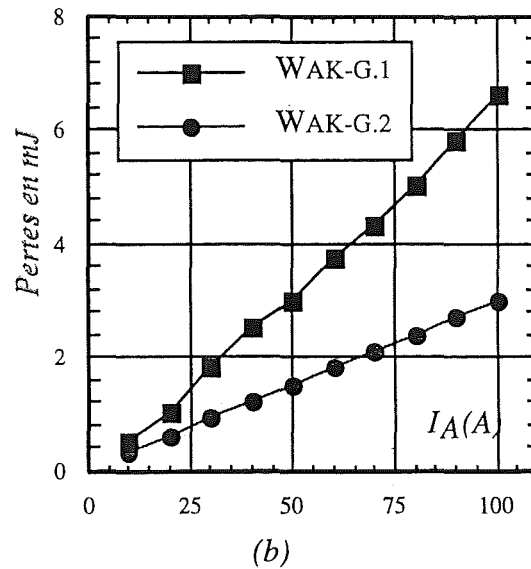


Fig. 2.35: (a) ouverture des MCT600V/75A gén. I et II, (b) Pertes totales à l'ouverture des deux générations  
Ech:  $V_{AK}$ : 50V/div,  $I_A$ : 10A/div,  $t$ : 200ns/div

- une vitesse de montée en tension  $dV_{AK}/dt$  plus rapide
- un niveau de traînage "IO" et un temps de traînée " $t_{tr}$ " moins élevés.
- des pertes à l'ouverture "Woff" considérablement réduites.

Ces améliorations en performance sont obtenues à partir des optimisations structurelles et physiques du dispositif. On pourrait penser à une réduction de la durée de vie des porteurs, à une introduction de la couche tampon de la zone vitale ...etc.

## 2.7 Mécanisme interne du MCT en commutation dure

### 2.7.1 Rappel de Principales phases en commutation dure

Dans cette partie, nous allons décrire qualitativement le comportement interne du MCT en commutation dure. Le schéma ci dessous Fig.2.36, rappelle les différentes phases de cette commutation.

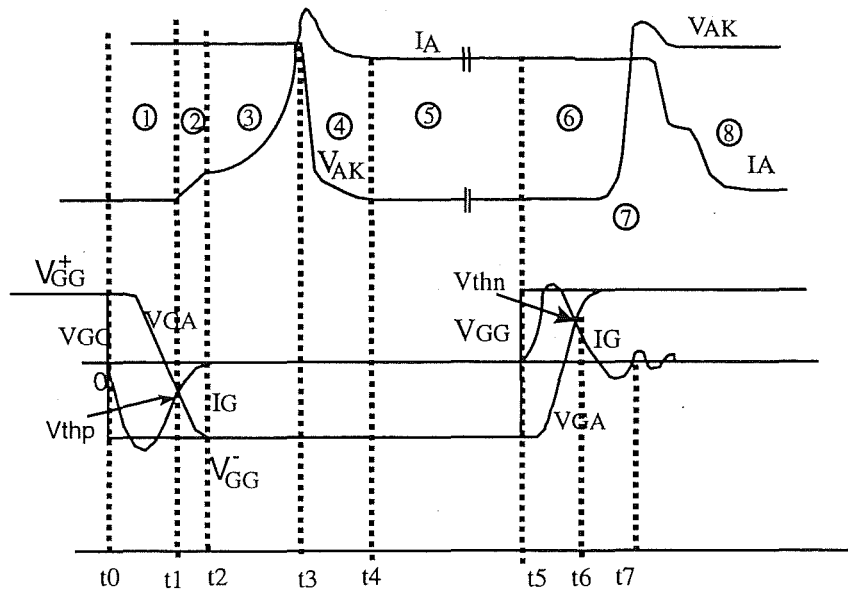


Fig.2. 36: Principales phases de la commutation dure sur un cycle complet

#### - Phase 1 : temps de délai à la fermeture ( $t_0 - t_1$ )

A l'instant  $t = t_0$ , le signal de commande de la grille  $V_{GG}$  passe de  $V_{GG}^+$  à  $V_{GG}^-$ . La capacité de grille du MCT commence à se charger. Si on néglige l'inductance du câblage dans la boucle de grille, la tension  $V_{GA}$  s'exprime par :

$$V_{GA} = (V_{GG}^+ - V_{GG}^-) e^{-\frac{t}{R_G C_G}} + V_{GG}^-$$

Quand la tension  $V_{GA}$  atteint le seuil  $V_{thp}$  du canal de fermeture (canal P), ce dernier devient passant et le courant  $I_A$  commence à croître. Par exemple, une résistance  $R_G \approx 1\Omega$ ,  $C_G = 10$  nF,  $V_{thp} = -5$  V,  $V_{GG}^+ = 15$  V,  $V_{GG}^- = -12$  V, le temps de délai à la fermeture "t<sub>don</sub>" est d'environ 15 ns. En réalité, ce temps est beaucoup plus grand ( $\approx 100$  ns), car le signal de commande  $V_{GG}$  n'est pas idéal et ne passe pas instantanément de  $V_{GG}^+$  à  $V_{GG}^-$ . Pour avoir un

délai de fermeture faible, on doit assurer un signal de commande à l'entrée aussi rapide que possible ainsi qu'une faible résistance de grille  $R_G$ . Le comportement du MCT entre  $t_0$  et  $t_1$  est alors (Fig.2.1) :  $I_A(t) = 0$ ,  $V_{AK}(t) = E$  avec  $Q_0 = 0$ .

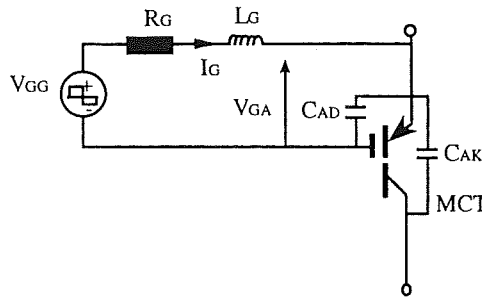


Fig.2.37: Liaison entre la commande externe et la grille.

• **Phase 2 : montée initiale de courant  $I_A$**

Lorsque la tension de seuil du canal est atteinte à l'instant  $t_1$ , le canal de fermeture commence à conduire. Les trous du canal peuvent ainsi traverser la charge d'espace  $W_{ZD}$  et arriver finalement dans une région  $W_m$  de la zone vitale  $P^-$ , près de la jonction  $P^-N_E^+$ . Au début de la montée du courant  $I_A$ , la quantité de charges stockées  $Q_0$ , suivant le rythme de l'arrivée des trous du canal, est très faible et la zone vitale  $P^-$  se divise donc dans ce cas en trois régions : charge d'espace  $W_{ZD}$ , région ohmique  $W_p$  et région à faible niveau de modulation  $W_m$ . Comme la région ohmique ne permet pas le passage des électrons, le courant total  $I_A$  est égal à celui du canal (courant des trous).

$$I_A = I_{p-can} = \frac{K_{p-on}}{2} (V_{GA} - V_{thp})^2$$

Cette phase se terminera dès que la zone ohmique  $W_p$  disparaît. La tension imposée par l'extérieur est toujours à l'état haut (Fig.2.38),  $V_{AK} = E$ ,  $W_{ZD} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}E}{qN_A}}$

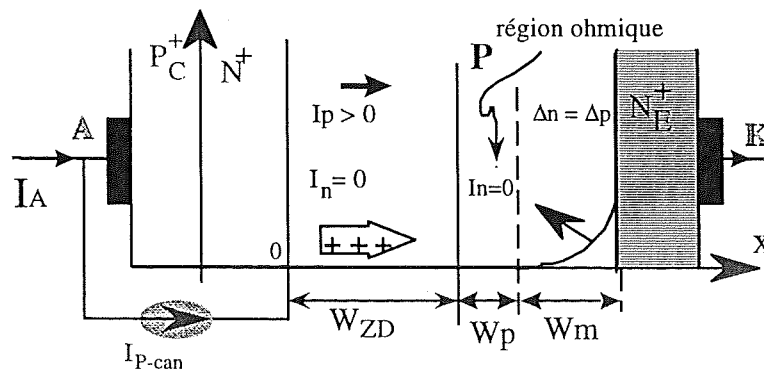


Fig.2.38: Phase de la montée initiale de courant



• Phase 3 : Montée de courant normal (action thyristor)

La région ohmique  $W_p$  ne permet pas aux électrons de la région  $W_m$  de la traverser. Les électrons ne peuvent donc pas arriver à la limite de la charge d'espace  $x = W_{ZD}$  et d'injecter ainsi des charges dans la base  $N^+$  du transistor  $P_C^+N^+P^-$ . Par conséquent, l'action de la régénération entre les deux transistors  $P_C^+N^+P^-$  et  $N^+P^-N_E^+$  ne peut avoir lieu que par la disparition de la région ohmique  $W_p$ .

En supposant que la base  $W_{N^+}$  du transistor  $P_C^+N^+P^-$  et la base  $W_m$  du transistor  $N^+P^-N_E^+$  sont respectivement à faible niveau et à fort niveau d'injection, et que les distributions des charges sont linéaires, les courants de trous  $I_p$  et d'électrons  $I_n$  après la régénération de l'action thyristor, sont alors données par [29] :

$$I_p = I_{can} + q D_p S_{si} \frac{p(-W_{N^+})}{W_{N^+}}, \quad I_n = \frac{b}{1+b} I_A + q D \frac{n(W_{P^-})}{W_m}$$

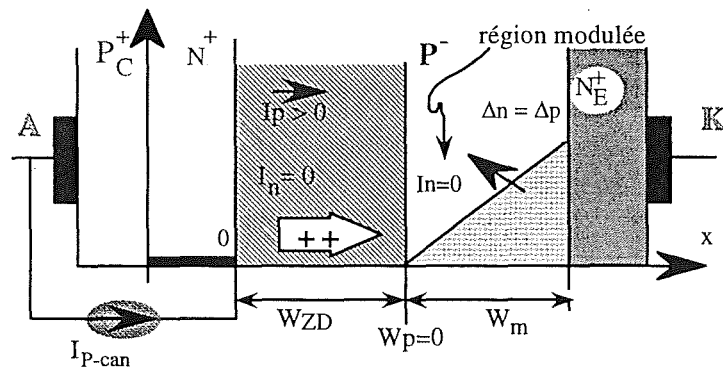


Fig.2.39: Début de la régénération de l'action thyristor

Le courant total  $I_A(t)$  est la somme de  $I_p$  et  $I_n$ :

$$\begin{aligned} I_A &= (1+b) \left[ I_{p\text{can}} + q D_p S_{si} \frac{p(-W_{N^+})}{W_{N^+}} + q D S_{si} \frac{n(W_{P^-})}{W_{P^-}} \right] \\ &= (1+b) \left[ I_{p\text{can}} + \frac{2Q_{W_{N^+}} D_p}{W_{N^+}^2} + \frac{2Q_{W_m} D}{W_m^2} \right] \\ &\approx (1+b) \left[ \frac{2Q_{W_{N^+}} D_p}{W_{N^+}^2} + \frac{2Q_{W_m} D}{W_m^2} \right] \end{aligned}$$

La largeur de la région de charge d'espace  $W_{ZD}$  est toujours liée à la tension appliquée  $E$  et  $W_m = W_p - W_{ZD}$ . Dès la régénération de l'action thyristor, les charges s'installent très vite dans les deux bases et cela donne ainsi la croissance rapide de courant  $I_A$ .

La vitesse de montée en courant  $dI_A/dt$  est d'autant plus élevée que la tension externe  $V_{AK}$  est importante et que la température de jonction  $\theta_j$  est faible. En effet, pour une tension élevée, la base effective du transistor  $N^+P^-N_E^+$  ( $W_m$ ) est petite, d'où un gain plus élevé ce qui accélère la montée du courant  $I_A$ . Par contre, l'augmentation de  $\theta_j$  entraîne une diminution importante des constantes de diffusions  $D_n$  et  $D_p$  (par exemple  $D_n$  est divisé par un facteur de 2 si  $\theta_j$  passe de  $25^\circ C$  à  $125^\circ C$ ). Cela ralentit ainsi la montée en courant de  $I_A$ . Cependant, l'augmentation de  $\theta_j$  peut faire croître éventuellement les quantités de charges stockées et accélère la vitesse  $dI_A/dt$ . Mais les faibles quantités de charges  $Q_{W_{N^+}}$  et  $Q_{W_m}$  à la

fermeture font que les termes  $D_p Q_{W_{N^+}}$  et  $D Q_{W_m}$  ( $D = \frac{2D_n D_p}{D_n + D_p}$ ) dans l'expression du courant  $I_A$  sont dominés par les constantes de diffusion  $D_p, D_n$ . (Fig.2.40) [30]

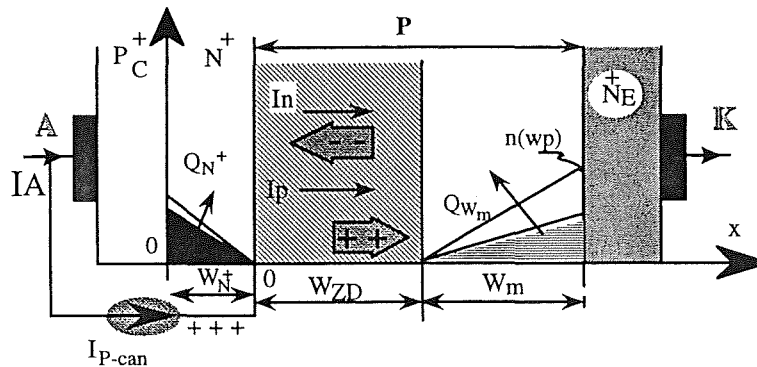


Fig.2.40: Après le déclenchement thyristor

• Phase 4 : Décroissance de la tension  $V_{AK}(t)$

Si l'extérieur ( courant de charge et courant de recouvrement de la diode) n'impose pas une limite en courant au MCT, le courant d'anode  $I_A$  pourrait atteindre des valeurs très importantes. En pratique, la croissance du courant  $I_A$  est limitée par le courant de charge plus le courant maximum de recouvrement de la diode de roue libre. Cette limitation est imposée au composant à l'instant  $t = t_3$ . La réaction du composant se traduit par la diminution de la largeur de sa zone de charge d'espace (Fig.2.41), c'est à dire par la décroissance de la tension  $V_{AK}$ , supportée par cette zone. Pendant cette phase, la vitesse de décroissance  $V_{AK}(t)$  est [31] :

$$C_{ZD} \frac{dV_{ZD}}{dt} = \Delta I_p$$

$C_{ZD}$  est la capacité de la charge d'espace égale à  $C_{ZD} = \frac{\epsilon_{si} S_{si}}{W_{ZD}}$

La différence de courant de trous  $\Delta I_p$  à  $x = W_{ZD}$  s'exprime par :

$$\Delta I_p = \frac{1}{1+b} I_A - \frac{2DQ_{W_m}}{W_m^2} + \frac{Q_{W_m}}{3W_m} \frac{dW_m}{dt} - \frac{2D_p Q_{N^+}}{W_{N^+}^2} < 0$$

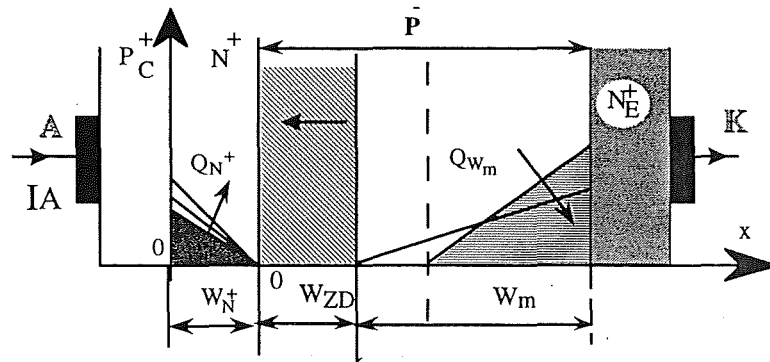


Fig.2.41: Phase de décroissance de la tension VAK

On a

$$C_{ZD} \frac{dV_{ZD}}{dt} \approx C_{ZD} \frac{dV_{AK}}{dt} = \frac{1}{1+b} I_A - \frac{2DQ_{W_m}}{W_m^2} + \frac{Q_{W_m}}{3W_m} \frac{dW_m}{dt} - \frac{2D_p Q_{N^+}}{W_{N^+}^2} < 0$$

Dès que la charge d'espace devient négligeable,  $W_{ZD} \approx 0$ , on peut considérer que la phase de décroissance de la tension arrive à sa fin. Autrement dit, le composant rentre dans la phase de conduction normale Fig.2.42

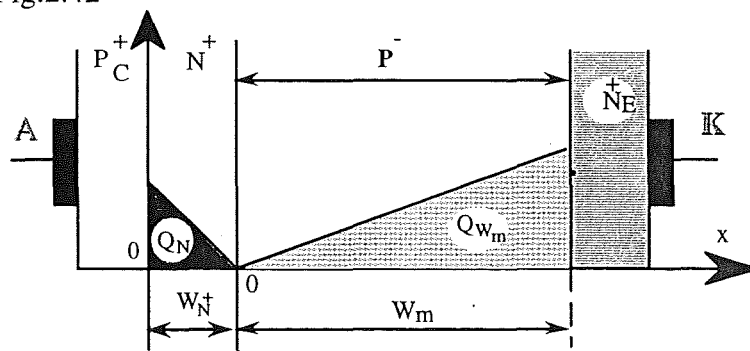


Fig.2.42 : Fin de la décroissance de  $V_{AK}(t)$ .

La vitesse  $dV_{AK}/dt$  sera d'autant plus grande que le courant imposé par l'extérieur et la température de jonction  $\theta_j$  sont faibles, car  $I_A$  et  $\theta_j$  petits permettent d'avoir le courant de

décharge de la charge d'espace  $I_p < 0$  plus faible et les termes  $D_p Q_{W_{N^+}}$  et  $D Q_{W_m}$  plus grands.

- Phase 5 : Conduction (statique)

En conduction, l'extérieur impose un courant de conduction  $I_A$  au MCT qui fixe une tension statique qui fonction des paramètres comme le courant  $I_A$ , la température de jonction  $\theta_j$  ... Cette tension s'exprime par [23] :

$$V_{AK} = V_{j1} - V_{j2} + V_{j3} + (R_{N_m^+} + R_{P_m^-}) I_A$$

$R_{N_m^+}, R_{P_m^-}$  sont respectivement les résistances des deux bases  $N^+$  et  $P^-$  à l'état modulé et  $V_{j1}, V_{j2}, V_{j3}$  sont les tensions des trois jonctions du MCT. Elles dépendent des niveaux d'injection dans  $N^+$  et  $P^-$ . Si l'on peut accepter l'hypothèse des forts niveaux d'injection dans les deux bases, on a pratiquement  $V_{j1} = V_{j2} = V_{j3} = V_j$ . Le MCT peut être alors assimilé à une diode PIN (Fig.2.43), avec:

$$V_{j1} \approx V_{j2} \approx V_{j3} \approx U_T \ln \left( 1 + \frac{P(-W_{N^+})}{n_i} \right)$$

$$R_{N_m^+} + R_{P_m^-} \approx \frac{(W_{N^+} + W_{P^-})^2}{(1+b)\mu_n (Q_{W_{N^+}} + Q_{W_m})}$$

$$V_{AK} \approx U_T \ln \left( 1 + \frac{P(-W_{N^+})}{n_i} \right) + \frac{(W_{N^+} + W_{P^-})}{(1+b)\mu_n (Q_{W_{N^+}} + Q_{W_m})}$$

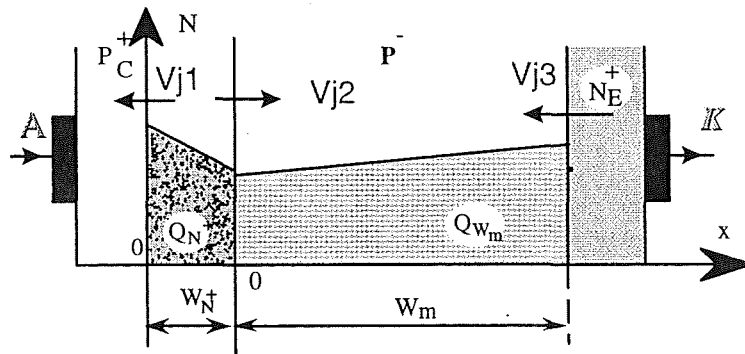


Fig.2.43 : phase de conduction

La chute de tension statique augmente évidemment en fonction du courant d'anode. Au niveau de la température, les termes  $\mu_n Q_{W_{N^+}}$  et  $\mu_n Q_{W_m}$  dans l'expression de  $V_{AK}$  sont plutôt

dominés par l'augmentation des charges stockées en fonction de  $\theta_j$ . Cela entraîne un coefficient de température négatif de la tension  $V_{AK}$  comme dans le cas d'une diode PIN.

### Phase 6 : Délai à l'ouverture

A l'instant  $t = t_5$ , la commande du MCT passe de  $V_{GG}^-$  à  $V_{GG}^+$  et la capacité  $C_e$  commence à se décharger selon la forme:

$$V_{GA} = (V_{GG}^- - V_{GG}^+) e^{-\frac{t}{R_G C_e}} + V_{GG}^+$$

Tant que  $V_{GA}$  reste inférieur à la tension de seuil du canal d'ouverture  $V_{GA} < V_{thn}$ , le MCT reste à l'état de conduction normale. A partir de l'instant où la commande atteint le niveau  $V_{thn}$ , le canal d'ouverture devient passant. Son courant est donné par l'expression :

$$I_{Ncanal} = Kp_{off} (V_{GA} - V_{thn}) \Delta V_{canal} - \frac{Kp_{off}}{2} \Delta V_{canal}^2$$

Avec un signal de commande rapide, on peut raisonnablement négliger l'intervalle de temps nécessaire pour que le canal d'ouverture devienne passant, devant les autres délais correspondant au temps de stockage des deux transistors  $P_C^+ N^+ P^-$  et  $N^+ P^- N_E^+$

En adoptant l'hypothèse que  $P_C^+ N^+$  cesse d'injecter des trous dans la base  $N^+$  dès que  $V_{GA} \geq V_{thn}$  (Fig.2.44), on a  $I_{Ncanal} = I_A$  dès  $t = t_5$ .

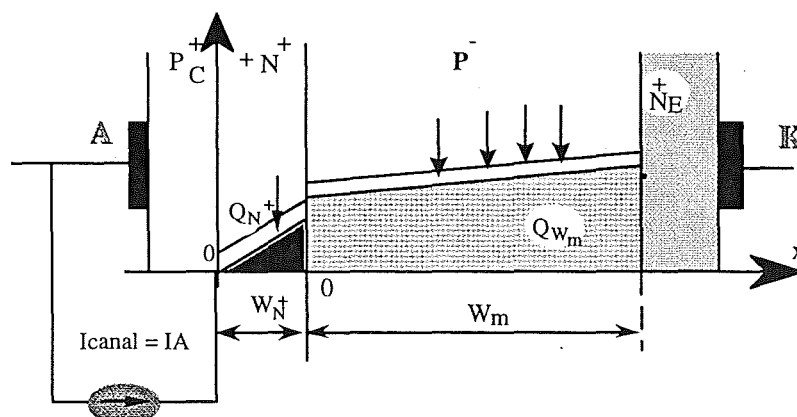


Fig.2.44 : Phase de destockage des deux transistors .

Les charges  $Q_{W_{N^+}}, Q_{W_{P^-}}$  stockées dans les bases  $N^+$  et  $P^-$  ne disparaissent que par le phénomène de recombinaison car les trous dans les deux bases ne peuvent pas être évacués faute d'extracteur. Les charges  $Q_{W_{N^+}}, Q_{W_m}$  s'expriment par :

$$Q_{W_{N^+}}(t) = Q_{W_{N^+}} e^{-\frac{t}{\tau_{W_{N^+}}}}$$

$$Q_{W_m}(t) = Q_{W_m} e^{-\frac{t}{\tau_{W_{P^-}}}}$$

avec  $Q_{W_{N^+}}, Q_{W_m}$  sont les quantités de charges stockées pendant la conduction dans les deux bases.

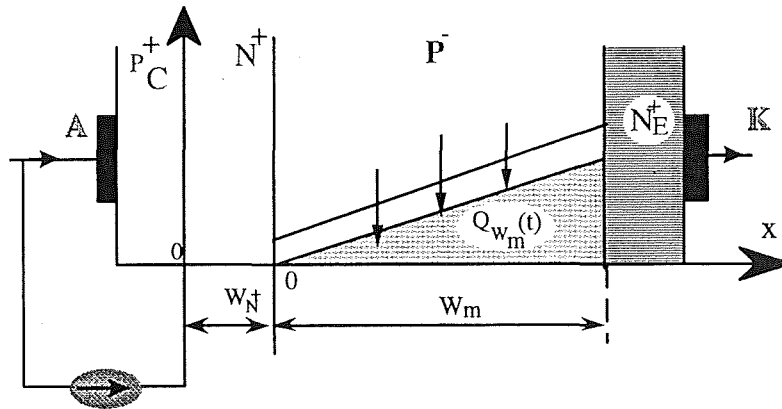


Fig.2.45: Phase de déstockage du transistor  $N^+P^-N^+$

Lorsque le transistor  $P^+N^+P^-$  se bloque (Fig.2.45), la tension  $V_{AK}$  aux bornes du MCT ne peut croître que si la concentration des porteurs  $n(0)$  devient nulle. Cette condition correspond à une quantité de charges  $Q(t6) = \frac{I_A W_{P^-}^2}{4D_n}$ . Si l'on néglige les délais pour fermer le canal d'ouverture, le délai à l'ouverture du MCT ( $t7 - t5$ ) peut être obtenu par :

$$\Delta t_{ouv} = (t7 - t5) = \tau_{W_{P^-}} \ln \frac{4D_n Q_{W_m}}{I_A W_m^2}$$

Durant ce temps de délai la charge stockée est bien supérieure à celle nécessaire pour assurer le courant  $I_A$ . Pendant la disparition de ce surplus de charges rien ne se passe,  $I_A$  est constant et la tension aussi.

Comme nous l'avons déjà souligné, le terme  $D_n Q_{W_m}$  croît en fonction de la température malgré la diminution de  $D_n$ , le délai à l'ouverture augmente donc en fonction de  $\theta_j$ .

- Phase 7 : Montée de la tension  $V_{AK}$

A partir de l'instant  $t_7$ , l'extérieur impose un courant toujours égale à  $I_A$  mais le MCT devient incapable de continuer à fournir un courant qui peut contrebalancer  $I_A$ . Dès que  $I_A$  ne peut plus être assuré par les charges stockées ce courant à tendance à décroître, c'est l'extension de la zone désertée qui va assurer la constance du courant. Par conséquent, la tension  $V_{AK} \approx V_{ZD}$  croît selon la forme (Fig.2.46).

$$C_{ZD} \frac{dV_{ZD}}{dt} = \frac{1}{1+b} I_A - \frac{2Q_{W_m}(t) D}{W_m^2} + \frac{Q_{W_{P^-}}(t)}{3W_m} \frac{dW_m}{dt}$$

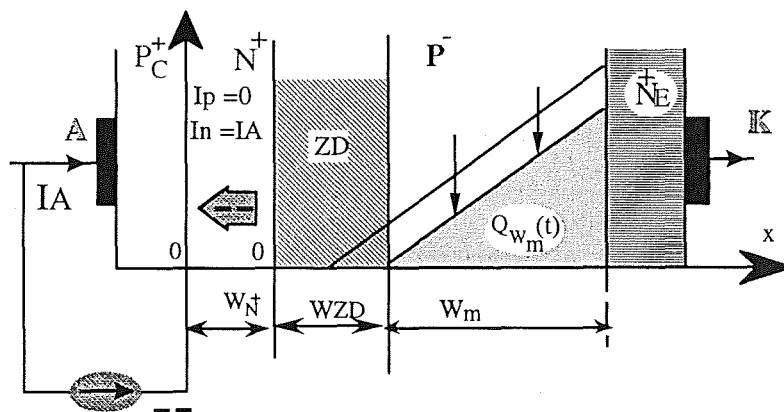


Fig.2.46: Phase de la montée de tension  $V_{AK}$

On peut constater :

- la vitesse de montée en tension  $dV_{AK}/dt$  est d'autant plus grande que  $I_A$  est élevé. Cependant, l'augmentation de  $I_A$  entraîne une quantité de charges stockées plus importante et cela diminue l'effet du courant sur  $dV_{AK}/dt$ .
  - la vitesse en tension  $dV_{AK}/dt$  est d'autant plus faible que la température est basse. Cela est dû au fait que le terme  $D_n Q_{W_m}(t)$  est plus important à température élevée.
- Lorsque  $V_{AK}$  est égale à la tension d'alimentation  $E$  la diode se met à conduire avec une surtension au départ et  $I_A$  peut décroître dans le composant.

### Phase 8 Traînage du courant $I_A$

Quand la tension  $V_{AK}$  atteint le niveau d'alimentation "E", la diode de roue libre se met à conduire avec une surtension au départ et  $I_A$  peut décroître dans le composant. Ce dernier fixe alors son courant de traînée (Fig.2.47).

$$I_A(t) = \frac{4D_n Q_{W_m}(t)}{W_m^2}, \quad W_m = W_{P^-} - W_{ZD}, \quad W_{ZD} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si} E}{qN_A}}, \quad Q_{W_m}(t) = Q_{W_m}(t8) e^{-\frac{t}{\tau_{W_{P^-}}}}$$

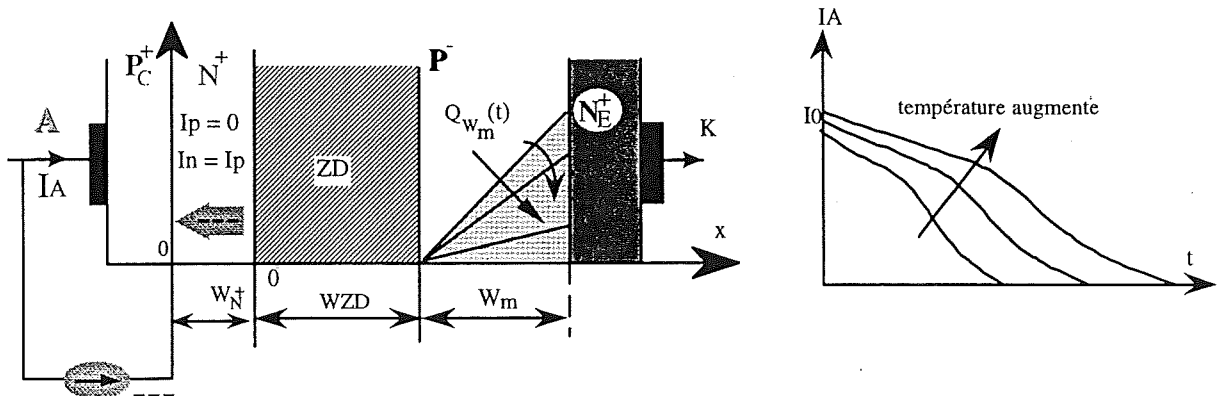


Fig.2.47: Phase de traînage de courant

La traînée est d'autant plus importante que  $W_m$  est petit, c'est à dire que la tension « E » est élevée. En ce qui concerne la température de jonction, on doit tenir compte du terme  $D_n Q_{W_m}(t)$ . Le niveau  $I_0$  de la traînée est déterminé par  $D_n Q_{W_m}(t8)$ . Par conséquent, la variation de  $I_0$  en fonction de  $\theta_j$  traduit directement l'effet de  $\theta_j$  sur le terme  $D_n Q_{W_m}(t8)$ . La durée de vie  $\tau_{W_{P^-}}$  croît en fonction de  $\theta_j$ , cela se traduit par des traînées plus importantes en amplitude et en durée pour des températures élevées [32], [33].

### 2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le comportement du MCT en commutation dure. Deux démarches complémentaires ont été utilisées : l'expérimentation et l'analyse physique. Cette étude a permis de dégager les points faibles et les points forts de ce composant pour ce mode de commutation, citons par exemple.

- faibles tensions en conduction
- commutation à la fermeture, qui fut améliorée avec la génération II



- problème de la traînée à l'ouverture, comme dans le cas des autres dispositifs bipolaires sans extracteur.

Nous avons mis en évidence les influences des différents paramètres (commande, puissance et température) sur le comportement du dispositif en commutation: temps de commutation, vitesse en tension  $dV_{AK}/dt$ , vitesse en courant  $dI_A/dt$  et les pertes.

Nous avons aussi proposé une modélisation des pertes pour le cycle complet de commutation. Cette méthode permet d'estimer ces pertes, à partir d'un nombre réduit de mesures en fonction de la puissance commutée et de la température de jonction.

Nous avons comparé les deux générations des MCTs 600V/75A et il en ressort, que la génération II présente de meilleures performances par rapport à la première génération. En plus de son avantage en conduction, ses performances en commutation s'approchent de celles des IGBTs du même calibre en tension, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture.



*Chapitre 3*





*chapitre n° 3*  
**MCT en commutations douces ZCS et ZVS**

**Commutation douce  
à zéro courant (ZC), mode thyristor**

Aujourd'hui les composants de puissance à grille isolée tels que les MCTs, IGBTs, permettent d'avoir des convertisseurs statiques industriels de moyenne puissance et de moyenne fréquence grâce à la simplicité de leur commande et à leurs caractéristiques améliorées en régimes statique et dynamique (faibles pertes en commutation, faible tension de saturation ... etc.). Cependant, il reste difficile d'atteindre des fréquences importantes, à cause des pertes de commutation. Pour franchir cet obstacle, la solution consiste à placer les dispositifs de puissance dans une structure, telle que ces derniers commutent soit au zéro de tension à la fermeture, soit au zéro de courant à l'ouverture. Ces commutations sont dites "douces".

Ce chapitre traite du comportement du MCT en commutation douce au zéro de courant "ZCS" à l'ouverture. Pendant la commutation, le comportement du MCT est affecté par plusieurs paramètres (Fig.3.1), par exemple: temps de pré conditionnement à l'ouverture " $t_{pc}$ ", temps de blocage du thyristor " $t_0$ " par la tension inverse, vitesse de la tension  $dV_{AK}/dt$  et la température de jonction  $\theta_j$  ... etc. Nous étudierons, tout d'abord, la réaction du MCT sous l'influence de chacun de ces paramètres à partir des résultats expérimentaux. Puis dans une seconde partie, nous analyserons les origines physiques du comportement dans ce mode [34].

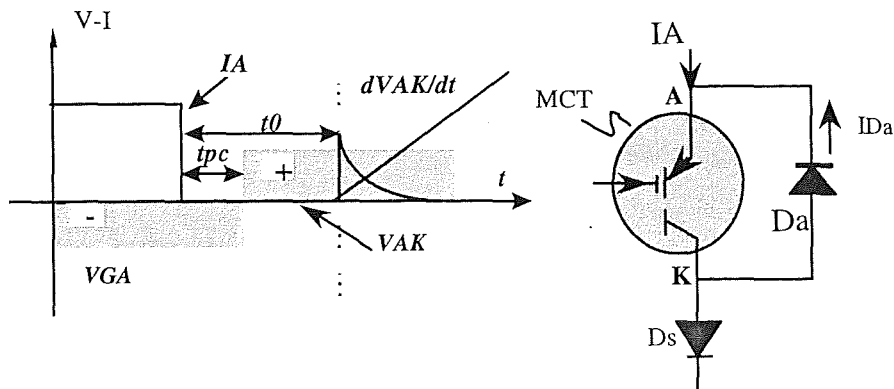


Fig.3.1: Présentation simplifiée de la commutation douce ZC

### **3.1 Etude expérimentale**

#### ***3.1.1 Circuit de test et son principe de fonctionnement***

Le schéma de principe, utilisé pour l'étude du MCT en commutation douce au zéro de courant "ZCS" (mode thyristor), est représenté dans la Fig.3.2a. La fermeture de  $K_p$  entraîne la charge du condensateur  $C$  et l'établissement progressif du courant  $I_L$  dans la charge "L". La charge complète de  $C$ , en série avec la résistance  $R$  à la tension  $E$ , doit être terminée avant que le courant  $I_L$  n'atteigne la valeur  $I_N$ , courant initial dans le MCT. Dès que  $I_L = I_N$ , l'auto pilotage provoque la fermeture de  $KA$  qui entraîne ainsi le blocage de la diode  $D_s$  par application de la tension  $V_{AK} = -E$ . La recharge de  $C$  par le courant  $I_L$  fixe la vitesse de remontée de la tension  $dV_{AK}/dt$  aux bornes de  $K_p$ , à condition que  $I_N \sqrt{\frac{L}{C}}$  soit très grand devant  $E$ . Enfin l'ouverture de  $KA$  permet de finir le cycle. Ainsi, le composant de test, avec la diode  $D_s$ , est soumis à une rampe de tension variant de  $-E$  à  $+E$ , dont la vitesse dépend de la valeur du condensateur  $C$ . Comme le composant est asymétrique en tension, l'utilisation d'une diode série " $D_s$ " et d'une diode antiparallèle " $D_a$ " est nécessaire. Tant que la tension aux bornes du module thyristor est négative, la diode  $D_s$  assure le blocage de l'interrupteur. Lorsque la tension passe par zéro,  $D_s$  devient conductrice. C'est alors au tour de  $K_p$  de tenir la tension.

En ce qui concerne la commande, les ordres générés pour un cycle de test sont présentés dans la Fig.3.2b. Les conditions que l'on peut faire varier à l'aide de la commande sont:

- Temps de pré-conditionnement " $t_{pc}$ ".
- Niveau de courant  $I_A$ .

Les conditions au niveau puissance que l'on peut varier facilement sont:

- Courant initial à l'état passant ( $I_A = I_N$ ).
- Tension inverse appliquée ( $V^- = E$ ).
- Vitesse de la tension réappliquée  $dV_{AK}/dt$

En conséquence, le circuit de test permet d'évaluer facilement le MCT en commutation douce "ZCS" sous les conditions suivantes: commande ( $t_{pc}$ ,  $V_{GA}$  et  $R_G$ ), puissance ( $I_A$ ,  $t_0$  et  $dV_{AK}/dt$ ) et la température de jonction  $\theta_j$  [35] [3].

La Fig. 3.3 illustre, à titre d'exemple, l'évolution des grandeurs électriques obtenues par le circuit de test, pour un MCT 600V/75A.

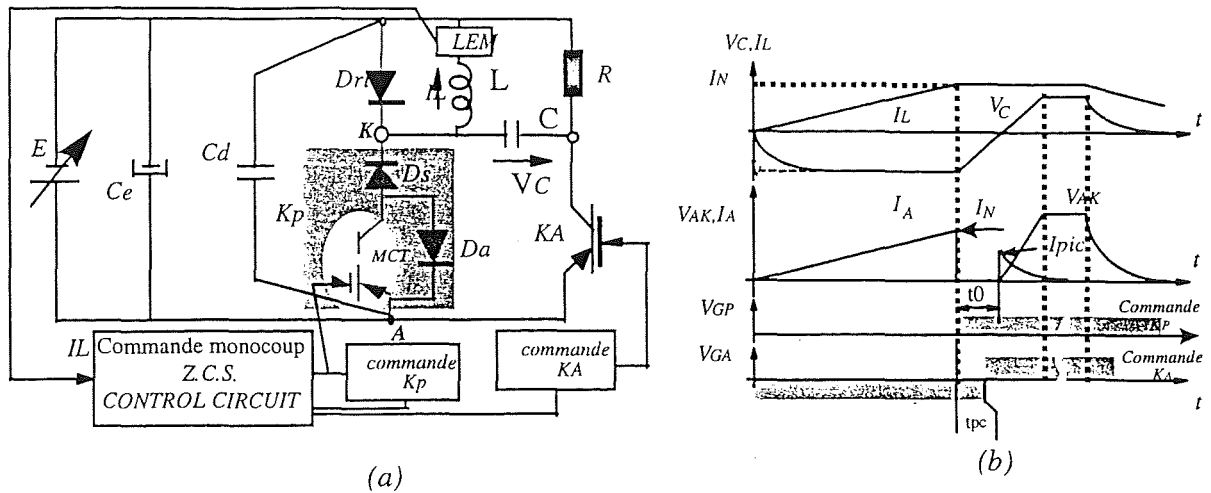


Fig. 3.2 : (a) Circuit de test pour ZCS, (b) Principe de fonctionnement

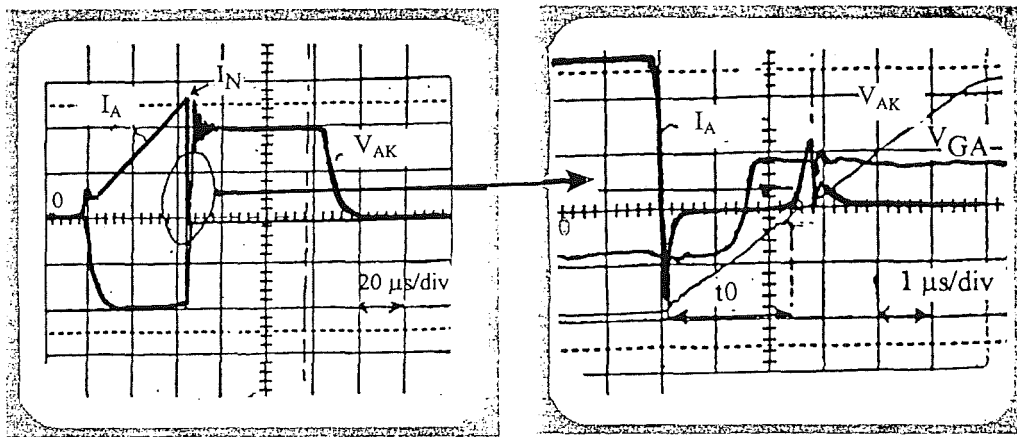


Fig.3.3: Evolution des grandeurs électriques en commutation douce, mode "ZCS"

Ech :  $V_{AK}$  : 100V/div,  $I_A$  : 20A/div,  $V_{GA}$  : 20V/div

### 3.1.2 Principales phases de la commutation douce "ZCS"

Les formes d'ondes réelles de la commutation "ZCS" présentent des phénomènes complexes et il est difficile de tout analyser Fig.3.4a. Par exemple, le courant de recouvrement de la diode  $D_s$  passe principalement par la diode antiparallèle  $D_a$  et on observe aussi un faible courant inverse dans le MCT. Pour faciliter notre étude de la commutation, nous proposons une présentation plus simple (Fig.3.4b), dans laquelle nous supposons, que le courant inverse dans le MCT est négligeable et que le courant total dans l'interrupteur (MCT+ $D_s$ ) chute brutalement de sa valeur maximal  $I_A$  à un courant quasiment nul à partir de l'instant  $t=0$ . Nous distinguons dans cette nouvelle représentation trois phases principales:

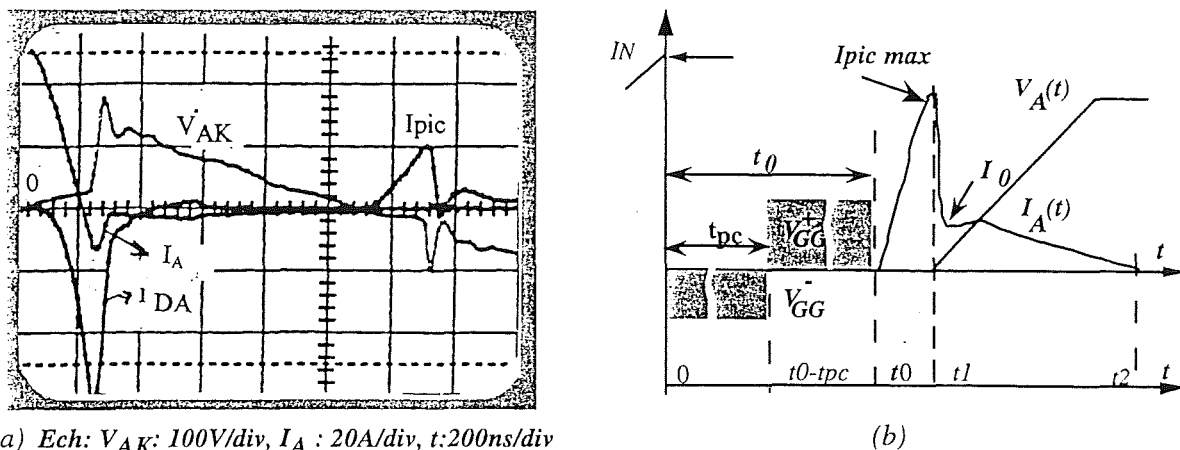


Fig.3.4: (a)- Formes d'ondes réelles en mode ZCS, (b)- Représentation simplifiée en mode ZCS

### Phase 1.-( $0 < t < t_0$ ) temps de repos

Lorsqu'une tension inverse est appliquée aux bornes de l'interrupteur (MCT+Ds) à l'instant  $t=0$ , le courant d'anode du MCT  $I_A$  s'annule brutalement par le blocage de la diode Ds. En général, une diode antiparallèle est nécessaire pour le MCT, car sa capacité de blocage inverse est limitée à de faibles tensions ( $\approx 5$ Volts). A  $t = t_0 - t_{pc}$ , le MCT est commandé à l'ouverture et l'intervalle "t<sub>pc</sub>" est appelé temps de pré-conditionnement à l'ouverture. Pendant le temps  $t_0$ , appelé temps de blocage du thyristor ou "temps de repos", nous observons que le courant dans le MCT est nul. Quant à la tension à ses bornes, elle est légèrement négative.  $t_0$  est déterminé par les conditions d'application ( la fréquence du convertisseur par exemple  $t_0 = \frac{\phi}{2\pi f}$  ) et le temps "t<sub>pc</sub>" peut être réglé entre 0 et  $t_0$  par la commande.

### Phase 2 ( $t_0 < t < t_1$ ) Phase de court circuit

A partir de l'instant  $t_0$ , la tension aux bornes de l'interrupteur (Kp+Ds) va vers des valeurs positives et la diode Ds devient conductrice dès que  $V_{AK}$  est supérieure à 1 volt environ. Par contre, le MCT n'a pas obligatoirement retrouvé sa capacité de blocage en tension à l'instant  $t_0$ . On observe des pics de courant de durée très brève, correspondant à " une phase de court-circuit". La hauteur des pics  $I_{pic\ max}$  varie en fonction de la valeur de capacité C, de l'inductance de câblage... etc. En effet, quand la tension  $V_C$  dépasse le seuil de conduction de Ds, le courant  $I_N$  initialement circulant dans L et C, sera partagé entre "C" et Kp de telle sorte que :

$$V_C + L_C \frac{di_c}{dt} + V_{AK\ max} = V_{MCT} + V_{Ds} + L_{MCT} \frac{di_{MCT}}{dt}$$

$$i_{MCT} + i_C = I_N$$

Les pics de courant  $I_{picmax}$  pouvant être importants, mais ils ne dépassent pas les valeurs maximales  $I_N$ .

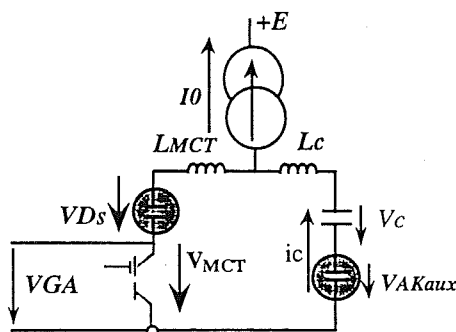


Fig.3.5: Phase de court circuit du MCT

### Phase 3 ( $t_1-t_2$ ) -phase de traînage de courant

A l'instant  $t_1$ , le courant de "court-circuit" dans le MCT atteint sa valeur maximale  $I_{pic max}$  et il retombe brutalement à une valeur " $I_0$ ". Ensuite, on retrouve un traînage classique, comme celui des IGBTs.

#### 3.1.3 Paramètres de commutation

Les paramètres importants sont nombreux. Nous pouvons les résumer par la Fig.3.6 et le tableau 3.1, avec des valeurs typiques pour le cas du MCT 600V/75A généré.I ( $dV_{AK}/dt=80V/\mu s$ ,  $I_A=75A...$ ).

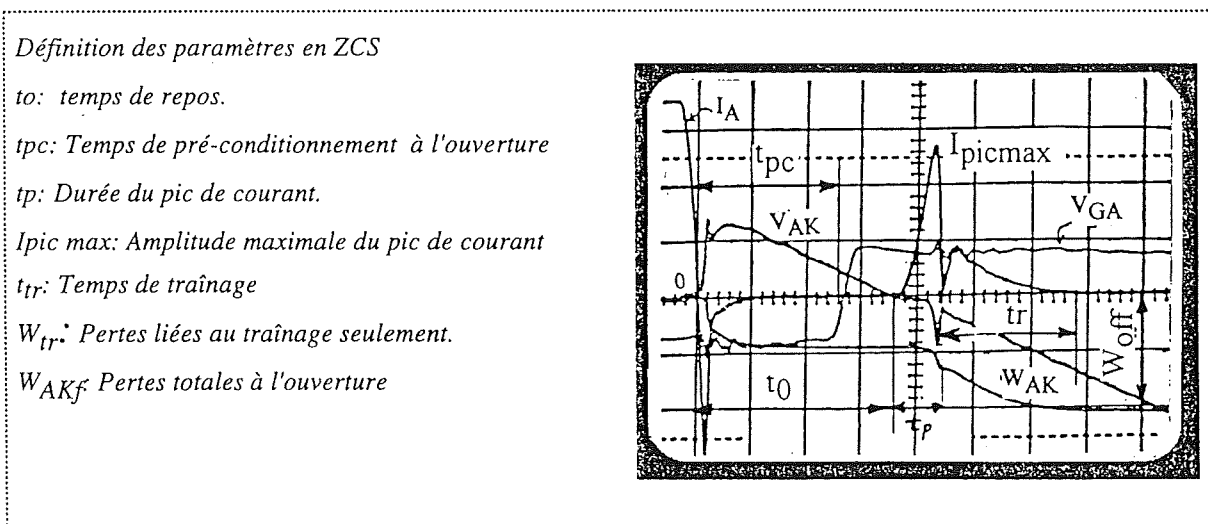


Fig.3.6: Commutation douce ZCS d'un MCT600V/75A généré.I  
Ech:  $V_{AK}$ :100V/div,  $I_A$ :20A/div,  $V_{GA}$ :20V/div,  $W_{AK}$ : 0,1 mJ/div, t: 0,5  $\mu s$ /div



$V_{GA}^+ = 15V, R_{Gon} = R_{Goff} = 1\Omega, L_G = \text{minimum}$	
<i>Phase du blocage du MCT</i>	
$t_0(\mu s)$	1,9
$tpc(\mu s)$	0,6
<i>Phase de court circuit</i>	
$tp(\mu s)$	0,3
$I_{pic \text{ max}}$	55
<i>Phase de la traînée</i>	
$I_0(A)$	18
$t_{tr}(\mu s)$	1,25
$dV_{AK}/dt \text{ (kV}/\mu s)$	0,087
<i>Pertes</i>	
$W_{tr}(mJ)$	0,1
$W_{AK}(mJ)$	0,2

Tab.3.1 : Exemple des valeurs des paramètres de commutation du MCT 600V en mode ZCS

### 3.1.4 Influence de la commande

Afin d'étudier l'influence de la commande (résistance de la grille  $R_G$ , niveau de la commande  $V_{GA}^+$  et temps de pré conditionnement  $tpc$ ) sur le comportement à l'ouverture du MCT en mode ZCS, nous fixons les conditions concernant la partie puissance: le temps de blocage  $t_0$ , le niveau de courant ( $I_A = I_N$ ), la vitesse de la tension réappliquée aux bornes de l'interrupteur (MCT+Ds),  $dV_{AK}/dt$  et la température de jonction  $\theta_j$ . En effet, la résistance de grille  $R_G$  et le niveau de la commande  $V_{GA}^+$  n'ont pas trop d'influence sur l'ouverture du MCT si l'on reste sur les valeurs typiques  $R_G = 1,5 \Omega$ ,  $V_{GA}^+ \approx 15 V$ , comme nous l'avons déjà vu en commutation dure. Par contre, le temps de pré conditionnement " $tpc$ " joue un rôle assez important à l'ouverture.

Nous devons distinguer tout d'abord deux cas de figure lors de la commutation douce en ZCS, mode d'anticipation et mode de pré conditionnement. L'anticipation est caractérisée par une fermeture de l'interrupteur auxiliaire  $K_A$  devancée par l'ouverture du MCT. Le mode de pré conditionnement implique une commande à l'ouverture du MCT dans l'intervalle  $t_0$ , c'est à dire que c'est la diode  $D_s$  qui commute le courant  $I_A$  vers  $K_A$ . En mode d'anticipation, si le temps d'anticipation " $\Delta t_{anti}$ " est supérieur au temps de stockage du MCT " $t_s$ " plus le temps de délai à l'ouverture " $t_{doff}$ ", c'est le MCT qui commute son courant  $I_A$  vers  $K_A$  par une

commutation qualifiée de "quasi-dure". Par contre, si le temps " $\Delta t_{\text{anti}}$ " est inférieur au ( $t_s + t_{\text{doff}}$ ), la commutation reste toujours douce [36].

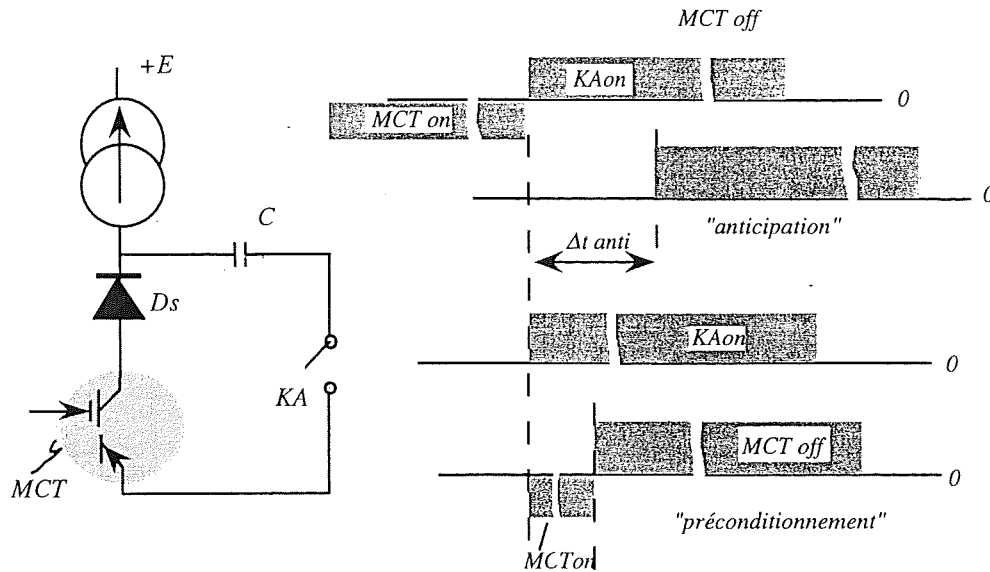


Fig.3.7: Phases de pré conditionnement et anticipation à l'ouverture du MCT en ZCS

Afin d'étudier les deux cas de commutation, anticipation et pré conditionnement, nous avons observé le comportement du MCT en faisant varier les temps " $\Delta t_{\text{anti}}$ " et " $t_{\text{pc}}$ ". Il en ressort plusieurs observations (Fig.3.7):

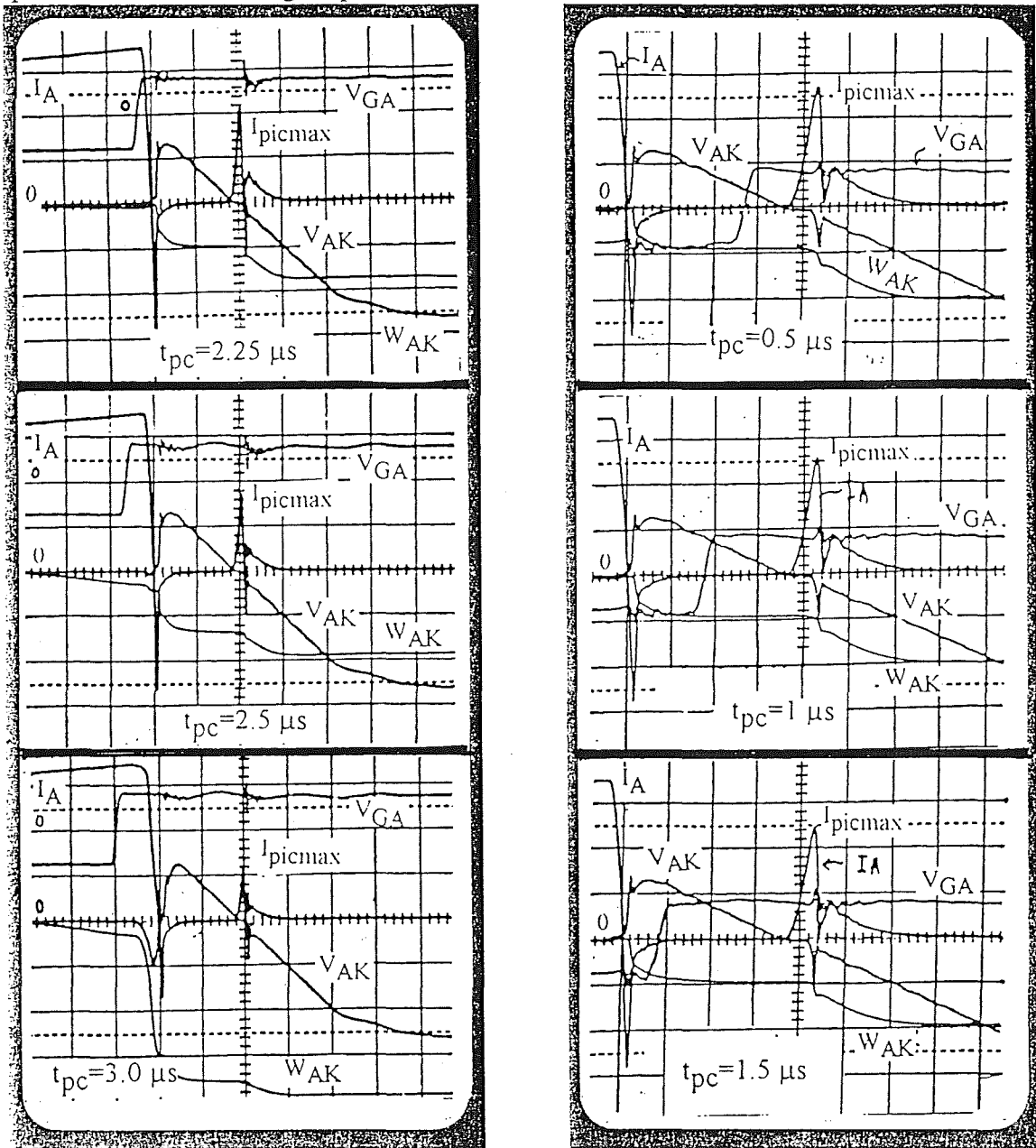
- **Cas de pré-conditionnement**

- amplitude maximale des pics de courant de court-circuit quasi-constante quel que soit  $t_{\text{pc}}$ .
- comportement pendant la traînée (temps de traînée, niveau de la traînée ainsi que les pertes) dépendant peu de  $t_{\text{pc}}$ .
- temps de pré conditionnement  $t_{\text{pc}}$  doit être supérieur à  $t_s$ , ou  $t_{\text{pcmin}} > t_s$ .
- globalement le temps de préconditionnement est inactif car le MCT est privé de courant par le blocage de la diode, il ne peut extraire ses charges par la commande. En effet l'extraction est du type  $V_{\text{ext}} = R_{\text{canal}} \cdot I_A$  si  $I_A=0$  et  $V_{\text{ext}}=0$ .

- **Cas d'anticipation**

- l'amplitude des pics et le traînage sont d'autant plus réduits que " $\Delta t_{\text{anti}}$ " est élevé.
- quand " $\Delta t_{\text{anti}}$ " devient plus grand que  $t_s + t_{\text{douv}}$ , le MCT risque de s'ouvrir avant la fermeture de  $K_A$  et le blocage de  $D_s$ . On a donc une commutation du MCT qui s'approche de la commutation dure. Par conséquent, on observe une augmentation très rapide des pertes totales malgré la diminution des pertes pendant la phase de traînage.

En résumé, on peut commander le MCT de deux façons différentes en cas de ZCS, anticipation et pré conditionnement. Le pré conditionnement n'influe pratiquement pas sur le comportement du MCT si  $0 \leq t_{pc} \leq t_0 - (t_{douv} + t_s)$ . L'anticipation présente deux situations : si  $\Delta t_{anti} > t_{douv} + t_s$ , on force le MCT à réaliser une commutation quasi-dure, d'où l'augmentation des pertes. Par contre, si l'on peut garantir une anticipation " $\Delta t_{anti}$ " autour de " $t_{douv} + t_s$ ", les pertes totales de commutation sont mêmes légèrement plus faibles par rapport à celles du pré conditionnement. Cette stratégie est délicate et dangereuse à manipuler, compte tenue du très faible gain possible, elle nous semble déconseillée.



(a)

Phase d'anticipation

$t: 1 \mu s/div$

Ech:  $V_{AK}: 100V/div, I_A: 20A/div, V_{GA}: 20 V/div, W_{AK}: 0,1 mJ/div$

Phase de préconditionnement

$t: 0,5 \mu s/div$

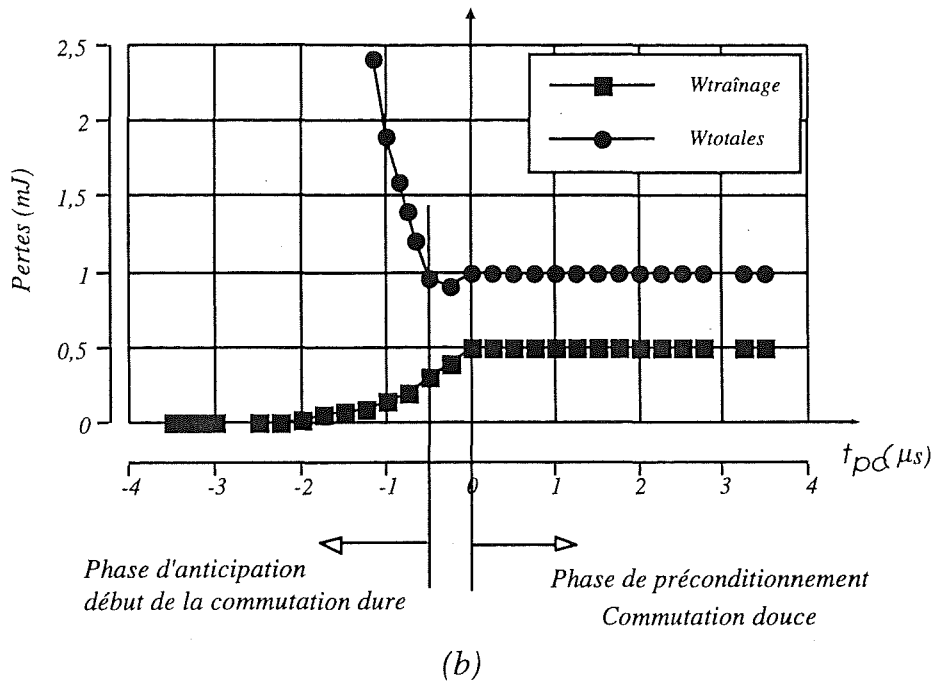


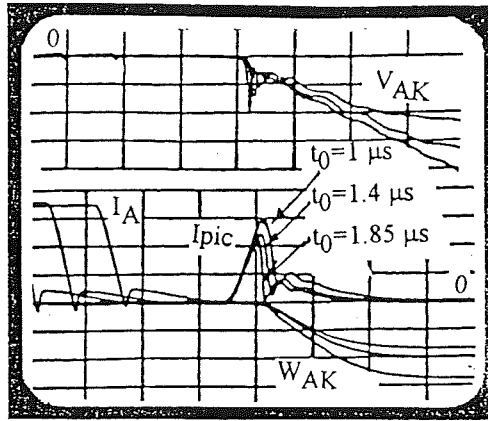
Fig. 3.8: (a) Comportement du MCT en ZCS en fonction de la commande (b)- Pertes en fonction de  $t_p$

### 3.1.5 Influence de la puissance $t_0$ , $dV_{AK}/dt$ et $I_A$

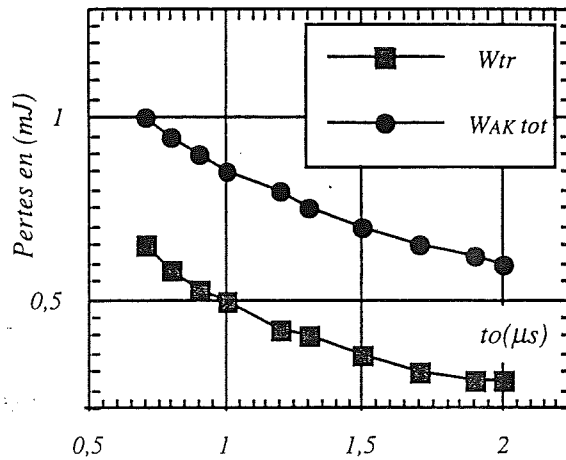
Afin d'illustrer l'influence de la puissance sur le comportement du MCT en ZCS, nous fixons cette fois-ci le temps de pré conditionnement  $t_{pc}$  et la température de jonction  $\theta_j$ . Puis nous faisons varier l'un des trois paramètres ( $t_0$ ,  $dV_{AK}/dt$ ,  $I_A$ ) en gardant les deux autres constants.

#### *temps de repos $t_0$*

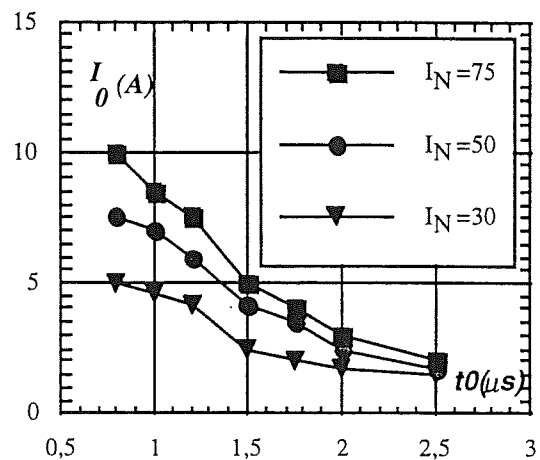
Les Fig.3.9 illustrent le comportement du MCT 600V/75A généré, pour plusieurs  $t_0$  et sous les conditions suivantes:  $t_{pc}=1\mu s$ ,  $\theta_j=25^\circ C$ ,  $dV_{AK}/dt=200V/\mu s$ ,  $I_A=75A$ . On remarque que la commutation est d'autant plus douce que  $t_0$  est élevé, car les pics de courant de court-circuit, le traînage ainsi que les pertes diminuent quand  $t_0$  augmente. Comme nous le savons,  $t_0$  est déterminé par la condition d'application, la fréquence par exemple. Sa valeur minimale imposée par le composant peut constituer l'un des paramètres de limitations pour la montée en fréquence des convertisseurs [37], [38].



(a) Ech:  $V_{AK}$ :100V/div,  $I_A$ :20A/div,  $W_{AK}$ : 0,2mJ/div,  $t$ :0,5  $\mu$ s/div



(b)



(c)

Fig. 3.9: Comportement du MCT en fonction de  $t_0$ , (a) Formes d'ondes  $V_{AK}$ ,  $I_A$ ,  $W_{AK}$ , (b)  $W_{tr}$ ,  $W_{tot}$ , (c)  $I_0$

### Vitesse de tension $dV_{AK}/dt$

La variation de la vitesse en tension  $dV_{AK}/dt$  peut être facilement obtenue en utilisant différentes valeurs au niveau de la capacité "C" et de E. Cela permet de garder toujours les mêmes valeurs pour  $I_A$  et  $t_0$ . La Fig.3.10 illustre le comportement du MCT 600V/75A généré en fonction de  $dV_{AK}/dt$ . Nous pouvons constater que:

- la vitesse de montée des pics de courant de court-circuit  $dI_{pic}/dt$  et leurs valeurs crêtes augmentent en fonction de  $dV_{AK}/dt$ .
- la traînée est d'autant plus importante que  $dV_{AK}/dt$  est élevée.

En effet,  $dV_{AK}/dt$  est une condition fixée par l'environnement du composant et le convertisseur. Un  $dV_{AK}/dt$  élevé se traduit souvent par des fréquences et des puissances importantes au niveau du convertisseur. En conséquence, la diminution de la performance du

MCT à  $dV_{AK}/dt$  élevée peut aussi contribuer à la limitation des performances du convertisseur.

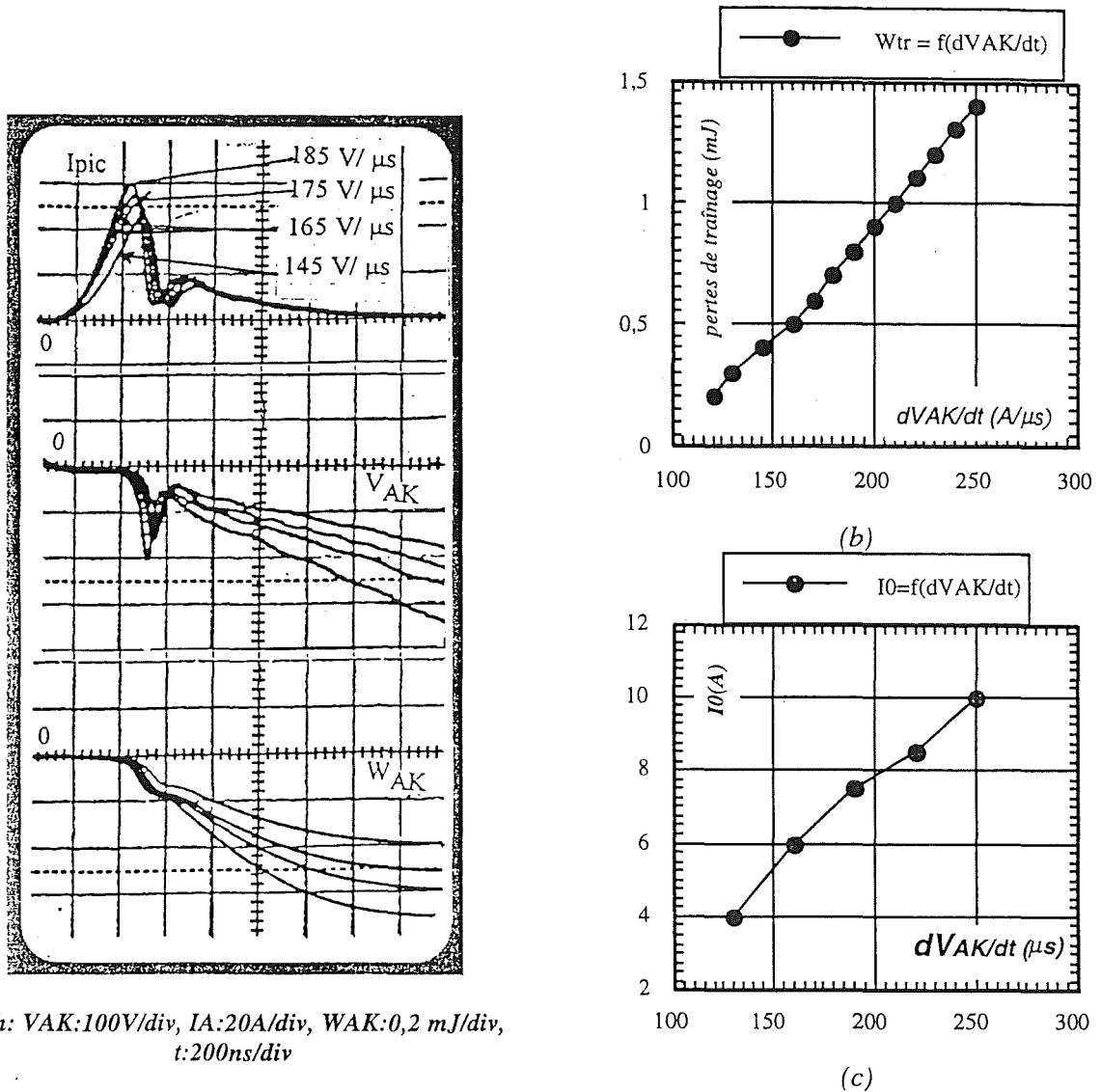
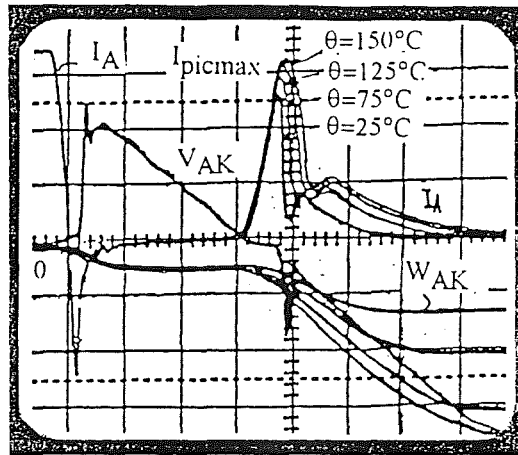


Fig. 3.10: Comportement du MCT en ZCS en fonction de  $dV_{AK}/dt$   
(a) Formes d'ondes  $I_A$ ,  $V_{AK}$ ,  $W_{TOff}$  (b)  $W_{tr}$ . (c)  $I_0$

### 3.1.6 Influence de la température de jonction

Les paramètres  $dV_{AK}/dt$ ,  $t_0$  et  $I_A$  pour la puissance et  $t_{pc}$  pour la commande sont maintenus constants, alors que la température est variable. Les Fig.3.11 illustre le comportement en température du MCT 75A/600V généré.I, dans les conditions:  $dV_{AK}/dt=200V/\mu$ s,  $t_0 = t_{pc}=1,5 \mu$ s,  $I_A=75A$ . On constate une détérioration conséquente de la performance du dispositif en fonction de la température. Par exemple, les pertes de traînée sont pratiquement doublées si la température de jonction passe de 25°C à 80°C [34], [35].



Ech:  $V_{AK}$ : 100V/div,  $I_A$ : 20 A/div,  $W_{AK}$ : 0,2mJ/div

(a)

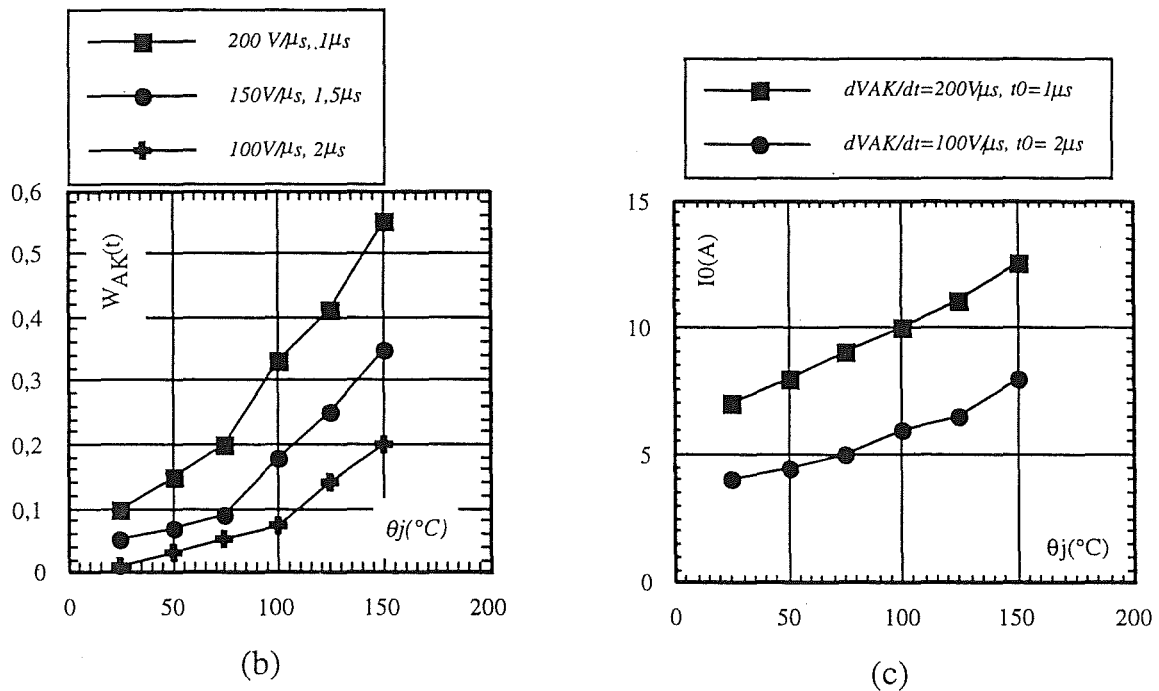


Fig.3.11 Comportement du MCT en ZCS en fonction de la température (a) formes d'ondes, (b)  $W_{TOff}$  (c)  $I_0$

### 3.1.7. Influence de l'inductance du câblage $l_c$

Les pics du courant de court-circuit dépendent aussi de l'inductance de câblage du montage utilisé. Pour illustrer cela, nous avons placé un fil de 5 cm de longueur ( $\approx 50nH$ ) sur l'anode du MCT. La Fig.3.12 montre l'influence de cette inductance. Nous pouvons ainsi observer que la vitesse du courant de court circuit ainsi que les pics de courant sont d'autant plus faibles que l'inductance est grande. En revanche, la traînée reste inchangée.

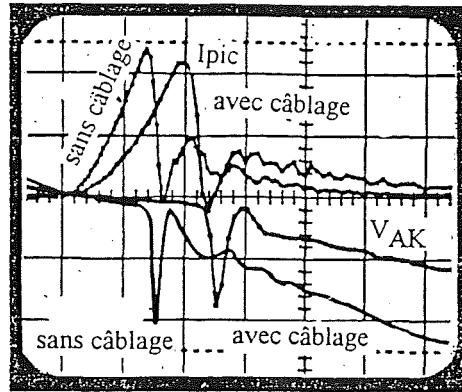


Fig.3.12- Influence du câblage sur le pic de courant  
Ech:  $V_{AK}$ :50V/div,  $I_A$ : 20A/div,  $t$ : 200ns/div

### 3. 2 Mécanisme interne du MCT en commutation douce -ZCS-

Nous avons étudié expérimentalement, les principaux paramètres externes influant sur le comportement du MCT en commutation « ZCS ». Dans ce qui suit, nous proposons une tentative d'analyse des origines physiques internes du comportement observé.

#### • Phase de la recombinaison des charges stockées « $t_0$ »

Bien que le courant dans le MCT devienne brutalement nul à  $t = 0$ , les charges stockées dans les deux bases,  $Q_{sup}(0)$  dans  $N^+$  et  $Q_{inf}(0)$  dans  $P^-$  restent à évacuer. A  $t = t_0 - t_{pc}$ , le MCT reçoit l'ordre d'ouverture et à  $t = t_0$  la tension  $V_{AK}$  redevient positive. Le temps «  $t_{pc}$  » doit être supérieur à  $R_G C_e$  ( $\approx 3 R_G C_e$ ) si l'on veut assurer correctement l'ouverture du composant à  $t > t_0$ . Les conditions imposées par l'extérieur  $V_{AK} \approx 0$  et  $I_A = 0$  pendant l'intervalle  $t_0$  ne permettent pas l'évacuation des charges stockées  $Q_{inf}$  et  $Q_{sup}$  quel que soit l'état de la commande de la grille (fermé et ouvert). Par conséquent, les charges ne disparaissent que par la recombinaison et le temps de préconditionnement «  $t_{pc}$  » ( $> 3 R_G C_e$ ) ne doit pas influencer le comportement du MCT après  $t_0$ , on a alors pour  $0 < t < t_0$  :

$$Q_{sup}(t) = Q_{sup}(0)e^{-\frac{t}{\tau_{sup}}}, \quad Q_{inf}(t) = Q_{inf}(0)e^{-\frac{t}{\tau_{inf}}}$$

où  $\tau_{inf}$  et  $\tau_{sup}$  sont respectivement les constantes de temps de recombinaison dans les bases  $P^-$  et  $N^+$ .

En général,  $\tau_{sup}$  est faible par rapport à  $\tau_{inf}$  et l'évacuation totale des charges stockées dans la base  $N^+$  par la recombinaison est possible avant la montée de la tension pour  $t_0 > 3 \tau_{sup}$ . Cela se traduit par le blocage du transistor à  $P_c^+ N^+ P^-$   $t > t_0$ .



Durant la phase de recombinaison, la tension négative au niveau de l'interrupteur est supportée principalement par la diode série et seule une faible tension ( $V_D \approx 0,7 \text{ V}$ ) se trouve aux bornes du MCT. Le profil des concentrations peut être alors schématisé par la Fig.3.13. [39], [40], [41].

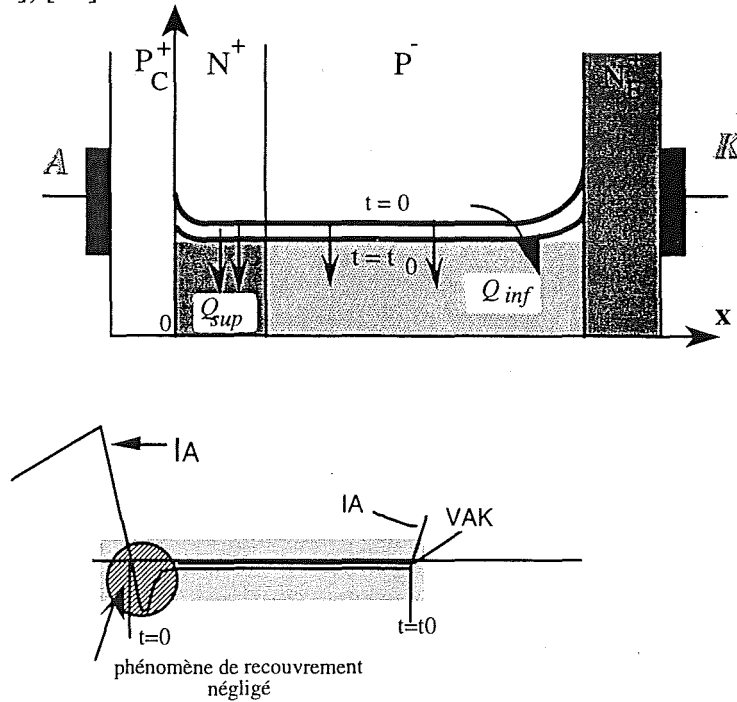


Fig.3.13: Etat de charges du MCT pendant la phase de recombinaison

• Phase de montée du pic de courant

Quand  $t_0$  est important, les charges stockées dans la base  $N^+$  sont toutes recombinaisonnées avant la réapplication de la tension positive aux bornes du MCT. Par contre il reste des charges dans la base  $P^-$  du transistor  $N^+P^-N^+$ . A  $t > t_0$ , le circuit externe tente d'appliquer une tension positive au MCT, mais ce dernier ne peut pas supporter cette tension avec un état physique illustré dans la Fig.3.14 . Il apparaît alors un phénomène qualifié de « court circuit » entre le MCT et la tension réappliquée à travers l'inductance du câblage. Le courant  $I_A$  continue à croître tant que la concentration des porteurs à  $x=W_{N^+}$  reste supérieure à zéro. La vitesse  $dI_A/dt$  n'est limitée que par l'inductance du câblage. Dès que  $\Delta n(W_{N^+}) = \Delta p(W_{N^+}) = 0$ , une zone déserte à la jonction  $N^+P^-$  peut se développer et contrebalancer la tension réappliquée. Le maximum du pic de courant est alors défini par :

$$I_{A \max} = \frac{1}{L_{\text{câblage}}} \int_{t_0}^{t_1} V_{AK}(t) dt$$

Il est d'autant plus élevé que :  
 -  $L_{\text{câblage}}$  est faible.

-  $dV_{AK}/dt$  est élevée.

la quantité de charges  $Q_{inf}$  est importante . Ceci implique un intervalle  $(t_1 - t_0)$  plus long ( correspondant au temps nécessaire pour que  $\Delta n(W_{N^+})$  devienne nul ).

l'augmentation de  $\theta_j$  entraîne une élévation de la quantité de charge stockées d'où l'augmentation de  $I_{Amax}$  [39], [40], [41].

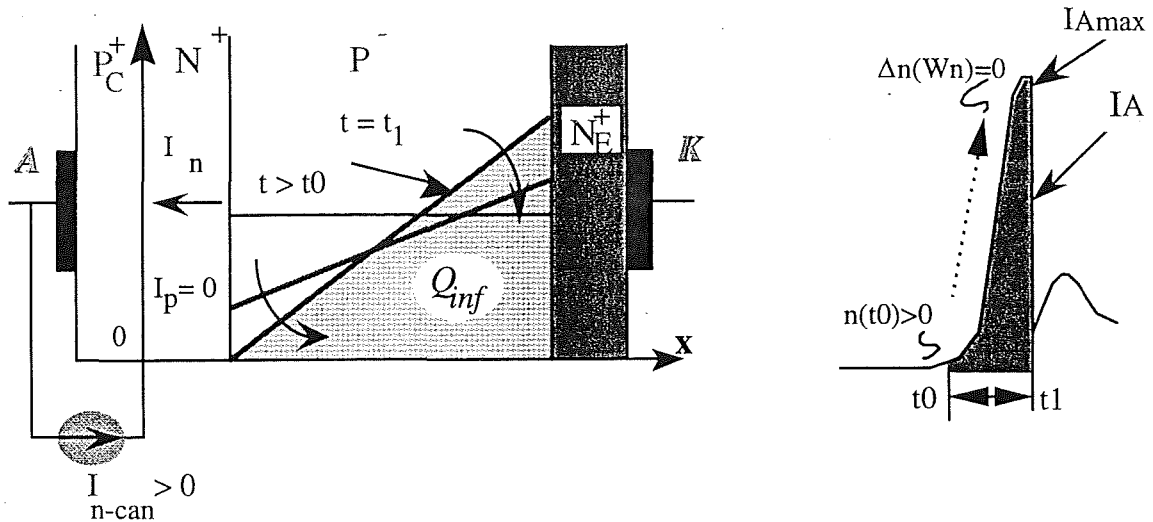


Fig.3.14 : Etat du MCT pendant la montée du pic de courant

#### • Phase de la traînée

Dès que le MCT retrouve son pouvoir de blocage ( tension positive) à  $t > t_1$ , le courant  $I_A$  décroît rapidement à cause de la contre tension développée dans la charge d'espace et on retrouve la phase de traînée classique. Autrement dit, la vitesse de tension  $dV_{AK}/dt$  agit en créant un courant de trous vers  $P^-$  et d'électrons vers  $N^+$ , ce qui alimente les bases des transistors internes. Le courant de la traînée se présente sous la forme:

$$I_{Atr} = \frac{4Q(t)D_n}{W_m^2}$$

avec

$$W_{ZD} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si} V_{AK}(t)}{q N_{p^0}}}, \quad W_m(t) = W_{p^-} - W_{ZD}$$

Les charges stockées  $Q_{inf}(t)$  s'évacuent principalement par le processus de recombinaison, mais l'injection des trous dans l'émetteur  $N_E^+$  peut aussi aider cette évacuation

$$\frac{dQ_{inf}}{dt} = -\frac{Q_{inf}(t)}{\tau_{inf}} - I_p(W_{N^+} + W_p)$$

Il est évident que le courant de traînage est plus important pour une quantité de charge  $Q_{inf}(t)$  élevée et pour une vitesse en tension  $dV_{AK}/dt$  rapide. La durée de la traînée dépend principalement de la constante de la recombinaison  $\tau_{inf}$  (Fig.3.15). L'élévation de la température entraîne l'augmentation de  $\tau_{inf}$  et de  $Q_{inf}$  d'où celle du courant de traînée.

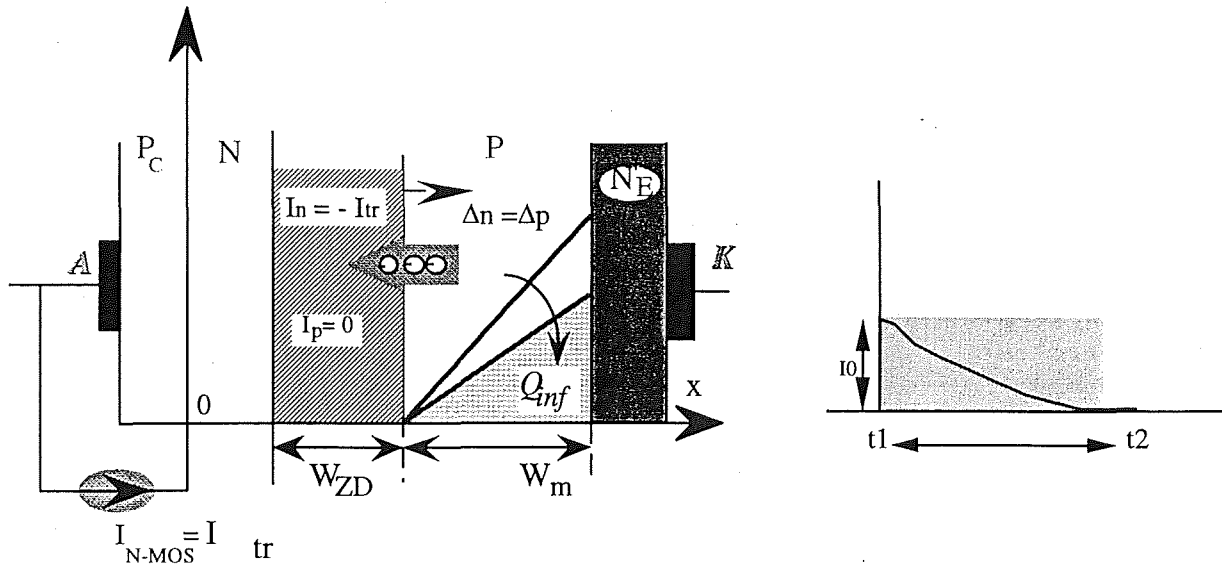


Fig.3.15: Etat du MCT pendant le traînage

• *Phase de la montée du pic pour  $t_0$  faible*

A faible  $t_0$  ( $t_0 < 3 \tau_{sup}$ ), il existe encore des charges  $Q_{sup}$  dans la base  $N^+$  au moment de la réapplication de tension positive ( $t > t_0$ ). Dans ce cas on aura un pic de courant plus important que dans le cas où  $t_0$  est élevé. Cela est dû au fait que l'on doit évacuer tout d'abord les charges  $Q_{sup}$  pour arrêter l'injection des trous dans la base  $P^-$  et faire décroître ensuite la concentration  $\Delta n(W_{N^+})$  à zéro pour que la zone déserte puisse se développer à la jonction  $N^+P^-$ .

A très faible  $t_0$ , le courant  $I_{Amax} \approx \frac{1}{L_{câblage}} \int_0^{t_1} V_{AK}(t) dt$  développé peut être élevé et l'on

risque d'avoir un dépassement :

- du pouvoir de coupure du composant si  $I_{Amax} > I_{coupure\ max}$
- de l'aire de sécurité à l'ouverture.

et détruire finalement le composant. La Fig.3.16b illustre la destruction d'un MCT 600 V/75 A à très faible  $t_0$ .

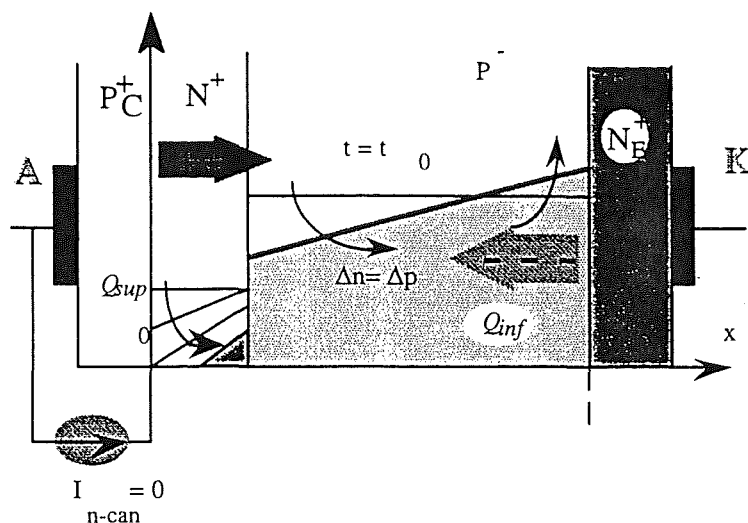


Fig.3.16a: Cas du temps de repos «  $t_0$  » très court

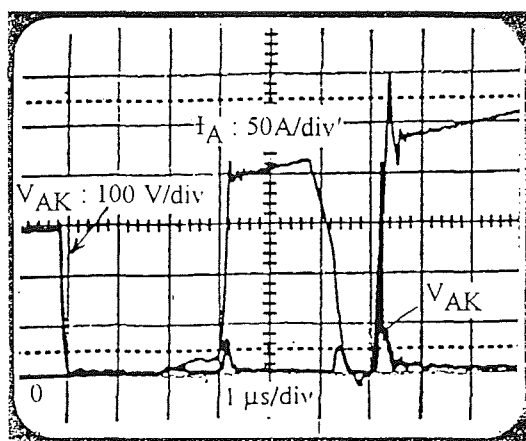


Fig.3.16b: Destruction d'un MCT à  $t_0$  faible.

### 3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé le comportement du MCT en ZCS. L'étude a été menée tout d'abord en développant un circuit de test de type monocoup, qui permet d'avoir des facilités de réglage des paramètres variables et indépendants du côté puissance et du côté commande. Ensuite, le comportement du dispositif sous différentes conditions d'environnement ( $dV_{AK}/dt$ ,  $t_0$ ,  $I_A$ ,  $\theta_j$ ) et de commande a été détaillé.

Les pertes se détériorent à forts  $dV_{AK}/dt$ ,  $\theta_j$ ,  $I_A$  et aux faibles " $t_0$ " (hautes fréquences en général). Le pré conditionnement n'a pratiquement aucun effet si  $3 \tau_{sup} < t_{pc} < t_0 - (t_s + t_{ouv})$ . L'anticipation n'est intéressante que si  $\Delta t_{anti} < t_s + t_{ouv}$ , sinon la commutation devient quasi-dure.

---

A partir de l'analyse physique en commutation douce ZCS, il ressort que:

- le pic de courant transitoire est un courant de « court circuit » entre le composant MCT et la tension réappliquée  $V_{AK}(t)$  par l'extérieur . Celui ci n'est limité que par l'inductance de câblage et par les charges stockées dans le composant.
- l'origine physique du pic est lié aux charges stockées dans les bases  $N^+$  et  $P^-$  bien que la commande de grille soit à l'état ouvert .
- il faut respecter un temps minimum  $t_0 \gg 3 \tau_{sup}$  pour ne pas dépasser le pouvoir de coupure ou l'aire de sécurité à l'ouverture du composant.
- le pic de courant peut être important en amplitude mais les pertes résultantes sont faibles par rapport à celles de la phase de traînage.

## *MCT en commutation douce à zéro tension (ZV), "mode thyristor-dual"*

La montée en fort  $dI_A/dt$  réclamée par quelques applications était perçue jusqu'alors comme une limitation physique. L'inhomogénéité de la répartition du courant à la mise en conduction est à l'origine de la création de points chauds localisés qui conduisent à la destruction des composants de puissance.

Bien que, le TOG soit capable de commuter des courants importants, seul un changement de structure est susceptible d'amener une évolution dans les performances. La structure multicellulaire du composant MCT semble bien répondre à cet objectif.

Ce chapitre traite du comportement du MCT en commutation douce au zéro de tension "ZV" à la fermeture. Pendant la commutation, le comportement du MCT est affecté par plusieurs paramètres (Fig.3.17), par exemple: temps de préconditionnement à la fermeture " $t_{pc}$ ", temps de conduction du courant négatif " $t_0$ ", vitesse en courant  $dI_A/dt$  et température de jonction  $\theta_j$ . Nous étudierons tout d'abord, la réaction sous l'influence de chacun de ces paramètres à partir de l'expérimentation. Puis nous analyserons dans une seconde partie, les origines physiques du comportement du MCT dans ce mode de commutation [34], [39]

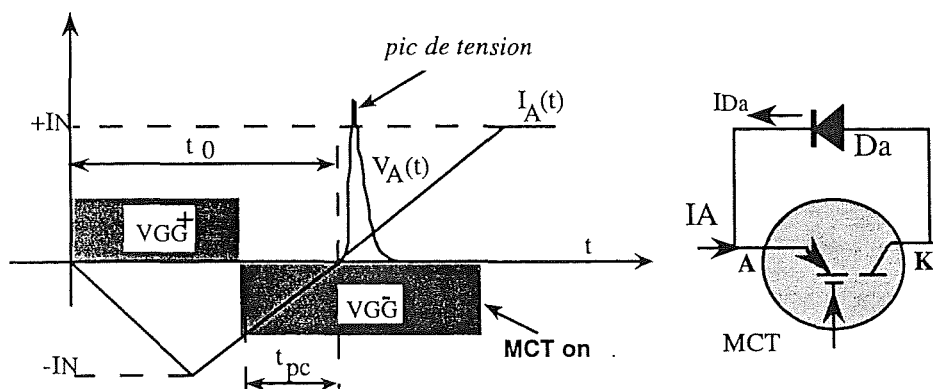


Fig 3.17 Présentation simplifiée de la commutation douce ZVS

### 3.4 Etude expérimentale

#### 3.4.1 Circuit de test et son principe de fonctionnement

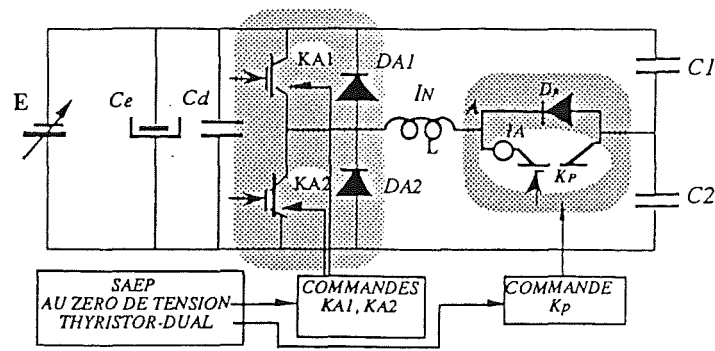
Le schéma de principe utilisé pour l'étude du comportement du MCT en commutation douce "ZV" mode thyristor-dual est schématisé par la Fig.3.18a. Initialement, l'interrupteur  $K_{A2}$  reçoit l'ordre de commande à la fermeture. Ceci permet l'établissement progressif du courant de charge via la diode antiparallèle  $D_p$ , avec une vitesse déterminée par  $(E/2L)$ . Pour  $I_L = -I_N$  (valeur nominal d'essai) l'autopilotage provoque l'ouverture de  $K_{A2}$ . Le roue librage du courant est assuré par  $D_p$ - $D_{A1}$ . Pendant l'alternance négative du courant, la diode  $D_p$  assure la conduction en imposant une tension quasi-nulle aux bornes du MCT. Ce dernier est préconditionné à la fermeture avec un temps  $t_{pc}$  avant le passage du courant par zéro. Le passage du courant à une valeur positive se produit grâce à la fermeture préalable de  $K_{A1}$ . Enfin l'ouverture de ce dernier le courant de décharger à travers la diode  $D_{A2}$ . On notera que la forme du courant est triangulaire et bidirectionnelle avec des amplitudes et durées réglables quasi indépendamment. Il s'agit d'une approximation linéaire rencontrée souvent dans les convertisseurs quasi résonnants symétriques en courant. Les ordres de commande générés pour un cycle de test sont présentés dans la Fig.3.18b. Les paramètres que l'on peut modifier au niveau de la commande sont:

- temps de préconditionnement " $t_{pc}$ "
- niveau de courant  $I_A$ .

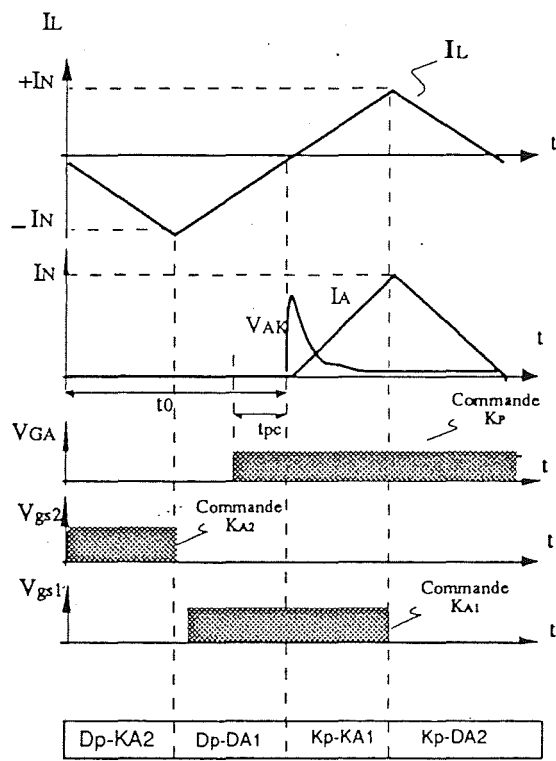
Les conditions imposées au niveau puissance et que l'on peut varier indépendamment sont:

- courant maximum ( $-I_N$ ,  $+I_N$ ).
- vitesse du courant ( $dI_A/dt$ )

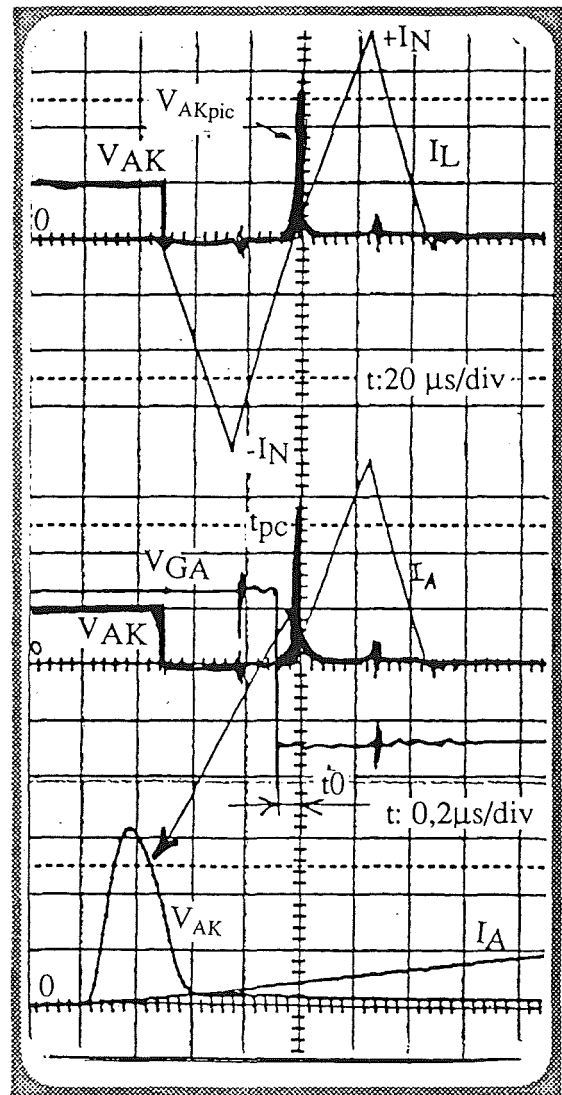
Le circuit de test utilisé en mode ZVS n'est pas seulement capable d'obtenir les formes d'ondes du courant et de tension nécessaires montrées dans la Fig.3.18b, en monocoup, mais peut aussi ajuster facilement les paramètres  $t_0$ ,  $t_{pc}$ ,  $dI_A/dt$  et  $\theta_j$ . La Fig.3.18c illustre, comme exemple, les grandeurs électriques obtenues par le circuit de test, pour un MCT 600V/75A généré. [42], [35],[3]



(a)



(b)



(c)

Fig.3.18: (a) Circuit de test en commutation douce ZVS, (b) Principe de fonctionnement

© Evolution des grandeurs électriques

Ech:  $V_{AK}$ : 20V/div,  $I_A$ : 20A/div,  $V_{GA}$ : 10V/div



### 3.4.2 Principales phases de la commutation douce ZVS

La commutation douce ZVS présente des formes d'ondes complexes (Fig.3.19a), mais nous pouvons les simplifier en supposant que le courant de recouvrement de la diode  $D_p$  est nul et que le courant d'anode du MCT monte linéairement pendant le pic de tension (Fig.3.19b). Nous distinguons ainsi dans cette présentation simplifiée les phases suivantes:

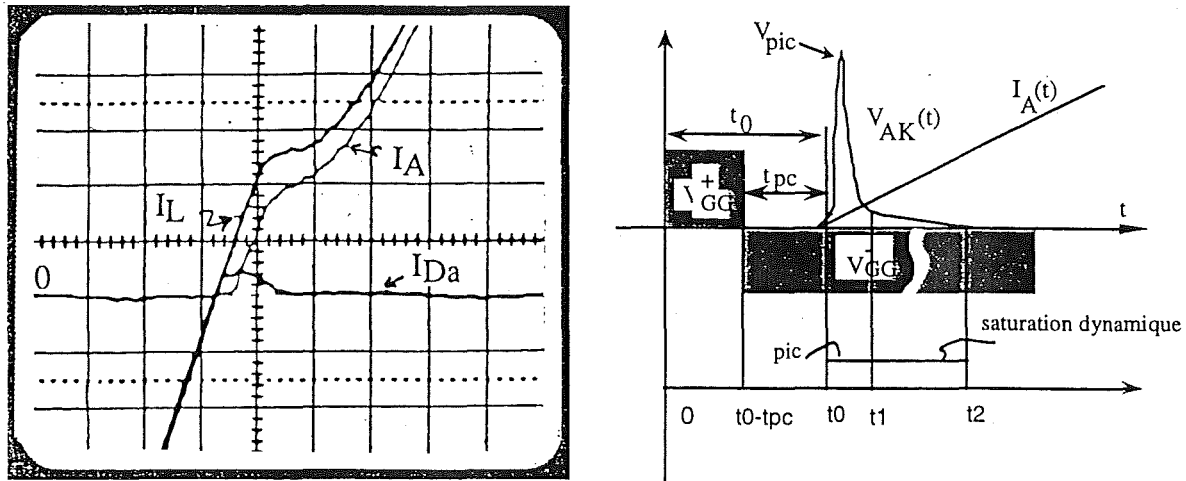


Fig.3.19: (a) Formes d'ondes réelles de la commutation ZVS, (b) Représentation simplifiée en ZVS  
Ech: ( $I_A, I_{Dp}, I_L$ ): 1 A/div

#### Phase.1 : temps de conduction de la diode antiparallèle

Durant l'intervalle du temps (0 à  $t_0$ ), le courant d'anode  $I_A$  et la tension  $V_{AK}$  aux bornes du MCT sont nuls. Cette durée dépend principalement des conditions de la mesure telles que: la fréquence de fonctionnement et le niveau du courant commuté. A partir de l'instant  $t_0 - t_{pc}$ , le MCT est préparé pour la fermeture pendant un temps " $t_{pc}$ " appelé temps de préconditionnement. Durant cette phase, la commutation de courant négatif est assurée par la diode antiparallèle  $D_p$

#### Phase .2 : pic de tension

Lors de la montée du courant dans le MCT, un pic de tension de durée très courte apparaît à ses bornes. Son amplitude augmente avec la vitesse de montée de courant  $dI_A/dt$ . Ensuite, cette surtension retombe rapidement à des faibles valeurs pendant que le courant monte pour atteindre son niveau final  $I_A$ .

Le courant d'anode du MCT est faible pendant l'apparition du pic de tension. En effet, le MCT ne peut prendre un courant conséquent sans désaturation que si la diode antiparallèle  $D_p$

fini de recouvrir et que le thyristor interne du MCT est déclenché par le canal MOS de fermeture.

### Phase .3 (saturation dynamique)

A partir de l'instant  $t_1$ , le mécanisme de la modulation qui est assez lent par rapport au pic de tension, commence à diminuer la résistivité du MCT et entraîne ainsi une décroissance lente de la tension aux bornes du MCT, appelée généralement "saturation dynamique". Ce processus se termine lorsque  $V_{AK}(t)=V_F$ .

### 3.4.3 Paramètres de commutation

Les paramètres importants qui caractérisent le MCT en mode "ZVS" à la fermeture sont nombreux. Les plus importants sont synthétisés dans le tableau 3.2 et illustrés par la Fig.3.20 et 3.21 [43],[44] pour le cas du MCT 600V/75A.

$t_0$  temps de la conduction de la diode anti parallèle  $D_p$

$t_{pc}$  temps de préconditionnement à la fermeture.

$dI_A/dt$  vitesse de courant.

$V_{AKmax}$  pic maximum

$I_N$  courant nominal

$W_{AKN}$  pertes à la fermeture pour  $I_N$

$W_{AK}(t)$  pertes totales dans le MCT en mode ZVS

$W_{AKpic}$  : pertes liées au pic de tension.

Paramètre	Valeurs typiques	
	$\theta_j = 25^\circ\text{C}$	$\theta_j = 125^\circ\text{C}$
$t_0(\mu\text{s})$	3,6	3,6
$t_{pc}(\mu\text{s})$	1,0	1,0
$V_{AKmax}(V)$	100	125
$dI_A/dt(A/\mu\text{s})$	30	30
$I_N(A)$	75	75
$V_F(A)$	1,3	1,8
$W_{AKN}(mJ)$	3,0	3,0
$W_{AKpic}(mJ)$	1,5	1,5

Tab.3.2: Valeurs typiques des paramètres de commutation du MCT600V/75A en ZVS

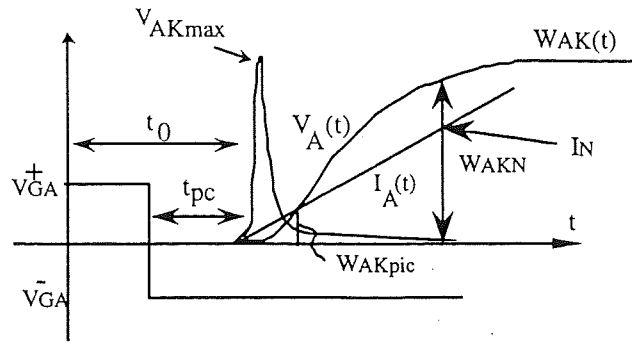


Fig.3.20 : paramètres de commutation du MCT en ZVS

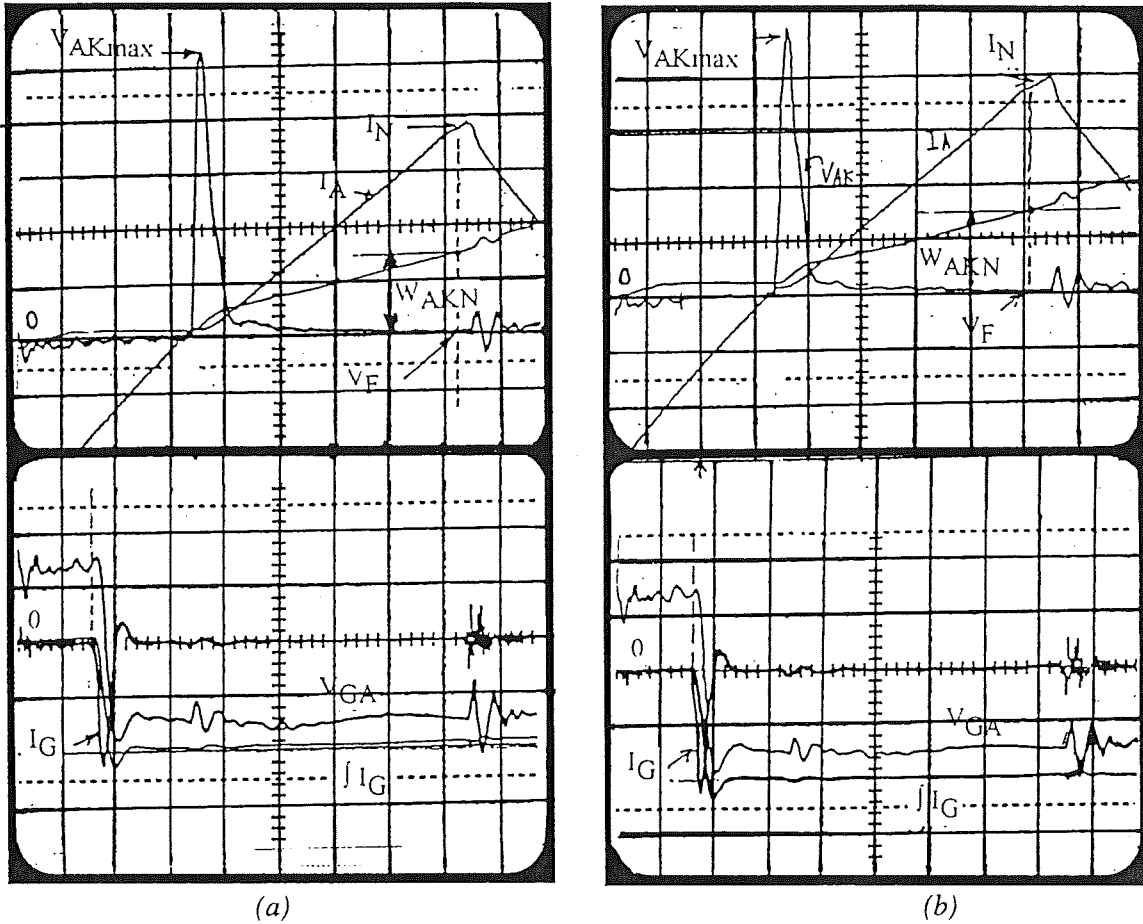


Fig.3.21 Commutation douce d'un MCT 600/75A en ZVS à (a)- $\theta_j=25^\circ\text{C}$ , (b)-  $\theta_j=125^\circ\text{C}$ ,  
Ech:  $V_{AK}$ :20V/div,  $I_A$ :20A/div,  $W_{AK}$ :2mJ/div, t:500ns/div

### 3.4.4 Influence de la commande

L'étude expérimentale de l'influence de la commande sur le comportement du MCT en ZVS est effectuée, en fixant tout d'abord les conditions de la puissance ( $dI_A/dt$ ,  $I_A$ ) et la température de jonction  $\theta_j$ . Puis en faisant varier le temps de pré conditionnement à la fermeture " $t_{pc}$ ", nous observons les évolutions des pics de tension. Il en ressort que quelle que

soit la variation de " $t_{pc}$ ", les amplitudes et les durées des pics de tension et les pertes qu'ils génèrent restent pratiquement constantes. Les Fig.3.22, 3.23 illustrent ce phénomène, ainsi que les pertes correspondantes sous les conditions d'expérimentation suivantes:  $dI_A/dt=19$  A/ $\mu$ s,  $I_A=75$ A et  $\theta_j=25^\circ$ C.

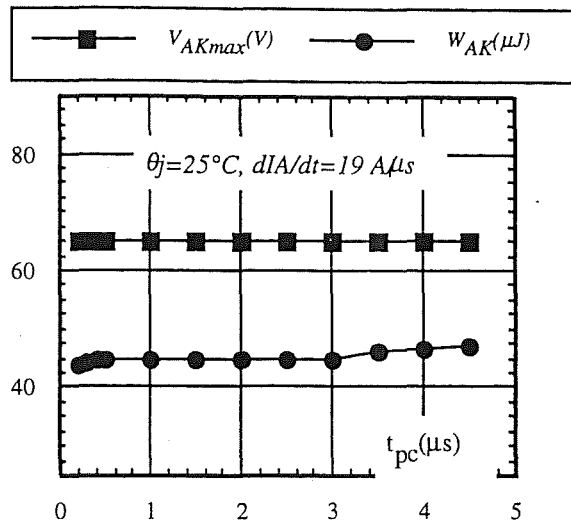


Fig.3.22: Pics de tensions et pertes en commutation ZVS en fonction de  $t_{pc}$

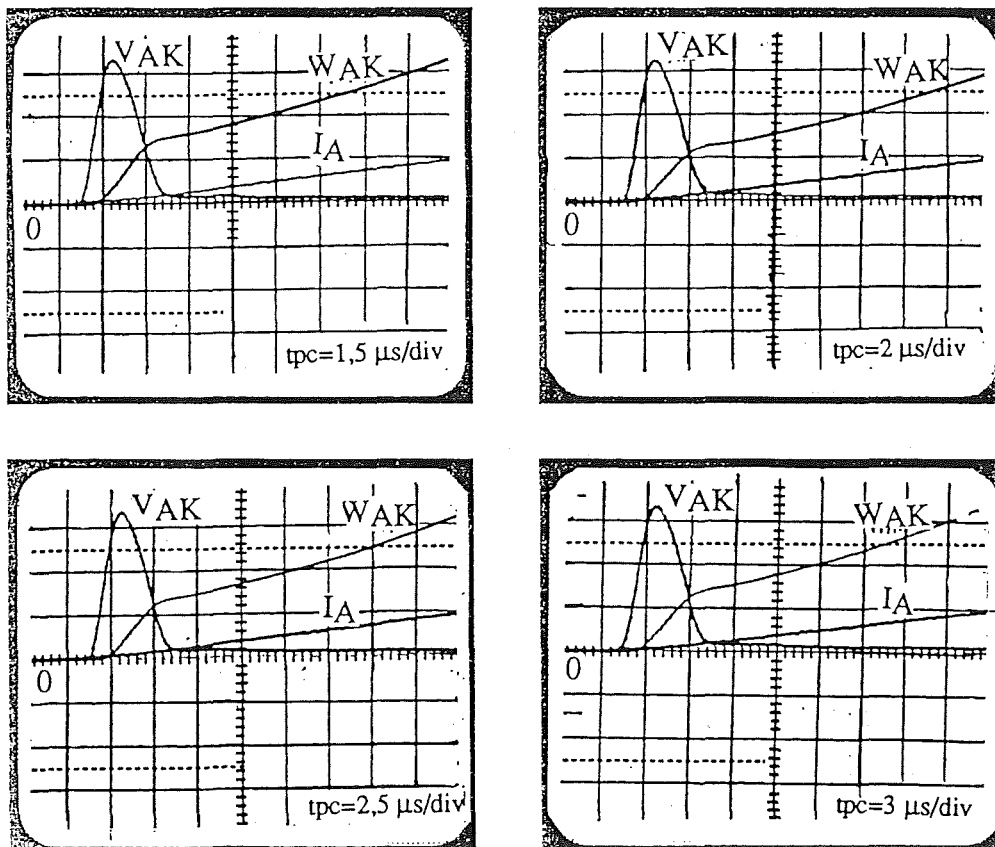
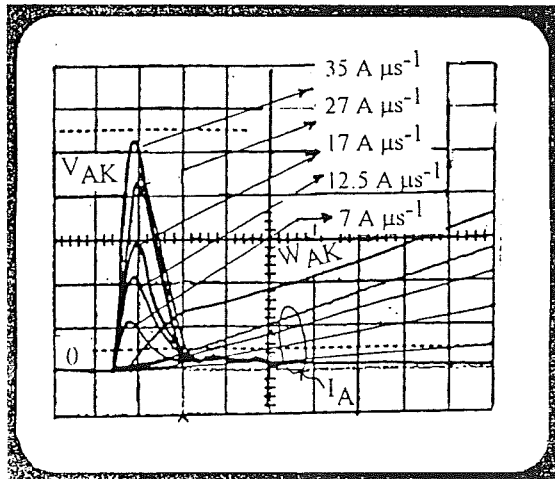


Fig.3.23 : Comportement du MCT en commutation ZVS en fonction de la commande " $t_{pc}$ "

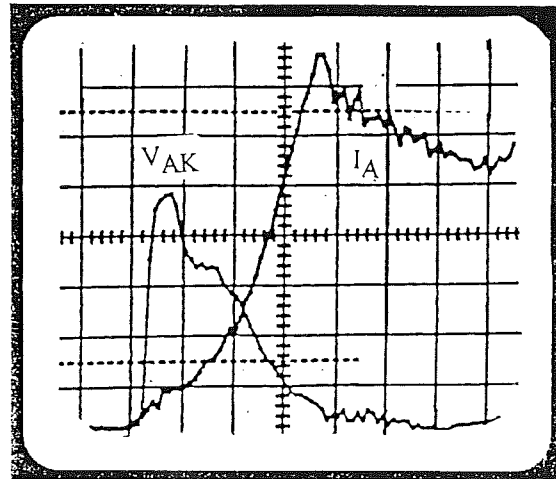
Ech:  $V_{AK}:20V/div$ ,  $I_A:20A/div$ ,  $W_{AK}:20\mu J$ ,  $t:0,2\mu$ s

### 3.4.5 Influence de la vitesse en courant $dI_A/dt$

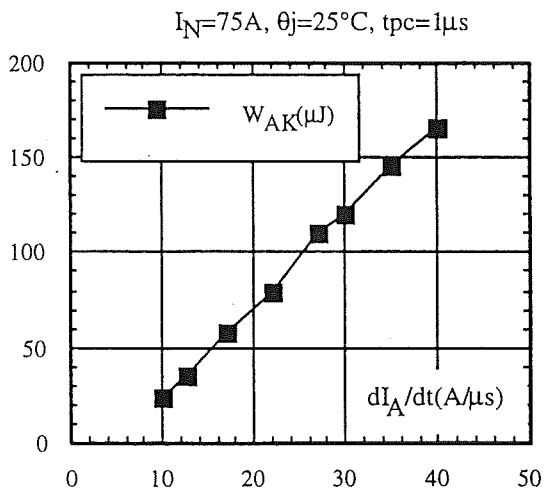
La variation de la vitesse en courant  $dI_A/dt$  est facilement obtenue en faisant varier la tension d'alimentation appliquée  $E$ . Dans un premier temps, nous avons maintenu constants, les paramètres de puissance  $I_N$ , de commandé " $t_{pc}$ " et de température de jonction  $\theta_j$ . Puis nous avons balayé une plage de vitesses relativement importantes afin d'observer le comportement du MCT. Les Fig.3.24 illustrent l'influence de  $dI_A/dt$ , ainsi que les pertes correspondantes à  $I_N = 75A$ , " $t_{pc}$ " =  $1,0 \mu s$  et  $\theta_j = 25^\circ C$ . Nous pouvons noter que :



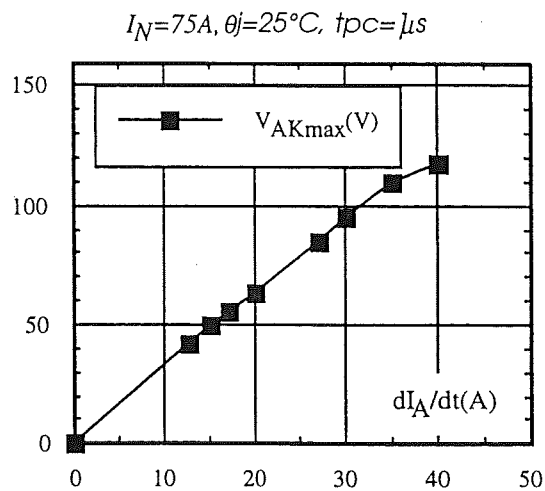
(a) : Ech:  $V_{AK}:20V/div$ ,  $I_A:20A/div$ ,  
 $W_{AK}:50\mu J/div$ ,  $t:0,2 \mu s/div$



(b) : Ech:  $V_{AK}:50V/div$ ,  $I_A:20A/div$ ,  
 $t:0,1 \mu s/div$



(c)



(d)

Fig.3.24 : (a) Comportement du MCT en commutation ZVS en fonction de  $dI_A/dt$ , (b) Importance du pic de tension pour des vitesses en courants élevées (c) Pertes totales =  $f(dI_A/dt)$ ,  
(d)  $V_{AKmax} = f(dI_A/dt)$ ,

- les amplitudes des pics de tension augmentent d'une façon quasi-linéaire avec la vitesse  $dI_A/dt$ .
- les pertes sont également croissantes en fonction de  $dI_A/dt$ .
- la plupart des pertes sont liées à la saturation dynamique et non au pic de tension.
- si la vitesse en courant devient très grande, le pic de tension peut atteindre des valeurs très élevées, allant jusqu'au niveau de la tension d'alimentation et la commutation devient quasi-dure (Fig.3.24b).

### 3.4.6 Influence de la température de jonction

Les paramètres ( $dI_A/dt$ ,  $I_A$ ,  $t_{pc}$ ) sont maintenus constants et nous faisons varier la température de jonction  $\theta_j$  afin d'observer le comportement du MCT en température. Les Fig 3.25 et 3.26 illustrent les résultats obtenues dans les conditions :  $I_N = 75A$ ,  $dI_A/dt = 27A/\mu s$ ,  $t_{pc} = 1,0\mu s$ . On observe une très légère augmentation du pic de tension à des températures élevées, Par exemple, une augmentation d'environ 8Volts pour une plage de température comprise entre 25°C et 150°C. Par conséquence, les pertes varient peu.

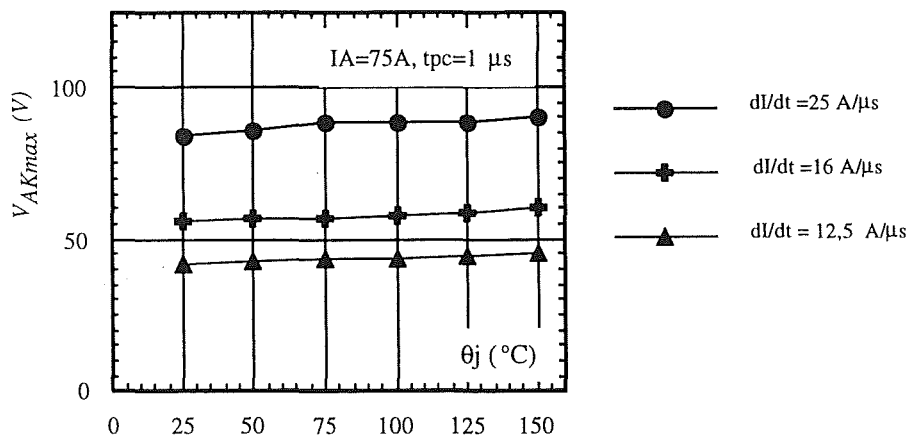


Fig.3.25. : Amplitudes maximales du pic en fonction de la température

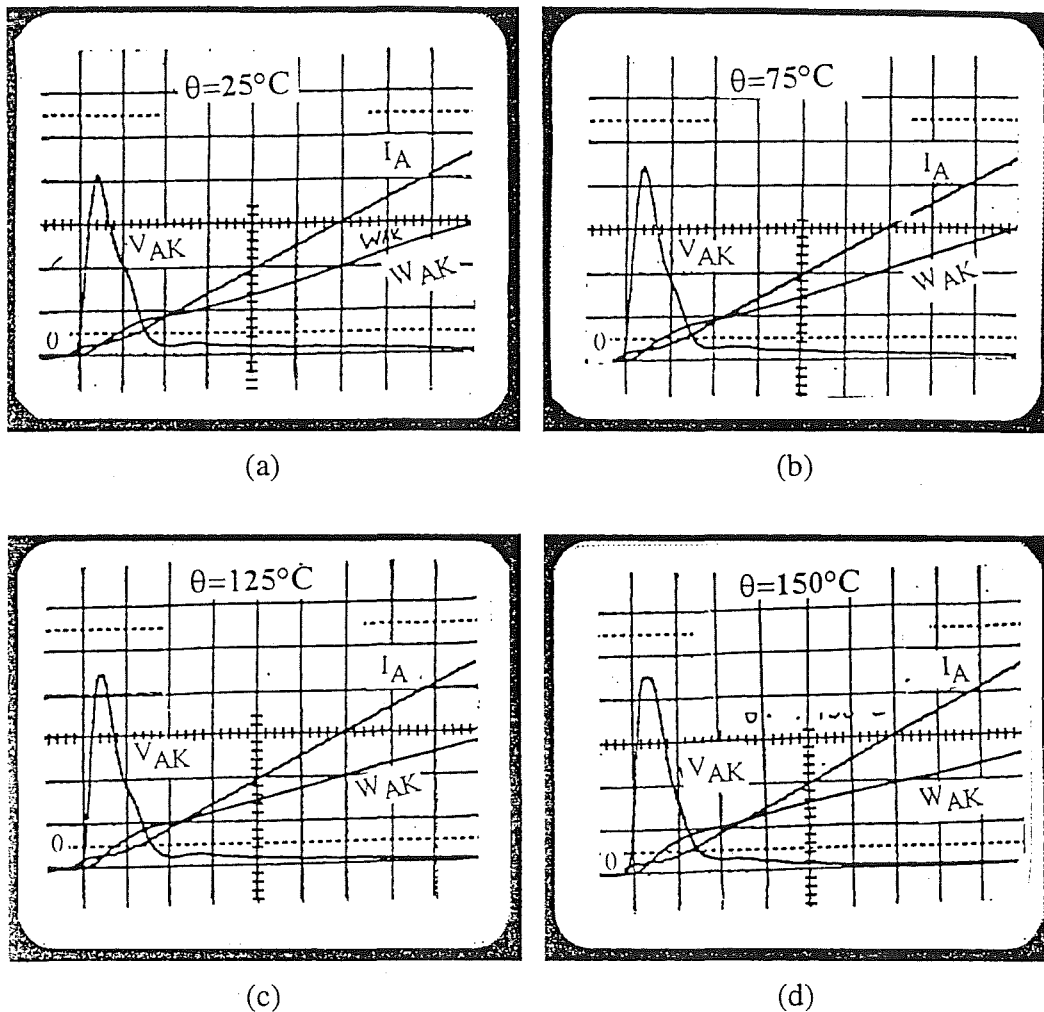


Fig.3.26: Comportement du MCT600V/75A en fonction de la température  
 Ech:  $I_A$ :10A/div,  $V_{AK}$ :20V/div,  $W_{AK}$ :50 $\mu$ J/div,  $t$ :200ns/div

### 3.4.7 Pertes de commutation ZVS

Afin d'obtenir une approximation analytique des pertes de commutation en mode ZVS, nous avons exploité les résultats expérimentaux obtenus en faisant varier indépendamment chacun des paramètres  $dI_A/dt$ ,  $tpc$ ,  $\theta_j$ . Une constatation importante a été d'abord dégagée " les pertes totales en ZV ne dépendent que de la vitesse en courant  $dI_A/dt$  et elles varient peu en fonction de la température  $\theta_j$  et de la commande  $tpc$  ". Pour arriver à une approximation analytique d'autres hypothèses ont été nécessaires telles que (Fig.3.27):

- les pertes liées au pic de tension sont causées principalement par la partie descendante, c'est à dire que l'on néglige les pertes pendant la montée. Nous supposons aussi une pente linéaire de la descente.

- la tension de la phase "saturation dynamique" est supposée linéairement décroissante.
- $dI_A(t)/dt$  est constant pendant la commutation.
- les paramètres suivants sont aussi définis pour faciliter le calcul analytique des pertes en ZV.

- $V_{AKmax}$ : amplitude maximale du pic de tension
- $V_{0dyn}$ : niveau du début de la saturation dynamique.
- $\Delta t_{pic}$ : le temps pendant lequel le pic de tension atteint le niveau initial de la saturation dynamique  $V_{0dyn}$ .
- $\Delta t_{dyn}$ : le temps mis par  $V_{AK}(t)$  pour atteindre la tension directe en statique  $V_F$  à partir de  $V_{0dyn}$ .

Les essais expérimentaux montrent que:

- les paramètres  $V_{0dyn}$ ,  $\Delta t_{pic}$  restent constants quelles que soient les conditions en puissance ( $I_A$ ,  $dI_A/dt$ ), en commande " $t_{pc}$ " et en température de jonction.
- l'amplitude maximale du pic de tension  $V_{AKpicmax}$  varie linéairement en fonction de  $dI_A/dt$  d'où l'expression:

$$V_{AKpic\ max} = k \frac{dI_A}{dt}$$

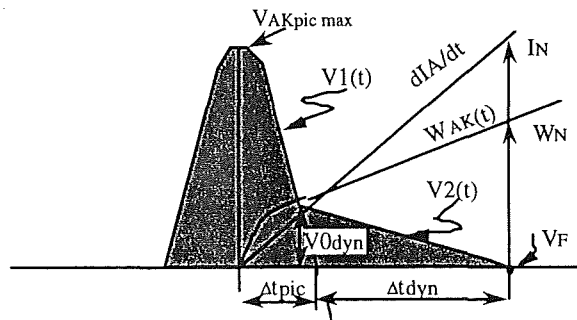


Fig.3.27 : Paramètres du pic de tension permettant le calcul des pertes ZVS

Les pertes totales en mode ZVS peuvent être donc obtenues par la somme des intégrales

$$W_{AK} = \int_0^{\Delta t_{pic}} i(t)V_1(t)dt + \int_{\Delta t_{pic}}^{\Delta t_{pic} + \Delta t_{dyn}} i(t)V_2(t)dt$$

$V_1(t)$ ,  $V_2(t)$  et  $i(t)$  s'expriment par:



$$\begin{cases} V_1(t) = V_{AKpic\ max} \left(1 - \frac{t}{\Delta t_{pic}}\right) \\ V_2(t) = V_{0\ dyn} \left(1 - \frac{(t - \Delta t_{pic})}{\Delta t_{dyn}}\right) \\ i(t) = \left(\frac{dI_A}{dt}\right)t, \quad V_{AKpic\ max} = k \left(\frac{dI_A}{dt}\right) \end{cases}$$

d'où les pertes totales

$$W_{AK} = \frac{k \Delta t_{pic}^2}{6} \left(\frac{dI_A}{dt}\right)^2 + V_{0\ dyn} \Delta t_{dyn} \left(\frac{\Delta t_{dyn} + 3 \Delta t_{pic}}{6}\right) \left(\frac{dI_A}{dt}\right)$$

Numériquement, les paramètres  $\Delta t_{pic}$ ,  $\Delta t_{dyn}$ ,  $V_{0\ dyn}$  et  $k$  restent constants quels que soient les essais qui sont respectivement:  $0,35\mu s$ ,  $1\mu s$ ,  $8V$  et  $3$  pour le MCT600V/75A G.I. Les pertes analytiques totales sont alors :

$$W_{AK}|_{analy} = 6,1 \cdot 10^{-2} \left(\frac{dI_A}{dt}\right)^2 + 1,7 \left(\frac{dI_A}{dt}\right)$$

La Fig.3.28 illustre les pertes obtenues par cette estimation et celles données par l'expérimentation.

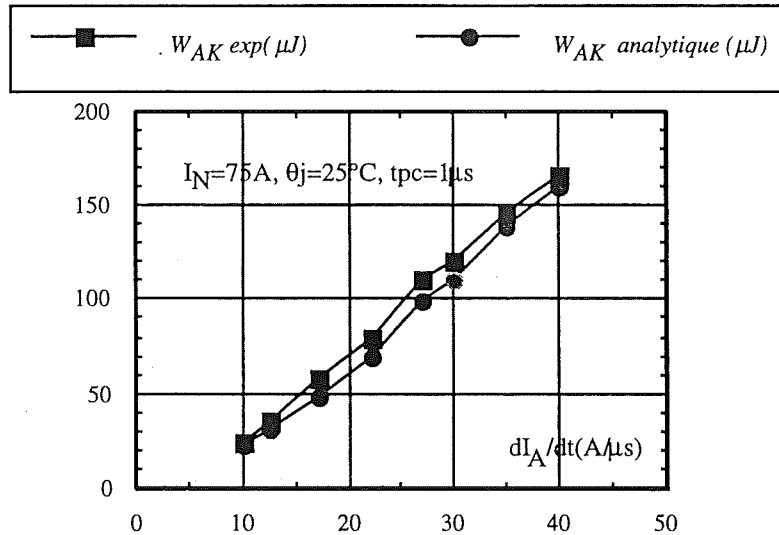


Fig.3.28: Pertes totales en fonction de  $dI_A/dt$  en ZVS

### 3.5 Mécanisme interne du MCT en commutation douce ZVS

Nous avons étudié expérimentalement les différents paramètres qui interviennent dans le comportement externe du MCT en mode ZVS. Dans ce qui suit, nous allons essayer de décrire qualitativement le mécanisme physique interne dans ce mode de commutation.

- *Phase de conduction de la diode Da « t0 »*

Pendant  $t < t_0 - t_{pc}$ , le MCT est commandé à l'ouverture. A  $t = t_0 - t_{pc}$ , le signal de commande passe de l'état bloqué  $V_{GG}^+$  à l'état fermé  $V_{GG}^-$ . La capacité d'entrée de la grille  $C_e$  commence à se charger selon une fonction de la forme:

$$V_{GA} = \left[ V_{GG}^+ - V_{GG}^- \right] e^{\frac{-t}{R_G C_e}} + V_{GG}^-$$

Le canal doit être prêt à conduire avant la montée du courant d'anode IA, si l'on veut assurer correctement la fermeture. Cela se traduit par un  $t_{pc}$  égale, au minimum  $3R_G C_e$ . Dans les applications réelles, cette condition est généralement satisfaite, car on doit choisir une résistance de grille  $R_G \approx 1\Omega$  dans le but d'assurer une meilleur ouverture du MCT. Le courant du canal de fermeture (courant de trous du canal-P) est donné par l'expression

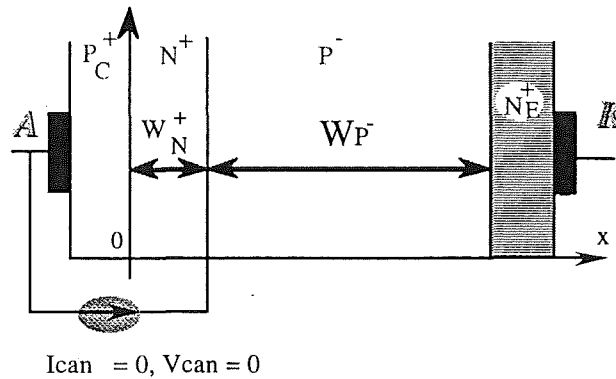
$$I_{p_{can}} = K_{p_{on}} (|V_{GA}| - V_{thp}) V_{can} - \frac{K_{p_{on}}}{2} V_{can}^2$$

Il atteint son maximum pour une tension du canal  $V_{can} = |V_{GA}| - V_{thp}$ , soit :

$$I_{p_{can_{max}}} = \frac{K_{p_{on}}}{2} (|V_{GA}| - V_{thp})^2, \quad \text{avec } K_{p_{on}} = \left( \frac{Z}{L} \right) \mu_{sp} \frac{e_{ox}}{d_{ox}}$$

- $V_{thp}$ : tension de seuil du canal « P »
- L: longueur du canal
- Z: largeur du canal .
- $\epsilon_{ox}$ : permittivité de l'oxyde
- $d_{ox}$ : épaisseur de l'oxyde de la grille.
- $\mu_{sp}$ : mobilité surfacique des trous

Bien que le canal de fermeture soit déjà formé et prêt à conduire un courant de trous à  $t > t_0 - t_{pc}$ , mais avec  $V_{AK} = 0$  et  $I_A = 0$ , il n'est pas possible que les trous du canal puissent se déplacer vers la partie vitale du composant afin de faire conduire préalablement les deux transistors  $P_C^+ N^- P^-$  et  $N^+ P^- N_E^+$ . Par conséquent, le temps de préconditionnement «  $t_{pc}$  » ne doit pas affecter le comportement du MCT après  $t > t_0$  (Fig.3.29)

Fig.3.29: Etat du MCT pendant la phase  $0 < t < t_0$ 

Cependant, le comportement du MCT lors de la montée du courant  $I_A$  dépendra de  $t_{pc}$  si la condition  $t_{pc} \approx 3 R_G C_e$  n'est pas respectée. La situation devient délicate pour le composant quand la tension aux bornes de la capacité d'entrée  $C_e$  est inférieure à la tension de seuil  $V_{thp}$  au moment de la montée en courant. La tension  $V_{AK}$  peut atteindre dans ce cas le niveau de la tension d'alimentation et la commutation devient alors une "commutation dure". En conséquence, il est indispensable dans le mode ZVS d'assurer un préconditionnement  $t_{pc} \gg 3 R_G C_e$ .

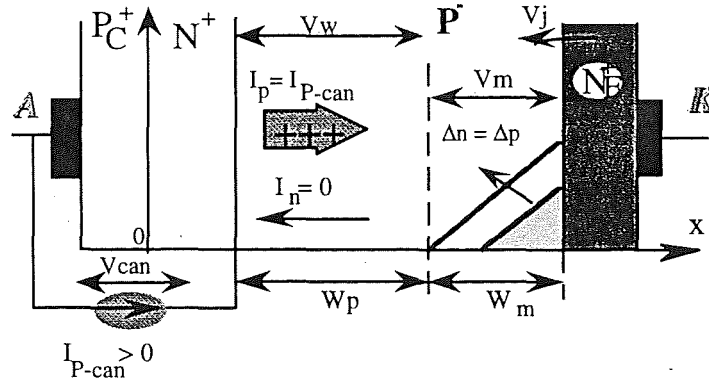
#### • Phase de la montée lente du pic de tension

Au début de la montée du courant ( $I_A(t) < I_{p-canmax}$ ), le canal commence à injecter des trous dans la base  $P^-$  du transistor  $N^+ P^- N_E^+$  et seule une partie de la base  $P^-$ , près de la jonction  $P^- N_E^+$ , peut être modulée à cause de la faible quantité de charges stockées. Le transistor  $P_c^+ N^+ P^-$  reste à son état bloqué car la zone non modulée dans  $P^-$ , ne permet pas aux électrons d'atteindre la base  $N^+$  de ce transistor (Fig.3.30). La tension du MCT s'exprime par :

$$V_{AK} = V_{can} + R_W I_A + R_M I_A + V_j$$

$$\approx R_W I_A + V_j + V_{can}$$

où  $R_W$  et  $R_M$  sont les résistances des régions non modulée et modulée de la base  $P^-$ ,  $V_j$  le potentiel de la jonction  $P^- N_E^+$ .

Fig.3.30: Etat du MCT pendant la montée lente du pic de tension ( $I_A < I_{pmax}$ )

En négligeant les effets en deux dimensions et en supposant que  $I_{Pcan_{max}}$  est assez élevé pour contrebalancer le courant d'anode  $I_A(t)$ , la tension maximale du pic de tension ne doit pas dépasser:

$$V_{AK_{max}} = (|V_{GG}^-| - V_T) + R_W I_A + V_j$$

Preons comme exemple numérique les valeurs suivantes:  $V_{GG}^- = -12V$ ,  $V_{thp} = 4V$ ,  $N_\pi = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ,  $S_{si} = 0,6 \text{ cm}^{-3}$ ,  $W = 40 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $\mu_p = 500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  et  $V_j = 1V$ , cela donne une tension maximale en fonction du courant  $V_{AK_{max}} = 9 + 0,42 I_A(t)$ . Pour  $I_A = 5A$ , la tension du pic maximale n'excède pas 12V. Cependant, les pics observés pendant l'expérimentation sont plus importants et présentent des vitesses de montée élevées. Cela a été constaté même sous faibles courants. On peut donc supposer que le courant maximum du canal de fermeture ne peut pas toujours satisfaire la demande en courant externe, durant la montée de  $I_A(t)$ .

Cette hypothèse peut aussi être renforcée par le fait que la capacité en courant du canal de fermeture est très médiocre (nombre de cellules de fermeture limité, mobilité surfacique des trous faible ... etc ) [29], [34].

#### • Phase de la montée rapide du pic de tension

Quand le courant imposé par l'extérieur  $I_A(t)$  devient plus grand que la capacité en courant du canal, une charge d'espace se développe rapidement dans une partie de la zone vitale P- près de la jonction N+P- afin d'assurer la continuité du courant externe  $I_A(t)$  (Fig.3.31). Avec l'hypothèse d'une jonction abrupte, la tension de la charge d'espace  $V_{ZD}(t)$  est donnée par:

$$C_{ZD} \frac{dV_{ZD}(t)}{dt} = I_A(t) - I_{pcan_{max}}$$

avec:

$$C_{ZD} = \frac{\epsilon_{si}}{W_{ZD}} S_{si}, \quad W_{ZD} = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}V_{ZD}}{qN_{\pi}}}$$

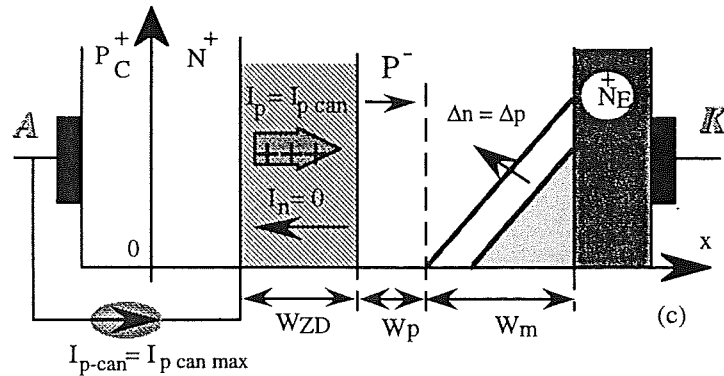


Fig.3.31: Etat du MCT pendant la phase de la montée rapide en tension ( $I_A > I_{p\ can\ max}$ )

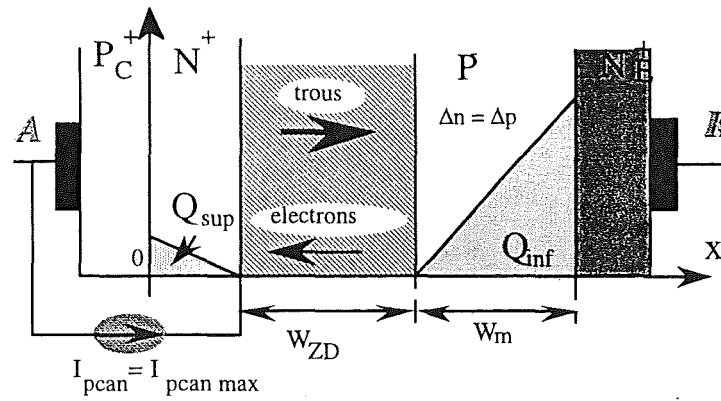
La tension aux bornes du MCT peut être exprimé par

$$V_{AK} = |V_{GG}^-| - V_{thp} + V_{ZD} + R_W I_A + V_j \approx |V_{GG}^- - V_{thp}| + V_{ZD}$$

Par exemple,  $N_{\pi} = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ,  $S_{si} = 0,6 \text{ cm}^2$ , la tension aux bornes de la région de charge d'espace peut atteindre  $V_{ZD} = 124 \text{ V}$  pour une différence de courant constante de 1 A durant un intervalle de temps de 50 ns. Il est évident que les pics de tension augmentent en fonction de  $dI_A/dt$ .

#### • Déclenchement de l'action thyristor

Le pic de tension transitoire  $V_{AK}(t)$  continue à croître tant que la région  $W_{ZD}$  et la région  $W_m$  sont séparées l'une de l'autre par la région résistive  $W_p$ . Heureusement, l'augmentation de  $W_{ZD}$  et celle de  $W_m$  font diminuer la largeur  $W_p$ . Dès la disparition de  $W_p$ , les électrons peuvent traverser la région  $W_{ZD}$  et arriver dans la base  $N^+$  du transistor  $P_C^+ N^+ P^-$ . Les trous du côté  $P_C^+$  peuvent traverser  $N^+$  et  $W_{ZD}$  et arriver finalement dans la zone  $W_m$ . L'action thyristor est alors déclenchée [34].

Fig.3.32: Déclenchement de l'action thyristor  $W_p = 0$ 

Une fois que l'action thyristor est déclenchée, le MCT est capable de fournir un courant  $I_T(t)$ , en négligeant le courant du canal, égale à :

$$I_T(t) = (1+b) \left[ \frac{2Q_{sup}D_p}{W_{N^+}^2} + \frac{2Q_{inf}D}{W_m^2} \right]$$

par exemple:  $Q_{sup} = 50 \text{ nC}$ ,  $W_{N^+} = 10 \text{ } \mu\text{m}$ ,  $D_p = 300 \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}$ , on a  $I_T = 100 \text{ A}$ , c'est à dire que la capacité en courant du MCT est grande et supérieure au courant demandé par l'extérieur, dès la conduction du transistor  $P_c^+N^+P^-$ . Par conséquent la tension  $V_{AK}$  va décroître.

#### • Phase de la décroissance du pic de tension

Après le déclenchement de l'action thyristor, le courant de trous croît rapidement à cause du gain élevé du transistor  $P_c^+N^+P^-$ . La largeur de la région modulée  $W_m$  augmente et la région  $W_{ZD}$  diminue pour maintenir l'équilibre en courant  $I_T = I_A$  (Fig.3.33). La vitesse de la décroissance de tension s'exprime par:

$$V_{AK} = |V_{GG}| - V_{thp} + V_{ZD} + V_j$$

$$C_{ZD} \frac{dV_{ZD}(t)}{dt} = \frac{1}{1+b} I_A - \frac{2Q_{inf}D}{W_m^2} + \frac{Q_{inf}}{3W_m} \frac{dW_m}{dt} - \frac{2Q_{sup}D_p}{W_{N^+}^2}$$

On peut noter que la vitesse de décroissance dépend principalement du transistor  $P_c^+N^+P^-$ . Son gain élevé permet d'augmenter la vitesse de décroissance. Cette phase se termine quand  $W_{ZD}$  devient nul.

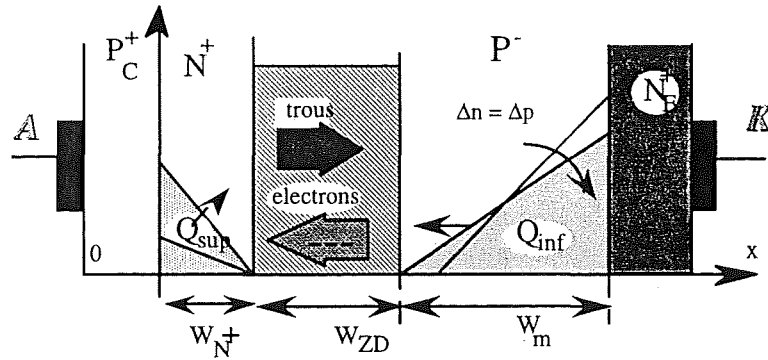


Fig.3.33: Etat du MCT pendant la décroissance du pic de tension

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié tout d'abord expérimentalement le comportement du MCT en mode ZVS. Ensuite, une description physique interne du composant a été donnée pour expliquer le comportement externe observé.

Le circuit en monocoup développé permet d'évaluer le MCT en ZVS avec des facilités importantes au niveau du réglage des paramètres d'étude et de leur indépendance.

Le MCT est caractérisé dans ce mode par des pics de tensions  $V_{AKpic}$  importants au moment de la montée du courant  $I_A(t)$ . Ils sont d'autant plus élevés que la vitesse en courant  $dI_A/dt$  est forte. Ils peuvent atteindre le niveau d'alimentation pour des vitesses supérieures à  $150 A/\mu s$  et dans ce cas la commutation devient dure. Par contre, ces pics ne sont pas gênants au niveau des pertes, car leur durée est généralement très courte et le courant  $I_A(t)$  est faible. L'origine physique des pics de tension, plus importants que dans les IGBTs, est liée à la faible capacité en courant du canal de fermeture. Cela entraîne un développement rapide de la charge d'espace dans la zone P- quand  $dI_A/dt$  (imposé par l'extérieur) est grand. L'effet de la température n'est pas notable au niveau des pics de tension en ZV, car le faible courant du canal de fermeture et la faible quantité de charges stockées font que le comportement du MCT dépend principalement de  $I_A(t)$ .

## *Chapitre 4*





chapitre n° 4

Pouvoir de coupure et aire de sécurité

Les recherches actuelles sur les composants de puissance s'orientent non seulement vers l'augmentation de la puissance commutée et de la fréquence de commutation, mais aussi vers une meilleure fiabilité de leur fonctionnement. Les problèmes, liés au pouvoir de coupure, à l'aire de sécurité et au régime de surcharge, sont actuellement l'objet de nombreuses recherches. Le MCT n'est évidemment pas exclu de cette actualité et certains travaux sont déjà engagés pour repousser ses limites (aire de sécurité restreinte et pouvoir de coupure limité). Dans ce chapitre, nous allons analyser, d'une façon simplifiée, les différents paramètres internes (technologiques et physiques) ainsi qu'externes (commande et température), qui influent sur le pouvoir de coupure et l'aire de sécurité.

4.1 Circuit de test

Le MCT en test et l'interrupteur auxiliaire  $K_A$  sont mis en conduction par deux signaux de commandes. Ils sont synchrones et à durée de conduction  $T_c$  réglable par l'intermédiaire d'une commande éloignée. Le courant d'anode  $I_A$  croît linéairement à travers la charge inductive  $L$ , jusqu'à sa valeur maximale  $I_{Amax}$  déterminée par l'inductance  $L$ , la tension d'alimentation  $E$  et la durée  $T_c$  du signal de commande  $V_{GA}$ .

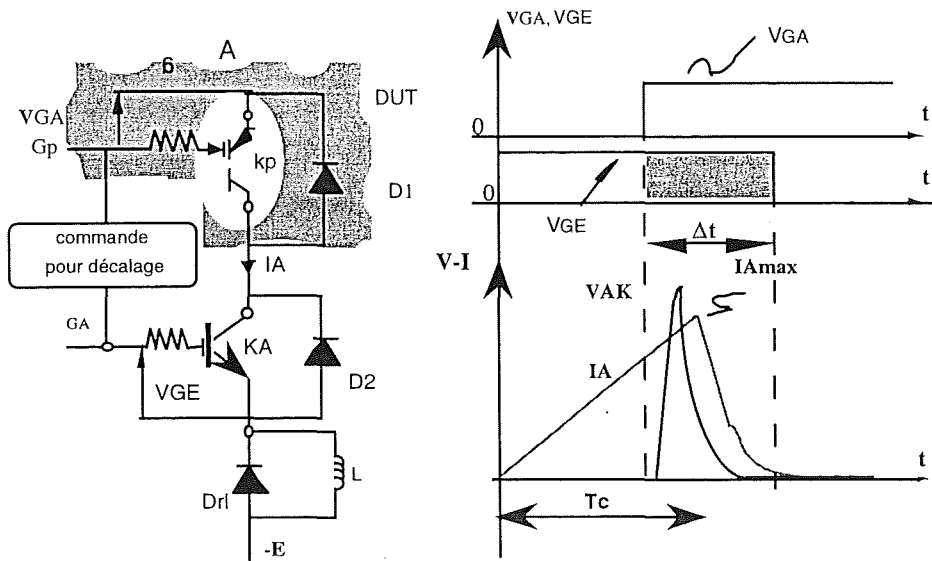


Fig.4.1: Circuit de test et formes d'ondes associées

Lors de l'ouverture du montage de test, on active d'abord l'ordre de commande du MCT ( $K_p$ ), puis celui de l'auxiliaire ( $K_A$ ) par l'intermédiaire d'un monostable, afin d'appliquer un signal d'ouverture retardé de  $\Delta t$  à la grille de l'interrupteur auxiliaire. Ceci permet de couper le courant en cas de défaillance de  $K_p$  et d'éventuellement le sauver. Le composant série  $K_A$  doit être rapide à l'ouverture, alors que  $\Delta t$  doit être faible pour protéger efficacement le composant du test. Afin d'étudier l'ouverture des MCTs, en pouvoir de coupure et en aire de sécurité, il est indispensable de réaliser un montage permettant de créer les différentes situations d'ouverture (en courant et en tension). Le test du pouvoir de coupure doit être effectué sous des tensions très faibles ( $E$ ) avec des densités de courant élevées, tandis que l'aire de sécurité s'effectue sous tensions élevées, mais à faibles densités de courant. Notre circuit de test permet de réaliser facilement ces conditions, car nous disposons de trois paramètres réglables qui sont : le temps de conduction  $T_c$ , la charge  $L$  et la tension appliquée  $E$ . Le schéma global du circuit utilisé pour le test "non destructif" du MCT ainsi que le principe de fonctionnement sont présentées sur la figure 4.1 [45], [46].

## 4.2 Pouvoir de coupure

### 4.2.1. Paramètres internes (structurels et physiques)

Pour ouvrir le MCT, il convient de court-circuiter les régions d'anode et de base. C'est le MOS canal N, qui joue ce rôle de court circuit. Le schéma de la fig.4.2 représente les lignes de courant à l'ouverture du dispositif, ainsi les électrons issus de la région du cathode choisissent le chemin indiqué par les flèches. L'ouverture n'est possible, que si la somme des tensions (canal, base) est inférieure à la tension de barrière de la jonction  $P_C^+N^+$ . Pour un courant d'anode  $I_A$ , la tension aux bornes de la jonction  $P_C^+N^+$  est égale à:

$$\Phi_{P^+N} = \alpha_p I_A (R_N + R_{MOS})$$

où  $\alpha_p$  représente le gain du transistor bipolaire  $P_C^+N^+P^-$ .  $R_N$  est la résistance liée à la zone N de la base et  $R_{MOS}$  la résistance du canal MOS. Le courant maximal d'anode interruptible  $I_{MAX}$  vaut alors:

$$I_{MAX} = \frac{\Phi_{P^+N}}{\alpha_p (R_{MOS} + R_N)}$$

avec

$$\Phi_{P^+N} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2},$$

Nous prenons le cas le plus difficile, C'est à dire que le courant  $I_A$  passe totalement à travers le canal "N" d'ouverture, autrement dit quand le gain du transistor bipolaire PNP vaut l'unité. Dans ce cas et pour que l'injection des trous s'arrête, nous devons avoir :

$$(R_{MOS} + R_N)I_{MOS} < \Phi_{P^+N^+}, \quad I_{MAX} = \frac{\Phi_{P^+N^+}}{R_{MOS} + R_N}$$

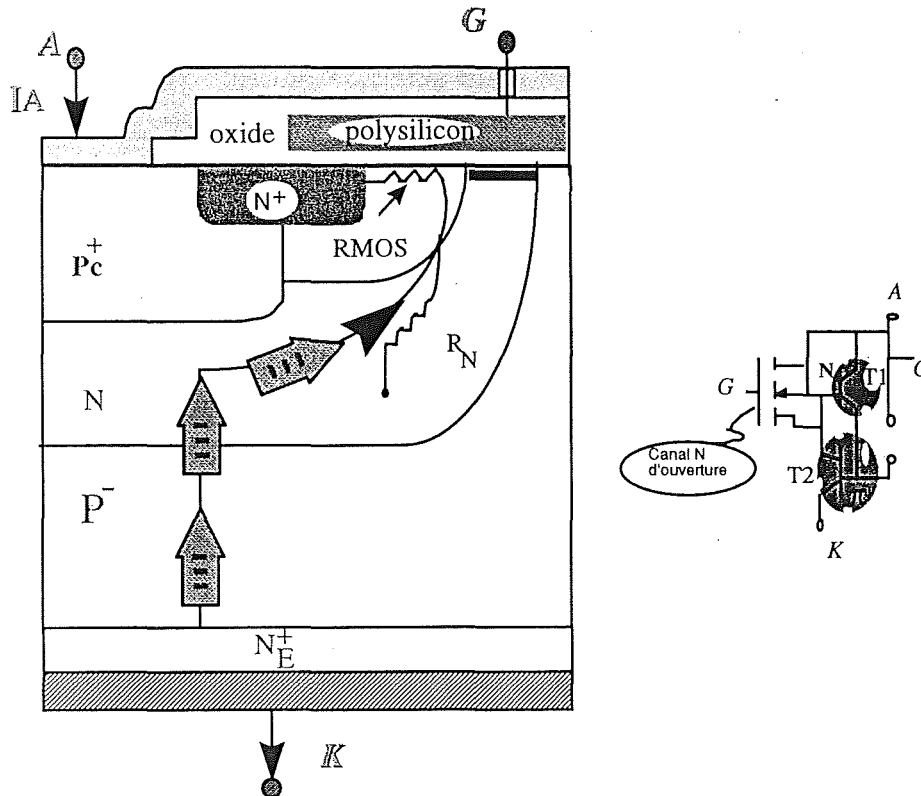


Fig.4.2: Représentation schématique des lignes de trous et d'électrons à l'ouverture

Pour augmenter le courant interruptible  $I_{MAX}$  il est nécessaire d'un point de vue technologique, de minimiser les résistances  $R_{MOS}$  et  $R_N$  toute en augmentant proportionnellement le potentiel de barrière de la jonction.

- $R_N$  ne peut être diminuée, par l'augmentation de la concentration de la région N, car cela se traduit par l'augmentation de la tension du seuil au niveau du canal de fermeture. Rappelons, que cette tension est donnée en fonction de la concentration  $N_{base}$  par la formule suivante:

$$V_T = 2\Phi_{F_i} + \frac{1}{C_i} \left[ 4 e N_{base} \epsilon_s \Phi_{F_i} \right]^{1/2}$$

Pour repousser cette limite et optimiser la région N, une technique avancée permet une conception de la région N, à deux niveaux de dopage; l'un élevé sous l'anode, l'autre plus

faible autour du canal de MOS. Cette nouvelle technologie de conception consiste à réaliser une couche enterrée de faible résistivité dans le caisson N sous la région de canal .

• L'efficacité de canal MOS d'ouverture, c'est à dire sa faible résistance  $R_{MOS}$  est le challenge le plus important. La diminution de cette résistance est liée à l'augmentation du rapport  $Z/L$ , largeur sur longueur du canal.

$$R_{MOS} = \frac{2 d_{ox}}{\epsilon_{ox} \mu_{sn} (|V_{GA}^+| - V_{thn})} \cdot \left( \frac{L}{Z} \right)$$

Les technologies MOS, de plus en plus fines, vont dans ce sens et fort heureusement, en permettant une diminution des longueurs des canaux, tandis que le nombre des cellules peut être augmenté, ainsi que la largeur totale du canal MOS, est de très faible résistance pour optimiser le pouvoir de coupure du MCT. Comme dans le cas des VDMOS de puissance la géométrie multicellulaire est très bien adaptée. Des travaux de simulation bidimensionnels ont été effectués dans l'objectif d'optimiser la technologie et la géométrie des cellules. Les résultats de ces travaux ont montré que:

- La densité du courant ouvrable augmente d'un rapport de 3, si la taille des cellules passe de 30 à 15 mm (Fig.4a).
- Les cellules carrés présentent une performance meilleure à celle des bandes parallèles.

La figure 4.3 résume les pouvoirs de coupure d'une cellule élémentaire (Fig.4.3a) et d'un arrangement de plusieurs cellules (Fig.4.3b). Les densités du courant deviennent moins importants, quand on augmente le nombre de cellules. Cela est dû à la non uniformité du courant dans le réseau multicellulaire. Les densités du courant peuvent atteindre les 8000  $A/cm^2$  dans le cas d'une cellule. Pour la même tension de commande, par exemple pour 4 Volts (Fig.4.3), le pouvoir de coupure passe de 400  $A/cm^2$  dans le cas d'une cellule élémentaire, à 55  $A/cm^2$  pour l'ensemble des cellules et cela pour une taille de 30mm. Le MCT comme les GTO présente donc des phénomènes bidimensionnels [47]. [48], [5], [63].

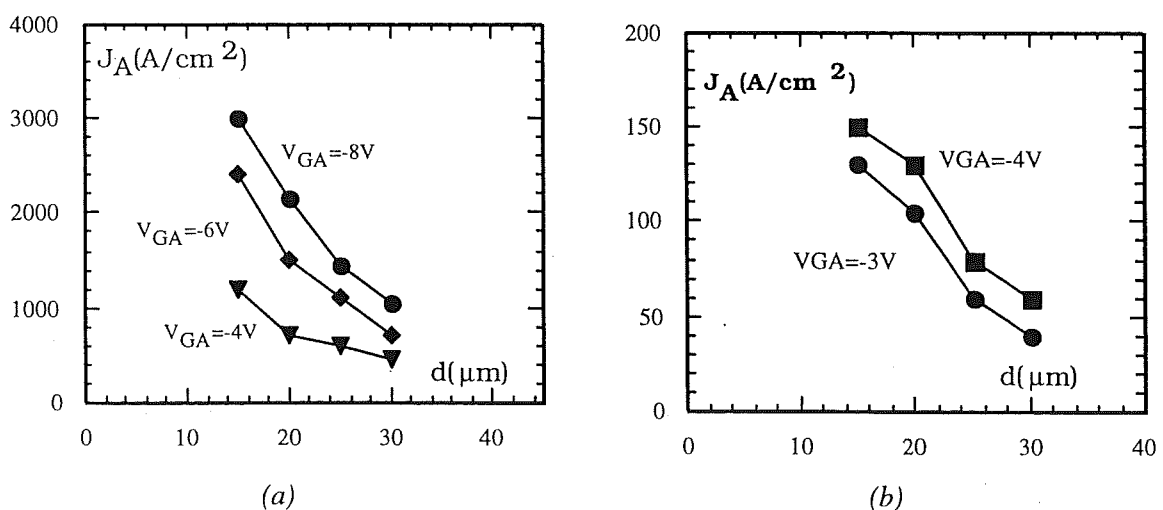


Fig.4.3: Pouvoir de coupure des cellules à l'ouverture du MCT, (a) cellule élémentaire (b) multicellules

Le courant se localise en majorité dans les cellules centrales et génère donc un échauffement localisé dans cette région. Plusieurs travaux effectués par simulation numérique bidimensionnelle et sur des conceptions technologiques de différentes structures, permettent de donner de meilleures solutions à la géométrie des cellules. L'un de ces travaux montre que, pour une géométrie donnée, le rapport du courant interruptible de N cellules sur celui d'une seule cellule, est équivalent au rapport du nombre de cellules périphériques sur le nombre de cellules présentées dans le caisson.

#### 4.2.2. Paramètres externes

Nous avons vu, dans le paragraphe précédent, l'importance des paramètres internes (technologiques et physiques) dans l'amélioration du pouvoir de coupure du MCT. Ces paramètres ne sont pas les seuls à intervenir car les paramètres externes (niveau du signal de commande, le temps de sa transition et la température de jonction) ont aussi un rôle très influant sur l'ouverture.

##### 4.2.2.1 Niveau de la tension de commande

Le courant maximal interruptible se réduit avec la diminution du niveau du signal positif  $V_{GA}^+$ , comme le montre la Fig.4.4. Pour un niveau de tension de la grille de 18 Volts et pour une température de jonction maximale de  $150^{\circ}\text{C}$ , le MCT75P60E1 peut couper un courant de 120A [16]. Par contre à une tension  $V_{GA}^+ = 7\text{V}$  ce dernier ne peut couper que 60A. En effet les tensions  $V_{GA}^+$  plus élevées permettent de diminuer considérablement la résistance du canal. Dans la Fig.4.4, la courbe continue est proposée par le constructeur qui tient en compte des imperfections au niveau de la commande et des marges de sécurité. Il est évident que si le niveau de la commande est insuffisant ( $< 3\text{V}$ ), le pouvoir de coupure se dégrade complètement. La perte du pouvoir de coupure peut être destructif aussi bien pour le composant que pour le convertisseur de puissance [19].

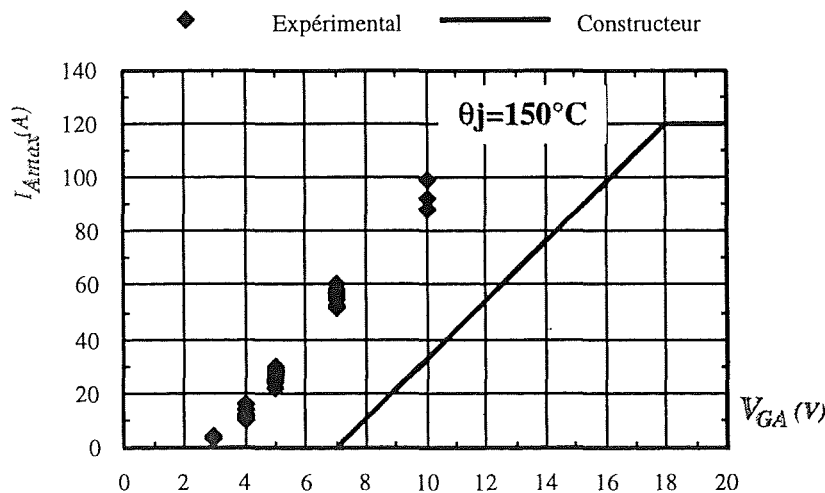


Fig.4.4: Influence du niveau de la tension de commande sur le pouvoir de coupure  $I_{OFF}$

Le pouvoir de coupure d'un MCT-P 35A/600V, testé expérimentalement, montre qu'il peut commuter facilement un courant de 20A avec de faibles niveaux de commande d'environ 4 Volts (Fig.4.5a). Ce composant présente un échec total à l'ouverture. Si le niveau de commande est inférieur à 4 V Fig.4.5b [45].

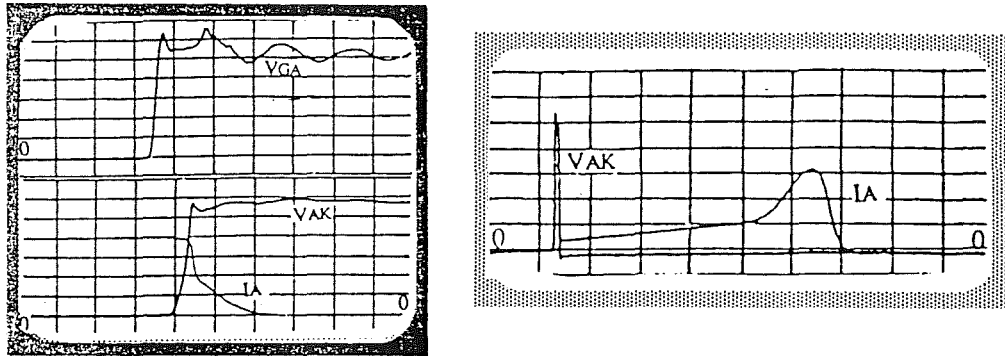


Fig.4.5: pouvoir de coupure en fonction du niveau  $V_{GA}$ , (a) niveau suffisant (b) niveau insuffisant  
 Ech:  $V_{GA}$ :5V/div, (a)  $I_A$ : 5A/div, (b)  $I_A$ :50A/div,  $V_{AK}$ : 20V/div

#### 4.2.2.2 Temps de transition de la commande

Le MCT nécessite une commande très rapide à l'ouverture. Les résultats expérimentaux du HARRIS Fig.4.6 montrent, que si l'on augmente le temps de transition du signal de blocage (diminution de la vitesse de transition  $dV_{GA}/dt$ ), le courant maximum interruptible devient moins important. En effet, si la transition est trop lente, on a une redistribution de courant entre les cellules lors de l'ouverture. Les cellules centrales se trouvent avec des densités plus importantes par rapport aux cellules périphériques. La Fig.4.7 présente un essai expérimental, attestant la conséquence de la transition sur le pouvoir de coupure. Cet essai a été effectué sur un MCT-P 35A/600V ( TO-218)

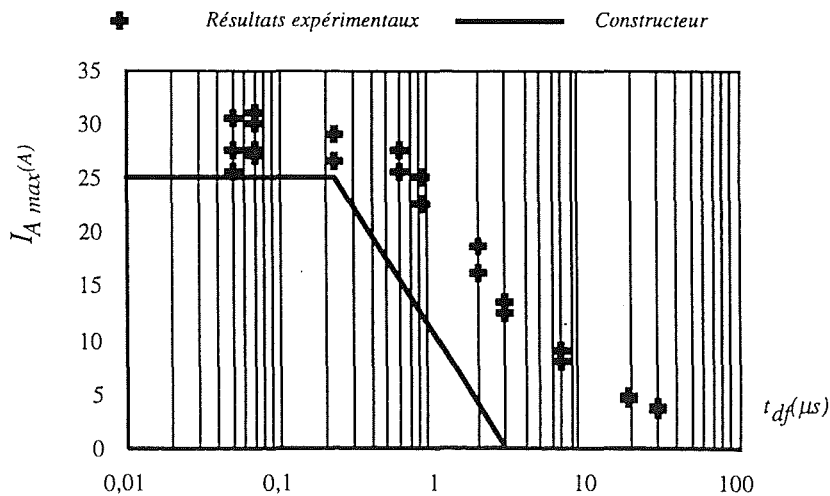


Fig.4.6: Influence du temps de transition de la commande sur le pouvoir de coupure du MCT 600V/75A  $V_{GA}$ : 5 Volts,  $\theta_j=150^\circ C$ , MCT 600V/75A

Nous pouvons observer (Fig.4.7a), que la montée rapide de la tension de commande ( inférieure à 200 ns) permet de réussir facilement la commutation. Par contre, lorsque la transition devient lente (supérieure à 7  $\mu$ s), le MCT ne peut plus commuter (Fig.4.7b).

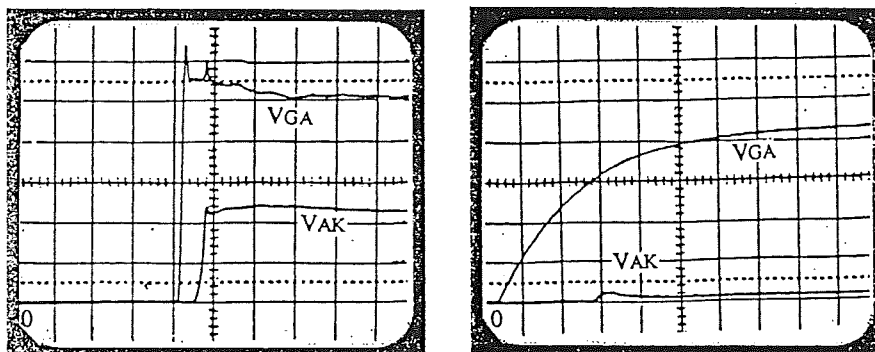
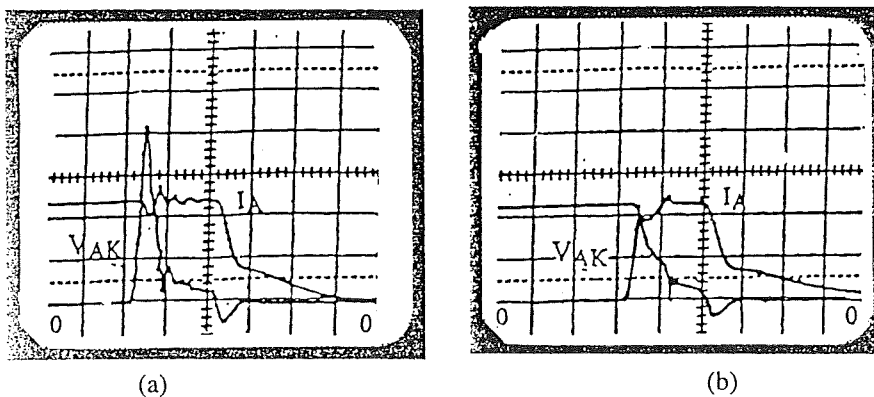


Fig. 4.7: (a)-ouverture normale par une commande rapide (b) problème à l'ouverture dû à une commande lente  
 Ech:  $V_{AK}$ :50V/div,  $V_{GA}$ :5V/div,  $t$ :1 $\mu$ s/div

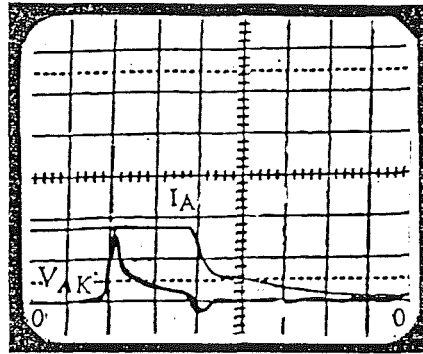
#### 4.2.2.3 Température de jonction $\theta_j$

L'élévation de  $\theta_j$  entraîne non seulement la diminution de la tension de barrière  $\Phi_{P+N}$  mais également l'augmentation de la résistance de canal MOS. Par conséquent, on doit s'attendre à une diminution du pouvoir de coupure avec la température.

La fig.4.8 illustre cet effet de température lors des tests du pouvoir de coupure. On remarque que le pouvoir de coupure du MCT75P60E1 passe de 230A pour 25°C à 190A pour 130°C. Les courants maximum coupés par le composant MCT75A/600V, obtenus par le circuit de test, sont représentés dans la Fig.4.9. en fonction de la température de jonction  $\theta_j$  et du niveau de la commande à l'ouverture  $V_{GA}^+$ . Cette courbe est essentielle pour le dimensionnement des circuits de protection, ainsi que pour l'introduction du coefficient de surdimensionnement du composant [45], [49].







(c)

Fig.4.8: Effet de la température sur le pouvoir de coupure (a)  $\theta_j=25^\circ\text{C}$ , (b)  $\theta_j=75^\circ\text{C}$  (c)  $\theta_j=130^\circ\text{C}$   
 $V_{GA}=15\text{V}$ ,  $t_{tr}=200\text{ns}$ ,  $E=120\text{V}$   
 Ech:  $V_{AK}$ : 50V/div,  $I_A$ : 100A/div,  $t$ : 2  $\mu\text{s}/\text{div}$

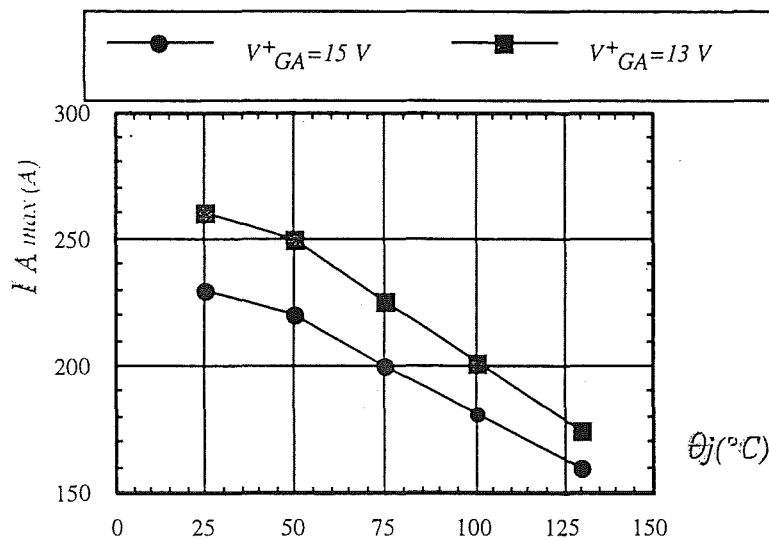


Fig. 4.9: Le pouvoir de coupure maximal  $I_A$  du MCT75A/600V en f( $\theta_j$ ,  $V_{GA}$ )

### 4.3 Commande optimisée

Afin d'augmenter les courants interruptibles  $I_{MAX}$  par des moyens externes, on doit réaliser des signaux de commandes rapides (forts  $dV_{GA}/dt$ ) avec des niveaux de tension importants.

- Pour obtenir un signal de commande rapide, il faut non seulement un signal d'entrée aussi rapide que possible mais aussi un câblage  $L_G$  court et une résistance de grille  $R_G$  faible. La diminution de  $R_G$  revient à minimiser la constante du temps  $t = R_G C$  au niveau de la tension

de grille  $V_{GA}$ . En effet, la réponse du signal de grille  $V_{GA} = V_{GG}(1 - e^{-\frac{t}{R_G C}})$  peut être obtenir à partir d'un circuit simple (Fig.4.10), en supposant que le signal d'entrée  $V_{GG}$  est parfait, c'est à dire sans temps de délais. La réponse du signal  $V_{GA}$  atteint le régime établi au bout de

$3R_G C_e$ . Il va de soi, que si l'on minimise la résistance de grille  $R_G$ , on atteint plus rapidement le régime établi. La diminution excessive de  $R_G$  entraîne de forts courants dans la grille.

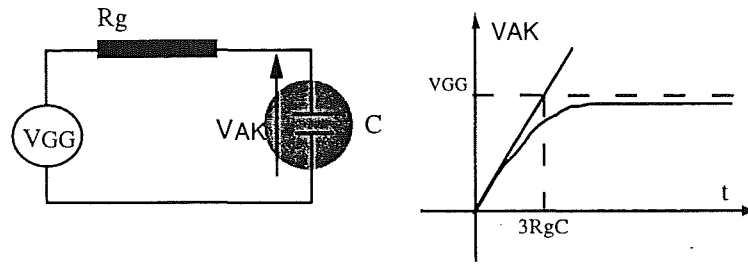


Fig.4.10: Réponse de la grille

Des niveaux de tension plus importants (20 à 25) V appliqués sur la grille lors de l'ouverture pendant une faible durée de  $1,5\mu s$ , augmentent le pouvoir de coupure par la réduction de la résistance du canal d'ouverture. Pour ne pas endommager la grille, il est conseillé de diminuer le niveau de la tension de grille à des valeurs plus faibles après la durée  $1,5\mu s$ . Cela permet de limiter les contraintes sur la grille et de diminuer les courants de fuite à l'état bloqué. L'allure de la commande conseillée, pour le MCT face au problème de l'ouverture, est donnée par la forme d'onde ci dessous (Fig.4.11) [51], [52], [53].

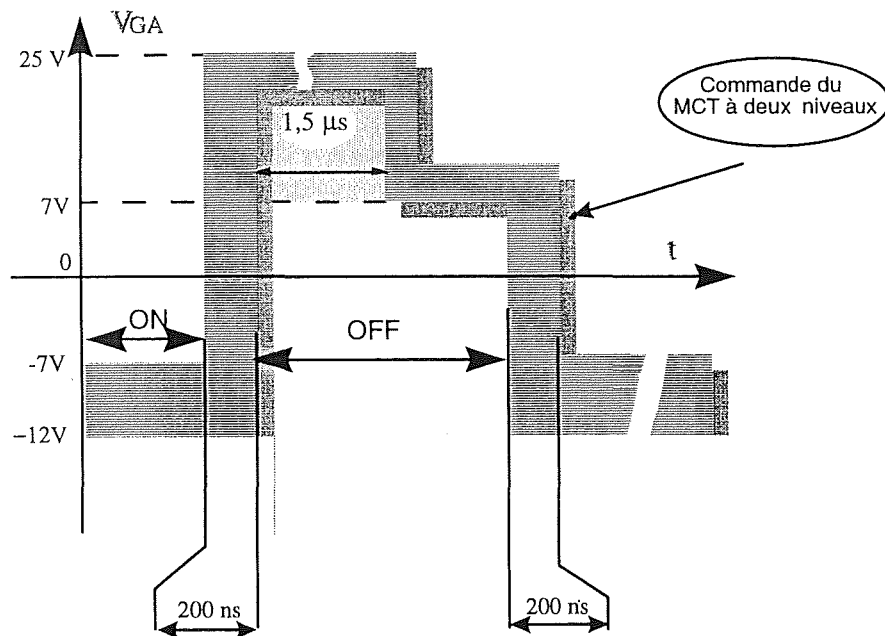


Fig.4.11: commande optimisée du MCT pour un meilleur pouvoir de coupure

#### 4.4 Aire de sécurité

Le MCT présente une aire de sécurité à l'ouverture (RBSOA) restreinte, ce qui nécessite en général un circuit d'aide du type RC ou RCD, pour ne pas détruire le composant. Cet inconvénient du MCT, par rapport aux IGBTs et aux MOS, demande des précautions particulières, lors de son utilisation, de sa mise en série et de sa mise en parallèle. L'origine physique de la restriction en aire de sécurité est complexe, mais si l'on considère que le phénomène d'avalanche est la seule cause, l'analyse peut être ainsi simplifiée.

##### 4.4.1 Phénomène d'avalanche

Lors de la commutation à l'ouverture sous la charge inductive, la tension est réappliquée aux bornes du dispositif dès le blocage du PNP. Ainsi une zone déserte se développe dans la base P<sup>-</sup> et le champ électrique s'y installe (Fig.4.12).

Nous supposons que le courant d'anode est égal à celui d'électrons (canal) et que le courant de trous est complètement négligeable. La concentration des charges fixes négatives de la zone P<sup>-</sup> désertée s'ajoute à celle des électrons mobiles venant du côté cathode. Dans ce cas, le courant est essentiellement électronique et sa densité s'écrit:  $J_A = J_n = qnV_{ns}$ , avec  $V_{ns}$ : vitesse de saturation des électrons et  $n$ : électrons mobiles traversant la zone déserte. L'équation de Poisson dans cette zone est :

$$\frac{dE}{dx} = -\frac{q}{\epsilon_{si}} \left( N_A + \frac{J_n}{qV_{ns}} \right)$$

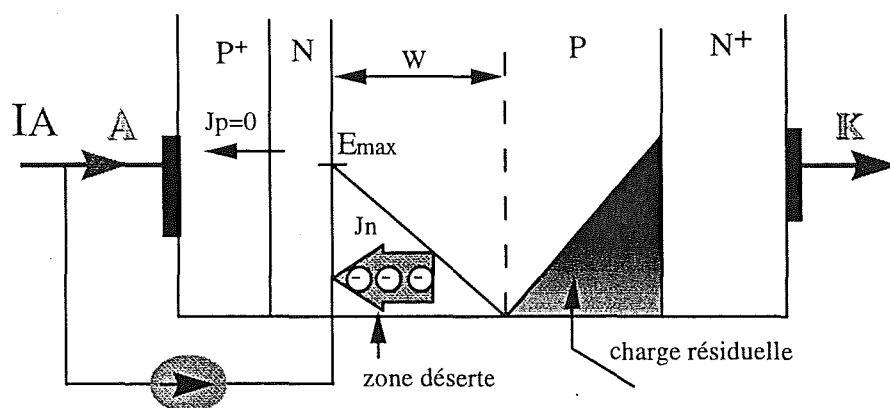


Fig. 4.12: avalanche du MCT

Si la densité de courant devient importante et dépasse la valeur critique  $J_0$ , correspondant à la valeur typique  $J_0 = qN_A V_{ns}$ , la quantité de charges véhiculées par les électrons mobiles ne

peut plus être négligée. Le gradient du champ électrique augmente en fonction de la densité de courant  $I_A$ . En adoptant une fonction linéaire de champ, on peut écrire ainsi avec  $E_{\max} = \frac{2V_{AK}}{W}$ . Pour le cas du MCT-P 600V/75A qui a une concentration  $N_A$  égale à  $2,6 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ , on trouve un champ critique  $E_{\max} \leq 2,2 \cdot 10^5 \text{ V/cm}$  et une vitesse de saturation  $v_{ns}$  égale à  $10^7 \text{ cm/sec}$  Fig.4.13. La densité de courant  $J_0$  est donc égale à  $400 \text{ A/cm}^2$ . L'accroissement de la densité du courant au delà de  $J_0$ , augmente la valeur maximale du champ électrique  $E_{\max}$  à l'interface  $NP^-$ . La tension maximale que l'on peut appliquer en fonction de la densité de courant  $J_A$  est donnée par [53] :

$$V_{AK} \leq \frac{\epsilon_{si} E_{\max}}{2} \left[ \frac{1}{qN_A + \frac{J_A}{V_{ns}}} \right]$$

$E_{\max}$  est le champ critique d'avalanche, qui est fonction du dopage  $N_A$ .

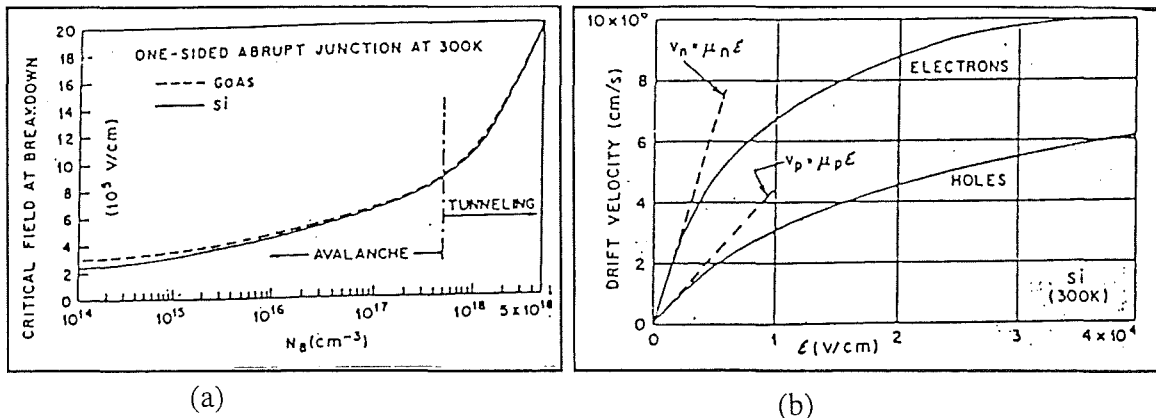


Fig.4.13: (a) le champs critique d'avalanche en fonction du dopage de Si  
(b) vitesse de saturation en fonction du champs électrique dans le Si

Comme nous le savons, le MCT est constitué de dizaines de milliers de cellules en parallèle. Par conséquent les densités du courant ne sont évidemment pas les mêmes dans toutes les cellules, à cause de l'effet bidimensionnel. Pour représenter cet effet, nous introduisons un facteur  $N$  ( $N > 1$ ), qui donne le rapport entre la densité maximale des cellules et la densité dans le cas d'une distribution uniforme. On peut donc écrire:

$$V_{AK} \leq \frac{\epsilon_{si} E_{\max}}{2} \left[ \frac{1}{qN_A + \frac{N J_A}{V_{ns}}} \right]$$

La figure 4.14 illustre l'aire de sécurité déduite de l'équation précédente pour le MCT 600V/75A et différentes valeurs de facteur "N". Nous pouvons ainsi noter que l'aire de sécurité devient de plus en plus restreinte en fonction du facteur "N" qui représente la non-

uniformité des densités du courant dans les cellules en parallèle. Nous pouvons aussi constater, que la tension maximale que peut supporter le MCT diminue en fonction de la densité de courant et les courbes convergent vers la tension maximale au faibles courants. L'aire de sécurité expérimentale du MCT600/75A donnée par HARRIS est illustré dans la (Fig.4.15). Nous pouvons constater, que la densité du courant est limitée à 200 A/cm<sup>2</sup>, pour une tension inférieure à 300Volts. Jusqu'à ces valeurs la limitation est liée au pouvoir de coupure. Pour une tension supérieure à 300Volts la limite de l'aire de sécurité est imposée par le phénomène d'avalanche. Sur la figure 4.15, nous avons reporté les points calculés selon l'équation précédente pour une valeur N=2, qui donne présente une allure proche de celle de l'expérimentation [45].

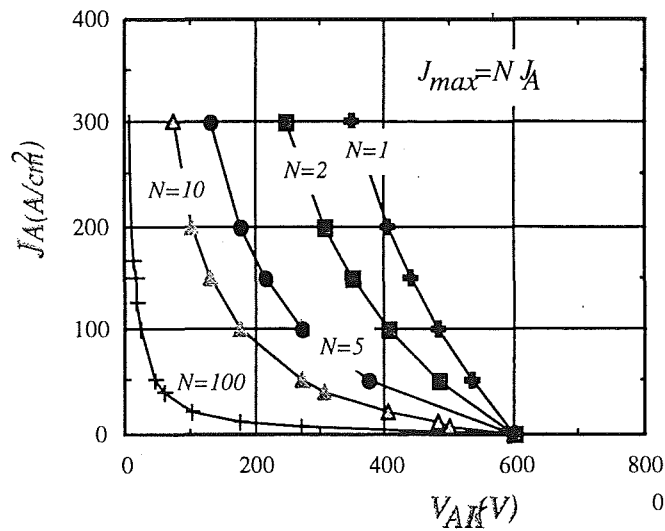


Fig.4.14: L'aire de sécurité du MCT600V/75A en fonction du facteur de non-uniformité de courant

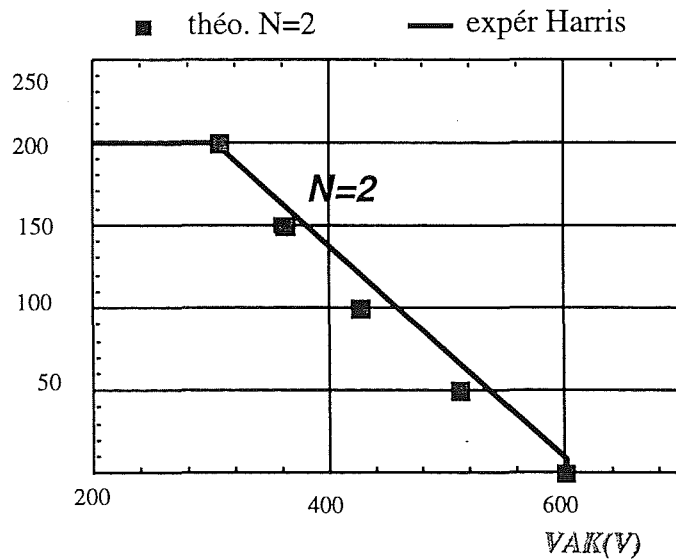


Fig. 4.15: Aire de sécurité RBSOA du MCT600V/75A (expérimentale et estimée pour N=2)

Nous avons testé avec notre circuit, l'aire de sécurité du MCT600V/75A (Fig 4.16a). Le MCT a été détruit à  $V_{AK} = 440\text{Volts}$  et à  $J_A=150 \text{ A/cm}^2$  (Fig.4.16b). Il s'avère, que le montage n'est pas assez rapide pour être un test non destructif en aire de sécurité.

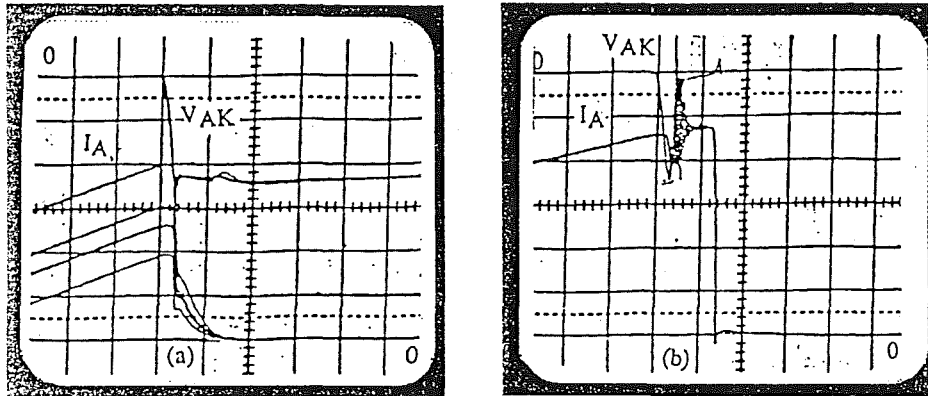


Fig. 4.16 (a) commutation normale pour plusieurs courants  $I_A$  (b)  $I_A$  et  $V_{AK}$  lors de la destruction  
 Ech:  $V_{AK}$ : 200V/div,  $I_A$ : 20A/div,  $t$ : : 2 $\mu$ s/div.

#### 4.4.2 Circuits d'aide

L'aire de sécurité restreinte du MCT impose l'utilisation des circuits d'aide à l'ouverture, qui permettent de réduire non seulement les contraintes en tension, en fonction du courant mais aussi les pertes de commutation. On peut envisager deux types de circuit d'aide: circuit passif classique (Fig. 4.17a) "C" ou "RCD" et circuit actif (Fig. 4.17b). Le circuit actif est réalisé en exploitant l'aire de surcharge ( $I_{sur}>4I_n$ ) quasi-rectangulaire des MOS ou des IGBT. Le dimensionnement de "C" et celui du composant actif dépendent du courant et de la tension de commutation du MCT.

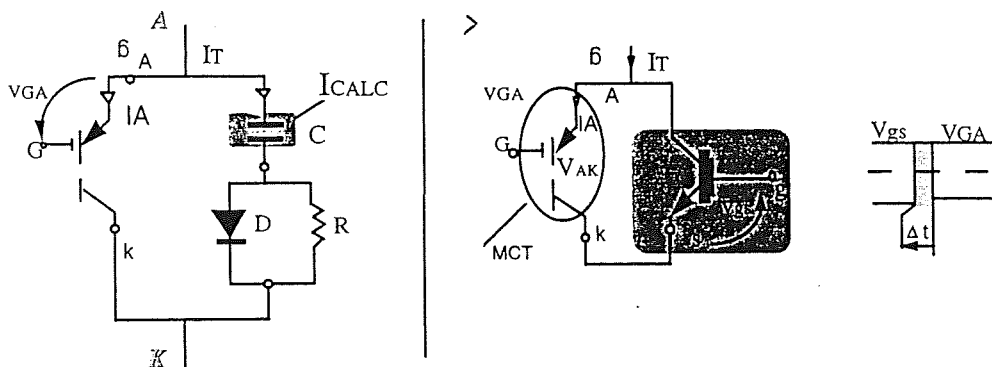


Fig.4.17 Circuits d'aide à l'ouverture  
 (a) passif (b) actif

### *6.5 Conclusion*

Dans ce chapitre, nous avons présenté une analyse du pouvoir de coupure et de l'aire de sécurité à l'ouverture pour le MCT. Un montage électrique "non-destructif", nous a permis l'étude expérimentale avec plus ou moins de succès. Nous avons étudié l'influence des paramètres internes (technologiques et physiques), ainsi que celle des paramètres externes (commande et température de jonction) sur le courant maximum interruptible. Il en ressort, que le pouvoir de coupure dépend principalement des progrès technologiques, mais que l'on peut l'améliorer par l'utilisation d'une commande rapide à deux niveaux de tension.

L'aire de sécurité du MCT est assez restreinte en comparaison avec les MOS et les IGBTs. L'utilisation des circuits d'aide passif ou actif permettent de réduire les contraintes en tension, en fonction du courant lors de la commutation.

## PARTIE II

### Associations *séries* et parallèles

*Chapitre n°5* : Mise en série des MCTs

*Chapitre n°6* : Mise en parallèle des MCTs







*Chapitre 5*





chapitre n° 5

Mise en série des MCTs

L'association de "N" MCT's en série, est une opération intéressante, vu les avantages que possède ce nouveau composant: faible tension à l'état passant, forte capacité en densité de courant, vitesses élevées en  $dI/dt$  et en  $dV/dt$ , commande facile... . Malheureusement, l'intérêt de cette opération reste limité par son aire de sécurité restreinte (RBSOA). Par exemple, en supposant que nous ayons une répartition parfaite de tension, la tenue en tension du dispositif série de "N" MCTs 600 V/75A serait limitée à "400 N" volts au courant nominal 75 A, soit une exploitation de seulement 67% de la tension maximale "600 N" (Fig.5.1). L'usage à des tensions supérieures du dispositif série nécessite des circuits d'aides externes (zone II). Ce chapitre fait le point sur l'ensemble des problèmes posés lors de la mise en série des MCTs. Cette étude permettra de dégager les possibilités, ainsi que les limites de ce type d'association en vue de réaliser des commutateurs hautes tensions à MCT. Dans un premier temps, nous étudierons les paramètres intervenant dans la répartition des tensions en statique, dispersion des courants de fuite  $I_{fi}$  et températures de jonction  $\theta_j$ . En dynamique, les dispersions temporelles, les vitesses  $dI/dt$  et  $dV/dt$ , la température de jonction et le câblage. Ensuite, nous examinerons des solutions envisageables permettant d'assurer l'équilibre des tensions [54], [55].

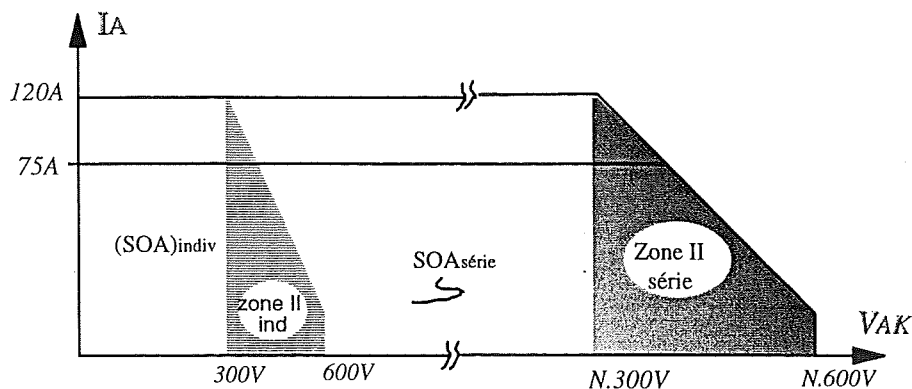


Fig.5.1 : L'aire de sécurité du dispositif série des MCT 600V/75A.

5.1 Circuit de test.

La maquette réalisée, du type monocoup ( Fig 5.2a ), utilise des MCT's 600 V et 1000 V, première génération de chez HARRIS. Elle permet d'étudier facilement les problèmes posés lors de la mise en série. La maquette est composée de trois parties principales:

- Commande éloignée, permettant de régler les décalages temporaires des signaux de commande de chaque MCT, d'où la possibilité de compenser les écarts dus aux composants ou de les augmenter volontairement. Les ordres de commande sont générés en mode monocoup et sont ajustables de façon indépendante au niveau de ses fronts montants et descendants.
- Carte rapprochée du type synchrone avec des alimentations isolées pour chaque MCT.
- Dispositif série en commutation dure et en mode monocoup.

Le principe de fonctionnement du circuit et les conditions imposées au dispositif série par la commande sont déjà décrits ( Fig 5.2b) pour la commutation dure [56].

Afin d'éviter les perturbations dues aux variations de vitesses  $dV_{AK}/dt$ , les mesures de tensions sont effectuées par rapport au "+" de l'alimentation. En ce qui concerne les tensions individuelles  $V_{AK1}$ ,  $V_{AK2}$ ,  $V_{AK3}$ , elles sont obtenues par soustraction des valeurs mesurées  $V_{AK1}$ ,  $V_{AK1}+V_{AK2}$ ,  $V_{AK1}+V_{AK2}+V_{AK3}$  (Fig.5.2c).

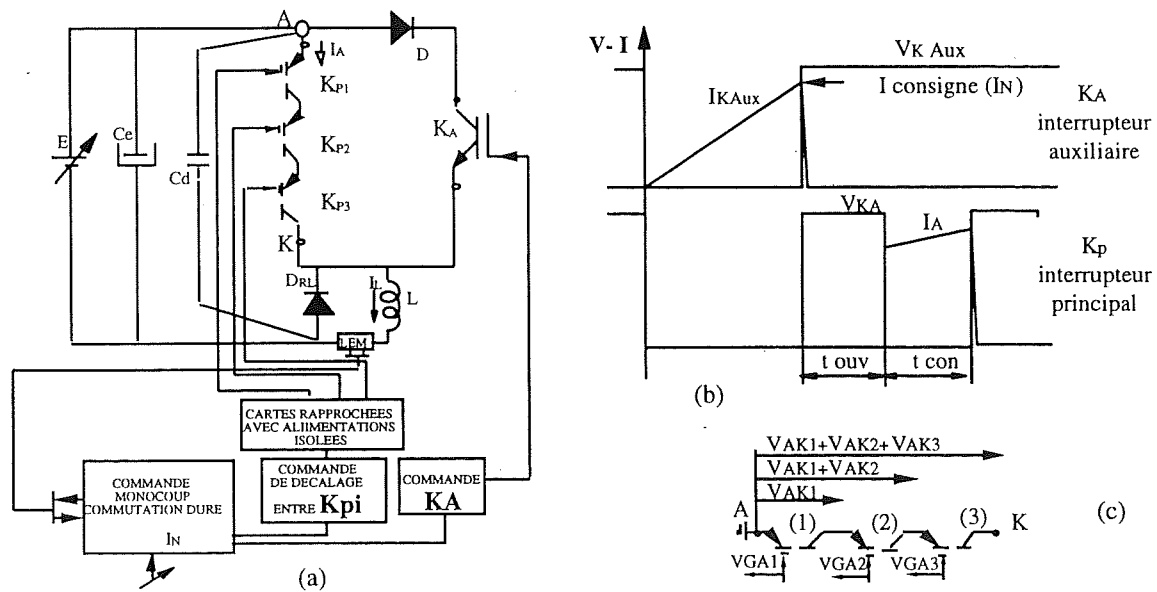


Fig.5.2 : (a) Circuit de test pour mise en série, (b) Principe de fonctionnement, (c) Mesure des tensions

## 5.2 Répartition de tension en statique

### 5.2.1 Influence du courant de fuite

Lors de la mise en série de "N" MCTs, le composant possédant le plus faible courant de fuite  $I_{f_{min}}$  sur l'ensemble des courants de fuite individuels, impose aux autres son courant de fuite, d'où le courant de fuite du dispositif série  $I_{Af} = [I_{A1f}, \dots, I_{Anf}] = I_{Af_{min}}$ . La tension totale est la somme des tensions individuelles  $V_{AKi} : V_{AK} = \sum_{i=1}^{i=n} V_{AKi} = E$ . Le paramètre clé

dans la répartition des tensions en statique est la dispersion des courants de fuite individuels  $I_{fi}$ . Cette dispersion se traduit, par des déséquilibres au niveau des tensions statiques  $V_{AKi}$ . La répartition des tensions est telle que, le composant le moins fuyant supporte la plus grande partie de la tension appliquée E. La fig.5.3 schématise les caractéristiques  $I_{fi} = f(V_{AK})$  de "N" MCTs, ainsi que les répartitions de tension pour deux niveaux de courant de fuite.

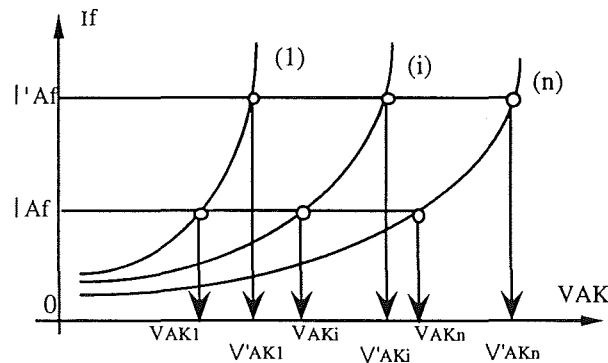


Fig.5.3 : Répartition de tension en fonction des courants de fuites

Les fig.5.4a et 5.4b montrent successivement les caractéristiques expérimentales  $I_{fi} = f(V_{AKi})$  individuelles ainsi que la répartition de tension obtenue lors de la mise en série de trois MCTs 600V/75A, avec une tension externe E égale à 600 V. On observe une surcharge du MCT N°3, qui manifeste un courant de fuite faible par rapport aux composants N°1 et N°2.

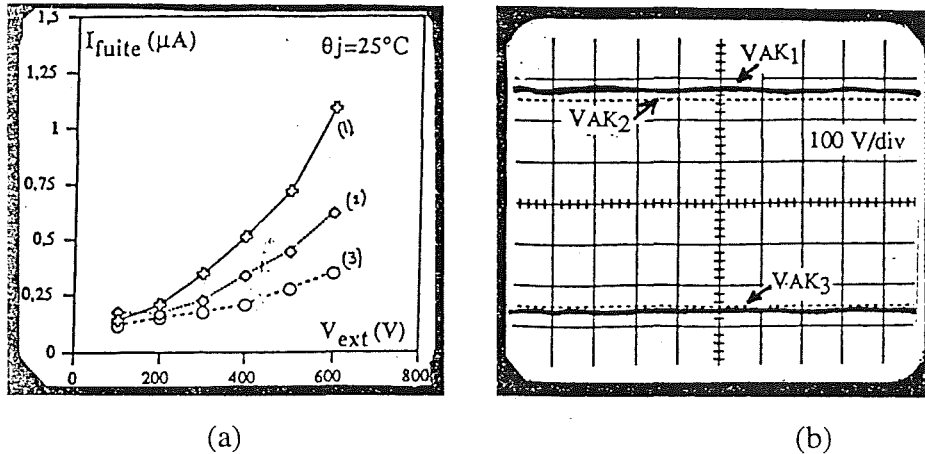


Fig.5.4 : (a) Courants de fuite individuels, (b) Répartition des tensions correspondantes

### 5.2.2 Influence de la température

Les origines de la dispersion en température de jonction entre les différents MCTs mis en série soient nombreuses. Nous pouvons les classer en deux catégories:

- Origines liées à l'environnement : dispersion des pertes et des résistances thermiques  $R_{thi}$ ...
- Origine liées au déséquilibre de tension  $\Delta V_{AK}$ .

Nous n'analyserons ici que la deuxième. La dispersion maximale en température entre le composant le plus chargé et le moins chargé en tension est donnée par les expressions suivantes :

$$\Delta\theta_{j \max} = \Delta V_{AK \max} I_{f \min} R_{thi}$$

avec 
$$V_{AKi \max} - V_{AKi \min} = \Delta V_{AK \max}.$$

En supposant que les résistances thermiques soient identiques pour tous les MCTs, le déséquilibre thermique  $\Delta\theta_{j \max}$  serait proportionnel au déséquilibre en tension  $\Delta V_{AK \max}$ . Le meilleur sur le plan statique est le composant le plus surchargé, il aura la température la plus élevée. Ce qui fait croître son courant de fuite et diminue ainsi la dispersion des courants de fuite entre les composants, d'où un meilleur équilibre de tension. Cependant, dans la pratique, l'élévation de la température  $\Delta\theta_{j \max}$ , due au déséquilibre  $\Delta V_{AK \max}$ , est dérisoire, par exemple  $\Delta V_{AK \max} = 600V$ ,  $I_{f \min} = 1mA$ ,  $R_{thi} = 1 \frac{^\circ C}{W}$ ,  $\Delta\theta_{j \max} = 0,6^\circ C$ . Dans ce cas,

l'influence de la température sur la répartition de tension en statique, résulte essentiellement des origines de la première catégorie.

Le courant de fuite dépend fortement de la température. Une élévation, de quelques dizaines de °C, entraîne une augmentation exponentielle du courant de fuite. Par conséquent, il est crucial de minimiser la dispersion en température de jonction entre les composants mis en série.

La Fig.5.5 illustre la variation du courant de fuite en fonction de  $V_{AK}$  pour deux températures de jonction  $\theta_j = 25^\circ\text{C}$ ,  $\theta_j = 50^\circ\text{C}$ . Ce composant peut supporter 600 V à  $25^\circ\text{C}$ , mais il ne peut supporter que 40 V à  $50^\circ\text{C}$ , pour un courant de fuite de  $1,5 \mu\text{A}$  dans le dispositif série.

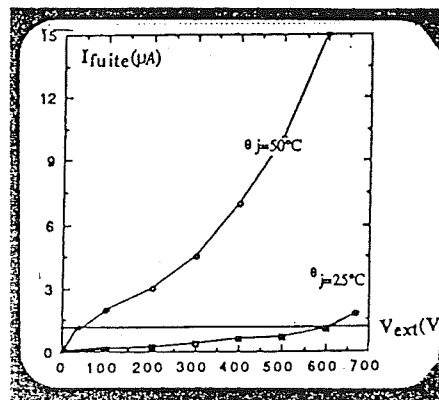


Fig.5.5 : Influence de la température sur le courant de fuite

### 5.2.3 Solutions d'équilibrage à l'état bloqué.

Deux méthodes d'équilibrage ont été proposées. La première consiste à placer des résistances en parallèle avec chaque MCT, car à l'état bloqué, tous les composants doivent avoir des courants de fuite identiques et donc des impédances identiques, pour obtenir une bonne répartition de la tension. Par conséquent, la valeur des résistances doit être choisie de façon à ce que le courant de fuite  $\frac{E}{N \cdot R}$  soit supérieur à  $I_{fi}$  max individuel ( $i=1, \dots, n$ ). On obtient ainsi un équilibrage quasi parfait, au prix d'une dissipation d'énergie dans les résistances. La fig.5.6a illustre le cas où nous utilisons une résistance  $R=150 \text{ k}\Omega$  correspondant au courant de fuite de 3 mA sous 400 V [57], [54].

La seconde méthode consiste à exploiter l'effet de l'augmentation rapide du courant de fuite dans les composants de puissance, quand leur tension s'approche de la tension d'avalanche. En effet, on dispose d'une protection naturelle dans la mise en série, qui fait qu'aucun MCT ne peut atteindre une tension supérieure à sa tension d'avalanche. Néanmoins cette méthode ne



conduit pas à une répartition parfaitement équilibrée des tensions. La Fig.5.6b illustre la répartition d'une tension externe de 900V entre deux MCT 600 V en série, sans dispositif d'équilibrage externe.

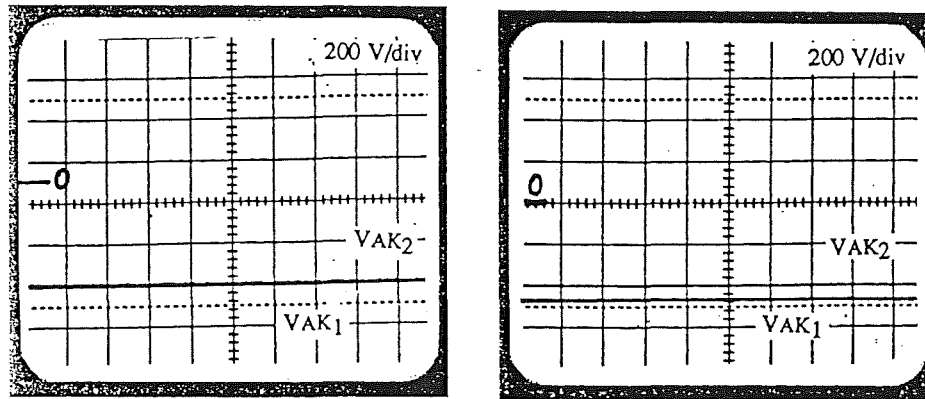


Fig.5.6: Equilibre (a) par résistances, (b) par avalanche

### 5.3 Répartition de tension en commutation

Les " N " MCTs mis en série doivent se partager équitablement la tension extérieure aussi bien en régime statique qu'en dynamique. Les éléments intervenants dans les phases dynamiques sont liés à la dispersion des caractéristiques internes des composants ( retards, vitesses de commutation) et à leur environnement externe (température, commandes et câblage).

#### 5.3.1 Fermeture

La fermeture du MCT, comme pour les autres composants, est caractérisée par deux paramètres principaux : le délai à la fermeture ( $t_{df}$ ) et la vitesse de montée en courant ( $dI_A/dt$ ) (Fig.5.7).

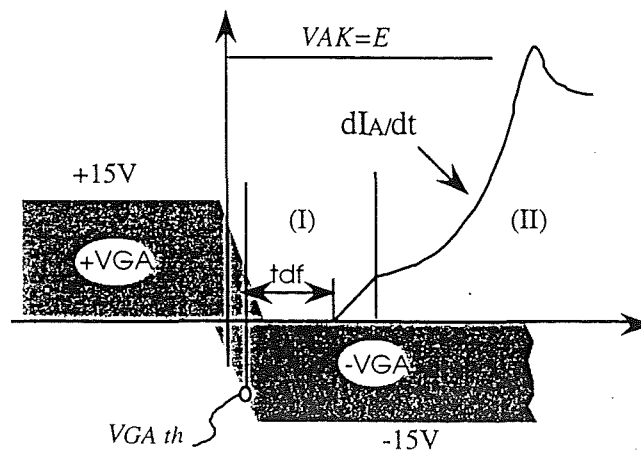


Fig.5.7 Fermeture du MCT

Le temps de délai  $t_{df}$  ne dépend que du dispositif lui même et sa valeur est généralement faible. Par contre, la vitesse  $dI_A/dt$  dépend non seulement du dispositif, mais aussi des paramètres externes ( $V_{AK}$ ,  $\theta_j$ ). En effet, la vitesse  $dI_A/dt$  augmente avec la tension et diminue avec la température. Ce comportement individuel du MCT intervient directement dans la répartition des tensions à la fermeture. Quand on met les "N" MCT's en série, le retard  $t_{dfs}$  et la vitesse  $\frac{dI_{AKs}}{dt}$  du dispositif série sont imposés successivement par le composant le plus retardé et par la vitesse en courant la plus faible

$$t_{dfs} = [t_{df1}, t_{df2}, \dots, t_{dfn}]_{\max}$$

$$\frac{dI_{As}}{dt} = \left[ \frac{dI_{A1}}{dt}, \dots, \frac{dI_{An}}{dt} \right]_{\min}, \text{ avec } \frac{dV_{AKs}}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{dV_{AKi}}{dt}$$

### 5.3.1.1 Délai à la fermeture

Nous admettons que, pour l'étude des délais, les vitesses en courant des différents MCT's sont proches et que les tensions  $V_{AKi}$  à leurs bornes deviennent nulles dès la fin de délais  $df_i$  (Fig.5.8). Le courant du dispositif série est nul tant que le composant le plus retardé n'a pas encore fini son délai ( $t < t_{df \max}$ ). Etant donné que la tension totale est imposée par l'extérieur  $V_{AKs} = E$ , ce composant prend donc toutes les tensions délaissées par les autres composants. Le déséquilibre maximal théorique, lié à la dispersion des temps de délais à la fermeture, peut être exprimé simplement par :

$$\Delta V_{AK \max} = E \left( 1 - \frac{1}{N} \right)$$

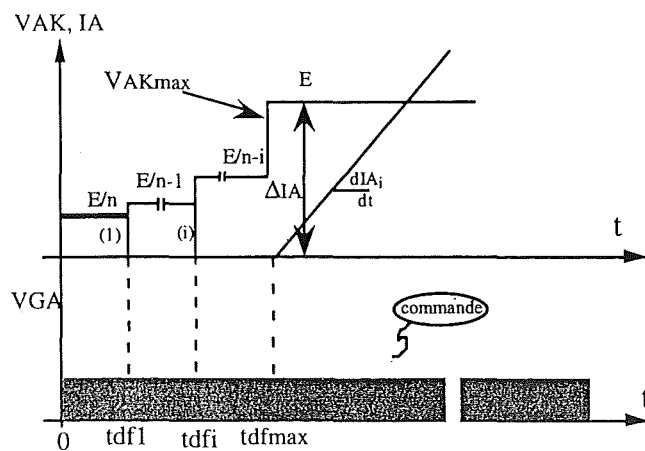


Fig.5.8: Délais individuels à la fermeture

Puisque les temps de délai à la fermeture dépendent peu des conditions externes, les déséquilibres causés par cet effet ne varieront pas en fonction de la puissance et de la température. En pratique, les déséquilibres ne soient pas gênants, les temps de délai différentiels étant faibles vis à vis des temps de commutation. La Fig 5.9 montre l'effet du retard différentiel pour deux MCTV65P100F1 en série. Nous remarquons que le composant le plus retardé prend presque toute la tension extérieure pour une dispersion ( $t_{df1} - t_{df2}$ ) supérieure à 70 ns. La tension du MCT N°2 ( $t_{df2} < t_{df1}$ ) décroît rapidement, sans courant d'anode  $I_A$ , car il ne peut naître tant que le composant le plus lent MCT N°1 ne se ferme pas. La surtension est supportée par ce dernier, sachant que  $V_{AK1} + V_{AK2} = E$  est imposée par l'extérieur. La décroissance de la tension du MCT N°2 continue jusqu' au moment, où le courant  $I_A$  du dispositif série commence à croître. A partir de cet instant, ceux sont les dispersions des vitesses en courant qui interviennent dans la répartition de tension [58]

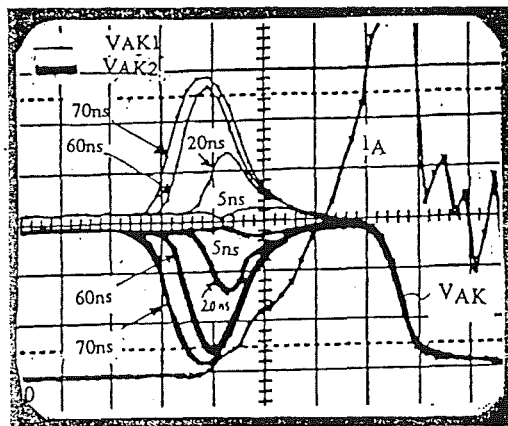


Fig.5.9 : Influence des retards à la fermeture ( $t_{df1} > t_{df2}$ )  
 Ech :  $V_{AK}$ :100V/div,  $I_A$ :10A/div,  $t$ :100ns/div

### 5.3.1.2 Vitesse de montée en courant $dI_{Ai}/dt$

Pour aborder l'influence des vitesses en courant  $dI_{Ai}/dt$ , nous supposons que les délais à la fermeture sont identiques pour tous ( $t_{df1} = \dots = t_{dfn} = t_{dfs}$ ) et que les vitesses en courant sont dispersées.

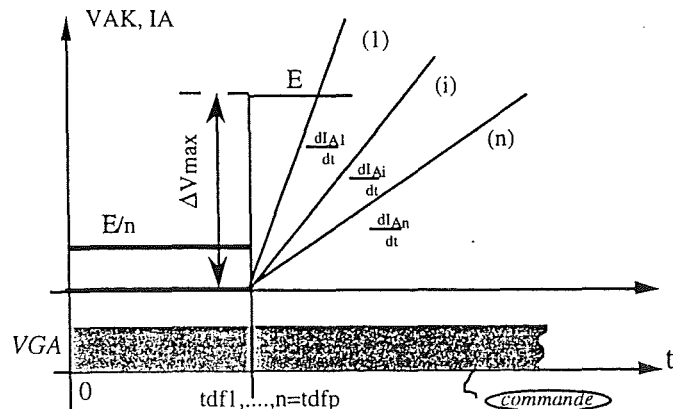


Fig.5.10: Vitesses en courant individuelles  $dI_{Ai}/dt$

Le dispositif série prend donc la vitesse la plus lente  $\frac{dI_{As}}{dt} = \left[ \frac{dI_{A1}}{dt}, \dots, \frac{dI_{An}}{dt} \right]_{\min}$ , avec

$$V_{AKs} = \sum_{i=1}^n V_{AKi}$$

L'hypothèse la plus défavorable: " la tension du MCT devient nulle, dès que sa vitesse  $\frac{dI_{Ai}}{dt}$  est limitée par l'extérieur", le composant le plus lent en  $dI_{A}/dt$  prend par conséquent la tension totale et crée donc un déséquilibre maximum donné par  $\Delta V_{AK \max} = E \left( 1 - \frac{1}{N} \right)$ . En pratique, il y a un effet de contre réaction lié à la dépendance de la vitesse  $dI/dt$  de la tension aux bornes : si  $V_{AK}$  diminue, le  $dI_{A}/dt$  diminue aussi. De ce fait les déséquilibres sont très limités .

Nous avons testé trois MCTs 75A/600V avec des vitesses individuelles différentes (Fig.5.11a). La répartition en tension est illustrée par la Fig.5.11b avec la compensation des temps de délai. On constate nettement une surcharge en tension pour le MCT N°2, qui est le plus rapide. Cette surtension entraîne l'augmentation de sa vitesse pour la ramener près de celles des autres composants, d'où une contre réaction convergente. Par contre, l'augmentation des pertes sur le plus lent aura tendance à accroître sa température  $\theta_j$  et cela dans le sens du ralentissement de sa vitesse. Cette réaction divergente n'est pas dangereuse, car la vitesse en courant varie d'une façon très limitée en fonction de la température.

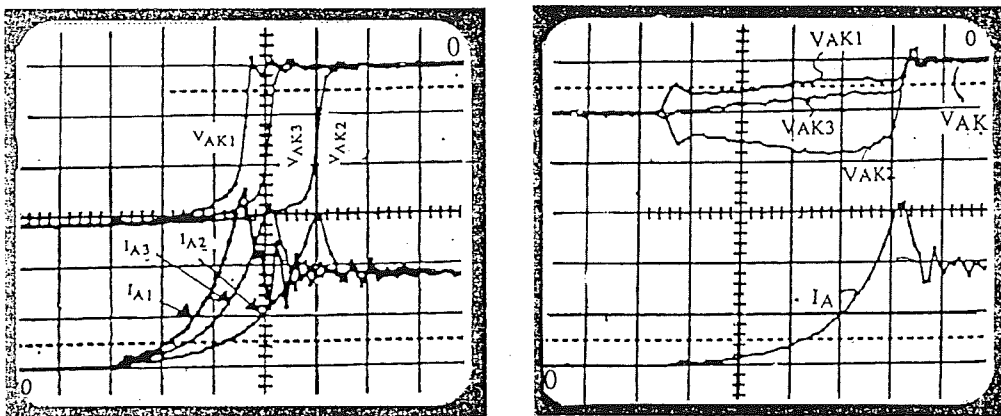


Fig.5.11: Influence des vitesses ( $dI/dt$ ) à la fermeture.  
(a) dispersion des vitesses individuelles, (b) répartition de tension correspondante

Ech:  $V_{AK}$ : 100 V/div,  $I_A$ : 20 A/div,  $t$ : 100 ns/div

### 5.3.2. Ouverture

La mise en série des MCT est plus délicate à l'ouverture car l'aire de sécurité RBSOA restreinte nécessite une grande maîtrise de la répartition de la tension. Nous distinguons, durant cette phase, trois paramètres intervenant sur la répartition: les retards  $t_{doi}$ ,

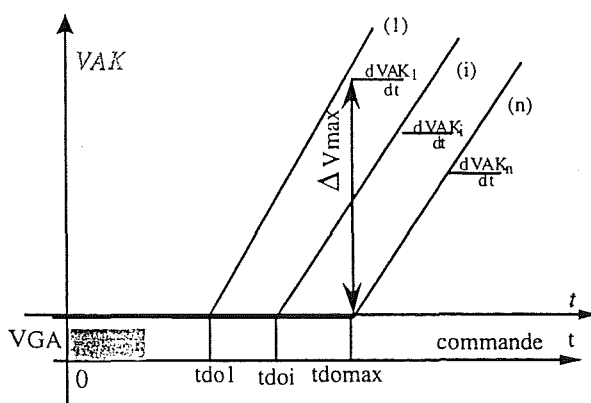
les vitesses en tension  $\frac{dV_{AKi}}{dt}$  et les traînages. Le dispositif série est caractérisé par un retard imposé par le moins retardé  $t_{dos} = [t_{do1}, \dots, t_{don}]_{\min}$ , par une vitesse en tension égale à la somme des vitesses individuelles  $\frac{dV_{AKs}}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{dV_{AKi}}{dt}$  et par un courant de traînage imposé par le courant le plus faible  $I_{trs} = [I_{tr1}, \dots, I_{trn}]_{\min}$ .

### 5.3.2.1 Délai à l'ouverture $td_{0i}$

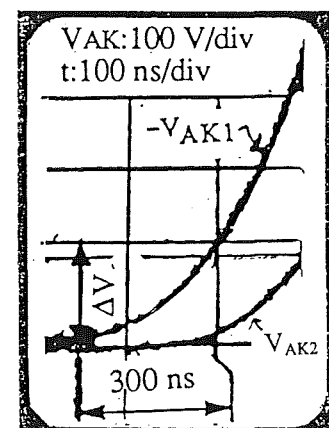
Tout comme la fermeture, nous étudierons séparément l'influence de chaque paramètre sur la répartition en tension. Nous supposons, donc que les vitesses de commutation en tension sont identiques  $\left(\frac{dV_{AK1}}{dt} = \frac{dV_{AK2}}{dt} = \dots = \frac{dV_{AKn}}{dt}\right)$  et que seule la dispersion des retards intervient. Dans ce cas, le déséquilibre en tension est fonction seulement de la dispersion maximale des retards  $\Delta t_{do\max}$ , soit Fig.5.12 :

$$\Delta V_{AK\max} = \left(\frac{dV_{AKi}}{dt}\right) \Delta t_{do\max}$$

Le composant le moins retardé prend ainsi une surtension  $\Delta V_{AK\max}$  par rapport au plus retardé. Ce déséquilibre augmente ses pertes et crée ainsi une élévation de sa température  $\theta_j$ . Cela fait croître son délai à l'ouverture et permet d'avoir une réaction convergente. La Fig.5.12b montre l'effet des retards avec deux MCTV65P100F1 en série. Pour une dispersion  $\Delta t_{d0}$  supérieure à 300 ns, le composant le moins retardé prend une surtension supérieure de 120V pour une tension extérieure de 600 V.



(a)



(b)

Fig.5.12 : (a) Délais individuels à l'ouverture et dispersion en tension, (b) Influence des retards à l'ouverture

### 5.3.2.2 Vitesse de montée en tension

En supposant maintenant  $t_{do1} = t_{do2} = \dots = t_{don}$ , nous étudions l'effet des vitesses  $\frac{dV_{AKi}}{dt}$ . La fig.5.13a montre qualitativement les montées de tension sur chaque MCT. La surtension maximale peut être exprimée simplement en fonction de la différence maximale entre les vitesses en tension et du temps de commutation  $\Delta t_{ouv}$ . Il est évident que la surtension est d'autant plus grande que la tension extérieure est élevée et que la dispersion en  $\frac{dV_{AK}}{dt}$  est importante. Le déséquilibre maximal est donné par l'expression:

$$\Delta V_{AK\max} = \left[ \left( \frac{dV_{AKi}}{dt} \right)_{\max} - \left( \frac{dV_{AKi}}{dt} \right)_{\min} \right] \Delta t_{ouv}, \text{ avec } E = \Delta t_{ouv} \sum_{i=1}^{i=n} \frac{dV_{AKi}}{dt}$$

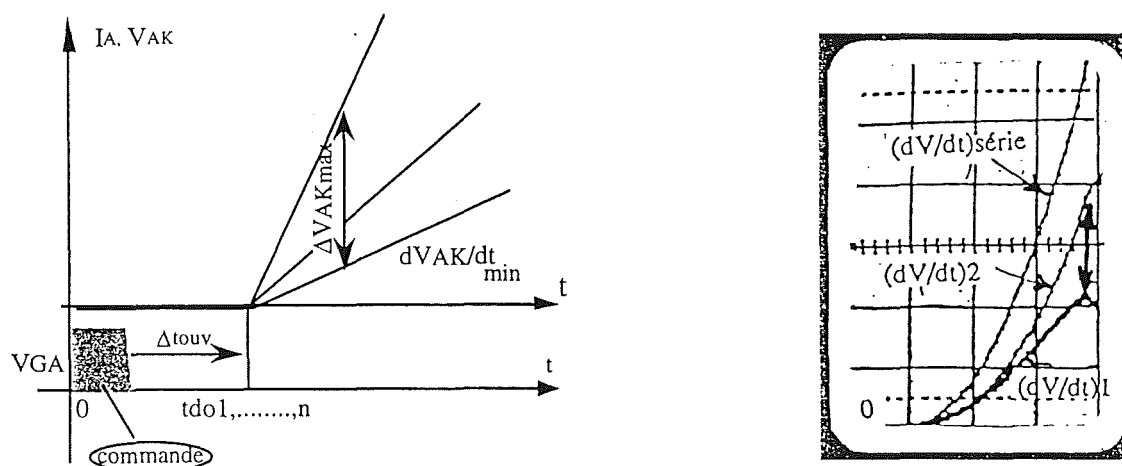


Fig.5.13: (a) Dispersion de tension en fonction des vitesses individuelles en tension  $dV/dt$   
(b): Influence des vitesses à l'ouverture

Le composant le plus surchargé en tension présente donc plus de pertes par rapport aux autres d'où sa température plus élevée. Cela entraîne ainsi la diminution de sa vitesse en tension et permet d'avoir une réaction convergente. La Fig.5.13b montre l'effet de la dispersion des vitesses avec deux MCTV65P100F1 en série. Pour une dispersion des vitesses de 0,3 kV/μs, nous observons un  $\Delta V_{AK\max}$  égale à 150 V pour une tension extérieure de 600V.

### 5.3.2.3 Influence du traînage

Pendant la phase de traînage, la traînée du dispositif série est égale au courant de traînage le plus faible et l'extérieur impose une tension totale quasi constante. Nous avons donc les conditions suivantes:

$$E = \sum_{i=1}^{i=n} V_{AKi}, \quad I_{tr\ série} = [I_{tri}]_{\min} \quad (i = 1, 2, \dots, n)$$

En effet, la répartition de tension durant cette phase de traînage est assez difficile à analyser car elle dépend fortement de la répartition initiale (au début de traînage) d'où  $t_{doi}$  et  $dV_{AKi}/dt$ . Pour une simplification de l'étude, nous distinguons trois cas de figures au début de la traînée.

- Equilibre parfait.
- Déséquilibre total.
- Situation intermédiaire.

Pour le premier cas, une redistribution de tension peut avoir lieu si les MCTs mis en série présentent des dispersions au niveau des courants de traînée. En sachant que le dispositif série présente la plus faible des traînées individuelles de tous, on a donc une surcharge en tension dans le MCT ayant la plus faible traînée

L'oscillogramme de la fig 5.14. montre ce comportement pour deux composants 1000V/65A et on peut constater que cet effet n'est pas significatif.

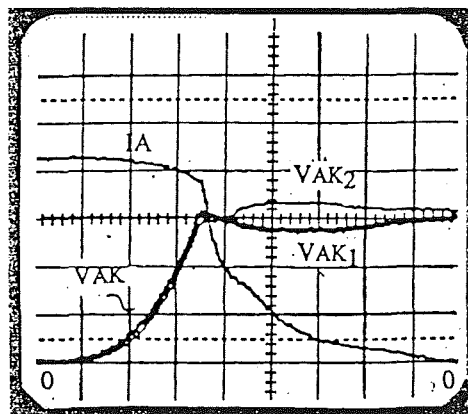


Fig.5.14: Répartition de tension pendant la traînée.  
Ech:  $V_{AK}$ : 100 V/div,  $I_A$ : 10 A/div,  $t$ : 200 ns/div

Dans le deuxième cas, la répartition de tension est totalement déséquilibrée et la tension externe "E" est supportée par certains MCTs. Cette situation peut avoir lieu dans le contexte d'une grande dispersion en temps de délais  $t_{doi}$ , en vitesse  $\frac{dV_{AKi}}{dt}$  ou dans le cas où la tension externe "E" est faible. La fig.5.15a montre le cas de deux MCTs en série en fonction de la dispersion en temps de délais  $\Delta t_{do}$  et on constate que le déséquilibre est total à partir d'une dispersion de quelques dizaines de ns. Les MCTs ayant des tensions nulles pendant la phase I Fig.5.15b ne peuvent supporter la tension que si leurs charges sont totalement recombinaison. Les MCTs les plus rapides coupent le courant aux plus lents qui se retrouvent sans extracteurs pour terminer leur ouverture.

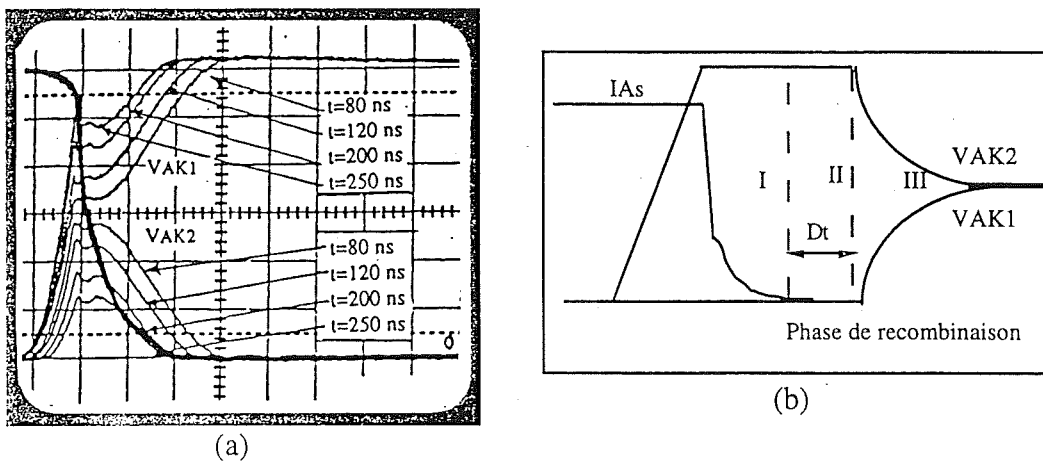


Fig.5.15: (a) Ech:  $V_{AK}$ : 100 V/div,  $I_A$ : 10 A/div,  $t$ : 200 ns/div  
 (b) Influence du traînage sur une répartition totalement déséquilibrée

Durant la phase II, ces composants restent conducteurs et éliminent leurs charges restantes par recombinaison donc très lentement. A la fin de cette phase, ils n'ayant plus de charges et ils retrouvent leur capacité de bloçage et on a un échange de tension pendant la phase III. Cette échange est assez long car piloté par le courant de fuite  $I_{fs}$  du dispositif série Fig.5.16.

$$V_c = \frac{1}{C_i} \int I_f dt$$

On peut raccourcir la phase III en passant par des résistances d'équilibrage R de faibles valeurs.

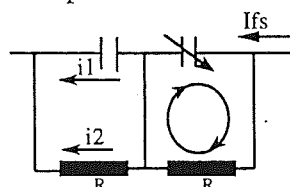
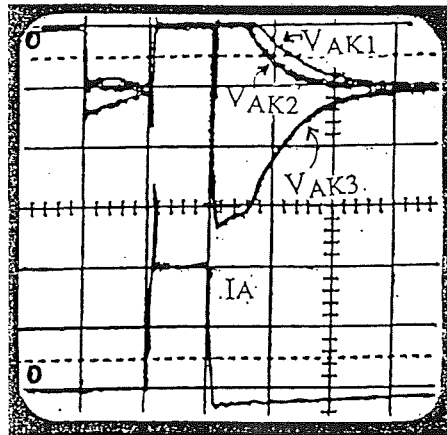


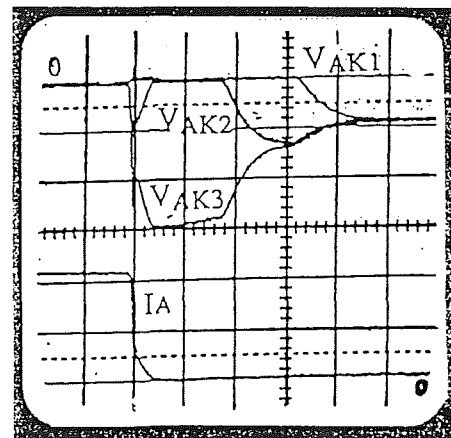
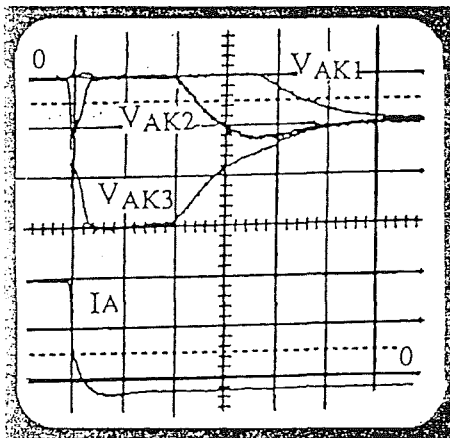
Fig.5.16 : Réquilibrage par courant de fuite.



La Fig.5.17 montre les résultats avec trois MCTs 600V/75A en série. L'utilisation des résistances d'équilibrage à faible valeur réduit notablement le temps d'échange. Par exemple, on a 50  $\mu$ s pour 100 k $\Omega$  et 5  $\mu$ s pour 2,3 k $\Omega$ . Par contre, la puissance dissipée dans les résistances d'équilibrage augmente.



Ech:  $V_{AK}$ :100V/div,  $I_A$ :20A/div,  $t$ :20 $\mu$ s ( $R=100$  K $\Omega$ )



Ech:  $V_{AK}$ :100V/div,  $I_A$ :20A/div,  $t$ :2 $\mu$ s ( $R=8$  K $\Omega$  et 2,3 K $\Omega$ )

Fig.5.17 : Influence de  $R_{\text{eq}}$  sur l'échange de tension passage

Pour le cas où les tensions ne sont ni équilibrées ni totalement déséquilibrées, ce sont les mêmes phénomènes qu'auparavant qui se passent, excepté lors du traînage (phase I). La répartition évolue soit vers l'équilibrage soit vers le déséquilibre total, selon les retards dans les MCTs (Fig.5.18a et Fig.5.18b).

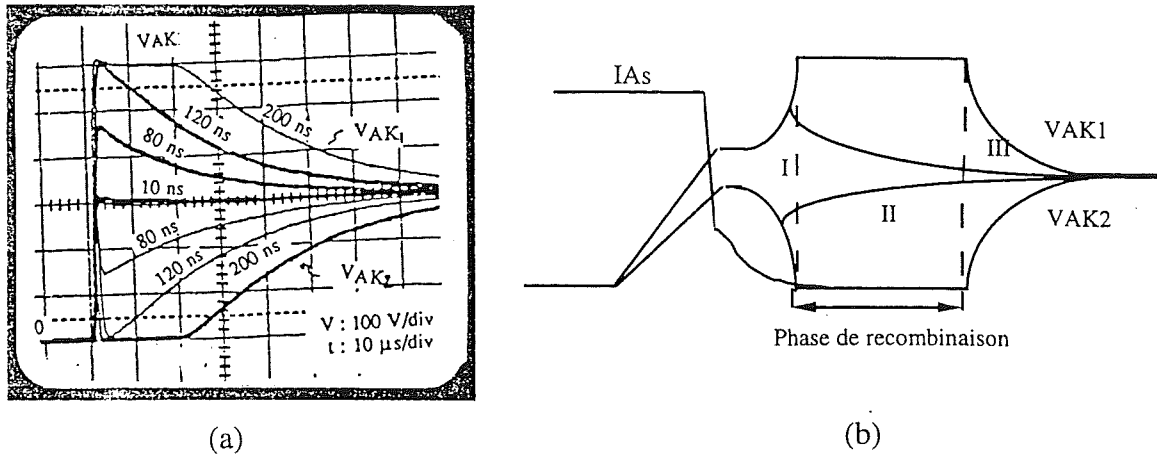


Fig.5.18: (a): Déséquilibre en fonction du retard pour 02 MCTs 1000V en série  
 (b): Influence du traînage sur une répartition mixte

Les MCTs, surchargés pendant la traînée, ont plus de pertes, d'où des températures de jonction plus élevées. Cela augmente leurs temps de délai et permet un équilibrage convergent. Pratiquement les mécanismes d'ouverture des MCTs impose une très faible dispersion des caractéristiques dynamiques (qqz nano secondes) il faudra obligatoirement les équilibrer.

### 5.3.3 Solutions pour une meilleure répartition de tension en dynamique.

Nous venons d'étudier les différentes causes de déséquilibre en tension dans la mise en série des MCTs. A la fermeture, les deux principales origines sont : les temps de délais  $t_{dfi}$  et les vitesses  $\frac{dI_{Ai}}{dt}$ . La meilleure répartition de tension s'obtient par de faibles dispersions de ces deux paramètres, ce qui nécessite donc le trié des composants. En ce qui concerne les temps de délai, on peut aussi compenser les dispersions par un réglage des ordres de commande de chaque MCT. Cependant c'est une solution très lourde à mettre en oeuvre et elle n'est envisageable que pour des maquettes d'étude au laboratoire. Au niveau des vitesses de montée en courant, la commande ne joue aucun rôle à cause de la nature des MCTs (thyristors). Par conséquence, la solution par un circuit d'aide s'impose comme la solution simple pour la réalisation de l'interrupteur. La dispersion en  $\frac{dI_{Ai}}{dt}$  peut être résolue par une "inductance d'aide", en limitant  $\frac{dI_{As}}{dt}$  à une valeur inférieure à  $\left. \frac{dI_{Ai}}{dt} \right|_{\min}$  mais on ne dispose d'aucun circuit pour diminuer l'effet de la dispersion au niveau des délais qui est la principale responsable des déséquilibres à la fermeture. La seule solution que l'on peut envisager est d'utiliser des écrêteurs (transils, ZnO...) afin de protéger les MCTs contre le dépassement de sa tenue en tension.

A l'ouverture, les MCTs mis en série nécessitent plus de précautions en ce qui concerne la répartition de tension qu' à la fermeture. En effet, on n'a pas trop de problèmes à la fermeture si les tensions maximales aux bornes des MCTs restent inférieures à leur tenue en tension . Par contre, l'aire de sécurité RBSOA restreinte demande une très bonne répartition de tension à l'ouverture. Les origines des déséquilibres sont dues à la dispersion des délais  $t_{doi}$ , à la dispersion de  $\frac{dV_{AKi}}{dt}$  et à celle des traînées. Il est donc évident que le trie reste théoriquement le moyen efficace pour obtenir le bon équilibrage et que le réglage des ordres de commande est toujours utile pour compenser la dispersion des retards  $t_{doi}$ . Mais pratiquement un circuit d'aide à l'équilibrage est la solution simple. Les écrêteurs, très utiles pour les MOS et les IGBTs, ne sont pas adaptés au cas des MCTs pour deux raisons:

- la tension de protection des écrêteurs actuels est plus élevée que leur tension maximale statique ( $V_{\text{écrêt}} \approx 1,5 V_{RM}$ ). Par exemple, si l'on veut protéger un MCT à une tension  $< 450V$ , la tenue en tension statique de l'interrupteur (MCT en parallèle avec L'écrêteur) ne doit pas dépasser 300V.
- l'aire de sécurité limitée des MCTs ne permet pas d'utiliser ces écrêteurs si l'on veut exploiter la zone restreinte de l'aire de sécurité RBSOA.

L'oscillogramme Fig.5.19 présente le cas de trois MCT 600V/75A en série avec leurs écrêteurs en parallèles. L'écrêteur que nous avons mis au point permet d'avoir une tension d'écrêtage de 400V pour une tension statique maximale de 300V. L'interrupteur ne peut donc tenir que 900V en statique . On constate une protection du MCT N°3 à la fermeture. A l'ouverture, les tensions aux bornes des MCTs (N°2 et N°3) sont effectivement limitées à 400V mais on a une commutation très lente entre l'interrupteur et la diode de roue libre . De plus, si le courant devient plus grand, RBSOA sera dépassée [59], [60], [61].

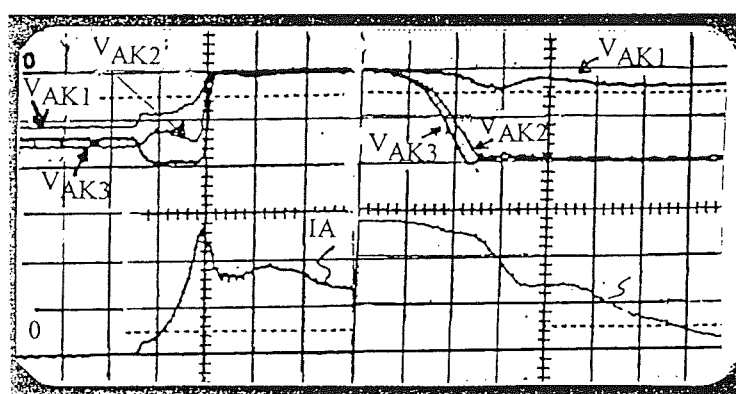


Fig 5.19: Fonctionnement en écrêtage par des transils de 300V,  
 Ech:  $V_{AK}$ :200V/div,  $I_A$ :10A/div,  $t_f$ :100ns/div,  $t_o$ :200ns/div .

Le circuit d'aide paraît ainsi comme la meilleure solution pour l'équilibrage de tension à l'ouverture. Cette méthode consiste à placer aux bornes de chaque MCT une capacité C ou un RCD. Le circuit d'aide à l'ouverture permet de réduire non seulement l'effet de la dispersion des  $t_{doi}$  mais aussi celui de la dispersion des vitesses en tension  $\frac{dV_{AKi}}{dt}$ . Le dimensionnement de "C" est difficile et nous donnons ici (Fig.5.20) une expression approximative en fonction de trois paramètres, dispersions en délais  $\Delta t_{do\max}$  et en vitesses  $\left. \frac{dV_{AKi}}{dt} \right|_{\min}$  et le déséquilibre maximale autorisé  $\Delta V_{\max}$ .

$$\Delta V_{\max} = \frac{IA}{C} \Delta t_{do\max}, \quad C \geq \frac{IA}{\Delta V_{AK\max}} \Delta t_{do\max}$$

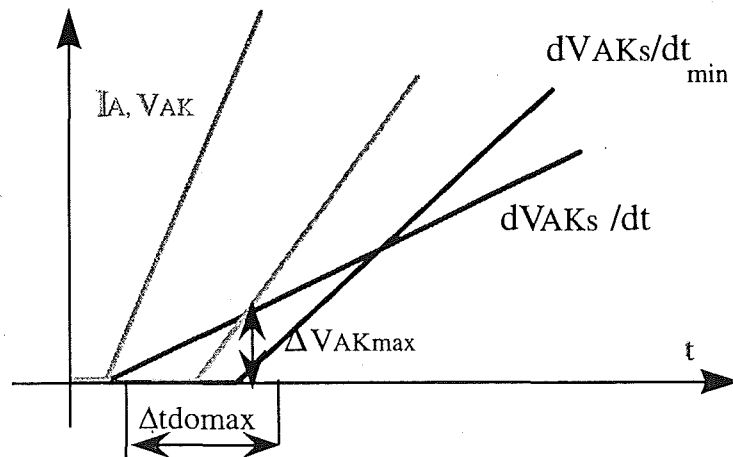


Fig.4.20: équilibrage de tension par capacité d'aide

Le circuit d'aide C ou (RCD) joue le rôle d'équilibrage de tension à l'ouverture. Il peut aussi améliorer l'équilibre de tension à la fermeture car la décharge des capacités d'aide dans les MCT's à la fermeture peut ralentir les décroissances en tension des MCT's ayant des  $dI/dt$  élevées. L'enregistrement ci dessous (Fig.5.21a, b, c) montre, une répartition de tension non équilibrée à 300 V et 30 A et l'effet apporté par l'aide externe (RCD), avec deux capacités différentes  $C = 150 \text{ nF}$  et  $C = 220 \text{ nF}$ , pour trois MCT 600V/75A en série à 900 V, 30A.

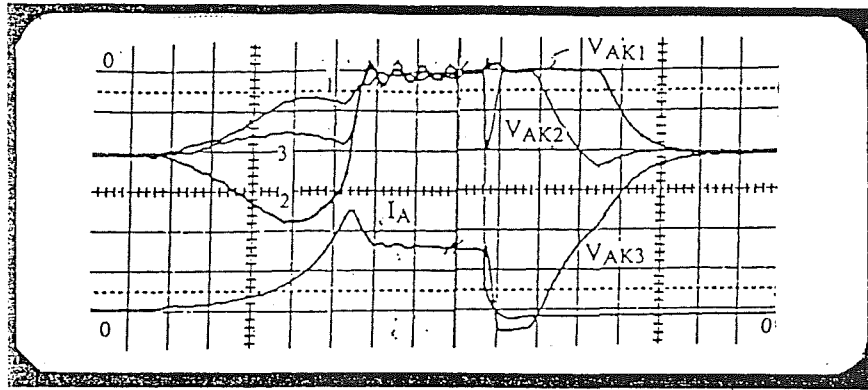
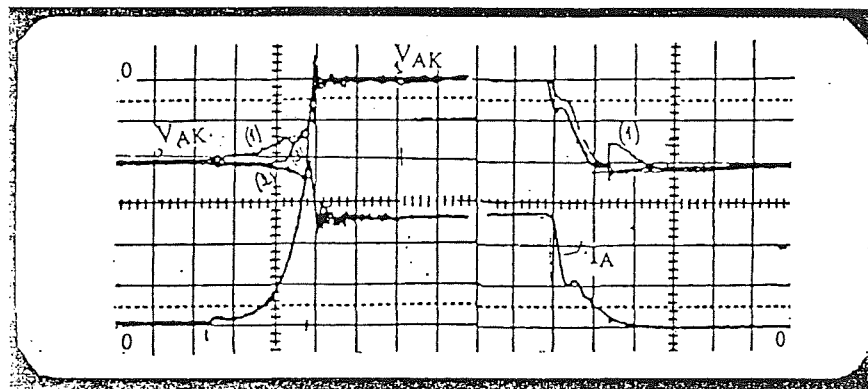
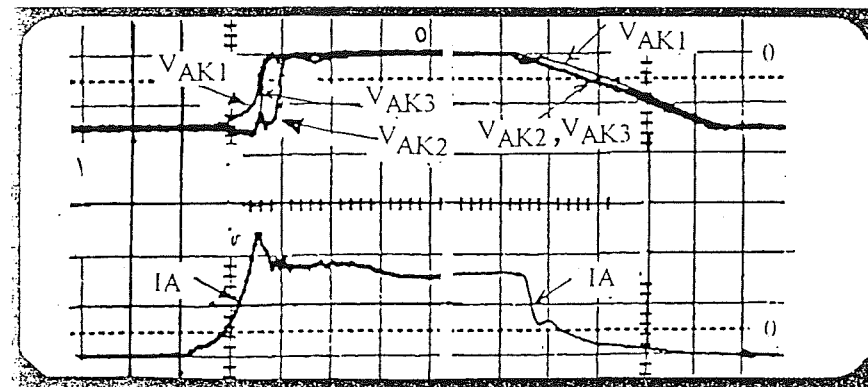


Fig.5.21a: Répartition de tension sans aide externe pour trois MCT 600V


 Fig.5.21b: Equilibrage dynamique des tensions par CALC,  $V_{AK}=300V$ ,  $C=150\text{ nF}$   
 Ech. (a, b) :  $V_{AK}$ : 50v/div,  $I_A$ :20 A/div, (a) t:200 ns/div, (b) t:500 ns/div

 Fig.5.21c: Equilibrage dynamique des tensions par CALC,  $V_{AK}=900V$ ,  $C=220\text{ nF}$   
 Ech:  $V_{AK}$ : 200V/div,  $I_A$ :20A/div, t:200 ns/div (fermeture), t:500 ns/div (ouverture)

A titre d'exemple si on autorise un  $\Delta V_{\max} = \frac{E}{N} 30\%$ , avec  $E=1200V$ ,  $N=3$ , soit  $\Delta V_{\max} = 120V$ .

La capacité doit être d'une valeur  $C \geq 58\text{ nF}$  pour un courant  $I_A=70A$ . En général, la condition

$C \geq \frac{I_A}{dV_{AK}/dt}_{\min}$  est toujours vérifiée si l'on utilise la valeur calculée précédemment. Par contre,

on doit respecter l'aire de sécurité du MCT le plus surchargé en tension.

#### 5.4 Conclusion

Dans la mise en série les dispersions de caractéristiques des MCTs et celles de leurs commandes se manifestent par des déséquilibres en tension statiques et dynamiques. Les origines se situent à deux niveaux : interne lié aux composants, externe lié à la commande et à la réalisation technologique.

Nous avons étudié les influences des dispersions des caractéristiques internes des composants telle que les retards ( $t_{dfj}$ ,  $t_{doi}$ ), les vitesses en courant et en tension ( $dV_{AK}/dt$ ,  $dI_A/dt$ ) et les courants de fuite  $I_{fj}$ . Cette étude a été facilitée par la réalisation d'une commande à décalage réglable.

La fermeture ne pose pas de problèmes majeurs car l'on n'est pas limité par l'aire de sécurité. On peut donc utiliser des écrêteurs pour se protéger contre les surtensions.

Le problème à l'ouverture, est plus délicat, car les MCTs sont fragiles. Le circuit d'aide classique "C" ou "RCD" peut assurer un équilibrage parfait et l'écrêtage n'est pas utilisable pour les MCTs. La compensation des retards par décalage des signaux de commande n'est pas une solution envisageable en pratique.

En régime statique, ce sont les courants de fuite qui déterminent la répartition de tension. La variation très rapide des courants de fuite en fonction de la température nécessite une bonne réalisation thermique de l'interrupteur. On peut toujours utiliser des résistances d'équilibrage à faibles valeurs pour compenser les problèmes thermique.

La variation de température, résultant de la dispersion des paramètres en étude ( $t_{dfi}$ ,  $t_{doi}$ ,  $dI_{Ai}/dt$ ,  $dV_{AKi}/dt$ , .....), peut faire converger ou diverger la répartition des tensions suivant les cas.





*Chapitre 6*







## chapitre n° 6

## Mise en parallèle des MCTs

La mise en parallèle est nécessaire pour augmenter le courant commuté des interrupteurs à MCTs, tout comme pour les autres composants. Par rapport aux IGBTs, cette opération est plus délicate pour les MCTs, car ces derniers présentent un coefficient de température négatif en conduction. De plus, l'aire de sécurité à l'ouverture (RBSOA) est restreinte tout comme celle des transistors bipolaires. Leur pouvoir de coupure est limité comme celui des GTOs. Tout cela exige une bonne maîtrise de l'équilibrage du courant à l'ouverture, afin de garantir  $I_{Ai\max} < I_{A\max(\text{coupure})}$  et de respecter la limitation du couple ( $V_{AKi}, I_{Ai}$ ) individuel ( Zone II de la Fig.6.1).

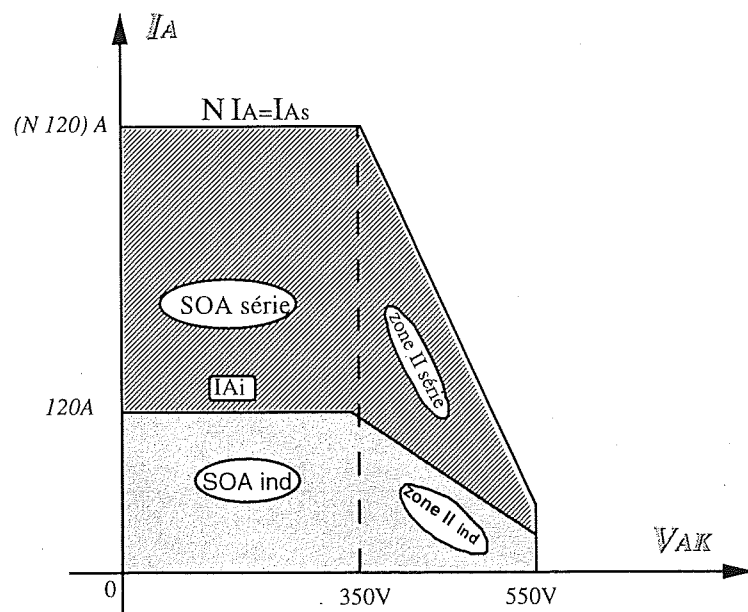


Fig.6.1: Aire de sécurité des MCTs en parallèle

Dans ce chapitre, nous allons analyser les éléments intervenant dans la répartition des courants en commutation et en conduction, tels que la dispersion des paramètres internes au niveau des composants et les conditions externes comme le câblage, la commande, la tension commutée et les températures de jonction. Enfin, nous exposerons des solutions envisageables, qui permettront l'obtention d'un meilleur dispositif parallèle.

### 6.1 Circuit de test monocoup

La maquette de test utilisée et les séquences de fonctionnement pour la mise en parallèle des MCTs sont celles déjà décrites dans le chapitre commutation dure, à l'exception du remplacement du dispositif principal par "N" MCTs en parallèle (Fig.6.2a). Les MCTs sont commandés soit par une commande commune avec résistances de grille couplées ou découplées (Fig.6.2b), soit commandés indépendamment grâce à l'utilisation de plusieurs commandes (Fig.6.2c). La dernière solution facilite l'étude des retards par l'intermédiaire d'une commande éloignée, qui permet le décalage indépendant des signaux de commande. Les mesures des courants totaux et individuels, sont effectués successivement dans la charge "L" et dans chaque anode des MCT mis en parallèle, par l'utilisation de transformateurs de courant toriques (Fig.6.2d) [54], [55].

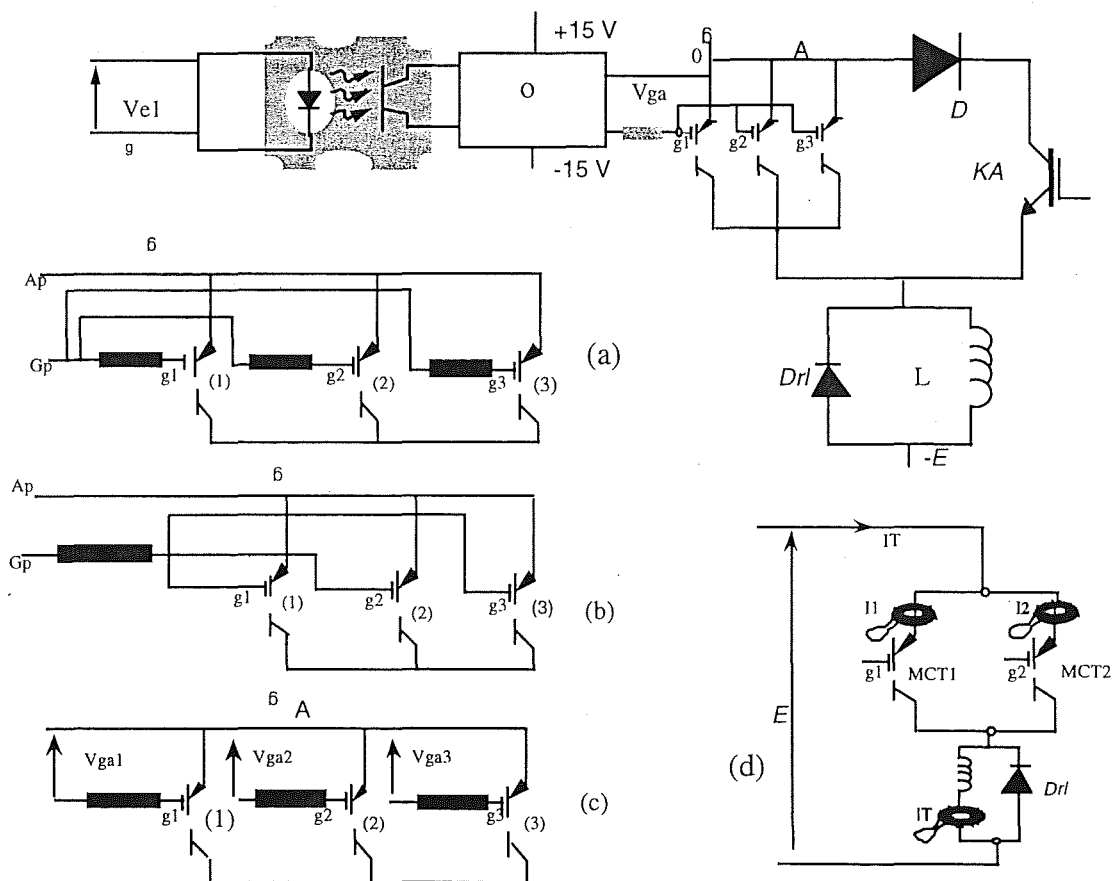


Fig.6.2 : a) circuit de test (b) cas d'une commande commune (c) cas de commandes indépendantes (d) mesure des courants

## 6.2 Répartition des courants en statique

### 6.2.1 Tension directe

Les "N" MCTs mis en parallèle présentent en statique, des tensions identiques  $V_{AKp} = V_{AKi}$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ); la somme des courants individuels est imposée par la condition de fonctionnement en courant du dispositif parallèle  $I_{Ap} = \sum_{i=1}^n I_{Ai}$ . La répartition du courant  $I_{Ap}$  à l'état passant entre les MCTs, dépend principalement de la dispersion statique des tensions individuelles  $V_{Fi}$  en fonction du courant  $I_{Ai}$  et de la variation de cette dispersion avec la température. Les composants présentant de faibles chutes de tensions directes sont toujours les plus chargés en courant. La fig.6.3 schématise les caractéristiques statiques individuelles  $V_{Fi} = f(I_{Ai})$  du "N" MCTs en parallèle et les répartitions des courants pour deux niveaux de tension directe, correspondant à deux niveaux différents du courant total différents  $I_{Ap} > I'_{Ap}$ . Il est évident, que le déséquilibre en courant statique devient d'autant plus important qu'il y a de dispersion entre les composants. La bonne répartition s'obtient par conséquent, à partir de l'utilisation des MCTs avec des caractéristiques statiques très proches, ce qui suppose un tri.

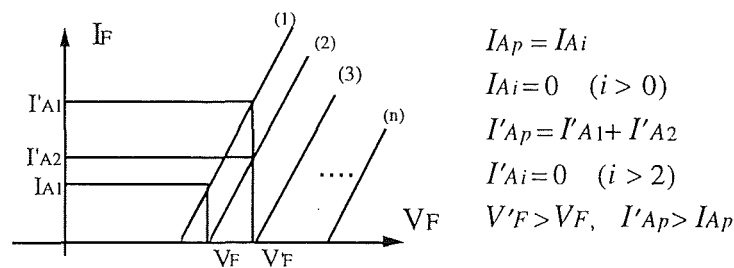


Fig.6.3: Répartition des courants en fonction de la dispersion des tensions directes

La fig. (6.4a et 6.4b), montre successivement les caractéristiques statiques  $I_{Ai} = f(V_{AKi})$  individuelles ainsi que la répartition des courants obtenue, lors de la mise en parallèle de deux MCTs de 600V/75A pour un courant total de 120A à 25°C. On constate, que les courants sont assez voisins, car leurs caractéristiques statiques sont très proches.

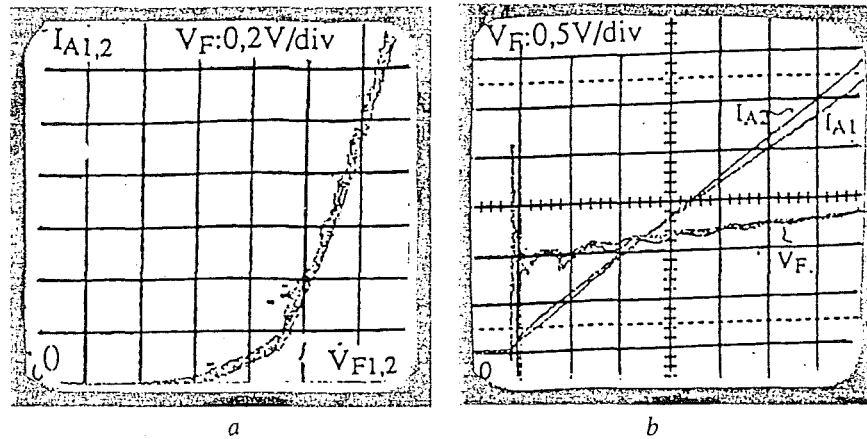


Fig.6.4: (a) Caractéristiques statiques individuelles b) Répartition en courants correspondante  
 $I_F : 10A/div, t: 20 \mu s$

### 6.2.2 Influence de la température

En ce qui concerne la température, elle ne doit pas intervenir, si les caractéristiques de tous les composants varient de la même façon en fonction de la température de jonction  $\theta_{ji}$ . Cependant cela ne coïncide pas avec la réalité, car on sait que les pertes les plus importantes se trouvent dans les composants les plus chargés en courant à  $V_F$  égal.

En supposant que les résistances thermiques  $R_{thi}$  et les pertes en commutation soient identiques pour tous les MCTs mis en parallèle, on obtiendrait des températures de jonction beaucoup plus élevées dans les MCTs, les plus chargés en courant. Cela augmentera encore d'avantage leur courant ainsi que leur température de jonction. On se trouve finalement avec une boucle divergente à cause de la température. En pratique, cette divergence a peu de chance de se présenter, car les caractéristiques  $V_{Fi} = f(I_{Ai}, \theta_{ji})$  présentent des variations très limitées pour des faibles variations de  $\theta_{ji}$  (Fig.6.5).

Pour illustrer cela, nous avons chauffé le composant N°2 de la fig.6.4 à une température de  $\theta_{j2} = 75^\circ C$ , alors que le composant N°1 est resté à  $\theta_{j1} = 25^\circ C$ . La fig.6.5 montre la répartition en courant entre les deux MCTs à  $I_T = 120A$ . En comparaison avec la fig.6.4, on constate, que

le MCT N°2 présente une légère variation en courant  $\left(\frac{\Delta I_A}{\Delta \theta_j}\right) < 0,05 \frac{A}{^\circ C}$  résultant de  $\Delta \theta_j =$

$50^\circ C$ . Cette dispersion en température correspond, en cas de fonctionnement du dispositif en parallèle, à un  $\Delta I_{A(1,2)} = \frac{\Delta \theta_j}{R_{th} V_F}$ , par exemple,  $R_{th} = 1^\circ C/W$ ,  $V_F = 1.5 \text{ Volt}$ ,  $\Delta I_{A(1,2)} = 33A$  soit

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta \theta_j} = 0,7 \frac{A}{^\circ C}, \text{ ce qui est assez élevé pour les MCTs.}$$

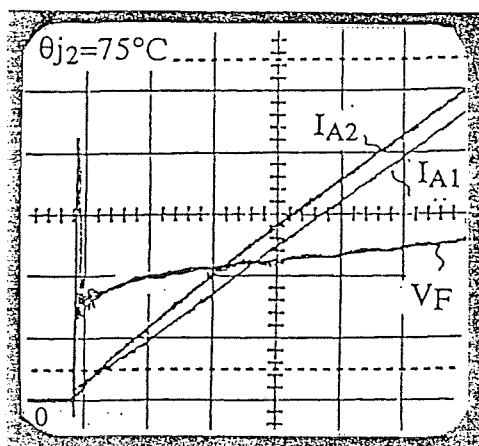


Fig.6.5: Répartition des courants en fonction du déséquilibre thermique  
 Ech:  $V_{AK}$ : 0,5V/div,  $I_A$ : 10A/div,  $t$ : 20µs/div,  $\Delta\theta_j = 50^\circ C$

La répartition du courant, à l'état passant entre les MCTs en parallèle, dépend des valeurs de  $V_{F_i}$  et de leur variation avec la température. Le déséquilibre ne peut donc pas être résolu par des solutions externes. Le seul moyen est le triage des composants mis en parallèle. Bien évidemment, le montage thermique doit être soigné, afin de minimiser les écarts de température entre les différentes jonctions.

### 6.3. Répartition du courant en commutation

Les "N" MCTs mis en parallèle doivent se partager équitablement le courant total, aussi bien en statique qu'en dynamique. Les origines du déséquilibre en courant se trouvent soit au niveau des caractéristiques internes des composants (retards et vitesses en commutation), soit au niveau de leur environnement externe (commande, câblage, tension externe et température).

#### 6.3.1 Fermeture

A la fermeture, le dispositif parallèle est caractérisé par deux paramètres : délai à la fermeture  $td_{fp}$  et vitesse de courant  $\frac{dI_{AP}}{dt}$ . Le premier est égale au délai individuel le plus faible  $td_{fp} = [td_{f1}, td_{f2}, \dots, td_{fn}]_{\min}$  et le second est la somme des vitesses individuelles des composants mis en parallèle  $\frac{dI_{AP}}{dt} = \sum_{i=1}^n \left( \frac{dI_{Ai}}{dt} \right)$ . La tension totale imposée par l'extérieur est égale à E avec  $V_{AKi} = E$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ).

### 6.3.1.1 Influence des délais $tdfi$

Afin d'étudier l'influence des délais sur le partage du courant à la fermeture, nous supposons, que les vitesses de commutation en courant des différents MCT's soient identiques  $\frac{dIA_i}{dt} = \frac{dIA_n}{dt}$  ( $i = 1, 2, \dots, n-1$ ). Le composant le moins retardé prend donc une surintensité  $\Delta IA$ , alors que la tension totale du dispositif parallèle reste à l'état haut. Le déséquilibre maximal théorique lié à la dispersion des temps de délais, peut être exprimé simplement par (Fig.6.6):

$$\Delta I_{A \max} = \Delta t_{df \max} \frac{dI_{Ai}}{dt}$$

$$\Delta t_{df \max} = [tdf_1, \dots, tdf_n]_{\max} - [tdf_1, \dots, tdf_n]_{\min}$$

Par exemple, pour un temps  $\Delta t_{df \max}$  de l'ordre de 100 ns et pour une vitesse égale à 300 A/ $\mu$ s, le déséquilibre est alors de 30 A.

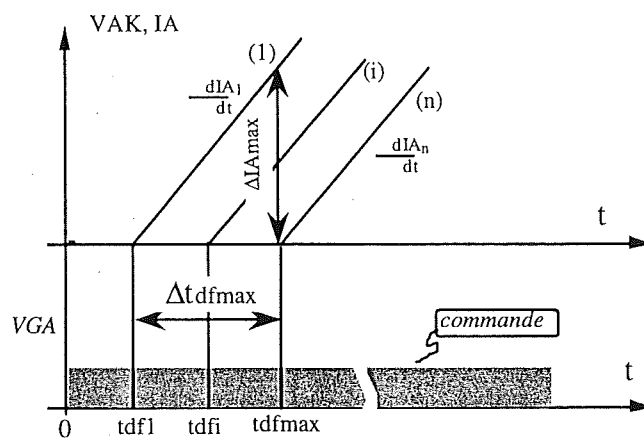


Fig.6.6: Déséquilibre lié à  $tdfi$

Le déséquilibre en courant dû aux délais "tdfi" reste invariable en fonction des conditions externes car ces délais ne dépendent que des composants.

La fig. 6.7a montre l'évolution de la répartition en courant dans le cas de deux MCT, type MCTV65P100F1, en parallèle. On constate, que le composant le moins retardé prend presque tout le courant pour une dispersion ( $tdf1-tdf2$ ) supérieure à 550 ns.

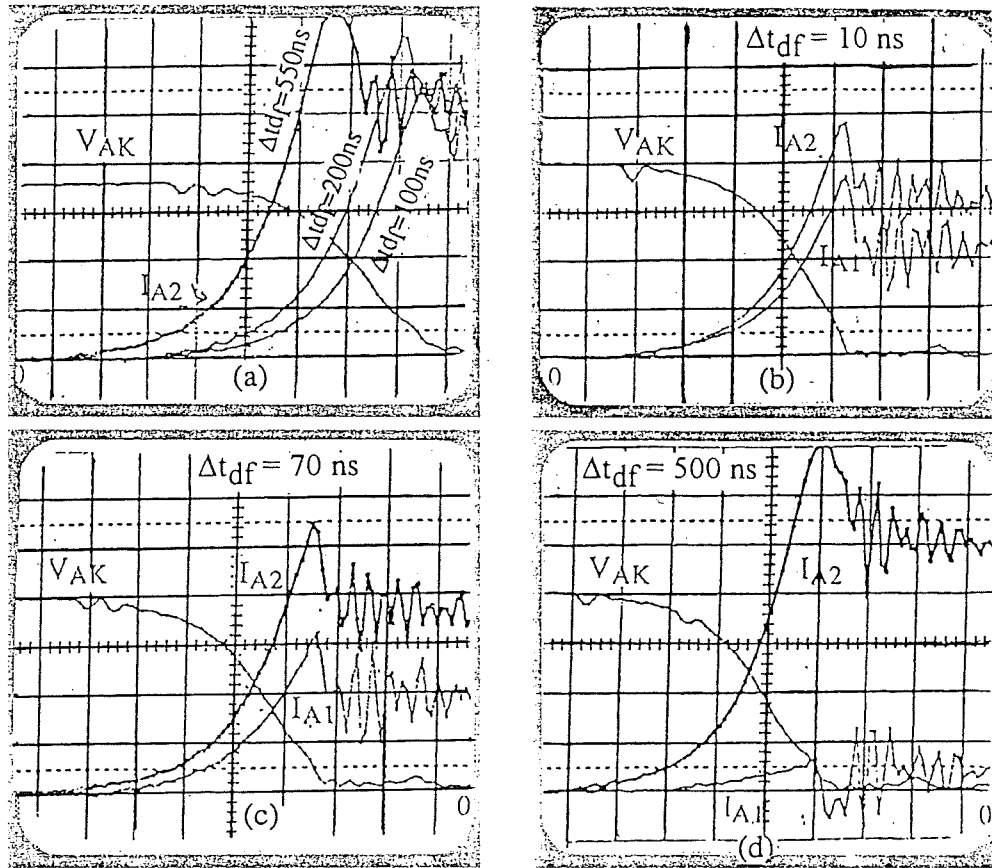


Fig 6.7: Influence des retards sur (a) le composant le plus surchargé (b,c,d) la répartition des courants  
 Ech:  $I_A$ : 20 A/div,  $V_{AK}$ =50V/div,  $t$ : 100 ns/div

### 6.3.1.2 Influence des vitesses en courant $dI_{AKi}/dt$

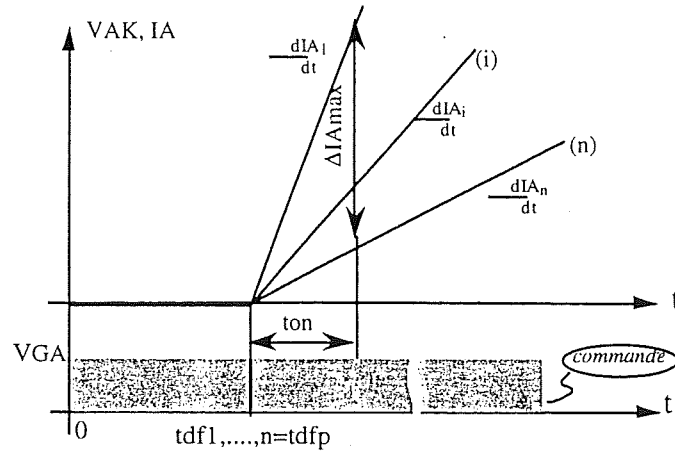
Pour illustrer l'influence des vitesses en courant  $dI_{AKi}/dt$ , nous supposons que les délais à la fermeture sont identiques. Le dispositif parallèle présente une vitesse en courant  $\frac{dI_{Ap}}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{dI_{Ai}}{dt}$  et un courant total  $I_{Ap} = \sum_{i=1}^n I_{Ai}$ . Il est évident que le composant le plus rapide est surchargé en courant et le déséquilibre maximum est alors donnée par l'expression suivante:

$$\Delta I_{A \max} = \left\{ \left[ \left[ \frac{dI_{A1}}{dt}, \dots, \frac{dI_{An}}{dt} \right]_{\max} - \left[ \frac{dI_{A1}}{dt}, \dots, \frac{dI_{An}}{dt} \right]_{\min} \right] \right\} \text{ton} = \Delta \left( \frac{dI_{Ai}}{dt} \right)_{\max} \text{ton}$$

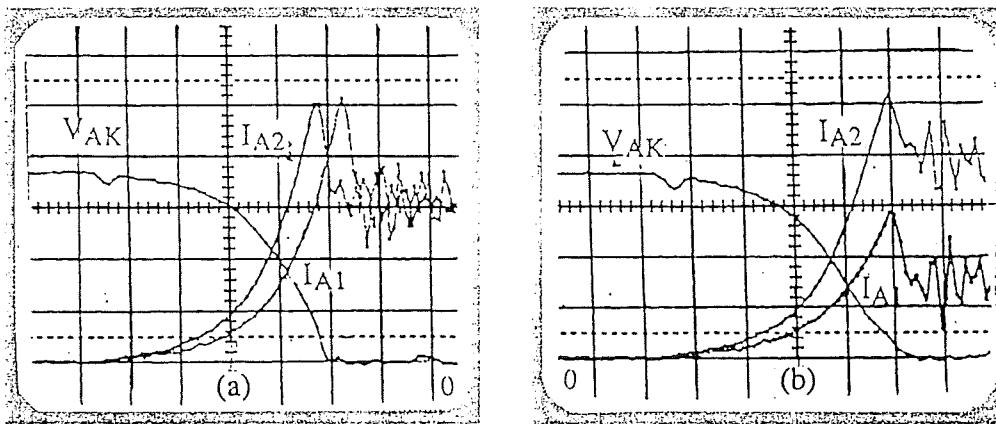
avec:  $\text{ton} \sum_{i=1}^n \frac{dI_{Ai}}{dt} = I_{A \max}$ , qui représente le courant maximum imposé par l'extérieur. Par

exemple, nous pouvons avoir un déséquilibre  $\Delta I_{A \max}$  égale à 20 A pour un temps de montée ton de l'ordre de 400 ns et une dispersion en vitesse  $\Delta \left( \frac{dI_{Ai}}{dt} \right)_{\max}$  égale à 50A/ $\mu$ s.




 Fig.6.8: Vitesses en courant individuelles  $dIA_i/dt$ 

En supposant que les  $R_{thi}$  soient identiques, le plus rapide aura une température de jonction plus élevée. Cela va diminuer sa vitesse et on se trouve avec une réaction convergente. La Fig.6.9 illustre le déséquilibre pendant la montée du courant, dans un dispositif parallèle à deux MCTs (type 600V/75A à 25°C). On a un  $\Delta I_{A_{max}}$  de l'ordre de 40A pour un courant total de 120A et une dispersion de vitesses  $\left. \frac{dIA_i}{dt} \right|_{max}$  égale à 35 KA/ $\mu$ s.


 Fig.6.9: Influence des vitesses ( $dIA/dt$ ) à la fermeture. (a) dispersion des vitesses individuelles (b) répartition des courants correspondante (Ech:  $V_{AK}$ :50V/div,  $I_A$ : 20A/div,  $t$ :100ns/div)

Dans la réalité, la répartition du courant est affectée non seulement par les dispersions en temps de délais  $t_{dfi}$ , mais aussi par les vitesses  $\left. \frac{dIA_i}{dt} \right|_{max}$ . Le meilleur équilibrage en courant à la fermeture peut être réalisé soit par le triage des composants, soit par des circuits d'aide à la fermeture, permettant de diminuer l'effet des dispersions en  $t_{dfi}$  et en  $\frac{dIA_i}{dt}$ . Les circuitiers préfèrent la seconde solution, quand il s'agit de la nécessité d'aide. En effet, la première

solution est une opération délicate et coûteuse et difficile, alors que la seconde est plus facile à mettre en oeuvre. Cependant elle est encombrante et provoque des surtensions à l'ouverture. La fig. 6.10 présente l'effet d'un circuit d'aide à la fermeture. Le circuit est constitué d'une inductance  $L$  et d'une diode en parallèle pour chaque composant. En supposant que l'inductance d'aide est assez grande, pour que la vitesse de montée en courant soit imposée par  $E/L$ , soit  $\frac{dI_{Ap}}{dt} = \frac{E}{L}$  avec  $\left. \frac{dI_{Ai}}{dt} \right|_{\min} \gg \frac{E}{L}$ . On peut dimensionner donc l'inductance d'une façon simple:  $L = E \frac{\Delta t_{df \max}}{\Delta I_{A \max}}$ . Par exemple, si on autorise un déséquilibre en courant de 10% du courant total commuté par le dispositif parallèle,  $I_{Ap} = 120A$ , avec une dispersion maximale en délais  $\Delta t_{df \max}$  de l'ordre de 500 ns, l'inductance d'aide "L" serait environ 13  $\mu H$ , à condition que l'on applique une tension  $E$  de 300V.

En pratique, le circuit d'aide à la fermeture par inductance est peu utilisé pour équilibrer la répartition des courants. En effet, la commutation dans cette phase est rapide et le déséquilibre à la fermeture n'est pas aussi dangereux que celui à l'ouverture, surtout pour des MCT qui supporte bien la surcharge en courant.

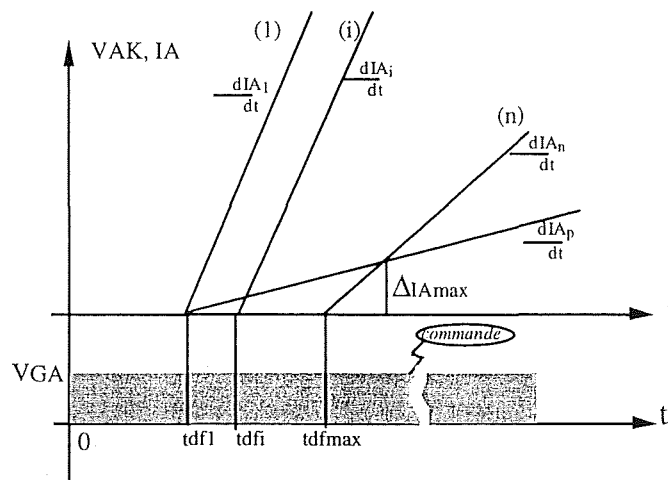


Fig.6.10: Equilibre des courants à la fermeture.

Nous montrons dans la Fig.6.11, la contribution de l'inductance "L" dans l'équilibrage des courants lors de la fermeture. La différence maximale entre les courants commutés est réduite de 10% par rapport au cas sans aide.

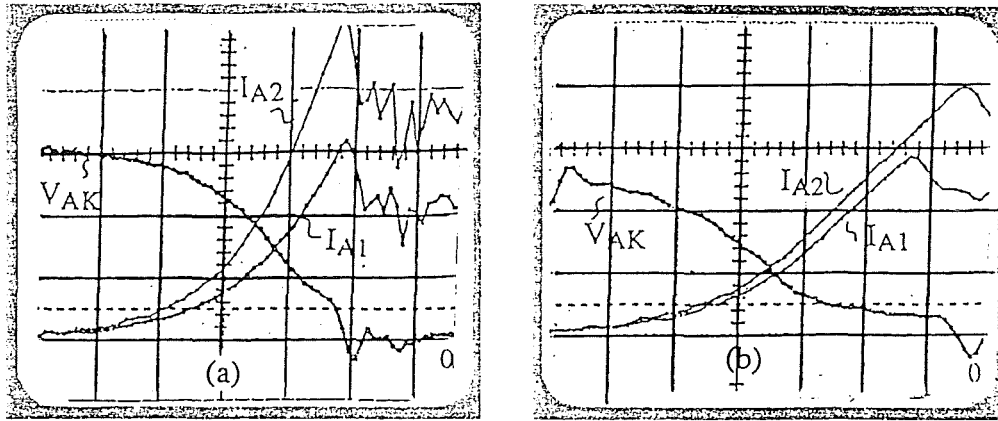


Fig.6.11: Répartition des courants (a) sans aide à la fermeture (b) avec aide à la fermeture  
 Ech:  $V_{AK}$ : 50 V/div,  $I_A$ : 20 A/div,  $t$ : 100 ns/div

### 6.3.2 Ouverture

Le dispositif parallèle est caractérisé à l'ouverture par un retard imposé par le composant le plus retardé, par une vitesse de montée en tension imposée par le composant le plus lent et par un courant de traînage égal à la somme totale des traînées individuelles d'où :

$$t_{dop} = [t_{doi}, \dots, t_{don}]_{\max}$$

$$\frac{dV_{AKp}}{dt} = \left[ \frac{dV_{AK1}}{dt}, \dots, \frac{dV_{AKn}}{dt} \right]_{\min}$$

$$I_{trp} = \sum_{i=1}^n I_{tri}$$

#### 6.3.2.1 Influence des délais à l'ouverture $t_{doi}$

Pendant le temps  $t < t_{doi}$ , le courant du dispositif parallèle est imposé par l'extérieur ( $I_{Ap} = I_{AT} = \sum_{i=1}^n I_{Ai}$ ), alors que sa tension reste faible avec  $V_{AKp} = V_{AKi \min}$  ( $i = 1, \dots, n$ ). Pour

illustrer qualitativement l'influence des délais à l'ouverture, nous supposons que les vitesses de montée en tension  $dV_{AKi}/dt$  sont identiques et que le courant  $I_{Ai}$  de chaque MCT s'annule dès la fin de son délai. A partir de là, le composant le plus lent, en temps de retard à l'ouverture, prend tout le courant du dispositif parallèle, ainsi le déséquilibre théorique peut être exprimé par  $\Delta I_{A \max} = I_{Ap} \left( 1 - \frac{1}{N} \right)$  (Fig.6.12). Dans la pratique, les déséquilibres sont

moins importants, car les composants ne sont pas complètement ouverts à la fin de leurs

délais  $t_{doi}$ . La surintensité  $\Delta I_{Amax}$  crée un déséquilibre en température, qui fait croître d'avantage le délai à l'ouverture. On se retrouve donc avec une boucle divergente. Notons qu'il ne s'agit pas d'un emballement thermique, car ces délais varient d'une façon très limitée avec la température. L'oscillogramme Fig.6.13a montre le déséquilibre en courant pour deux MCTs de 1000V/65A en parallèle en fonction de la dispersion des retards. Le déséquilibre devient total pour un  $\Delta t_{do} > 450ns$  ( $I_{AT} = 120 A$ ).

Si nous analysons plus en détail l'échange des courants à l'ouverture (Fig.6.13(b,c,d)), nous observons deux phases essentielles :

- Un échange des courants vers un déséquilibre à faible tension, ce déséquilibre est d'autant plus important que la dispersion des délais est élevée [62], [63], [64],[54].

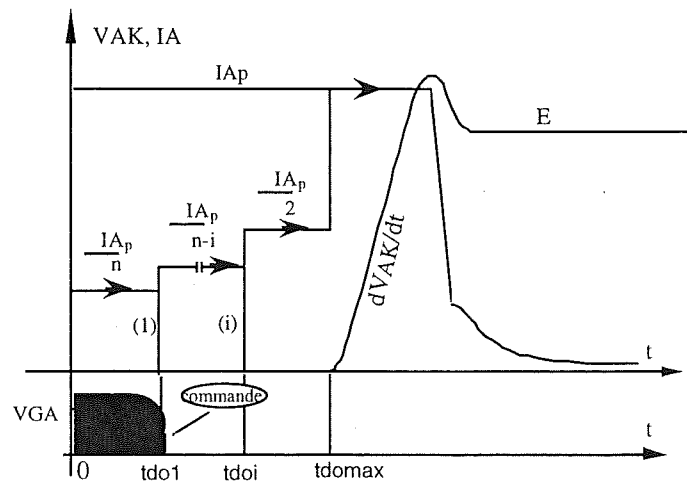


Fig.5.12: Influence des délais  $t_{doi}$  à l'ouverture

- Un échange de courant vers un équilibrage pendant la montée de tension. La première phase entraîne une augmentation des pertes dans le MCT le plus surchargé, ce qui donne un déséquilibre en température entre les différentes jonctions. Ceci crée éventuellement une réaction divergente car l'élévation de  $\theta_j$  dans le composant le plus surchargé accroît beaucoup plus le déséquilibre en courant. Cette phase ne présente pas un danger particulier pour le composant, car la tension à ses bornes est relativement faible. Cependant on doit tenir compte du fait que les MCTs ont un pouvoir de coupure limité et que le MCT le plus chargé en courant risque de dépasser son pouvoir de coupure. La deuxième phase est importante pour l'ouverture, car les MCTs présentent des aires de sécurité restreintes. On constate (Fig.6.13), que la contrainte en  $(V_{AKj}, I_{Aj})$  est toujours plus sévère pour le MCT le plus surchargé en courant. Par conséquent, il est nécessaire de limiter le couple  $(V_{AKj}, I_{Aj})$  de ce dernier, dans la partie restreinte de l'aire de sécurité.

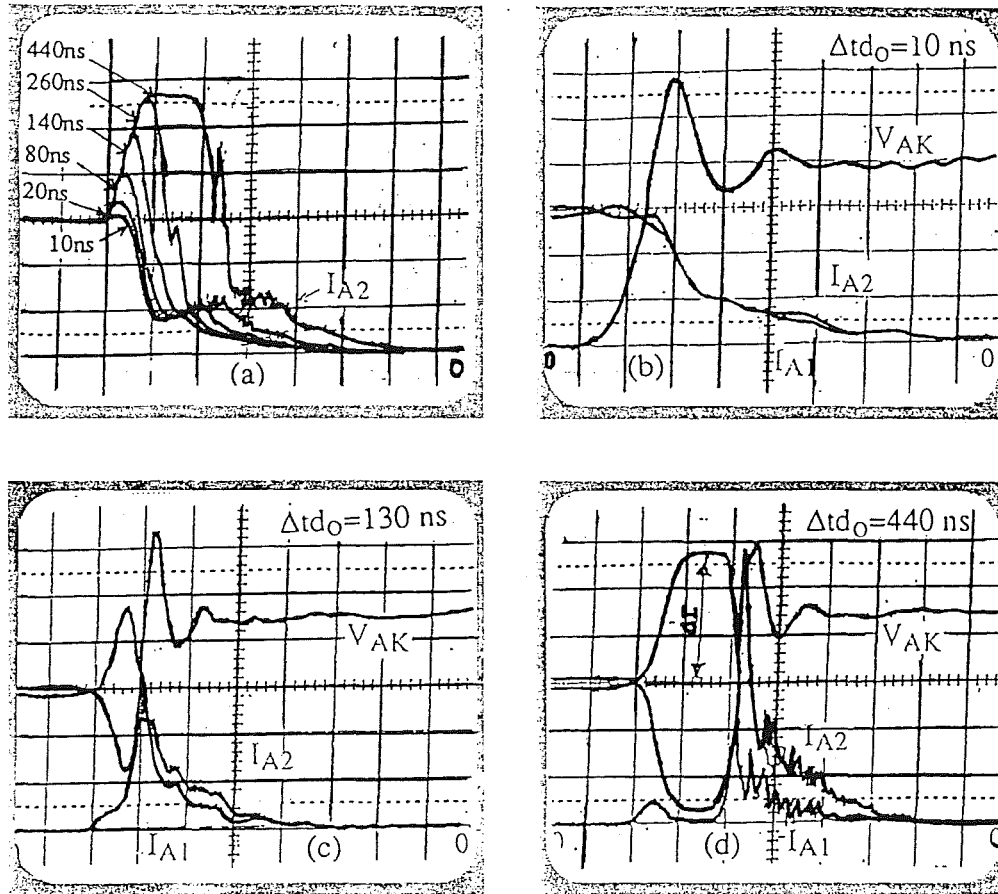


Fig.6.13: Influence des retards sur (a) le plus surchargé(b, c, d) la répartition des courants  
 Ech:  $I_A$ :20 A/div,  $V_{AK}$ :50 V/div,  $t$ : 200 ns/div

### 6.3.2.2 Influence des vitesses de montée en tension $dV_{AKi}/dt$

Afin de montrer l'effet de la dispersion en vitesse  $\frac{dV_{AKi}}{dt}$ , les retards à l'ouverture sont considérés être identiques (Fig.6.14a). Le dispositif parallèle supporte le courant imposé par l'extérieur sous  $\left. \frac{dV_{AKi}}{dt} \right|_{\min}$ . On suppose que lorsque la vitesse  $\frac{dV_{AKi}}{dt}$  est limitée par l'extérieur, ce MCT perd totalement son courant. Le déséquilibre maximum lié à la dispersion des vitesses de tension est alors :

$$\Delta I_{A \max} = I_{Ap} \left( 1 - \frac{1}{N} \right).$$

En d'autres termes, cela signifie que le MCT présentant la vitesse minimale  $\left. \frac{dV_{AKi}}{dt} \right|_{\min}$  prend la totalité de courant  $I_{Ap}$ . Ce composant se trouve donc à une température de jonction plus élevée, ce qui engendrera une diminution de sa vitesse en tension, d'où une réaction divergente. Cependant, la divergence ne peut pas avoir lieu à cause de la variation très faible de  $dV_{AKi}/dt$  en fonction de température [55].

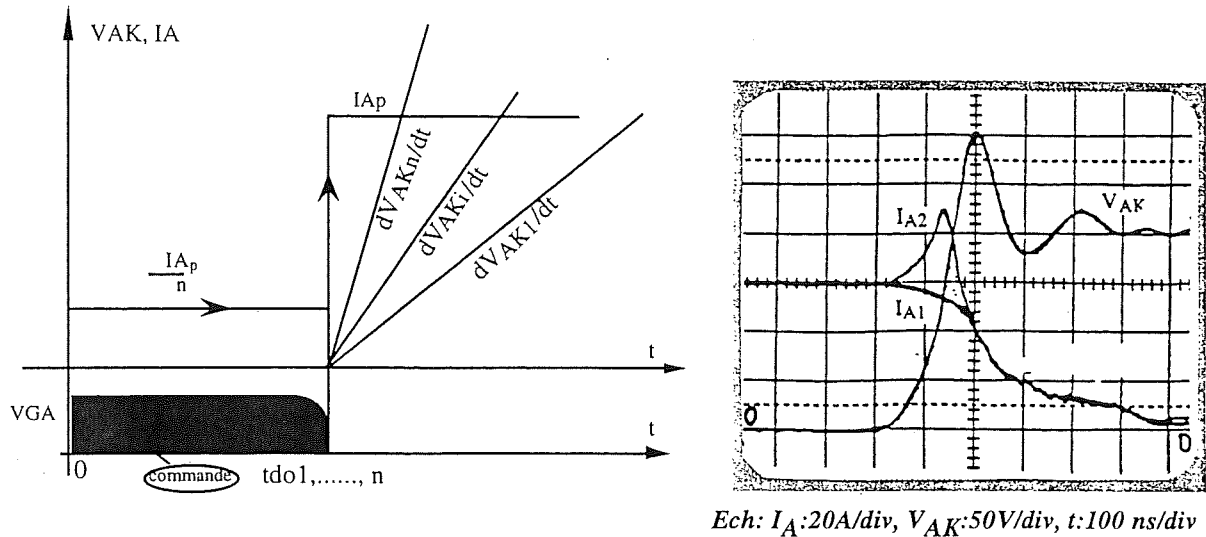


Fig.6.14: (a) Vitesses individuelles à l'ouverture, (b) Influence des vitesses  $dV_{AK}/dt$  à l'ouverture

La fig.6.14b montre l'effet de la dispersion des vitesses en tension dans le cas de deux MCTs de 1000V/65A. Pour une dispersion des vitesses de 1KV/ $\mu$ s, nous enregistrons un  $\Delta I_{Amax}$  de 30A à un courant total de 120A.

### 6.3.2.3 Influence des traînées $I_{tri}$ .

La traînée du dispositif parallèle est égale à la somme totale des traînées individuelles sous une tension totale E quasi constante, imposée par l'extérieur. La traînée individuelle, est donnée par  $I_{tri} = \frac{4Q_i(t)D_n}{W_M^2}$  et les charges stockées  $Q_i(t)$  ne disparaissent que par le phénomène de recombinaison Fig.6.15. Il est évident, que le déséquilibre en courant de traînée est lié directement aux différences des charges stockées, résultent des phases précédentes (délais, vitesses en tension). Par contre, le déséquilibre pendant le traînage ne présente pas de dangers particuliers pour les composants, hormis le fait de se retrouver en présence d'une réaction divergente, car la température  $\theta_j$  est plus élevée dans le MCT le plus chargé, ce qui accroîtra encore son courant de traînée.

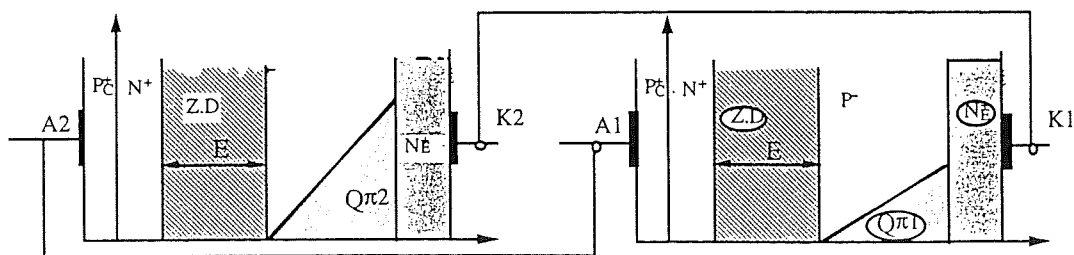


Fig.6.15: Comportement des MCTs en parallèle lors du traînage

### 6.3.3 Solutions pour une meilleure répartition en courant à l'ouverture

Nous avons montré l'influence des paramètres individuels: retards  $(t_{do})_i$ , vitesses  $(dV_{AK}/dt)_i$ , ainsi que le traînage  $(I_{tr})_i$  sur la répartition du courant à l'ouverture. Il en ressort que la dispersion en temps de délai  $t_{doi}$  reste le paramètre essentiel dans le partage du courant.

Par contre, il n'est pas possible de trouver des moyens externes afin de compenser le déséquilibre en courant causé par la dispersion de délais, car ils ne dépendent que des composants. D'un autre côté, il n'est pas forcément nécessaire de les compenser car la tension est faible pendant l'échange de courant. Le seul critère à respecter est  $(I_{Amax})_i < I_{Amax}$ . L'utilisation d'un circuit d'aide C ou RCD peut être intéressante pour limiter le déséquilibre pendant la montée de  $V_{AK}$ . Les Fig.6.16(a,b) présentent le cas de deux MCTs de 1000V/65A en parallèle, sans et avec circuit d'aide extérieur (R ou RCD). L'emplacement d'une capacité de 220 nF par composant n'a pas joué un rôle important dans l'équilibrage des courants, pendant la phase des délais (I), mais elle a limité la puissance  $V_{AKi}(t)$ ,  $I_{Ai}(t)$  pour chaque composant, pendant la montée de la tension et du traînage.

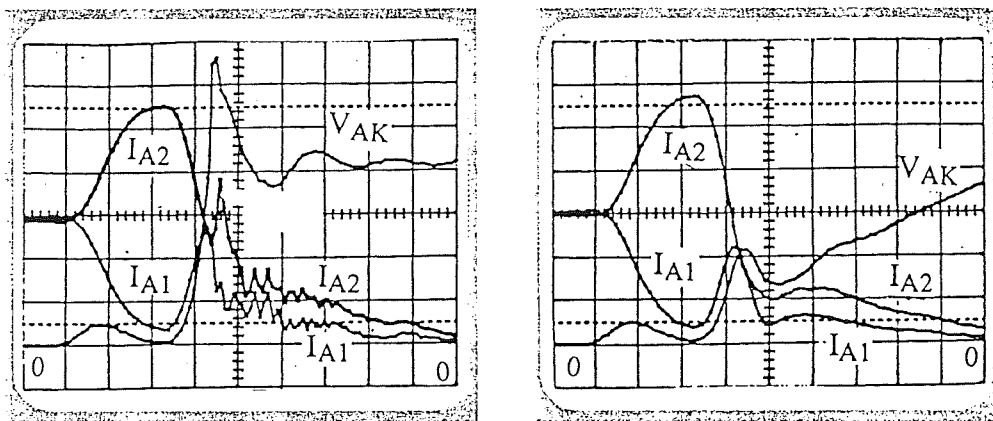


Fig.5.16 : Répartition des courants (a) sans aide (b) avec aide ( $C=220$  nF)  
 Ech:  $I_A:20A/div$ ,  $V_{AK}:50V/div$ ,  $t:100ns/div$

### 6.3.4 Influences de la réalisation technologique et des conditions externes sur la répartition du courant.

Nous avons montré que les paramètres internes des composants ( retards, vitesses de commutations, traînage ...etc.) influent sensiblement la répartition en courant. Mais ces paramètres ne sont pas les seuls à intervenir. Nous allons donc examiner le rôle des paramètres externes.

### 6.3.4.1 Inductances du câblage

Nous prenons la mise en parallèle de deux MCTs avec  $L_{Ai}$ ,  $L_{Ki}$  les inductances parasites du côté anodes et celles du côté cathodes.  $\Delta L_{Ai}$ ,  $\Delta L_{Ki}$  sont les différences des inductances du câblage de chaque côté entre les deux composants. En pratique, la non symétrie du circuit ( $L_{Ai}$ ,  $L_{Ki}$ ), liée à la difficulté de la réalisation du montage, affecte d'une manière directe la répartition en courant par l'intermédiaire de  $\Delta L_{Ai}$  et de  $\Delta L_{Ki}$  [62], [57].

Nous illustrons dans la fig.6.16 les conséquences du câblage pendant les processus de la fermeture et de l'ouverture. Pour la fermeture, nous pouvons remarquer que l'influence de la dispersion des inductances du côté anode est plus importante que celle du côté cathode. Par exemple, l'addition d'une inductance de 100 nH (correspondant à 10 cm de longueur) à l'anode du composant N°1, donne un déséquilibre pouvant atteindre 24 A contre 14 A à condition qu'elle soit déplacée du côté cathode. Ces résultats sont compréhensibles, car l'addition d'une inductance  $\Delta L$  sur l'anode ou sur la cathode du composant N°1, permet la diminution de la vitesse de montée en courant. De plus, l'inductance ajoutée sur l'anode a un effet supplémentaire, qui est lié à la réaction commande-puissance. Cet effet est caractérisé par un ralentissement de la fermeture du canal, d'où un déséquilibre plus remarqué.

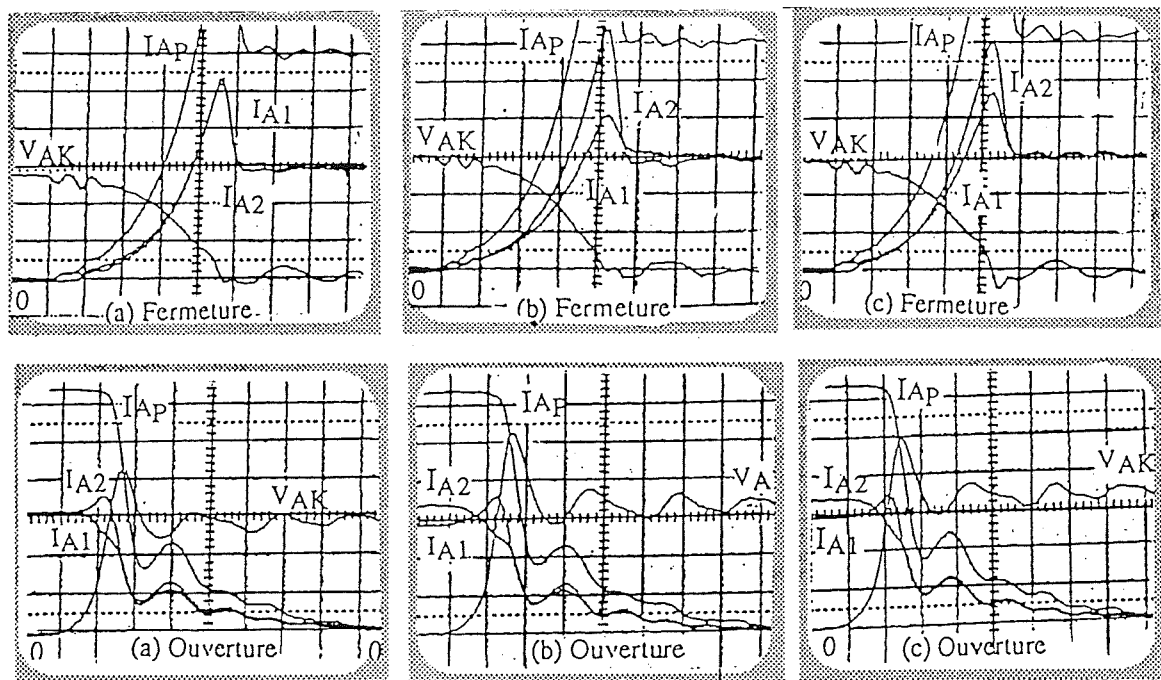
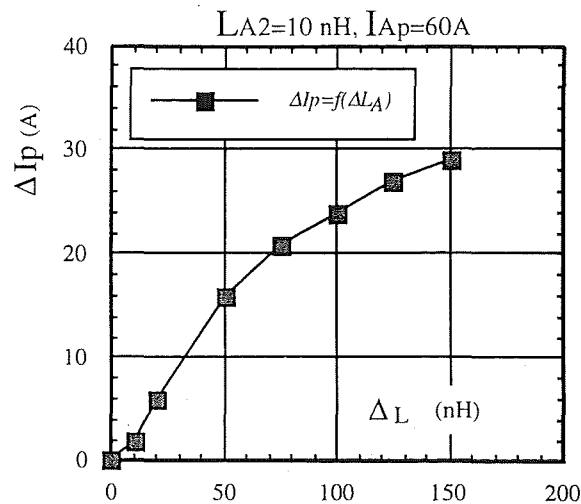


Fig.6.16 : Influences des inductances (a)  $L_{Ai}$ ,  $L_{Ki}$  identiques, (b)  $\Delta L_A=100\text{nH}$ , (c)  $\Delta L_K=100\text{nH}$   
 Ech: VAK: 50V/div, IA:20A/div, t:200 ns/div.

La Fig.6.17 illustre les déséquilibres en courant  $\Delta I_{Amax}$  en fonction de différences des inductances  $\Delta L_{Ai}$ . Le déséquilibre en courant peut atteindre jusqu'à 30A pour  $\Delta L_A=150\text{nH}$  et  $I_{Ap}=60\text{A}$ . A l'ouverture, l'effet des différences de câblage est complètement négligeable, que ce soit du côté anode ou du côté cathode.



Fig.6.17: Dépendance du  $\Delta I_{max}$  aux différences  $\Delta L$ 

#### 6.3.4.2 Commande de grille ( $R_G$ , $L_G$ )

Afin de connaître l'effet produit par les éléments de la commande ( $R_{Gi}$ ,  $L_{Gi}$ ) sur la répartition du courant, nous avons comparé les deux configurations de la grille présentées dans la Fig.6.18(a,b). Nous avons obtenu strictement les mêmes répartitions en courant à la fermeture et à l'ouverture, et ceci pour les deux modes de connections et pour trois valeurs de résistances  $R_{Gi}$  (0,75, 1, 1,5)  $\Omega$ . Les répartitions superposées sont illustrées par la Fig.6.18c.

Nous avons aussi introduit des résistances différentes dans la grille de chaque MCT,  $R_{G1}=1,5\Omega$ ,  $R_{G2}=0,75\Omega$ . La Fig.6.18d présente les commutations à la fermeture et à l'ouverture. Nous pouvons ainsi, noter que la dispersion des  $R_G$  joue un rôle notable dans la répartition à la fermeture. En revanche, elle a peu d'effet à l'ouverture. Dans le but d'observer l'effet de la dispersion des inductances  $L_{Gi}$ , nous avons introduit différentes longueurs de câblage dans le circuit de commande du composant N°1 et nous n'avons pas observé un changement notable dans la répartition du courant (Fig.6.19).

#### 6.3.4.3 Tension appliquée et température de jonction

L'effet de ces deux paramètres sur l'équilibrage en courant est illustré dans la Fig.6.20. Nous pouvons noter que l'influence de la tension « E » est négligeable. La température de jonction joue un rôle plus actif que la tension, dans le déséquilibre en courant à l'ouverture.

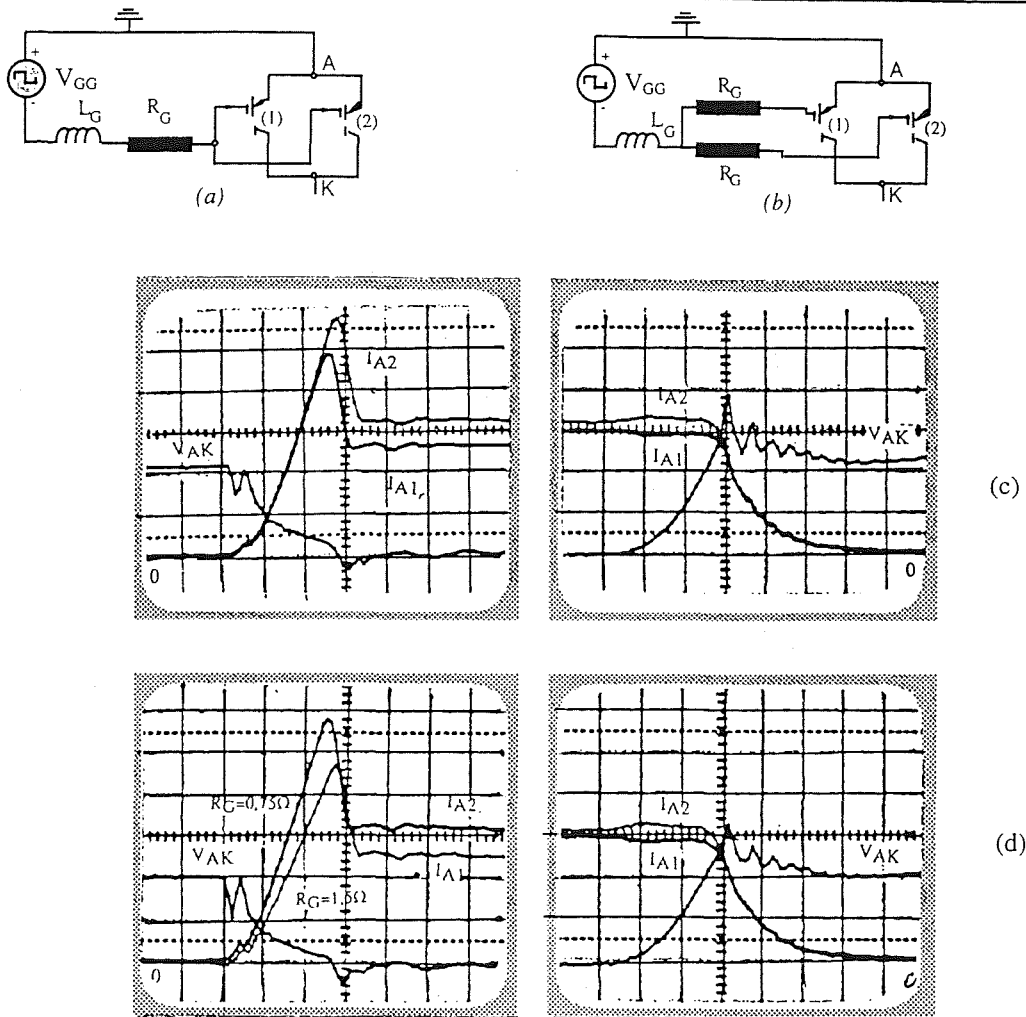


Fig.6.18: effet de  $R_G$  (a,b) Les configurations possibles de  $R_G$  (c)  $R_G$  identiques ( $R_G=1,5\Omega; 1\Omega; 0,75\Omega$ ) (d)  $R_G$  dispersées ( $R_{G1}=1,5\Omega, R_{G2}=0,75\Omega$ ), Ech:  $V_{AK}:50V/div, I_A:10A/div, t:100\text{ ns/div}$ .

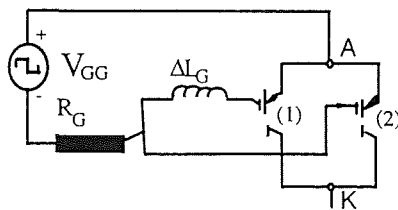


Fig. 6.19: effet de  $\Delta L_G$  (a) différences de câblage

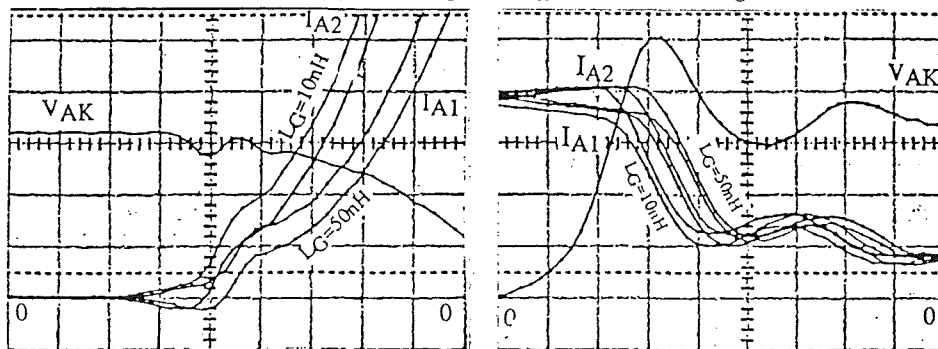


Fig. 6.19: effet de  $\Delta L_G$  (b) à la fermeture et à l'ouverture  $V_{AK}:50V/div, I_{A_{ferm}}:2A/div, I_{A_{ouv}}:10A/div, t:50ns/div$

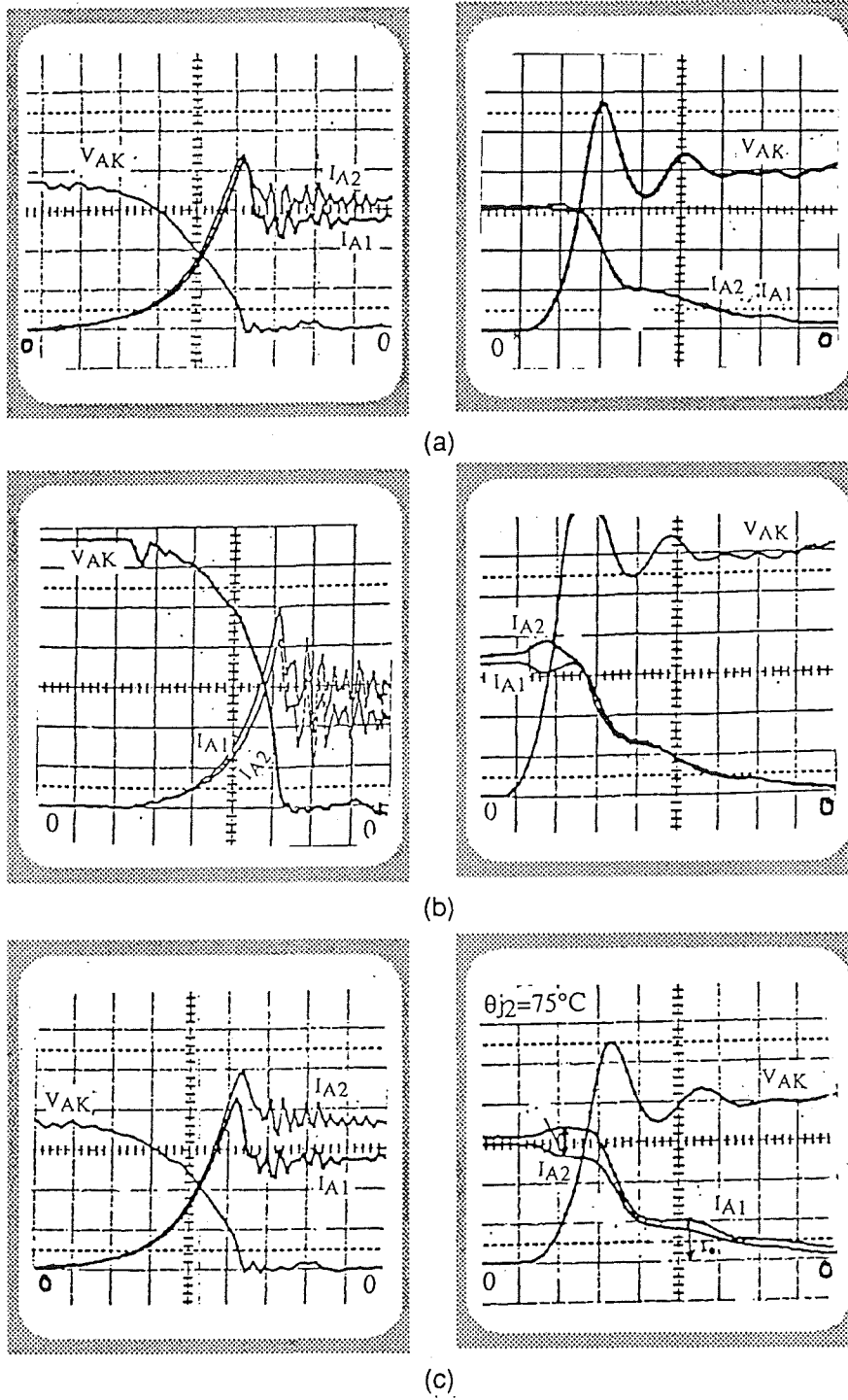


Fig.6.20: (a) état de référence, (b) effet de la tension commutée  $E$ , (c) effet de  $\theta_j$   
 Ech:  $V_{AK}$ :50V/div,  $I_A$ : 20A/div,  $t$ :100ns/div

---

## 6.4 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre, les effets des dispersions dans les caractéristiques internes des composants, telles que les retards ( $t_{df}$ ,  $t_{do}$ ), les vitesses de commutation en courant et en tension ( $dV_{AK}/dt$ ,  $dI_A/dt$ ), ainsi que les tensions directes  $V_F$  sur la répartition en courant lors de la mise en parallèle.

En statique, le choix des composants de caractéristiques internes proches est la seule solution disponible pour l'obtention de l'équilibrage en courant. Bien évidemment, un bon montage thermique assure mieux l'équilibre des courants et minimise la dispersion en température entre les différentes jonctions.

Les conséquences du déséquilibre à la fermeture ne sont pas aussi dramatiques que celles à l'ouverture. Toutefois ce déséquilibre doit se situer à un niveau acceptable afin d'éviter le déséquilibre thermique. On peut toujours essayer d'améliorer la répartition par un circuit d'aide à la fermeture. Cependant cette solution est peu utilisée à cause de son encombrement et de sa efficacité médiocre.

A la fermeture du dispositif parallèle, les différences de câblage ( $\Delta L_{Ai}$ ,  $\Delta L_{Ki}$ ), les résistances ( $R_{Gi}$ ) et la tension appliquée  $E$ , peuvent également affecter la répartition des courants

A l'ouverture, le problème du déséquilibre doit être pris en compte d'une façon plus sérieuse car l'aire de sécurité restreinte des MCTs nécessite une répartition plus juste. Le circuit d'aide classique (C ou RCD) ne joue pas un rôle important sur le déséquilibre causé par la dispersion des retards ( $t_{do}$ )<sub>i</sub>. En revanche, il est utile pour la montée en tension et la phase de traînage.

A l'ouverture l'effet de tous ces paramètres externes est quasiment négligeable, à l'exception de la température.



## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire résulte de la volonté d'approfondir la connaissance des composants semi - conducteurs pour l'électronique de puissance. La finalité est d'utiliser au mieux les possibilités offertes par les dispositifs.

L'obtention d'une meilleure connaissance d'un composant passe obligatoirement par une étude comportementale du dispositif. Cette étude peut être réalisée en utilisant deux voies complémentaires:

- l'expérimentation à l'aide de circuits de test en monocoup ou "SAEP", technique développée et utilisée à l'ESIM.
- l'analyse physique interne, simplifiée ou non.

La combinaison de ces deux méthodes permet non seulement d'acquérir les caractéristiques externes: tension, courant, vitesse en tension, vitesse en courant, pertes, temps de commutations ... en fonction des contraintes imposées au composant, mais aussi d'établir les liaisons avec les origines physiques internes du comportement observé.

Le nouveau composant MCT a été étudié dans cet esprit pour les différents modes de commutations (la commutation dure, la commutation douce en ZVS et la commutation douce en ZCS ) et pour des régimes anormaux comme le dépassement du pouvoir de coupure et celui de l'aire de sécurité de commutation.

### ● En commutation dure

A la fermeture, le MCT manifeste d'un comportement différent de celui des IGBTs en ce qui concerne la montée en courant. Elle se présente sous une forme parabolique avec une vitesse de montée initiale assez lente. Ce comportement est justifié par le fait que le courant dans le MCT est lié au phénomène thyristor. La vitesse en courant  $dI_A/dt$  croît en fonction de la tension d'alimentation "E" et décroît en fonction de la température de jonction. La vitesse de descente en tension  $dV_{AK}/dt$  est rapide et dépend peu de conditions externes. Les pertes à la fermeture résultent principalement de la phase de la montée de courant.

En conduction normale, la tension passante du MCT est entièrement déterminée par le courant  $I_A$  imposé au composant et la température de jonction. Le coefficient en température  $dV_{AK}/d\theta_j$  est négatif. C'est un point fort du MCT par le faible niveau de tension en conduction.

A l'ouverture, il existe dans le MCT un temps de délai (avant la montée de la tension) correspondant à un temps de déstockage  $t_s$ , qui permet de briser l'action thyristor. La vitesse de montée en tension  $dV_{AK}/dt$  à l'ouverture est d'autant plus grande que le courant imposé en conduction au MCT est élevé. L'augmentation de la température de jonction entraîne un ralentissement de la vitesse en tension. Comme les IGBTs, le MCT présente aussi un courant de traînée à l'ouverture. La traînée croît en fonction de la température de jonction, de la tension d'alimentation  $E$  et du courant commuté. La plupart des pertes à l'ouverture dans le MCT se trouvent dans la phase de traînée comme avec les IGBTs.

D'une façon globale, la commande du MCT a une place très limitée dans le mode "commutation dure", classique tel que les onduleurs de tension.

La modélisation des pertes en commutation dure, présentée dans ce mémoire, est intéressante car elle permet d'évaluer les pertes dans n'importe quelles conditions d'utilisation à partir d'un nombre d'essais réduit.

#### ● Commutation douce ZVS

Le MCT est caractérisé, dans le mode ZVS, par des pics de tension importants lors de la mise en conduction. L'origine de ce comportement est lié au temps nécessaire à la génération de l'action thyristor, qui nécessite une tension positive aux bornes du composant. Les pics de tension sont d'autant plus élevés que la vitesse en courant  $dI_A/dt$  imposé par l'extérieur est forte. Ils peuvent aller jusqu'à la tension d'alimentation lorsque la vitesse  $dI_A/dt$  devient très importante. Le préconditionnement, la température  $\theta_j$  et la commande influent peu sur les pics. Malgré l'importance des pics en amplitude, les pertes causées sont tout à fait négligeables. Par contre cela provoque une génération de parasites néfaste sur le plan de la CEM.

#### ● Commutation douce ZCS

En mode ZCS, le MCT est caractérisée par des pics de courant de type court - circuit lors de la réapplication d'une tension positive aux bornes du composant. Les pics de courant

sont dus au fait que le MCT n'est pas encore bloqué au moment de la réapplication de tension à cause des charges stockées, qui ne disparaissent que par recombinaison. L'importance des pics dépend principalement de la vitesse en tension  $dV_{AK}/dt$ , de la température de jonction  $\theta_j$  et du courant initial commuté  $I_A(t)$ . La commande peut jouer un rôle dans le cas de l'anticipation de l'ordre. L'amplitude de courant peut être conséquente mais les pertes causées sont faibles par rapport à celles de la phase de traînage. Cependant, les pics maximum doivent être inférieurs au pouvoir de coupure du MCT pour que le composant puisse se bloquer. Ce mode de commutation n'est exploitable avec le MCT que pour des applications où le temps avant la réapplication de la tension est supérieur à 3 - 4  $\mu s$ . Cela limite la fréquence utilisable.

### ● Mise en série

Cette étude a pour objectif d'examiner les possibilités du MCT pour les applications à tension élevée. En effet, l'opération de la mise en série du MCT est plus qu'avec les MOSFETs ou les IGBTs car le MCT-P présente une aire de sécurité à l'ouverture (RBSOA) restreinte, comme les transistors bipolaires de puissance. Cela nécessite un équilibrage poussé de tensions à l'ouverture. Le paramètre clé, intervenant dans le déséquilibre de tension à la fermeture et à l'ouverture, est le temps de délai. Un écart de quelques nanosecondes peut entraîner un déséquilibre important. Deux solutions, circuit d'aide RC et écrêtage, peuvent être envisagées pour obtenir une meilleure répartition de tension. La réalisation d'un montage bien équilibré sur le plan thermique est essentiel.

### ● Mise en parallèle

La mise en parallèle du MCT permet d'aboutir des interrupteurs de fort calibre en courant à partir des composants disponibles. Comme dans le cas de la mise en série, l'équilibrage en courant, lors de la mise en parallèle, se pose essentiellement à l'ouverture. On doit respecter la limite de l'aire de sécurité de chaque composant dans le dispositif parallèle et notamment celle du composant le plus surchargé en courant. Le paramètre essentiel intervenant dans le déséquilibre en courant à l'ouverture est le temps de délai. Deux cas de déséquilibre ont été étudiés.

-l'échange en courant pendant le temps de délai. Cet échange ne pose pas de problème grave, car la tension aux bornes du dispositif parallèle est faible. Cependant le courant maximum du composant le plus surchargé doit rester inférieur au courant du pouvoir de coupure.

- le déséquilibre en courant pendant la montée en tension et la phase de traînage. L'équilibrage dans ce cas peut être obtenu en utilisant simplement des circuits d'aides classiques.



● Obstacles à l'utilisation du MCT

Le pouvoir de coupure limité du MCT constitue un handicap sérieux car cela exclut la possibilité de la protection du dispositif en cas de surcharge, court circuit par exemple.

Les progrès dans ce domaine dépendent essentiellement de l'avancée technologique du côté concepteur, mais sont de fait limités par principe même.

L'aire de sécurité restreinte par rapport aux IGBTs est un autre élément limitatif du dispositif car un circuit d'aide à l'ouverture est toujours indispensable comme avec les transistors bipolaires de puissance et les GTO.

La technologie multicellulaire permet une densité de courant élevée. Par contre, la réalisation de dispositifs à fort calibre en courant se heurte à des problèmes de la concentration de courant dans les cellules centrales, d'où une limitation des performances.

HARRIS est actuellement le seul fournisseur de MCT, ce qui est un autre handicap pour l'utilisation de ce composant en électronique de puissance.

---

*Bibliographie*

---



**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **V A. K. TEMPLE**  
"MOS-Controlled Thyristor - A New Class of Devices", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-33, No. 10, October 1986
- [2] **V.A. K. TEMPLE**  
" Advances in MOS Controlled Thyristor Technology and Capability", PCIM Proceedings 1989.
- [3] **A.C.SANCHEZ**  
" Etude comportementale des IGBTs dans les divers modes de commutation", Thèse de doctorat INPG, Novembre 1995.
- [4] **D. LAFORE**  
" Possibilités du MCT", EPF'94, PP 155 - 160.
- [5] **F. BAUER, P. ROGGWILER**  
"Design Aspects of Mos Controlled Thyristor Elements" in IEDM Tech. Dig., 1989, pp 297-300.
- [6] **J. L. SANCHEZ, Y. PATEL, R. BERRIANE, J. JALADE**  
"Dispositif MCT: Etat de l'art et prospective", Rapport LAAS n° 94068, Février 1994
- [7] **F. F. PROTIWA, E. SEEKAMP**  
"Expérimental Results Using MCTs in Hard and Soft Switching Modes", EPE'93, BRIGHTON, PP 350 - 355.
- [8] **J.M.LI, A. MERAZGA & D. LAFORE**  
" Behavior Analysis of MCT Under ZVS and ZCS Conditions", EPE'95 Sevilla pp 2.001 - 2.006.
- [9] **M. STOISIEK & D. THEIS**  
"Turn-on Principles of the MOS-GTO", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-2, No. 4, October 1987.
- [10] **F. SUGAWARA & Y. SUNOHARA**  
"The MOS-Controlled MCC - GTO Thyristor", IEEE Electron Device Letters, Vol. 11, No. 9, September 1990
- [11] **Q HUANG, G.A.J. AMARATUNGA, W.I. MILNE**  
"MOS Controlled Current Interruption as a turn off mechanism for thyristors", Proceedings off 1992 International Symposium on Power Devices & ICs, Tokyo, pp 266-270
- [12] **I. CLAVERIE**  
" Caractérisation du MCT", DEA USTL/ESIM, Septembre 1993

- 
- [13] **M E. ELBULUK, D S.ZINGER & T. LEE**  
" Performance of MCT's in a current-regulated AC/AC PDM Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.1, January 1996.
- [14] **S D. ARTHUR, V. A. K. TEMPLE**  
"Special 1400 Volt N-MCT Designed for surge applications", EPE'93 Brighton, pp 266-271.
- [15] **A. C.SANCHEZ, D. LAFORE**  
"Procédure d'utilisation du banc d'essais des composants IGBT en commutation dure", EEPS/ESIM Avril 1993.
- [15'] **A. C. SANCHEZ, D. LAFORE**  
"Procédure d'utilisation du banc d'essais des composants IGBT en commutation dure", ESIM/IMT, Avril 93
- [16] **HARRIS SEMICONDUCTORS**  
"MCT User's Guide", september 1992.
- [17] **T. M. JAHNS, R. W. A. A. DE DONCKER, J W. A. WILSON, Voncker, V A. K. TEMPLE, & D. L. WATROUS**  
" Circuit Utilization Characteristics of MOS-Controlled Thyristors", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol.27, No.3, May/June 91, pp 589 - 597.
- [18] **H-G. ECKEL, L. SACK**  
"Features of MOS Controlled Thyristor in Voltage-Source Inverters", PCIM, June 93 Proceedings, pp 298 - 311.
- [19] **J. MATHIAS, A. JAAFARI & G. JOOS**  
" P-Channel MOS-Controlled Thyristor Static and Dynamic Behavior", IEEE 1994, pp 1187 - 1191.
- [20] **M. YOUSSEF, R. M. POPESCU, J.ROUDET**  
"A Contribution to MCTs Testing in Hard and Soft Switching Modes", PCIM Proceeding May 1996, pp 47 - 52.
- [21] **F.CALMON**  
" Participation à l'étude du comportement électrothermique des IGBTs", Thèse de doctorat INSA, Juillet 1995.
- [22] **F. BAUER, T. STOCKMEIER**  
" Static and Dynamic Characteristics of High Voltage (3,5 kV) IGBT and MCT Devices", Proceeding of 1992 International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Tokyo, pp 22 - 27.
- [23] **H. H. LI, M. TRIVEDI, S.PENDHARKAR, C. WINTERHALTER & K. SHENAI**  
" Performance Comparison of IGBTs and MCTs in Resonant Converters", IEEE 1995, pp 50 -54.
- [24] **G. BOBER, K. HEUMANN**  
"Comparison of MCT and IGBT with Respect to High Frequency Inverter Applications -Hard Switched Mode-" PCIM Proceedings June1994.

- [25] **I. COULIBALY**  
"Couplage électrothermique applicatif: Logiciel d'aide au dimensionnement thermique optimisé des convertisseurs et à l'évaluation des performances d'un composant donné dans une application", DEA USTL/ESIM Septembre 1995.
- [26] **P. D. KENDLE, V. TEMPLE & S. D. ARTHUR**  
"Switching Comparison of Generation 1 and generation 2 P-MCTs and Ultrafast N-IGBTs", in IEEE IAS Conf.Rec., pp. 1286 - 1292, Oct. 1993
- [27] **V. TEMPLE, S. ARTHUR, S. AL-MARAYATTI, E. YANG**  
"Preview of second generation P-MCT", PCIM Proceeding 1994
- [28] **J. L. SHE, G. BOBERT, K. HEUMANN**  
"Comparison of Semiconductor Device Losses of The 2nd Generation MCT and IGBT in Hard Switching Inverter Systems", PCIM Proceeding May 1996, pp 69 - 75.
- [29] **J. ARNOULD, P. MERLE**  
"Dispositifs de l'électronique de puissance", Vol. 1, 2 Editions HERMES 1992.
- [30] **J. ARNOULD, J. M. LI, D. LAFORE, P. MERLE**  
"Contrôle des charges dans les dispositifs de l'électronique de puissance, "REG n° 5/92 - Mai 92.
- [31] **A. C. SANCHEZ, J. M. LI, D. LAFORE**  
"Behavior analysis of the IGBT in hard and soft switching modes by a soft modeling concept. CIEP'94, Puebla Mexique, Aout 1994.
- [32] **R. DUTTA, Ch. TSAY, A. ROTHWART & R. FISCHL**  
"A Physical and Circuit Level Approach for Modeling Turn-Off Characteristics of GTO's", IEEE Transactions, Vol. 9, No. 6 November 94.
- [33] **C. BRAUN**  
"Circuit Level Modeling of MOS Controlled Thyristors", 1990 IEEE PMS, pp 436-440.
- [34] **Jian Ming LI**  
« évaluation des possibilités fréquentielles des transistors bipolaires de puissance haute tension. » Thèse de doctorat, INPG, mai 1989.
- [35] **D. LAFORE, J. ARNOULD, P. MERLE & J. M. LI**  
"MOS Controlled Thyristor ZV and ZC Soft switching Behavior", PCIM Proceeding 94, pp 189 - 202.
- [36] **A. DMOWSKI, R. BUGYI & P. SZEWCZYK**  
"Design of a buck converter with zero - current turn-off MCT", PEMC'1994 warsay, POLAND, pp 492 - 496
- [37] **R. FINZEL, H. G. ECKEL & M. BRUCKMANN**  
"Switching Characteristics of MCTs in Hard and Soft Switching Inverters", PCIM Proceeding May 1996, pp 53 - 62.

- [38] **A. MERTENS, H.C. SKUDELNY, P.A.CALDEIRA & T.LIPO**  
"Characterization of GTO's Under Différent Modes of Zero Current Switching", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 9, No. 3, May 1994, pp 338 - 345.
- [39] **S.TLILI**  
"Evaluation des possibilités du MCT dans les générateurs d'impulsions fortes énergies", Septembre 1994, DEA / ESIM Marseille.
- [40] **S. LEFEBVRE, F. FOREST, J.P. CHANTE**  
"Maximum switching frequency choice for IGBT used in ZCS mode", EPE Brighton 1993, pp 356 - 361.
- [41] **S.LEFEBVRE**  
"Contribution à la caractérisation de l'IGBT en commutation à zéro de courant". Thèse de docteur de ENS de CACHAN, 1994.
- [42] **R.W.DENOCKER, O. DEMIRRCI, S. ARTHUR & V.A. TEMPLE**  
"Charateristics of GTO's and High-Voltage MCT's in High- Powe Soft-Switching Converters ", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 30, No. 6, November /December 1994, pp 1548 -1556.
- [43] **A. C. SANCHEZ , D. LAFORE**  
" Procédure d'utilisation du banc d'essai en Commutation douce", ESIM/IMT, avril 1993.
- [44] **Rik W. A. A. De DONCKER, Th. M. JAHNS, A. V. RADUN, D. L. WATROUS & V. A. TEMPLE**  
"Characteristics of MOS-Controlled Thyristors under Zero Voltage Soft Switching Conditions"
- [45] **A.MERAZGA, J.M.LI**  
"Pouvoir de coupure et aire de sécurité du MCT", EPF'96 Grenoble.
- [46] **D. Y. CHEN, G. C. CARPENTER, & FRED C.Y. Lee**  
" RBSOA Characterization of GTO Devices", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 9, No. 4, July 1994.
- [47] **F. BAUER, E. HALDER, K. HOFMAN, H. HADDON**  
"Design Aspects of MOS-Controlled Thyristor Elements : Technology, Simulation, and Expérimental Results", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 38, No. 7, July 1991, pp 1605 - 1611
- [48] **M. STOISIEK, K G. OPPERMAN & R. STENGL**  
"A 400-A/2000-V MOS-GTO with Improved Cell Design", IEEE Transaction on Electron Decices. Vol.39, No. 6, June 1992.
- [49] **D Y. CHEN, F C. LEE & G CARPENTER**  
"Nondestructive RBSOA Characterization of IGBT's and MCT's", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 3, May 1995, pp 368-372
- [50] **V. TEMPLE, D. WATROUS, S. ARTHUR & P. KENDLE**  
" MOS Controlled Thyristor Power switches, - Part II: Gate Drive and Applications", PCIM . January 1993.

- [51] **P D. KENDLE**  
" MCT gate drive designs", PCIM, Proceedings 1994
- [52] **S. YUVARAJAN**  
"Gate Control Circuit and Switching Characteristics of a MOS-Controlled Thyristor", IEEE 1991.
- [53] **F. BAUER**  
"The MOS controlled thyristor and its limits", Power Semiconductor Devices and Cicuits, Edited by A. A. Jaecklin, Plenum Press, New York, 1992.
- [54] **A. MERAZGA**  
"Mise en série des MCTs", JCGE - 1/2/3 avril 1996, lyon, pp 168-171.
- [55] **A.MERAZGA, J.M.LI, D.LAFORE**  
"Poursuite de l'action MCT : Etude de la mise en série des MCT", Contrat GIRCEP n° 8/8452/94, Octobre 1995.
- [56] **N. LAPASSAT**  
"Etude des déséquilibres en tension d'une mise en série de semi- conducteurs en commutation douce", Rapport DEA USTL/ESIM/EPFL Septembre 1995.
- [57] **R. GUIDINI**  
" Interrupteurs rapides haute tension réalisés par mise en série de semi-conducteurs pour convertisseurs de forte énergie". Thèse de docteur - ingénieur. U.S.T.L 1995.
- [58] **R. PASTOR, C. BRAUN & M. WEINER**  
"Developmental Mos Controlled Thyristors (MCT) behavior". IEEE 1990, IPMS, pp 391- 399.
- [59] **C. RAULET**  
" Disjoncteur statique moyenne tension mise en série de transistors MOSFET de puissance", thèse de Doctorat - école centrale Lyon 1991.
- [60] **C. RAULET, G. ROJAT & A. KEVORKIAN**  
" Mise en série de transistors M.O.S.F.E.T de puissance", EPF'90, pp 227 - 232.
- [61] **J-J. ROUSSEAU & D. LIGOT**  
" Le circuit d'aide à la commutation commandé ou comment augmenter la sûreté de fonctionnement d'un disjoncteur statique", EPF90.
- [62] **H.FUKUI, H. AMANO & H. MLYA**  
"Paralleling of gate turn-off thyristors", IEEE Ind. Appl.Soc. Meet. , 1982, pp 741 - 746.
- [63] **Kh. A. AFRIDI, J. G. KASSAKIAN**  
"Turn Off Failures in Individual and Paralleled MCT's". IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, Vol. 11, n°2, pp.299 - 303.
- [64] **K. REINMUTH, H. AMANN**  
" The raggedness of paralleled power Mosfets ", EPE'93 BRIGHTON pp. 380 - 386.



● *Articles personnels à paraître*

- [65] A. MERAZGA, J. M. LI and D. LAFORE  
"series and parallel operating of MCTs", EPE Trondheim 1997.
- [66] . LAFORE, A. MERAZGA and J. M. LI  
"An easy method to estimate switching losses in your application", Trondheim EPE 1997 .

## Glossaire

b	coefficient de diffusion ambipolaire
$C_{ZD}$	capacité de la zone de charge d'espace
$D_p, D_n$	coefficients de diffusion d'électrons et des trous
$dV_{AK}/dt$	vitesse en tension du MCT
$dV_{ZD}/dt$	vitesse en tension de la zone de charge d'espace
$dI_A/dt$	vitesse en courant du MCT
$dI_G/dt$	vitesse en courant de la commande
$d_{ox}$	épaisseur de l'oxyde de la grille
$\epsilon_{si}$	permittivité du silicium $1.05 \cdot 10^{-12}$ F/cm
$\epsilon_{ox}$	permittivité de l'oxyde de la grille
$E_{max}$	champ critique du silicium
$I_A$	courant d'anode du MCT
$I_L$	courant dans la charge
$I_G$	courant de la grille
$I_F$	courant en régime statique
$I_{p-can}$	courant du canal de fermeture (canal P)
$I_p, I_n$	courants des trous et d'électrons
$I_0$	courant de traînée
$I_N$	courant nominal
$I_{pic\ max}$	courant maximum du pic en ZCS
$J_A$	densité de courant d'anode du MCT ( $A/cm^2$ )
$K_{pon}$	transconductance du canal de fermeture ( $A\ V^2$ )
$K_{poff}$	transconductance du canal d'ouverture ( $A\ V^2$ )
$L_G, L_A$	inductances de la grille et de l'anode (nH)
L	longueur du canal
$N_A$	dopage de la zone vitale ( $cm^{-3}$ )
$N_E^+$	dopage de l'injecteur d'électrons
$P_c^+$	puissance totales commutée
q	charge élémentaire $1.60 \cdot 10^{-19}$ C
$Q_{W_n^+}, Q_{W_m^-}$	charges stockées dans les bases $N^+$ et $P^-$
$R_{Gon}$ $R_{Goff}$	résistances de grille à la fermeture et à l'ouverture
$R_m$	résistance de la base $P^-$ en modulation

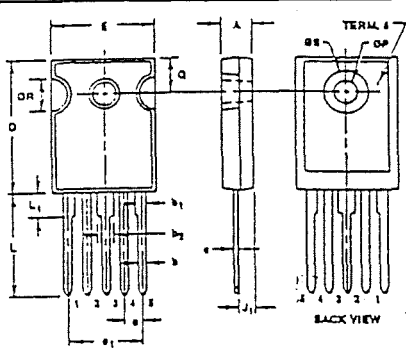
$R_{WN}$	résistance de la base $N^+$
$t_{con}$	temps de conduction
$t_{don}$	délai à la fermeture
$t_{on}$	temps de montée en courant
$t_{doff}$	délai à l'ouverture
$t_{tr}$	temps de la traînée
$t_s$	temps de stockage
$t_{douv}$	temps d'ouverture
$\Delta t_{anti}$	temps d'anticipation en ZCS
$t_{pc}$	temps de préconditionnement
$t_0$	temps de repos
$\tau_{N^+}$	durée de vie dans $N^+$ à fort niveau d'injection
$\tau_{p^-}$	durée de vie dans $P^-$ à fort niveau d'injection
$\theta_j$	température de la jonction ( $^{\circ}C$ )
$\mu_n$	mobilité des électrons
$\mu_p$	mobilité des trous
$\mu_{sp}$	mobilité surfacique des trous
$V_{ns}$	vitesse de saturation des électrons ( $\approx 10^7$ cm/s)
$V_{can}$	tension du canal MOS (V)
$V_j$	tension de jonction
$V_F$	chute de tension en régime statique
$V_{AK}$	tension aux bornes du MCT
$V_{AKpic\ max}$	tension maximale du pic en ZVS
$V_{GA}$	tension de commande (anode-grille)
$V_{F0}$	tension de seuil anode-cathode en régime statique
$V_{thp}$	tension du seuil du canal P
$V_{thn}$	tension du seuil du canal N
$V_{ZD}$	tension de la zone de charge d'espace
$W_{AKon}$	Pertes totales de commutation à la fermeture
$W_{AKoff}$	Pertes totales de commutation à l'ouverture
$W_{AKtot}$	Pertes totales de commutation en ZVS et en ZCS
$W_{con}$	Pertes de régime statique
$W_{ZD}$	Largeur de la zone de charge d'espace
$W_{tr}$	Pertes liées à la traînée
$W_m$	épaisseur de la zone modulée
$W_{N^+}$	épaisseur de la base $N^+$
$Z$	Largeur du canal

*Annexes*



# Annexe 1

## Caractéristiques du MCTV65P100F1

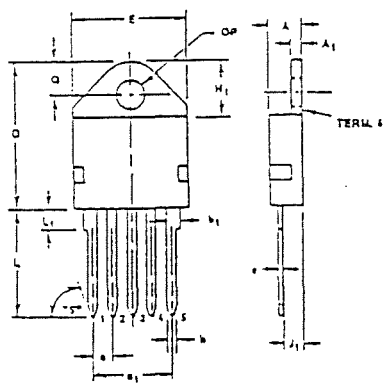


**TO-247**  
5 LEAD JEDEC STYLE TO-247 PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.180	0.190	4.58	4.82	-
b	0.048	0.051	1.17	1.29	2, 3
b <sub>1</sub>	0.060	0.070	1.53	1.77	1, 2
b <sub>2</sub>	0.095	0.105	2.42	2.68	1, 2
c	0.020	0.025	0.51	0.64	1, 2, 3
D	0.800	0.820	20.32	20.82	-
E	0.605	0.625	15.37	15.87	-
e	0.110 TYP		2.79 TYP		4
e <sub>1</sub>	0.428 BSC		11.12 BSC		4
J <sub>1</sub>	0.090	0.105	2.29	2.64	5
L	0.620	0.640	15.75	16.25	-
L <sub>1</sub>	0.145	0.155	3.68	3.93	1
OP	0.138	0.144	3.51	3.65	-
Q	0.210	0.220	5.34	5.58	-
DR	0.195	0.205	4.94	5.20	-
DS	0.260	0.270	6.61	6.85	-

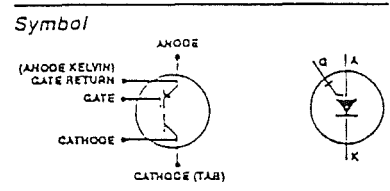
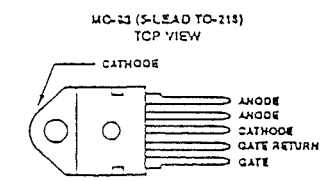
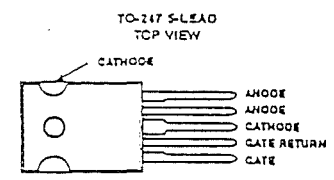
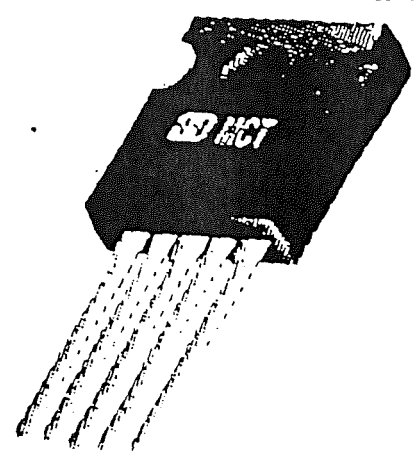
- NOTES:**
- Lead dimension and finish uncontrolled in L<sub>1</sub>.
  - Lead dimension (without solder).
  - Add typically 0.002 inches (0.05mm) for solder coating.
  - Position of lead to be measured 0.250 inches (6.35mm) from bottom of dimension Q.
  - Position of lead to be measured 0.100 inches (2.54mm) from bottom of dimension Q.
  - Controlling dimension inch.
  - Revision 1 dated 1-92.

**Packaging (Continued)**



**MO-93AA**  
5 LEAD JEDEC MO-93AA PLASTIC PACKAGE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.185	0.195	4.70	4.95	-
A <sub>1</sub>	0.058	0.062	1.48	1.57	-
b	0.049	0.053	1.25	1.34	3, 4, 5
b <sub>1</sub>	0.070	0.080	1.78	2.03	3, 4
c	0.018	0.022	0.46	0.55	3, 4, 5
D	0.800	0.820	20.32	20.82	-
E	0.615	0.625	15.53	15.87	2
e	0.110 TYP		2.80 TYP		7
e <sub>1</sub>	0.428 BSC		11.12 BSC		7
H <sub>1</sub>	-	0.350	-	8.93	-
J <sub>1</sub>	0.115	0.125	2.93	3.17	8
L	0.575	0.600	14.51	15.24	-
L <sub>1</sub>	-	0.120	-	3.00	3
OP	0.159	0.163	4.04	4.14	-
Q	0.175	0.185	4.43	4.72	2



**Absolute Maximum Ratings (T<sub>c</sub> = -25°C) Unless Otherwise Specified**

Peak Off-State Voltage (See Figure 11)	V <sub>ORM</sub>	-1000	V
Peak Reverse Voltage	V <sub>RRM</sub>	+5	V
Continuous Cathode Current (See Figure 2)	I <sub>CC</sub>	85	A
T <sub>c</sub> = +25°C (Package Limited)	I <sub>CC</sub>	65	A
T <sub>c</sub> = +90°C	I <sub>CC</sub>	2000	A
Non-repetitive Peak Cathode Current (Note 1)	I <sub>CSM</sub>	100	A
Peak Controllable Current (See Figure 10)	I <sub>TC</sub>	±20	V
Gate-Anode Voltage (Continuous)	V <sub>GA</sub>	±25	V
Gate-Anode Voltage (Peak)	V <sub>GA</sub>	See Figure 11	
Rate of Change of Voltage	dV/dt	2000	A/μs
Rate of Change of Current	dI/dt	208	W
Maximum Power Dissipation	P <sub>T</sub>	1.67	W/°C
Linear Derating Factor		-55 to +150	°C
Operating and Storage Temperature	T <sub>s</sub> , T <sub>STG</sub>	250	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering (0.063" (1.6mm) from case for 10s)	T <sub>L</sub>		

**NOTE:**  
1. Maximum Pulse Width of 200μs (Half Sine) Assume T<sub>J</sub> (Initial) = +90°C and T<sub>J</sub> (Final) = T<sub>J</sub> (Max) = +150°C

MCTV65P100F1	MCTA65P100F1	UNITS
		V
		V
		A
		A
		A
		A
		V
		V
		See Figure 11
		A/μs
		W
		W/°C
		°C
		°C

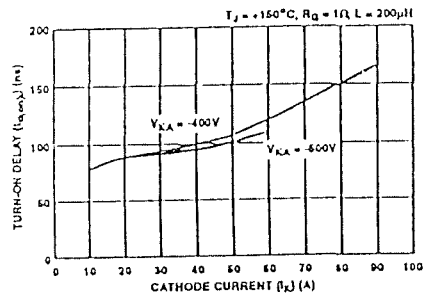


FIGURE 3. TURN-ON DELAY vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

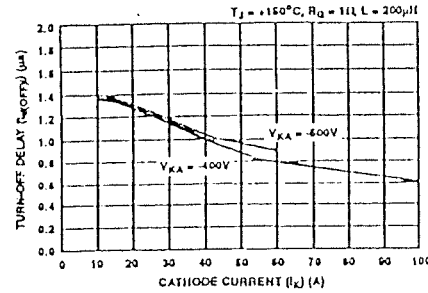


FIGURE 4. TURN-OFF DELAY vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

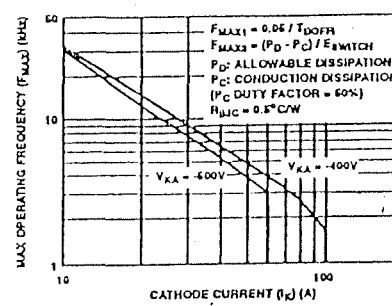


FIGURE 9. OPERATING FREQUENCY vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

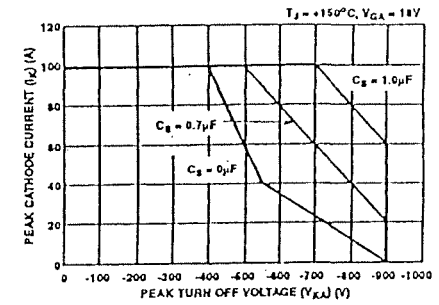


FIGURE 10. TURN-OFF CAPABILITY vs ANODE-CATHODE VOLTAGE

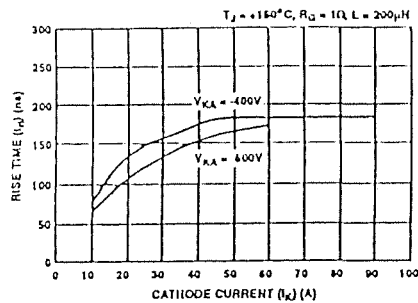


FIGURE 5. TURN-ON RISE TIME vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

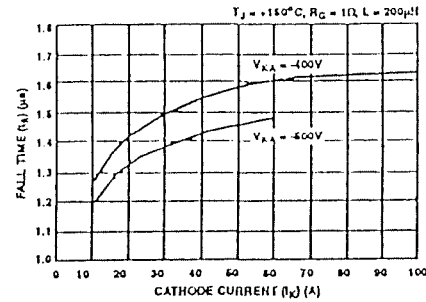


FIGURE 6. TURN-OFF FALL TIME vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

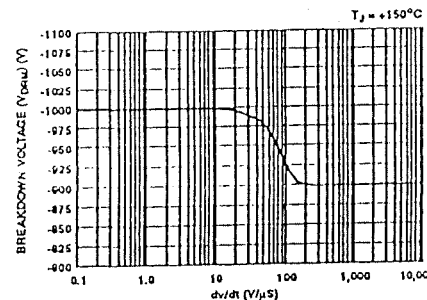


FIGURE 11. BLOCKING VOLTAGE vs dv/dt

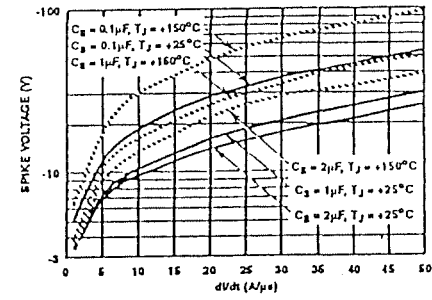


FIGURE 12. SPIKE VOLTAGE vs dv/dt (TYPICAL)

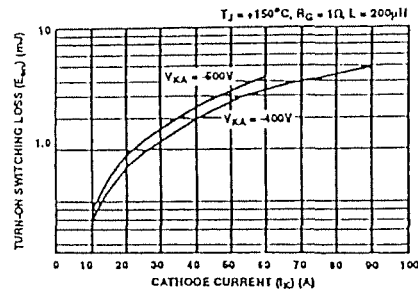


FIGURE 7. TURN-ON ENERGY LOSS vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

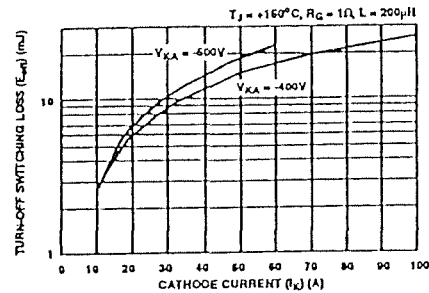


FIGURE 8. TURN-OFF ENERGY LOSS vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

Electrical Characteristics At Case Temperature (T\_C) = +25°C Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTICS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS		
			MIN	TYP	MAX
Peak On State Blocking Current	$I_{BO}$	$V_{KA} = -150V$ , $V_{GA} = +18V$	-	-	3
		$T_C = +150°C$			100
		$T_C = +25°C$			100
Peak Reverse Blocking Current	$I_{BR}$	$V_{KA} = +5V$ , $V_{GA} = +18V$	-	-	4
		$T_C = +150°C$			100
		$T_C = +25°C$			100
On State Voltage	$V_{DS}$	$I_c = I_{CM}$ , $V_{KA} = -15V$	-	-	1.4
		$T_C = +150°C$			1.5
		$T_C = +25°C$			1.5
Gate Anode Leakage Current	$I_{GAL}$	$V_{GA} = +20V$	-	-	200
Input Capacitance	$C_{in}$	$V_{KA} = -20V$ , $T_j = +25°C$ , $V_{GA} = +18V$	-	10	-
Control Turn-on Delay Time	$t_{d(on)}$	$L = 200μH$ , $I_c = I_{CM} = 65A$ , $I_G = 1A$ , $V_{KA} = +18V$ , $V_G = 7V$ , $T_j = +25°C$	-	170	-
Control Rise Time	$t_r$	$V_{KA} = -400V$	-	160	-
Control Turn-off Delay Time	$t_{d(off)}$		-	750	-
Control Fall Time	$t_f$		-	1.45	1.9
Turn-off Energy	$E_{off}$		-	18	-
Thermal Resistance	$R_{thetaJC}$		-	0.5	0.8

## Annexe 2

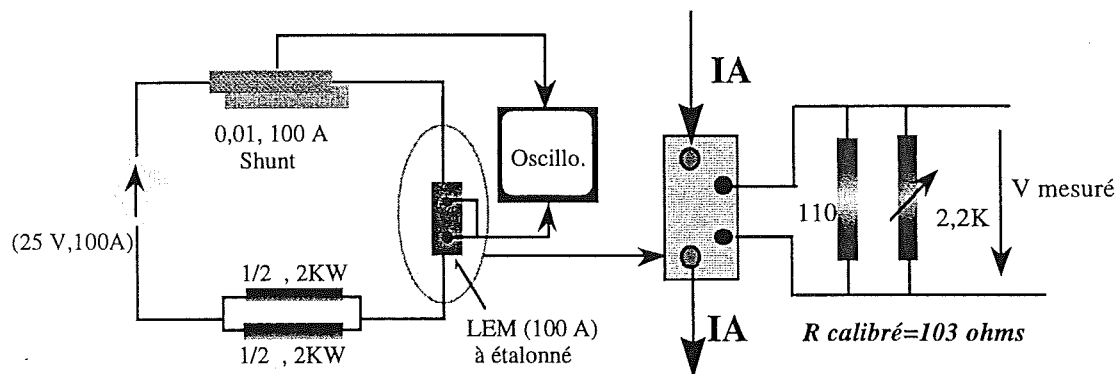
### ETALONNAGE DE LA MESURE DE COURANT:

L'étalonnage du LEM à fort courant permet d'évaluer les erreurs de la mesure lors de la conduction. Le circuit utilisé pour l'étalonnage comporte en série, les éléments suivants:

- un shunt ( $0,01\Omega, 100\text{ A}$ ) considéré comme référence de mesure
- le LEM à étalonner.
- deux résistances en parallèle afin d'imposer un courant maximum de 100A.

Les deux signaux obtenus (LEM - Shunt) sont visualisés par un oscilloscope, permettant de calculer directement leurs différences. La résistance du LEM est calibrée à  $103\Omega$  pour un courant de 100 A.

#### Circuit d'étalonnage



#### Résultats de mesure

Courant shunt (A)	Courant LEM (A)	$\Delta I$ (A)
100,02	100,25	0,23
80,99	81,28	0,29
59,93	60,35	0,42
41,66	40,78	0,88
22,81	23,71	0,90
10,60	11,55	0,95

Il est clair que le LEM donne des erreurs très faibles pour la mesure de courant en conduction





## Annexe 3

### ESTIMATION DE LA TEMPERATURE DU SILICIUM EN MONOCOUP

#### 1. Forme d'onde courant - tension en conduction

En mode monocoup, la température de la jonction est définie par celle du boîtier avec une erreur liée à l'échauffement pendant la conduction. On peut estimer cette élévation de température en calculant l'énergie dissipée pendant le temps de conduction  $t_{\text{cond}}$ . Le courant dans le composant est triangulaire avec une amplitude maximale de 100A. Les phases de montée et de descente durent respectivement 0.18 ms et 3.25 ms.

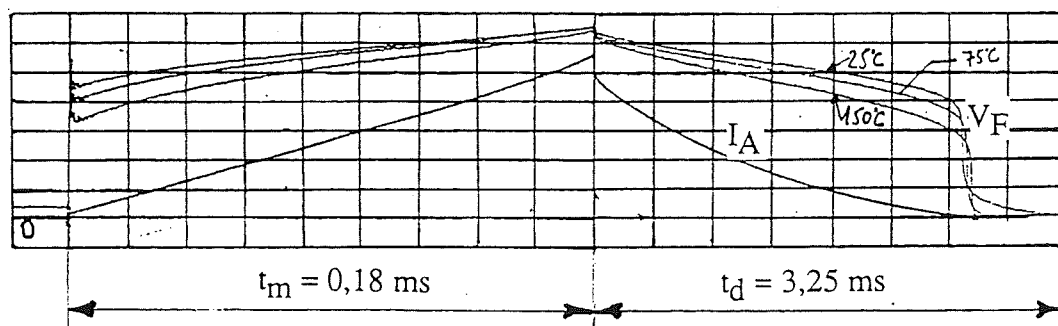


Fig.A3.1 : Forme d'onde courant - tension en conduction  
Ech :  $V_F$  : 0.2 V/div,  $I_A$  : 20 A/div,  $t_m$  : 20  $\mu\text{s}/\text{div}$ ,  $t_d$  : 0.5  $\mu\text{s}/\text{div}$

L'énergie  $W_j$  dissipée dans le silicium, pendant  $t_{\text{cond}}$  est la somme de :

$$W_m = \int_0^{t_m} V_F I_F dt$$

$$W_d = \int_{t_m}^T V_F I_F dt$$

On obtient ainsi  $W_j = W_m + W_d = 9.9 + 160 \approx 170 \text{ mJ}$

## 2. Estimation de l'élévation de la température du silicium

Pour évaluer la température dans le silicium liée à la dissipation d'une quantité d'énergie  $W_j$ , nous prenons les hypothèses suivantes :

- le transfert de chaleur se fait dans le sens du courant  $J$  par une seule face du pavé de Si.
- la température dans le silicium est supposée uniforme
- à fort niveau d'injection dans les deux bases  $P^-$  et  $N$ , le MCT est alors assimilé à une diode PIN avec:

$$V_{j1} \approx V_{j2} \approx V_{j3} \approx V_j \approx U_T \ln\left(1 + \frac{P(-W_{N^+})}{n_i}\right)$$

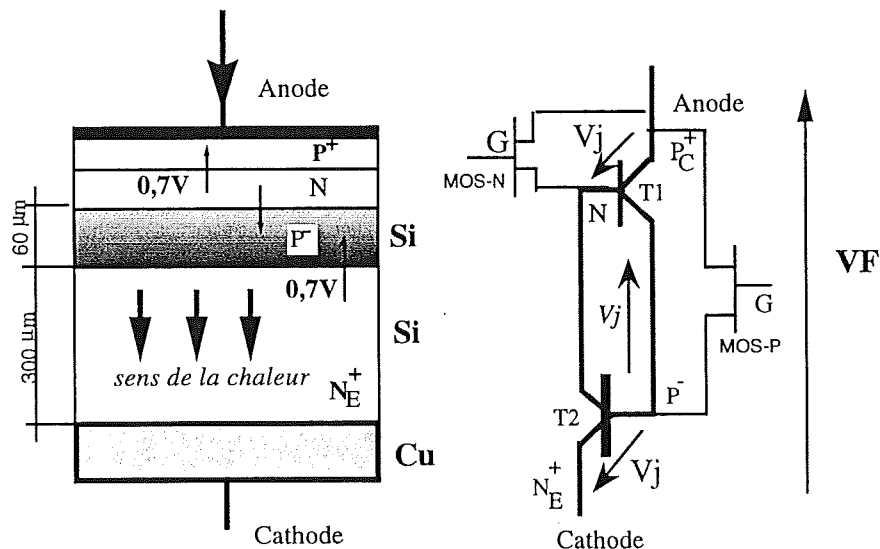


Fig.A3.2 : La partie silicium du MCT

Pour simplifier encore le problème, les couches  $P^+$ ,  $N$ ,  $P^-$  sont assimilées à une couche mince avec un épaisseur  $\approx 0$ . Cela revient à supposer que l'énergie est injectée d'une façon surfacique à  $x = 0$  sous forme d'un échelon de puissance Fig.A3.3.

L'élévation de la température est alors:

$$\Delta\theta(t) = P_s^* (1/\sigma k)^{1/2} \cdot (4t)^{1/2}$$

Avec: -  $P_s^*$  : la densité de puissance surfacique ( $W/cm^2$ )  
 -  $\sigma$ : la conductivité thermique du silicium ( $W \text{ } ^\circ C^{-1} cm^{-1}$ ),  $\sigma_{Si} = 0,83$  ] à  $25^\circ C$ .

- $k$ : la capacité volumique du silicium ( $J^{\circ}C^{-1}cm^{-3}$ )  $k_{Si}=1,7$  à  $25^{\circ}C$ .
- $t$ : la durée de l'injection.

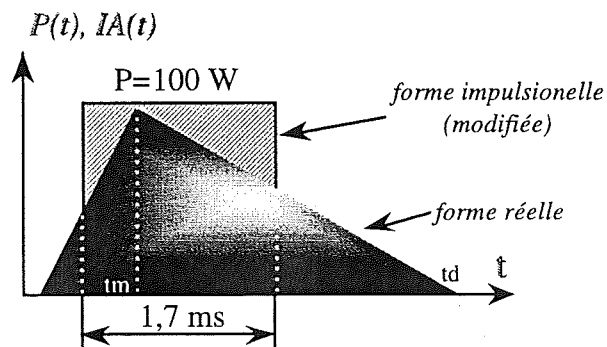


Fig.A3.3 : Forme de puissance injectée

On obtient donc :

$$\Delta\theta = 0,95 P_s^*(t)^{1/2} = 0,95 (100/2) (1,7 \cdot 10^{-3})^{1/2} = 8^{\circ}C$$

---

## Etude comportementale du Mos Controlled Thyristor

---

### *Résumé*

L'électronique de puissance d'aujourd'hui est de plus en plus exigeante vis à vis des dispositifs semi-conducteurs. Ils doivent être performants tant en statique qu'en dynamique: faibles pertes en conduction et en commutation, vitesses élevées, grandes capacités en surcharge... . Grâce à sa structure, associant le thyristor avec le MOS, le MCT offre une faible tension directe et une grande facilité de commande. Il est l'un des nouveaux dispositifs pouvant éventuellement répondre aux exigences actuelles. Ce mémoire est composé de deux parties. Dans la première nous présentons une étude du comportement individuel du MCT dans les différents modes de commutation (commutation dure, commutations douce ZVS, ZCS) et en cas de surcharge (pouvoir de coupure et aire de sécurité). Cette étude comportementale est réalisée par deux voies distinctes et complémentaires: la voie expérimentale en utilisant le Simulateur Analogique de l'Electronique de Puissance et la voie physique interne basée sur une modélisation simplifiée et qualitative. Dans la deuxième partie nous intéressons à l'association du MCT dans la mise en série et dans la mise en parallèle. Cette étude fait le point sur l'ensemble des problèmes et présente les solutions envisageables pour la réalisation des commutateurs haute tension et forts courants avec le MCT.

### **Mots clés**

MCT, Etude comportementale, commutation dure, commutation douce, ZCS, ZVS, Pouvoir de coupure, Aire de sécurité, Associations séries et parallèles

---

## Behavior studies of Mos Controlled Thyristor

---

### *Summary*

Today's Power Electronics requires semi-conductor devices with better performance, both in static and dynamic modes. This requirements include low on-state and switching losses, high switching speed, high switching off capability, etc. MCT is one of the new devices that may be able to meet the above requirements. Thanks to its structure, which combines thyristor and MOS. the MCT offers low on-state voltage and easy drive.

This thesis is composed of two parts. In the first part, we present a study of the behavior single MCTs, available today, in different commutation modes (hard switching, ZVS, ZCS) and in the case of overload (switching off capability and RBSOA). This part of the study involves two different and complementary methods : the experimental method using the Power Electronics Analogical Simulator SAEP and the inside physics method based on qualitative and simplified modeling. In the second part of the thesis, we investigate MCTs in series and parallel association modes. This study highlights the problems that arise during the conception of high voltage and high current MCT commutators and indicates their possible solutions.

### **Key word**

MCT, behavior studies, hard switching, soft switching, ZCS, ZVS, Switching off capability RBSOA, series and parallel association.