



HAL
open science

Métrologie de la Commutation de Puissance Rapide. Contribution à la Caractérisation et à la Recherche d'un Modèle d'I.G.B.T..

Yves Lembeye

► **To cite this version:**

Yves Lembeye. Métrologie de la Commutation de Puissance Rapide. Contribution à la Caractérisation et à la Recherche d'un Modèle d'I.G.B.T... Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT : . tel-00907407

HAL Id: tel-00907407

<https://theses.hal.science/tel-00907407>

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.

THESE

présentée par

Yves LEMBEYE

Pour obtenir le grade de DOCTEUR
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

* * *

Méetrologie de la Commutation de Puissance Rapide.
Contribution à la Caractérisation et à la Recherche d'un Modèle
d'I.G.B.T..

* * *

Date de soutenance : 16 Janvier 1997.

Composition du jury :

Monsieur	R. PERRET	Président
Messieurs	P. MERLE	Rapporteur
	M. THOLOMIER	Rapporteur
	P. BASTIANI	Examineur
	J.P. KERADEC	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Je tiens tout d'abord à remercier :

M. Robert PERRET pour avoir bien voulu être président du jury et pour m'avoir accueilli au sein du L.E.G et M. Jean Claude SABONNADIÈRE pour m'y avoir gardé.

MM. Pierre MERLE et Michel THOLOMIER pour avoir bien voulu être les rapporteurs de ce travail.

M. Patrick BASTIANI pour sa présence dans mon jury et pour les conseils qu'il nous a apportés tout au long de cette étude.

M. Jean Pierre KERADEC pour m'avoir encadré, toujours avec le sourire, pendant toutes ces longues années.

M. Dominique LAFORE qui, par ses conseils et ses questions, nous a permis de finaliser une bonne partie de ce travail.

M Gilles CAUFFET avec qui j'ai eu le plaisir de travailler pendant les premiers temps de cette thèse.

Mais je tiens aussi à remercier toute l'équipe technique et le secrétariat pour leur aide et la bonne humeur qu'ils font régner dans ce laboratoire.

Et puis il y a les autres :

Eric et sa quête du parfait, Jérôme et son bateau, Gilles et ses montagnes, Yves André et la poursuite du succès, Demba, Orphée, Pierre Alain, Catherine, Patrice ...

Qu'ils voient ici l'expression de toute ma gratitude ...

Un grand merci à mes collègues de l'IUT département de l'Isle d'Abeau pour avoir compris que lorsque je n'étais pas là bas, ce n'était pas pour autant des vacances.

Enfin je voudrais aussi remercier mon fils, Simon, pour avoir bien voulu arriver une fois tout ceci terminé et ma femme, Stéphanie, pour le soutien qu'elle m'a apporté durant toutes ces années.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	9
CHAPITRE 1 : METHODOLOGIE DE MESURE ET TEST D'UN I.G.B.T..	
I - INTRODUCTION.	13
II - METHODOLOGIE DE MESURE.	13
1 - Mesure répétitive ou monocoup.	13
1-1 - Mode répétitif.	14
1-2 - Mode monocoup.	14
2 - La mesure de puissance.	15
2-1 - Mesure de courant.	16
a - Transformateur d'Intensité.	16
b - Shunt.	18
2-2 - Mesure de la tension.	18
a - Compensation des sondes de tension atténuatrices.	19
b - Résolution de l'oscilloscope et temps de récupération après surcharge.	21
c - Utilité d'un écrêteur.	22
3 - Les précautions systématiques.	22
3-1 - Mesure en 2 temps.	22
3-2 - Décalage temporel des sondes.	23
III - TEST D'UN I.G.B.T..	24
1 - Maquette de test.	24
2 - Banc de mesure.	25
2-1 - Oscilloscope, sondes.	26
2-2 - Autres accessoires.	26
2-3 - Fonctions principales du logiciel.	27
3 - Résultats du test.	28
IV - CONCLUSION.	34

CHAPITRE 2 : INCIDENCE DES PERFORMANCES DE L'APPAREILLAGE.

I - INTRODUCTION.	35
II - LES SIGNAUX MESURES.	37
III - INFLUENCE DE DIFFERENTS PARAMETRES SUR LES MESURES.	37
1 - Mesure des pertes lors de la commutation.	37
1-1 - Les impédances de boîtier.	37
1-2 - Le décalage temporel des sondes.	40
a - Etude théorique de l'influence du retard différentiel des sondes.	40
b - Illustration sur des signaux réels.	41
c - Correction automatique du décalage temporel sur le DSA602.	43
1-3 - La bande passante des sondes.	44
a - Etude théorique.	44
b - Etude sur des signaux réels.	45
1-4 - La fréquence d'échantillonnage.	50
2 - Mesure des pertes pendant la conduction.	50
2-1 - La saturation des entrées de l'oscilloscope.	51
2-2 - La linéarité des oscilloscopes numériques.	54
2-3 - Ecrêteurs ou sonde, à qui la faute ?	55
a - L'écrêteur.	56
b - La sonde.	58
b-1 - Conditions d'essai.	58
b-2 : Signaux relevés.	59
b-3 - Identification de la réponse de la sonde TEKTRONIX P6134C.	60
3 - La rapidité des traitements numériques.	63
IV - CONCLUSION.	64

CHAPITRE 3 : ETUDE DES NON-LINEARITES DES OSCILLOSCOPES NUMERIQUES.

I - INTRODUCTION.	65
II - ERREUR DE QUANTIFICATION DU C.A.N. IDEAL.	66
1 - Influence du bruit.	66
2 - Nombre optimal d'acquisitions.	70
3 - Accroissement de la résolution du C.A.N..	71
III - ERREUR STATIQUE DU C.A.N. REEL, PRESENTATION ET DEFINITIONS.	73
IV - REDUCTION DE L'EFFET DES NON LINEARITES.	76
1 - Durée de la calibration.	76
2 - Correction par table de transfert.	77
3 - Suppression de la partie paire des non linéarités.	78
4 - Filtrage passe-bas des non linéarités.	80
5 - Accélération de la calibration.	82
V - CONCLUSION.	84

CHAPITRE 4 : CONTRIBUTION A LA MODELISATION D'UN I.G.B.T..

I - INTRODUCTION.	85
II - LE MODELE FRSM DE L'I.G.B.T..	86
1 - Le circuit équivalent.	86
2 - Détermination des caractéristiques statiques de l'I.G.B.T..	87
2-1 - Caractéristique de transfert $I_a = f(V_{gk})$	88
2-2 - Caractéristique de saturation $V_{ak} = f(I_a)$	88

III - REPRESENTATION DES QUADRIPOLES CAPACITIFS NON-LINEAIRES.	90
1 - Hypothèses et relations différentielles.	90
2 - Symétrie des capacités différentielles et schéma équivalent petits signaux.	91
3 - Dépendance des éléments du circuit équivalent vis à vis du point de repos.	92
IV - MESURE DES CAPACITES DE L'I.G.B.T..	93
1 - Vérification de $C_{12} = C_{21}$.	93
2 - Détermination des capacités c_{gk} , c_{ag} et c_{ak} .	94
2-1 - Détermination de c_{iss} .	95
2-2 - Détermination de c_{oss} .	96
2-3 - Détermination de c_{rss} .	98
V - DETERMINATION DES INDUCTANCES DE CONNEXION.	101
VI - MODELISATION DE LA CELLULE DE COMMUTATION.	102
1 - La diode D.	103
2 - L'inductance L.	103
3 - Inductance et résistance de la maille de puissance.	104
VII - MODELISATION DE LA COMMANDE.	105
VIII - SIMULATION DE LA CELLULE DE COMMUTATION.	106
1 - Schéma électrique de l'ensemble à simuler.	106
2 - Différentes phases de fonctionnement du modèle.	106
3 - Comparaison des résultats de simulation et de mesure.	108
3-1 - Les signaux de commande.	108
3-2 - Les signaux de puissance.	109
4 - Conséquences des approximations concernant les capacités.	111
4-1 - Les capacités ne dépendent que de la tension à leurs bornes.	111

4-2 - Les capacités ne dépendent que de V_{ak}112

IX - CONCLUSION.115

CONCLUSION GENERALE.117

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE.

Dans un premier temps, l'observation expérimentale aide le physicien à imaginer des modèles. Dans un second, elle lui procure le seul moyen d'en tester la validité. La situation de l'électronicien qui développe des modèles pour représenter le comportement électrique de composants électroniques est analogue. De la précision des mesures dépend la qualité des modèles déduits et, au bout du chemin, la finesse des résultats de simulation. C'est pourquoi un dispositif de mesure précis est un outil irremplaçable dès que l'on vise à accroître la qualité des simulations.

Les études de métrologie en électronique de puissance ont été initiées au L.E.G. en 1985 par J. P. KERADEC. A cette époque, aucun appareil ne présentait des performances suffisantes pour visualiser, avec la précision attendue, les signaux recherchés. Pour dépasser la précision des appareils disponibles, la seule issue envisageable résidait dans la mise en oeuvre de procédures d'étalonnage-corrrection. Les corrections susceptibles de réduire les déformations des signaux (filtrages, non-linéarités,...) nécessitant des calculs volumineux, l'idée d'associer un oscilloscope performant à un ordinateur pour réaliser un banc de mesure spécifique germa spontanément...

Depuis cette période, les efforts relatifs à la métrologie ont été poursuivis sans discontinuer. De 1989 à 1992, Gilles CAUFFET a préparé une thèse sur ce sujet [CAU]. Au cours de son travail de nombreuses causes d'erreur ont été identifiées, des remèdes ont été apportés et la chaîne de mesure a pris son essor.

C'est en 1990 que je me suis joint à cette équipe pour préparer un DEA. Je me suis alors intéressé à la correction de la réponse basse fréquence des sondes [CLK]. Après un an de Service National, j'ai entrepris le travail présenté ici.

Dans un premier temps, mes études ont porté sur l'incidence des non linéarités du convertisseur analogique-numérique (C.A.N.) de l'oscilloscope [LCK-LEM]. Les conséquences de ces défauts

sur l'observation, les procédures d'étalonnage et les méthodes de correction ont retenu mon attention ainsi que l'écriture du logiciel requis pour la mise en oeuvre. Ceci fait l'objet du Chapitre 3 de ce mémoire.

Ensuite, afin de profiter de l'évolution technologique, nous avons abandonné notre TEKTRONIX 2430 au profit d'un DSA602 de la même marque. Il a fallu évaluer les performances de ce nouvel outil, juger si les imperfections décelées sur l'ancien pouvaient être négligées ou non, adapter notre logiciel pour exploiter au mieux les ressources internes supplémentaires.

Parallèlement, de 1993 à 1995, le même travail a servi de support métrologique à l'action du GdR CEP "Évaluation du Composant en Situation" piloté par D. LAFORE. Après une phase de définition des objectifs, nous avons adapté à nos conditions de travail la machine de test des I.G.B.T. mise au point à l'E.S.I.M. puis nous avons entrepris les mesures. La confrontation des résultats expérimentaux acquis par les deux équipes (E.S.I.M.-L.E.G.) a été riche en enseignements et ... en remises en cause.

Cette collaboration nous a donné l'occasion de mettre en pratique l'expérience des années précédentes. Elle s'est achevée, le 1er Juin 1995, par l'organisation, au L.E.G., d'une journée de présentation des résultats devant les participants du GIRCEP. La synthèse rédigée à cette occasion s'adressant à un public non nécessairement au courant de nos travaux antérieurs, nous en avons fait l'entrée en matière de ce mémoire. Ainsi, le chapitre 1 présente brièvement la machine de test utilisée et les résultats du test d'un I.G.B.T. obtenus en optimisant la précision. Le chapitre 2 revient sur ces résultats pour mettre en évidence, séparément, l'incidence de différentes causes d'imprécision.

Comme nous disposions, depuis Juin 1995 de mesures précises concernant un I.G.B.T., nous nous sommes intéressé à la façon de les traduire par un modèle. Cela nous a amené à réfléchir à un problème plus vaste : celui de la représentation d'un quadripôle électrostatique non linéaire. L'état de ces réflexions et leurs conséquences concrètes concernant le modèle électrique de l'I.G.B.T., sont présentés dans le chapitre 4.

La description de notre logiciel est délibérément passée sous silence car elle n'est pas indispensable à la compréhension des principes mis en oeuvre au cours de ce travail. Le lecteur attentif pourra découvrir quelques unes de ses fonctionnalités au gré de la présentation et des résultats expérimentaux. Qu'il retienne cependant que, sans la commodité apportée par un logiciel patiemment mis au point, bien des résultats présentés ici n'auraient jamais vu le jour.

CHAPITRE 1 :
METHODOLOGIE DE MESURE
ET
TEST D'UN I.G.B.T..

CHAPITRE 1 : METHODOLOGIE DE MESURE ET TEST D'UN I.G.B.T..

I - INTRODUCTION.

La caractérisation dynamique d'un interrupteur d'électronique de puissance nécessite des mesures délicates qui ne sont pas envisageables sans le choix méticuleux d'un matériel adéquat et la mise au point minutieuse d'une méthode de mesure. Après avoir comparé les mérites des mesures acquises en mode monocoup et en mode répétitif, nous étudierons les problèmes soulevés par la mesure de puissance (ou d'énergie) fournie à ce composant lors de la commutation et lors de la conduction. Nous verrons quels sont les problèmes soulevés par la mesure du courant, par celle de la tension et nous examinerons les précautions supplémentaires à prendre pour que ces deux relevés soient synchrones.

Dans une deuxième partie, nous décrirons le circuit exploité pour le test d'un I.G.B.T. 50A. L'appareillage utilisé pour effectuer les mesures sera présenté, puis nous montrerons les signaux relevés à l'aide de ce dispositif.

II - METHODOLOGIE DE MESURE.

1 - Mesure répétitive ou monocoup.

Les techniques de mesure envisageables, ainsi que le choix du matériel, dépendent fortement des signaux que l'on désire observer. Deux stratégies expérimentales doivent être distinguées : le mode répétitif et le mode monocoup. Leurs mérites sont comparés ci-dessous.

1-1 - Mode répétitif.

La plupart du temps, les composants des convertisseurs statiques sont soumis à des signaux périodiques. L'acquisition en mode répétitif est donc bien adaptée à la mesure des contraintes imposées à un interrupteur fonctionnant dans un montage réel. Cette mesure est d'un grand intérêt pour la mise au point de circuits. Elle offre la possibilité d'étudier l'influence de divers paramètres extérieurs (commande, C.A.L.C., câblage, ...) sur les contraintes subies par l'interrupteur, ainsi que la possibilité d'affiner le dimensionnement du radiateur nécessaire.

Cette approche est également utile à la recherche d'un modèle électrique pour l'interrupteur. Dès que des relevés fiables et précis sont disponibles, ils peuvent être comparés à des résultats de simulation dans le but de tester les prévisions relatives à différents modèles. On peut ainsi valider, critiquer, affiner les modèles proposés.

Dans cette optique, l'expérimentateur cherche principalement une bonne précision des observations et une faible perturbation du montage par l'appareillage de mesure. Puisqu'on diffère l'étude des fonctionnements transitoires, l'observation porte sur des signaux périodiques et ce constat oriente fondamentalement le choix des méthodes et du matériel. Les limitations technologiques du matériel de mesure, aussi bon soit-il, rendent très difficile l'acquisition de toute l'information souhaitée en une seule période du signal. Différentes méthodes, telles que le moyennage ou le sous échantillonnage, permettent d'acquérir l'information requise en un temps s'étalant sur plusieurs périodes identiques. Ces méthodes sont exploitables en mode répétitif et, en particulier, lorsque les signaux sont périodiques.

1-2 - Mode monocoup.

L'approche phénoménologique permet d'élaborer des modèles simples mais néanmoins utilisables dans tous les types d'applications (commutation dures et douces). Elle s'appuie sur une observation expérimentale soignée et vise à identifier un petit nombre de paramètres pertinents, capables de résumer tout le comportement observable du composant. Bien entendu, la mesure de ces paramètres ne doit pas nécessiter le démontage du composant. Cette démarche épargne, à

l'électronicien qui veut étudier un circuit, la résolution des équations aux dérivées partielles régissant le comportement électrothermique interne de l'interrupteur.

En bref, le problème consiste à chercher les relations liant les courants et les tensions d'un quadripôle non linéaire. Naturellement, les relations statiques ne suffisent pas car l'interrupteur stocke de l'énergie électromagnétique, ce qui ralentit son comportement transitoire.

On conçoit aisément que les relations évoquées ci-dessus dépendent de la température mais on n'imagine pas toujours à quel point cette dépendance est compliquée. Alors que la seule température mesurable et contrôlable durant le fonctionnement est celle du boîtier, la température de la partie active peut être très inhomogène et dépend de la puissance reçue antérieurement par le composant : le traînage thermique ne peut pas être négligé. L'observation à 100 Hz d'une caractéristique $I_a = f(V_{ak})$ sur un traceur permet de s'en convaincre : dès que la puissance injectée est suffisante, la caractéristique observée se transforme en une boucle que les éléments réactifs du modèle sont incapables de justifier quantitativement.

La stratégie monocoup permet de maintenir le composant isotherme et de réduire à néant les effets induits par son auto-échauffement. Elle donne donc accès à des informations complémentaires permettant de mieux découpler les effets thermiques et électriques. En revanche cette stratégie est inconciliable avec l'accumulation d'information durant plusieurs périodes identiques.

2 - La mesure de puissance.

L'observation des grandeurs (courant et tension) supportées par l'interrupteur ne suffit pas à apprécier son état thermique interne. La connaissance de la puissance instantanée fournie au composant permet de mieux apprécier cet état et donc de mieux évaluer la sûreté de fonctionnement du montage hôte. Connaissant l'évolution de cette grandeur dans le temps, on peut calculer la puissance moyenne et l'énergie absorbée durant certaines phases de fonctionnement. L'énergie de commutation demeure cependant un concept délicat à manipuler car, une partie de l'énergie dissipée pendant une commutation est stockée bien avant, dans les éléments réactifs internes du composant. On peut calculer $\frac{1}{2}LI^2$ avant l'ouverture ou $\frac{1}{2}CU^2$ avant la fermeture et comparer à l'énergie

fournie pendant la commutation.

Curieusement, alors que la puissance n'est que le produit du courant par la tension, vouloir connaître cette grandeur avec une précision modeste (5 à 10 %) requiert une acquisition extrêmement soignée des deux grandeurs saisies [CAK]. C'est donc un objectif mobilisateur car il exige l'amélioration de tous les maillons permettant la mesure du courant et de la tension.

D'autres courbes s'avèrent utiles, tant pour la recherche d'un modèle que pour la caractérisation du composant. Il en est ainsi, par exemple, des signaux relatifs à la commande de l'interrupteur. Leur acquisition ne soulève pas d'autres problèmes que ceux énumérés ci-dessous à propos des signaux de puissance.

2-1 - Mesure de courant.

a - Transformateur d'Intensité.

Le capteur le plus souvent mis en oeuvre pour cette mesure est un transformateur d'intensité (T.I.). Celui-ci opère sur le signal un filtrage assimilable, en basse fréquence, à un filtrage passe haut du premier ordre qui bloque la composante continue du signal. Afin de restaurer cette composante, il est souvent utile de procéder au filtrage inverse (c'est à dire proportionnel-intégral) avant d'ajouter la composante continue qui annule le courant observé durant le blocage [CLK].

Cette correction repose sur la linéarité du capteur et sur le fait que, durant le blocage, le courant traversant les interrupteurs modernes est négligeable à l'échelle choisie pour l'observation globale d'une période de courant.

En pratique, la précision de cette correction est limitée par la non-linéarité du matériau magnétique (la fréquence de coupure varie suivant le courant moyen) et par l'inconstance de la fréquence de coupure (influence de la température et, le cas échéant, de l'entrefer parasite des circuits ouvrants). En dépit de cela, la mise en oeuvre de cette correction est, comme le montre la figure I-1, largement bénéfique.

Le filtrage nécessaire (Proportionnel-intégral) est réalisé numériquement. Lorsque le signal est périodique la composante moyenne du signal observé pendant une période est calculée et soustraite

avant l'intervention du filtrage : c'est une façon de se débarrasser du décalage continu introduit par l'électronique de mesure. Après le filtrage, la composante continue du signal, est reconstituée en alignant sur zéro, un palier de courant nul.

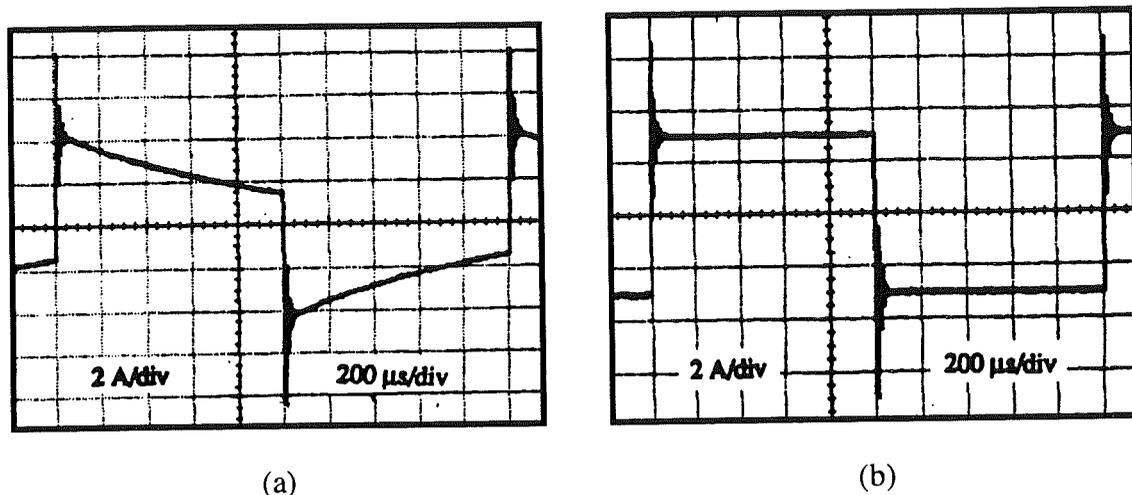


Figure I-1 : Courant carré observé à la sortie d'un T.I.:

(a) - brut, (b) - après filtrage correcteur.

Dans le cas d'une acquisition monocoup, D. LAFORE déduit le courant recherché $i_1(t)$ de celui observé $i_2(t)$ par une correction de même nature:

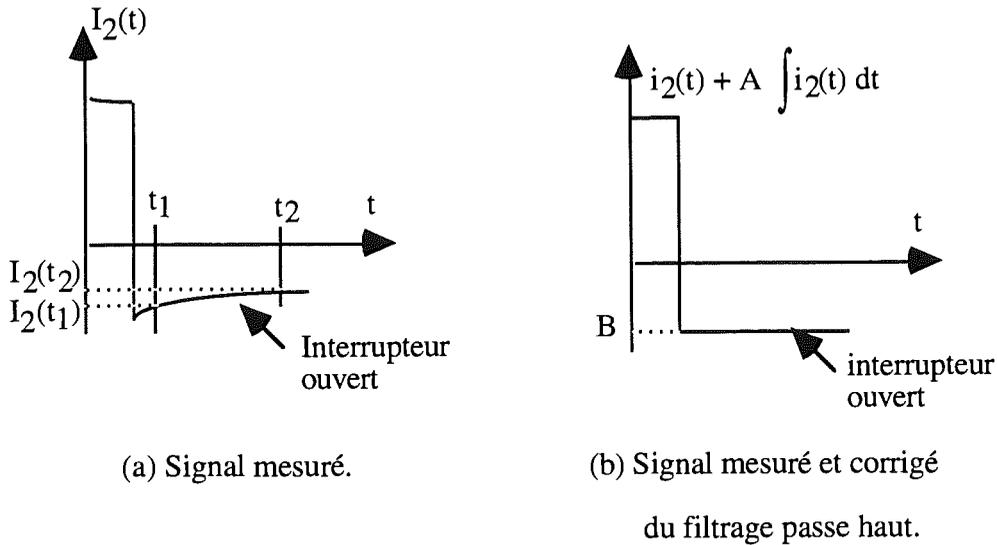
$$i_1(t) = K_0 \left[i_2(t) + A \int i_2(t) dt \right] + B$$

où : K_0 est l'inverse du gain du transformateur de courant,

A est la pulsation de coupure basse du transformateur de courant,

B est la valeur moyenne du signal observé.

Il déduit les constantes A et B , à chaque essai, de la comparaison de l'observation avec les parties connues (paliers nuls) de la courbe cherchée (figure I-2).



(a) : A se déduit de la décroissance exponentielle du signal : $A = -\frac{1}{t_2 - t_1} \ln\left(1 - \frac{i_2(t_2)}{i_2(t_1)}\right)$

(b) : B se déduit du décalage du palier nul, observé après correction de l'effet passe haut du T.I..

Figure I-2 : Détermination des constantes nécessaires à la correction de la réponse du T.I..

b - Shunt.

Les shunts aselfiques permettent la mesure des courants et procurent une large bande passante tout en restituant la composante continue. Leur utilisation est limitée par l'absence d'isolation galvanique entre le circuit d'insertion et la sortie mesure. D'autre part, l'impédance d'insertion de ce type de capteur, relativement importante, peut modifier le comportement du circuit dans lequel il est installé. Il n'en demeure pas moins que, pour des mesures précises en laboratoire, ce type de capteur demeure l'un des plus performants qui soit [FBP] ...

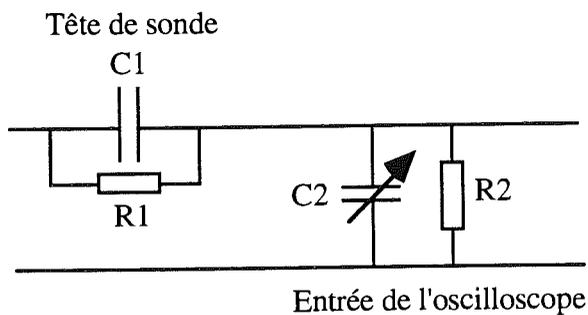
2-2 - Mesure de la tension.

Contrairement à ce que l'on fait pour le courant, il est impossible de considérer que la tension basse est nulle. La tension de quelques volts qui apparaît aux bornes de l'interrupteur durant la

saturation est à l'origine des pertes de conduction qui ne peuvent pas être négligées. Cette tension doit donc être mesurée avec une précision correcte, disons de 0,1 V pour fixer les idées ($0,1V/2V \approx 5\%$). Le rapprochement de ce chiffre avec la valeur de la tension durant le blocage montre la difficulté de l'entreprise : même pour une tension au blocage aussi modeste que 400 V, la résolution nécessaire est de $1/4000^{\text{ème}}$. Deux éléments vont limiter la finesse de cette mesure : la compensation, nécessairement imparfaite, de la sonde de tension, et la résolution des C.A.N. des oscilloscopes rapides 8 bits ($1/256^{\text{ème}}$).

En définitive, les limitations évoquées conduisent à conclure que l'on ne peut pas acquérir la courbe de tension en une seule opération et qu'il faut envisager une acquisition en deux temps. Dans un premier temps, la courbe est enregistrée en intégralité grâce à une faible sensibilité alors que, dans un second temps, les détails de la phase de saturation sont observés avec une sensibilité plus grande.

a - Compensation des sondes de tension atténuatrices.



Les expressions des gains basse et haute fréquence se déduisent aisément :

$$\text{Gain Basse Fréquence : } GBF = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

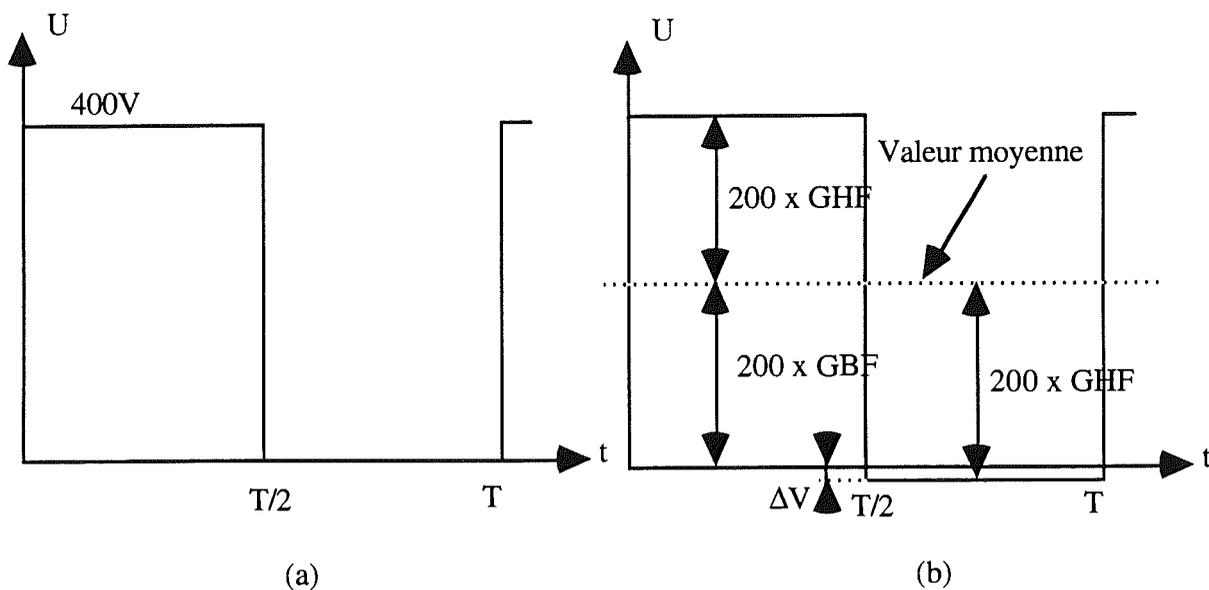
$$\text{Gain Haute Fréquence : } GHF = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Figure I-3 : Schéma équivalent d'une sonde de tension atténuatrice. Le passage de GBF à GHF se fait, en général, aux alentours de quelques KHz.

Une sonde de tension atténuatrice (Figure I-3) peut se décomposer en deux diviseurs, un résistif qui atténue les composantes basses fréquences du signal, et un capacitif qui atténue les composantes hautes fréquences.

Compenser la sonde consiste à régler, par le biais d'une capacité variable, le gain haute fréquence. Un mauvais réglage de cette capacité aura pour effet de modifier l'amplitude mesurée des composantes hautes fréquences. Si l'on considère un signal carré de rapport cyclique 1/2 et d'amplitude 400V, la mesure du palier bas du signal avec une précision de 0,1V nécessite un réglage de la compensation à 0,05% près (Figure I-4).

Nous avons essayé d'améliorer la finesse de ce réglage mais, en dépit de progrès tangibles, nous avons dû admettre qu'une précision de 1/4000^{ème} ne pouvait pas être assurée durablement en raison des dérives (thermiques en particulier) des éléments de la sonde.



(a) : Signal à mesurer, (b) : Signal mesuré par la sonde de tension : la composante continue a été multipliée par le gain basse fréquence (GBF) de la sonde et la composante alternative par son gain haute fréquence GHF.

$$\Delta V = |200 \cdot GBF - 200 \cdot GHF| \text{ d'où si on veut } \Delta V = 0,1 \text{ il faut : } |GBF - GHF| = \frac{0,1}{200} = 0,05\%$$

Figure I-4 : Réponse d'une sonde de tension atténuatrice

b - Résolution de l'oscilloscope et temps de récupération après surcharge.

La résolution d'un oscilloscope 8 ou 10 bits est de, respectivement, $1/256^{\text{ème}}$ ou $1/1024^{\text{ème}}$ de la gamme d'entrée, ce qui est bien en-deçà de la précision requise ($1/4000^{\text{ème}}$). En mode répétitif, la technique dite de "moyennage" permet d'augmenter la résolution apparente du convertisseur. Cependant, dès que les erreurs de quantification s'estompent, les erreurs liées aux non-linéarités des C.A.N. apparaissent en gros plan (Figure I-5). Ceci sera détaillé au cours du chapitre 3.

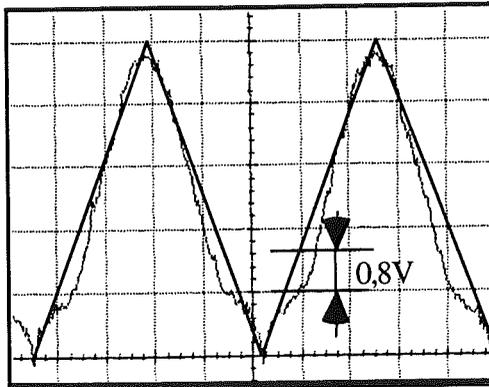


Figure I-5 : Déformation d'un signal triangulaire de 5 V c. à c. par les non linéarités différentielles de l'oscilloscopes TEKTRONIX 2430. L'acquisition a été réalisée avec une sensibilité de 50 V/division.

Pour augmenter la résolution de la mesure de V_{CEsat} , il est envisageable d'augmenter la sensibilité verticale de l'oscilloscope, afin d'observer les variations fines de la tension de saturation, quitte à ne plus avoir l'intégralité du signal sur l'écran. Dans ce cas, il faut savoir qu'après le dépassement de l'une de ses limites de linéarité, aucun dispositif électronique ne recouvre instantanément son fonctionnement normal. Ainsi, après chaque saturation de l'entrée de l'oscilloscope, pendant un temps appelé "temps de récupération", aucun crédit ne peut être accordé à la courbe écrêtée visible sur l'écran. Ce temps va de quelques dizaines de ns à plusieurs μ s suivant le matériel choisi et les conditions d'utilisation.

D'autre part, le signal appliqué à la sonde de tension n'ayant pas changé, les problèmes exposés au paragraphe précédent subsistent.

c - Utilité d'un écrêteur.

Les deux difficultés qui viennent d'être exposées montrent que la mise au point d'un écrêteur rapide et fiable reste un sujet d'intérêt très actuel. La moindre imprécision de compensation de la sonde atténuatrice (ou d'un atténuateur interne de l'oscilloscope) entraîne un décalage considérable de la tension de saturation. Le réglage de la compensation, avec la précision requise, est furtif : les éléments de l'atténuateur sont sensibles à la température. Qui plus est, certaines sondes présentent un comportement non linéaire et la compensation ajustée avec la source interne de l'oscilloscope (de quelques volts) s'avère incorrecte pour des tensions de plusieurs centaines de volts.

En diminuant la dynamique du signal à mesurer, l'écrêteur diminue les contraintes sur la sonde (réglage de compensation, comportement non linéaire) mais aussi sur l'oscilloscope (résolution).

Finalement, seule l'observation du signal écrêté semble susceptible de mener à la connaissance de la tension de saturation avec une précision suffisante. Gardons nous toutefois d'un enthousiasme excessif : tout comme l'oscilloscope, l'écrêteur demande, après chaque écrêtage, un temps de récupération plus ou moins long ...

3 - Les précautions systématiques.

3-1 - Mesure en 2 temps.

L'oscilloscope, ainsi que les sondes actives, peuvent ajouter au signal un décalage continu. Qui plus est, les mesures peuvent être perturbées par des bruits synchrones du signal et captés par les sondes [CCH-TE1]. Afin d'éliminer ces perturbations, nous effectuons une mesure en deux temps. Après l'acquisition du signal, nous déplaçons les sondes pour qu'elles relèvent le zéro (sonde de tension à la masse, sonde de courant à côté du fil) et nous réalisons une seconde acquisition avec la même synchronisation et les mêmes réglages. La différence de ces deux acquisitions montre une réduction importante des deux perturbations évoquées ci-dessus.

3-2 - Décalage temporel des sondes.

Le temps mis par le signal pour passer de la pointe de la sonde à l'écran de l'oscilloscope (temps de propagation) varie suivant la sonde. Si les deux sondes utilisées n'introduisent pas le même retard, on observe, sur l'oscilloscope, deux signaux décalés dans le temps l'un par rapport à l'autre. Ce retard différentiel doit être soigneusement compensé. Une étude théorique simple [ROU] a montré qu'il est souhaitable de réaliser cette compensation avec une erreur inférieure à 0,5 ns si le composant commute en 50 ns. Cette affirmation se trouve totalement justifiée par la pratique (Cf. Chapitre 2). Nous verrons aussi quelle confiance il faut accorder à la fonction "DESKEW" qui est censée, sur certains oscilloscopes, corriger automatiquement ce décalage.

III - TEST D'UN I.G.B.T..

1 - Maquette de test.

La maquette sur laquelle sont effectuées les mesures illustrant ce chapitre est destinée à la caractérisation d'un bras de pont à I.G.B.T. (figure I-6a). Elle permet de faire commuter un I.G.B.T. du composant (figure I-6b) en ajustant, de façon indépendante, le courant de repos, la tension de repos et la température [CSL].

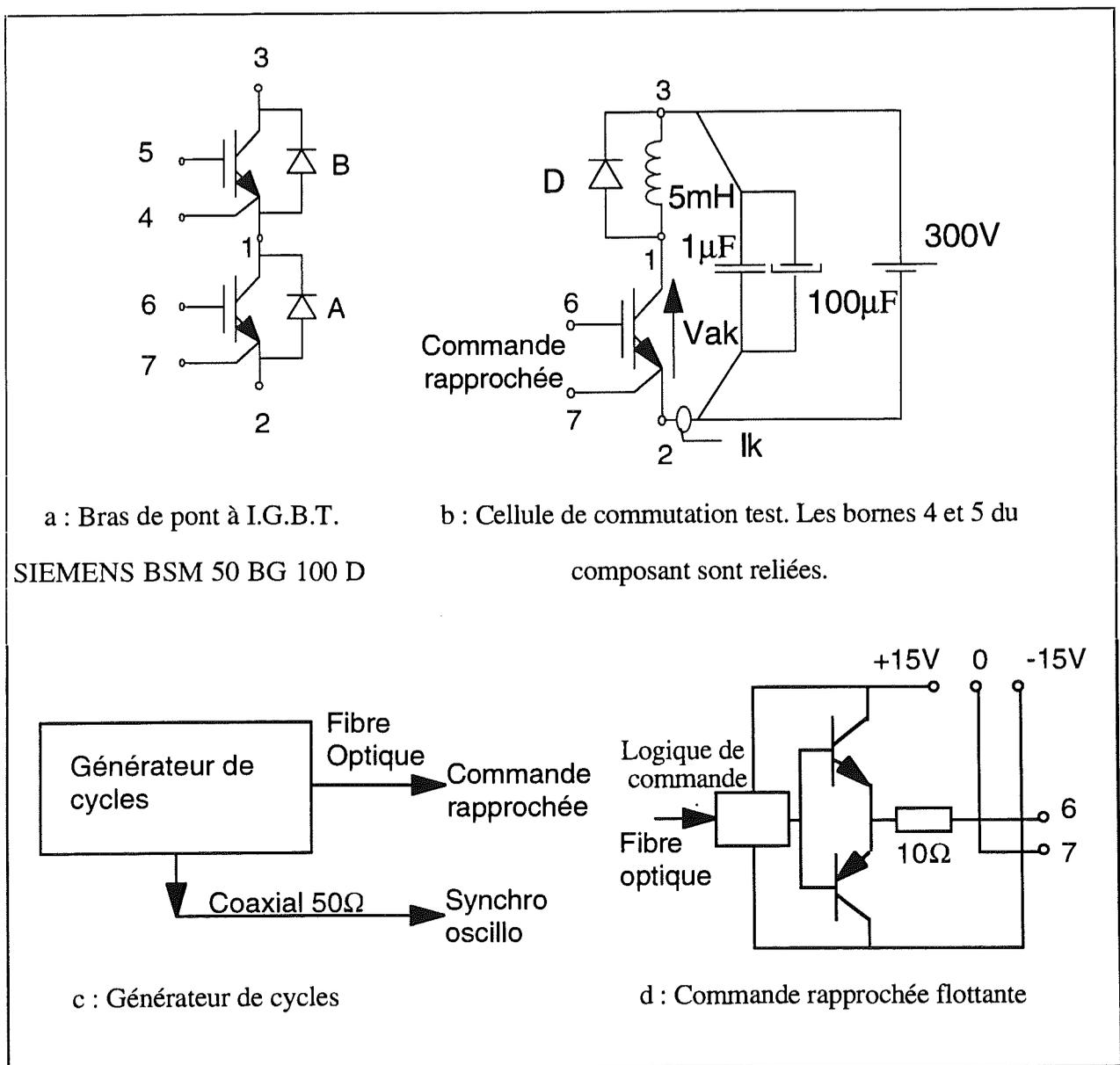


Figure I-6 : Maquette de test d'un I.G.B.T..

Elle comprend une cellule de commutation mettant en oeuvre l'I.G.B.T. "A" du composant, et une source de commande rapprochée contrôlée, via une fibre optique (figure I-6d), par un générateur de signal (figure I-6c). Cette maquette, étudiée par D. LAFORE pour fonctionner en mode monocoup, a été modifiée par nos soins pour autoriser un fonctionnement en mode répétitif basse fréquence.

La tension de repos E est contrôlée par la tension d'alimentation. Lors des essais suivants, E est choisie à 300V. Le courant circulant dans l'I.G.B.T. suit un cycle immuable (Figure I-7). La première montée en courant est arrêtée à la valeur choisie pour le courant de repos : 12 A (contrôle de I_k par un capteur isolé), soit au bout de 200 μ s environ lorsque E vaut 300V. Seule la seconde impulsion est étudiée.

Notons qu'en l'absence d'interrupteur secondaire, le composant dissipe les pertes de conduction durant 200 μ s avant chaque mesure. Pour que l'élévation de température reste minimale, deux cycles consécutifs sont toujours distants d'une seconde au minimum.

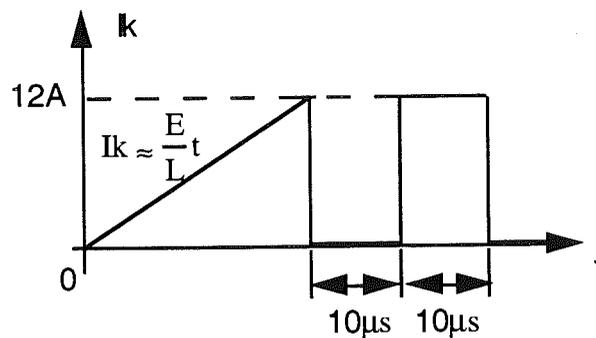


Figure I-7 : Commande du courant de cathode.

2 - Banc de mesure.

L'ensemble utilisé pour l'acquisition des signaux est composé d'un oscilloscope numérique DSA602A TEKTRONIX muni de ses capteurs de courant et de tension et d'une station de travail H.P. 9000, ces deux éléments sont reliés par un câble IEEE488. Le logiciel implanté dans la station de travail permet de piloter l'oscilloscope durant l'acquisition des signaux puis de corriger et de visualiser les signaux mesurés.

2-1 - Oscilloscope, sondes.

- Oscilloscope TEKTRONIX DSA602 [TE2-TE3].
- Tiroirs amplificateurs de tension TEKTRONIX 11A32 avec sondes TEKTRONIX P6134C 1/10^{ème} (400 MHz) [TE4].
- Tiroir de mesure de courant TEKTRONIX 11A16 avec sonde TEKTRONIX A6302 (DC-50 MHz) [TE5-TE6],
- Shunt T&M modèle W-1-01-2 STUD 12,5 W (800 MHz).
- Sonde de courant passive TEKTRONIX P6022 120 MHz [TE7].

Notre oscilloscope offre une résolution 8 bits. Cette résolution est insuffisante pour travailler en monocoup et la maquette de test ne supporte pas, en principe, un fonctionnement répétitif. Pour échapper à ce dilemme, nous la faisons fonctionner en "quasi-monocoup" : 16 cycles de commutation séparés d'une seconde. Chaque cycle est conforme à celui présenté à la figure I-7 et, grâce à la répétition, le mode moyennage réduit le bruit dans un rapport $\sqrt{16}$, amenant ainsi un gain de résolution de 2 bits. Nous obtenons ainsi une résolution $8+2 = 10$ bits (1/1024^{ème}).

2-2 - Autres accessoires.

Deux autres accessoires réalisés par D. LAFORE sont disponibles sur la maquette de test :

- un transformateur torique d'intensité comportant 10 spires au secondaire. Il permet l'adaptation des niveaux de courant à mesurer aux sondes A6302 et P6022. Son secondaire débite sur un court circuit dont le courant est relevé par la sonde TEKTRONIX.

- un écrêteur à source de courant (figure I-8). La diode est parcourue par un courant soit nul, soit égal à la valeur fixée par la source (≈ 20 mA). Cette particularité permet de supposer que la tension aux bornes de la diode est fixe lorsque celle-ci conduit.

Notre mesure en deux temps (cf § 3-1) s'opère sans déplacement de la sonde en déplaçant la cathode de la diode du drain à la source de l'I.G.B.T.. La chute de tension de la diode est ainsi éliminée de la mesure.

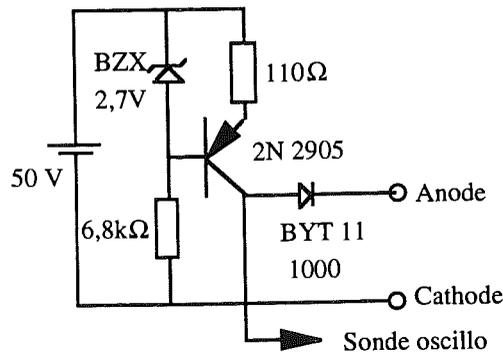


Figure I-8 : Ecrêteur à source de courant.

2-3 - Fonctions principales du logiciel.

Le logiciel utilisé lors de ces mesures à été développé au L.E.G.. Il est composé de deux parties.

La première partie ("MESURE") guide l'expérimentateur et contrôle l'oscilloscope lors de l'acquisition des signaux, afin que toutes les mesures soient effectuées en respectant la même procédure :

- Une phase de configuration de l'oscilloscope, durant laquelle on indique les entrées choisies pour introduire les signaux de courant, de tension et de déclenchement, les réglages de la base de temps, les calibres, ainsi que le nombre d'itérations à effectuer. Pendant cette phase, le type des sondes utilisées pour la mesure (de courant et de tension) est enregistré.
- Une phase de mesure durant laquelle l'acquisition des signaux est effectuée en deux temps. Dans un premier temps on réalise l'acquisition des signaux puis, dans un deuxième, celle des zéros. On soustrait ensuite les deux acquisitions, de sorte que les bruits synchrones et les éventuels décalages continus sont compensés.

La deuxième partie ("EXPLOITATION") réalise la présentation des résultats sous forme graphique. Une interface graphique très conviviale propose à l'utilisateur de nombreuses options de

traçage et permet d'extraire de nombreux paramètres caractérisant ces acquisitions. A titre d'exemple, voici quelques une des fonctions mises à disposition par ce logiciel :

- 1 - tracé du courant, de la tension et de la puissance instantanée en fonction du temps,
- 2 - tracé de l'intégrale de ces signaux (énergie, charge ...),
- 3 - tracé du cycle : courant en fonction de la tension,
- 4 - tracé du spectre des signaux périodiques mesurés,
- 5 - rappel des conditions de mesure : sondes utilisées (type et caractéristiques utiles), base de temps, calibres,
- 6 - correction de la différence de temps de propagation des deux sondes,
- 7 - correction de la réponse basse fréquence des sondes de courant passives et des sondes de tension atténuatrices,
- 8 - correction de l'effet des inductances de maille.

3 - Résultats du test.

La figure I-9 présente l'intégralité du cycle de commutation de l'I.G.B.T., coté puissance.

Les signaux présentés figures I-10 et I-11 sont, respectivement, un élargissement des signaux de puissance et de commande lors de la fermeture de l'I.G.B.T.. Ils ont été acquis conformément à la procédure présentée ci-dessus : mesure en deux temps, 16 itérations moyennées. Les sondes utilisées sont : le shunt T&M pour la mesure du courant de cathode I_k , la sonde TEKTRONIX P6134C pour les mesures des tensions V_{ak} et V_{gk} , la sonde TEKTRONIX P6022 pour l'acquisition du courant I_g . Aucune correction fréquentielle n'a été effectuée sur les signaux.

Les courbes présentées Figures I-12 et I-13 sont les représentations des signaux de puissance et de commande à l'ouverture de l'I.G.B.T.. Elles ont été acquises dans les mêmes conditions que les courbes de fermeture.

Les courbes relatives à la puissance et l'énergie fournie lors de la commutation ont été calculées après correction du décalage temporel entre les sondes. L'énergie est supposée nulle à l'instant $t=0$ défini par le début de l'acquisition..

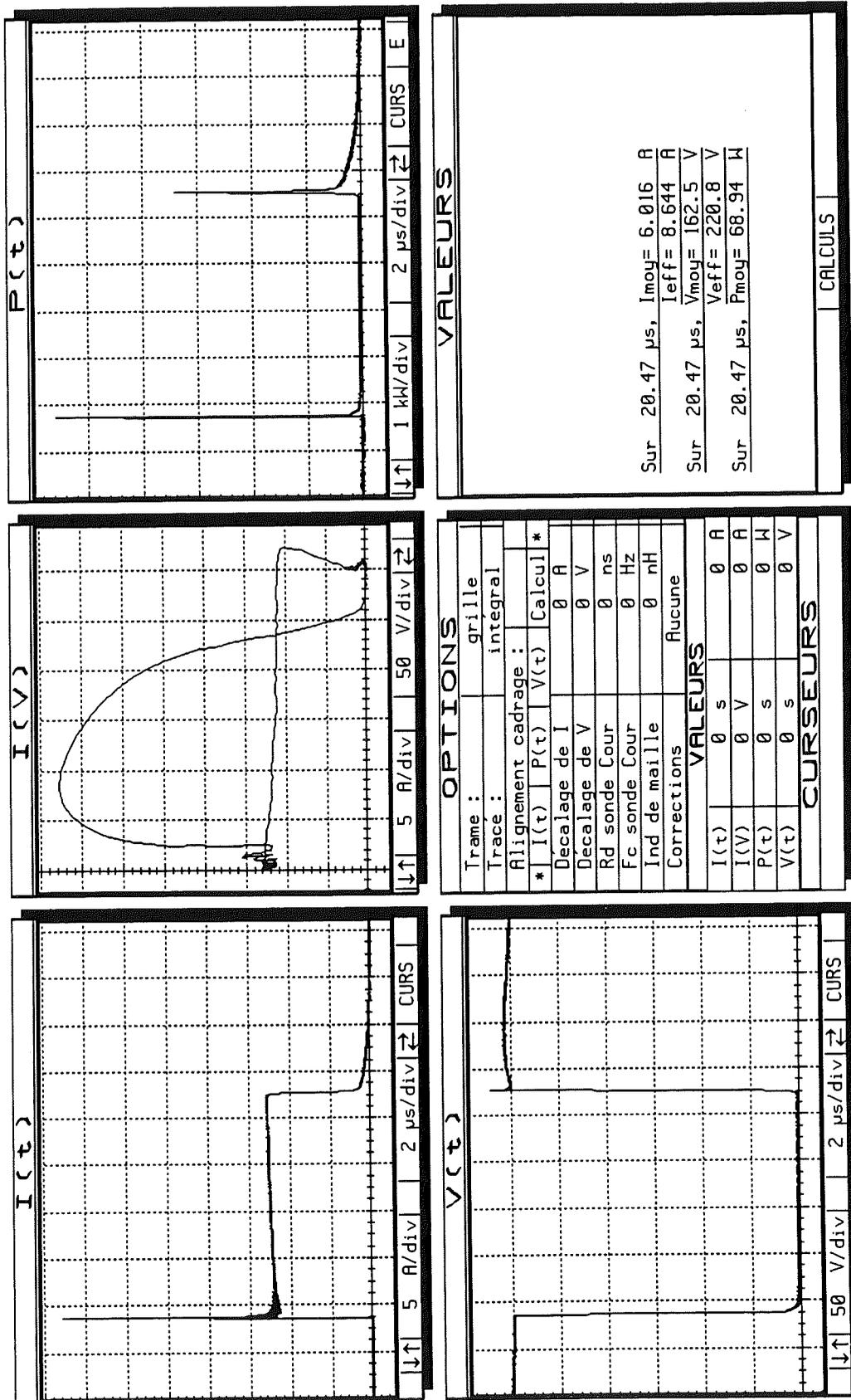


Figure I-9 : Intégralité du cycle de commutation de l'I.G.B.T., côté puissance. Signaux acquis sur la maquette d'essai figure I-6.

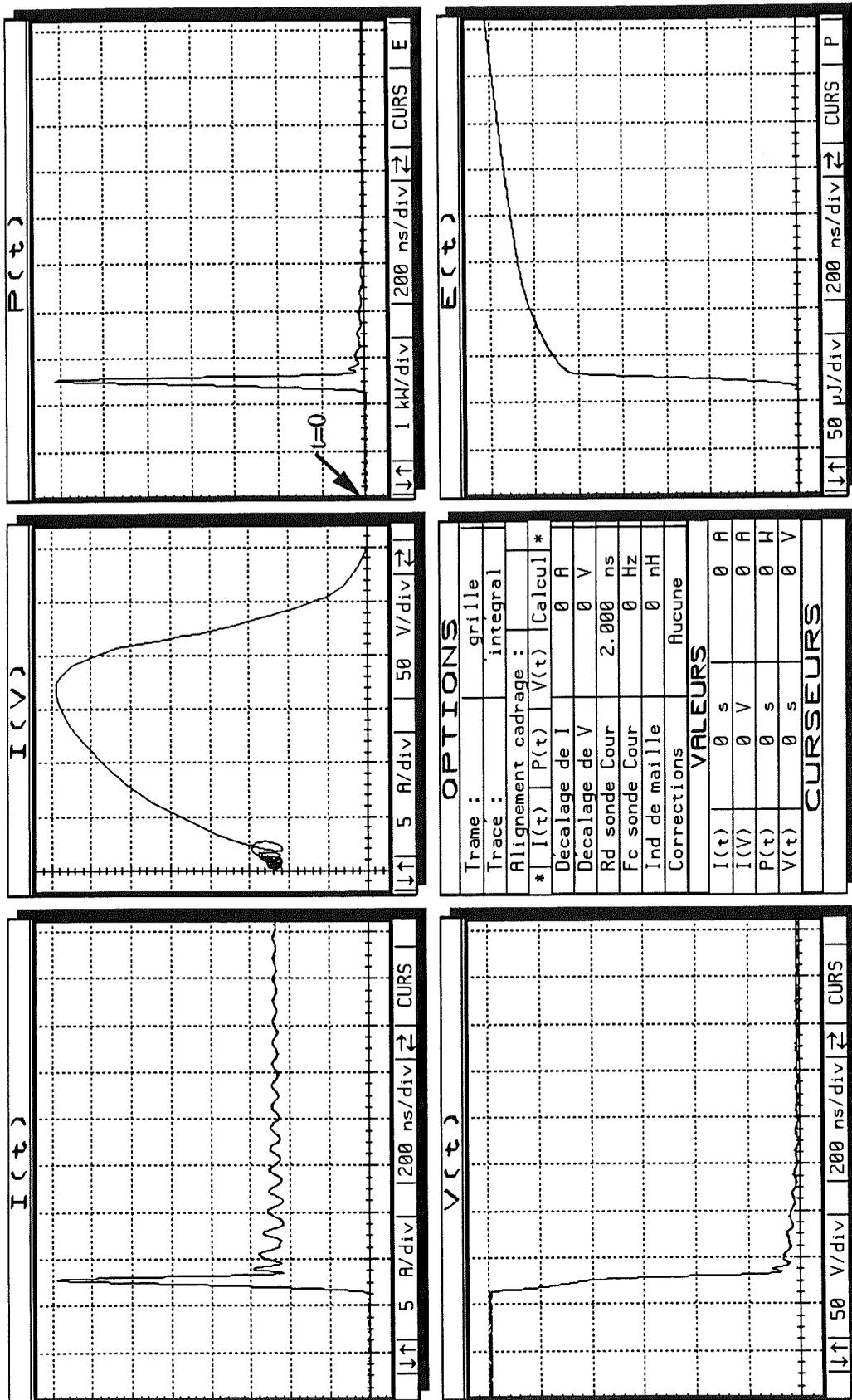


Figure I-10 : Fermeture de l'I.G.B.T., côté puissance. $I(t)$ et $V(t)$ sont le courant I_k et la tension V_{ak} , $P(t)$ et $E(t)$ sont la puissance et l'énergie fournie à l'interrupteur lors de la commutation.

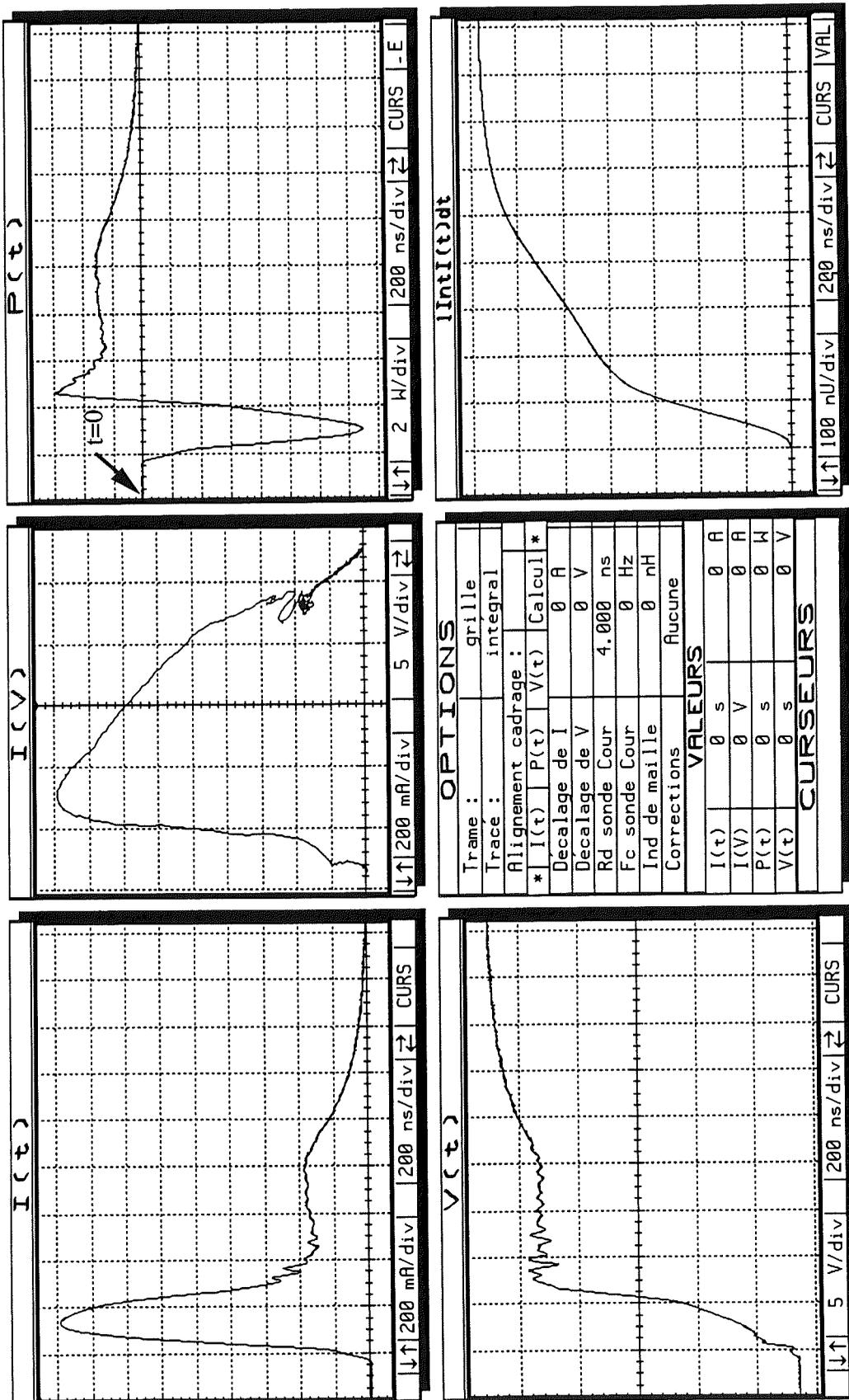


Figure I-11 : Fermeture de l'I.G.B.T., côté Commande. $I(t)$ et $V(t)$ sont le courant I_g et la tension V_{gk} , la courbe $I(\text{Int}I(t)dt)$ représente l'intégrale du courant de grille.

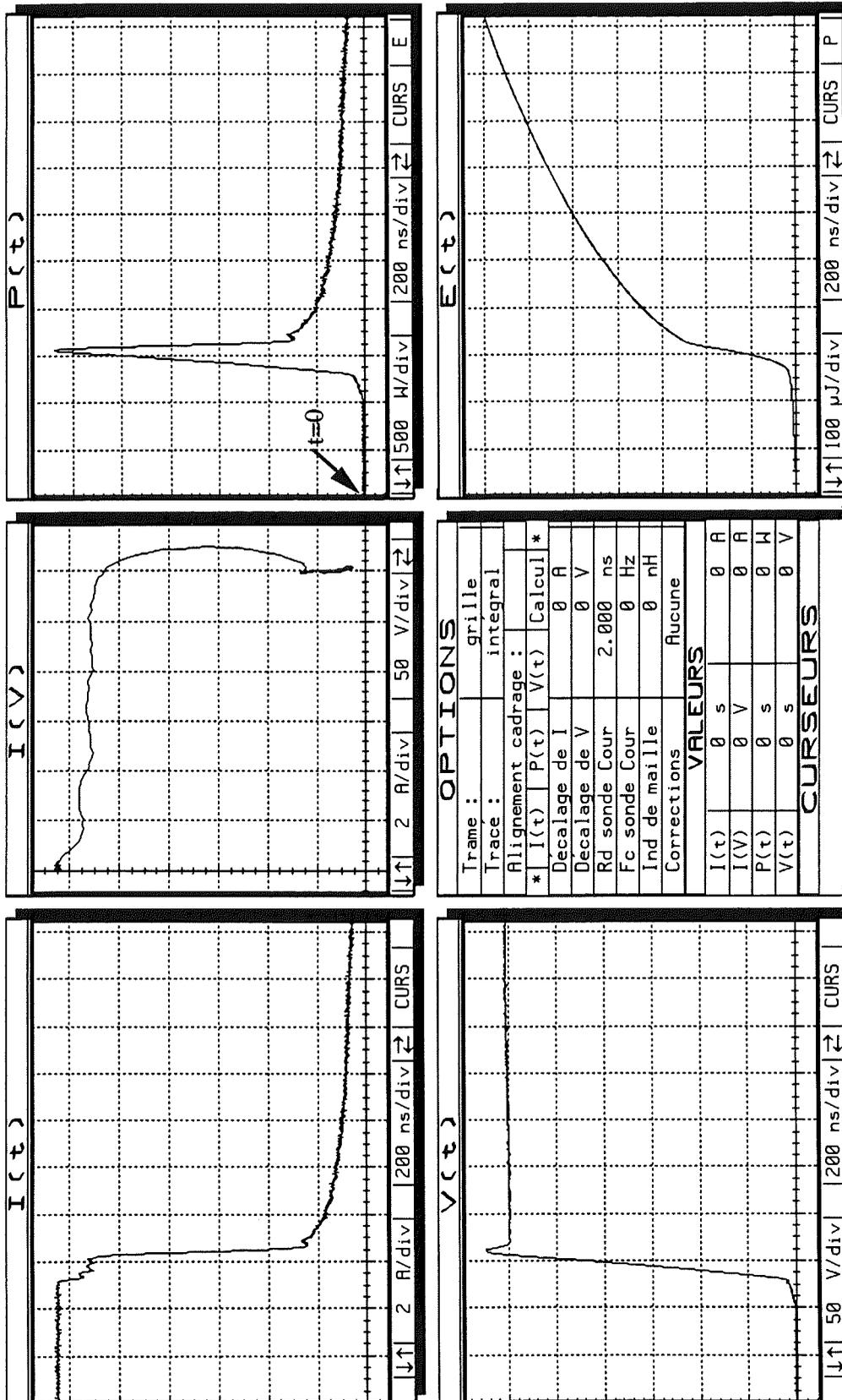


Figure I-12 : Ouverture de l'I.G.B.T., côté puissance. $I(t)$ et $V(t)$ sont le courant I_k et la tension V_{ak} . $P(t)$ et $E(t)$ sont la puissance et l'énergie fournie à l'interrupteur lors de la commutation.

051 097929 0

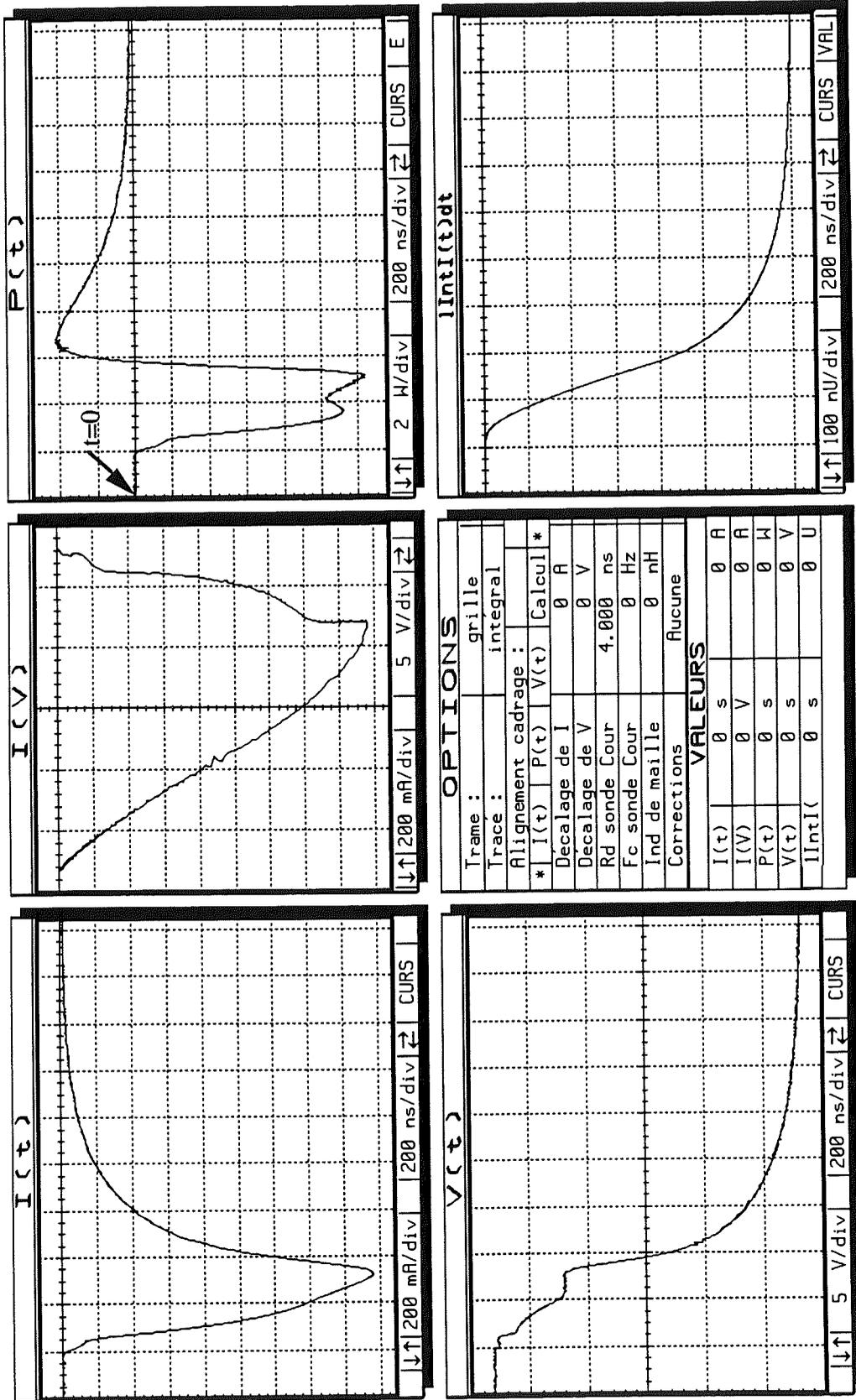


Figure I-13 : Ouverture de l'I.G.B.T., côté commande. $I(t)$ et $V(t)$ sont le courant I_g et la tension V_{gk} , la courbe $IIntI(t)dt$ représente l'intégrale du courant de grille.

IV - CONCLUSION.

La mesure, avec une bonne précision, de la puissance et de l'énergie fournie lors de la commutation et de la conduction d'un interrupteur de puissance est un objectif commun à de nombreux expérimentateurs en électronique de puissance. Nous venons de voir, dans ce chapitre, qu'un soin méticuleux est nécessaire pour obtenir cette mesure avec une précision correcte.

Les mesures présentées dans ce chapitre ont été réalisées grâce, certes, à un matériel haut de gamme mais aussi grâce à un savoir faire accumulé par notre équipe depuis une dizaine d'années ...

Afin de transmettre ce savoir faire, il faut maintenant justifier les processus expérimentaux mis en oeuvre et illustrer les conséquences de certains choix critiques d'appareillage. Ceci fait l'objet du chapitre 2 où nous allons montrer ce qu'auraient été les courbes présentées ici si nous les avions observées différemment.

CHAPITRE 2 :
INCIDENCE DES PERFORMANCES
DE L'APPAREILLAGE.

CHAPITRE 2 : INCIDENCE DES PERFORMANCES DE L'APPAREILLAGE.

I - INTRODUCTION.

En nous appuyant sur la caractérisation de l'I.G.B.T. présentée au chapitre 1, nous allons maintenant évaluer l'incidence des principales causes d'imprécision sur les résultats. Nos indicateurs seront ici la puissance instantanée maximale et l'énergie dissipées lors d'un cycle de commutation de l'I.G.B.T..

Les causes d'erreur de mesure sont nombreuses car celles-ci peuvent provenir de n'importe quel maillon du système d'acquisition. Pour rechercher l'influence de chaque maillon sur la mesure, la façon la plus instinctive serait de modifier un à un chaque élément du système d'acquisition. Il serait alors difficile de tirer des conclusions car un élément de l'ensemble peut modifier plusieurs causes d'imprécision. Par exemple, le fait de changer une sonde de tension influe sur la bande passante, le temps de propagation, la compensation On voit qu'il serait difficile d'isoler l'influence d'un seul paramètre.

La méthode d'investigation adoptée dans ce chapitre sera de simuler, une à une, sur les mesures présentées au cours du chapitre précédent, les différentes causes d'imprécision que nous avons identifiées. Ces mesures ayant fait l'objet de tous nos soins seront désormais regardées comme une référence [LKL].

Ensuite, nous tenterons d'étendre ces résultats à des signaux ayant des caractéristiques différentes, afin de fournir aux expérimentateurs des points de repères pour le choix de leur matériel de mesure.

Fermeture

Ouverture

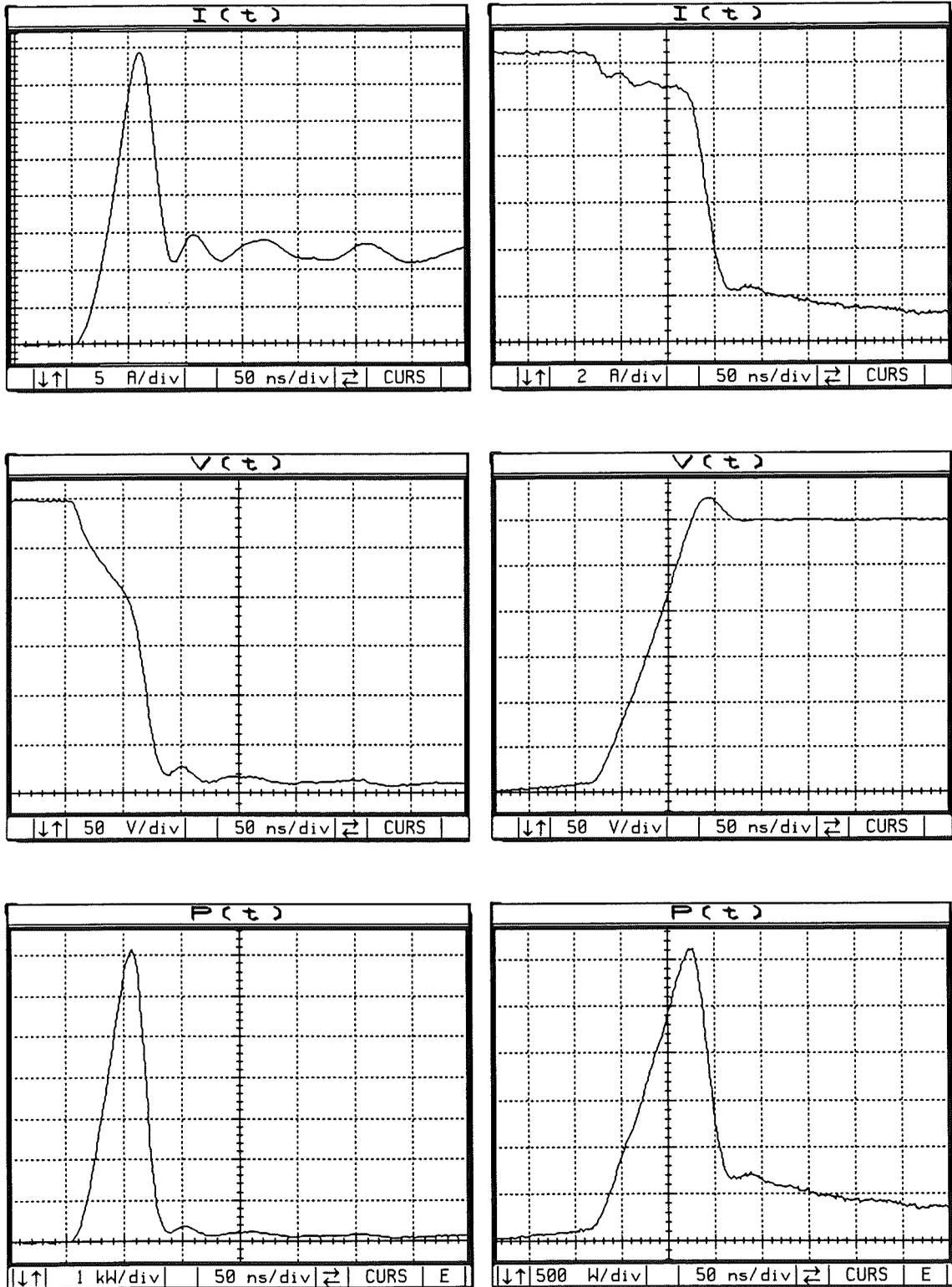


Figure II-1 : Vue élargie des commutations de l'I.G.B.T., coté puissance.

II - LES SIGNAUX MESURES.

Les relevés présentés par la figure II-1 sont les signaux de courant et de tension obtenus grâce au dispositif de test présenté dans le chapitre 1. Ils ont été acquis conformément à la procédure présentée dans ce même chapitre.

On peut noter leurs principales caractéristiques. La variation de tension est de 300 V et celle du courant 40 A, les dérivées maximales sont respectivement de 10 kV/ μ s et 1500 A/ μ s. La commutation dure environ 70 ns à la fermeture et 150 ns à l'ouverture.

III - INFLUENCE DE DIFFERENTS PARAMETRES SUR LES MESURES.

1 - Mesure des pertes lors de la commutation.

1-1 - Les impédances de boîtier.

Les impédances des connexions jouent un rôle capital lors des commutations. Parmi ces impédances, celles localisées à l'intérieur du boîtier ne sont pas négligeables. A titre d'exemple nous nous sommes intéressés à la connexion interne reliant les bornes cathode "commande" et cathode "puissance" de notre interrupteur (bornes 2 et 7, Figure I-6a).

Dans un premier temps, nous avons extrait le composant du circuit afin de mesurer directement l'impédance entre ces deux bornes à l'aide d'un analyseur d'impédances H.P. 4194 A. Nous avons trouvé, après compensation du zéro à ras du boîtier, une résistance de 20 m Ω en série avec une inductance de 60 nH à 68 nH.

Dans un deuxième temps, nous avons relevé la tension $V = V_7 - V_2$ pendant le fonctionnement du montage (Figure II-2a). A $t = 250$ ns on observe un petit pic négatif de l'ordre de 1 V qui ne peut être dû qu'au courant de grille puisque I_k est nul à ce moment. La pente de I_g vaut à cet instant

25 A/ μ s (Figure II-2a) ce qui, rapproché de la tension de 1,07 V, peut être attribué à une inductance de 43 nH.

De la même façon, en observant ce qui survient à $t = 465$ ns (Figure II-2b, maximum du pic négatif), la valeur de V_1 (30 V) et la vitesse de variation de I_k (1500 A / μ s) mènent à la valeur d'une seconde inductance : 19 nH. Pour synthétiser ces résultats nous suggérons le modèle de la figure II-2c, établi en supposant que le couplage des deux inductances est négligeable. La somme (62nH) de ces deux inductances est cohérente avec celle mesurée directement à l'aide de l'analyseur d'impédances (60 à 68nH). L'élargissement (Figure II-2b) de $V_1(t)$ et $I_e(t)$ montre le bon synchronisme des extrêmes de I_k et des zéros de V_1 on peut donc en déduire que les signaux sont correctement synchronisés et que les résistances des connexions sont négligeables devant leurs inductances.

Notons que, pour l'étude complète du circuit de commande, il faudrait maintenant étudier l'impédance de la connexion de grille et, peut être même, son couplage avec celle étudiée ici

Ces observations mettent en évidence l'intérêt de la séparation des masses "commande" et "puissance". Alors qu'une tension égale à 30 V apparaît en série avec la cathode dans le boîtier, la perturbation de la tension de commande reste inférieure à 1 V. En l'absence de borne "commande" de la cathode, l'inductance de 19 nH opposerait une contre réaction très efficace qui ralentirait la commutation. Bien entendu, pour tirer parti de cet avantage offert par le composant, les alimentations de commande et de puissance doivent flotter l'une par rapport à l'autre !

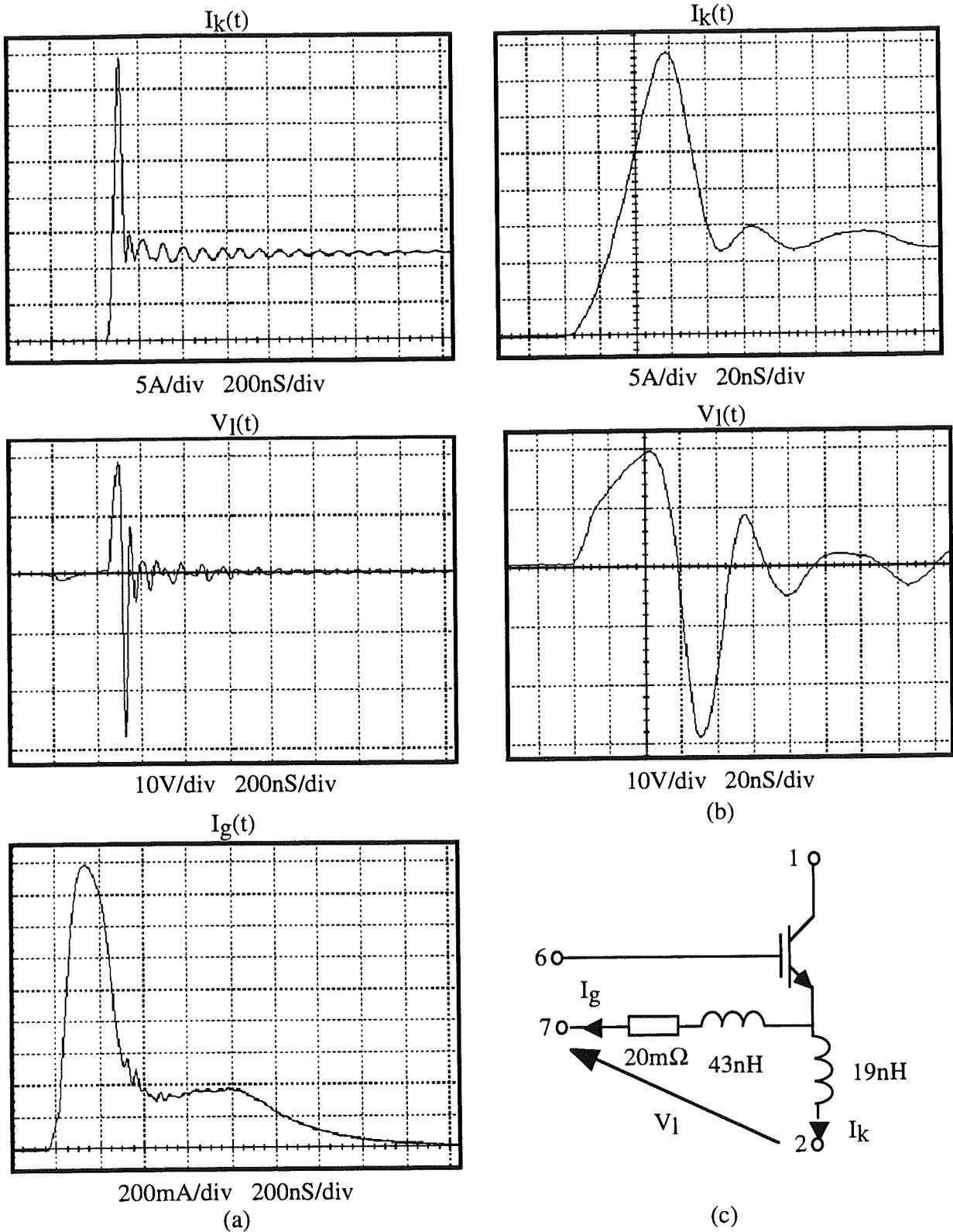


Figure II - 2 : Influence des impédances de boîtier. (a) - tension $V_l = V_7 - V_2$ générée par I_k ,

(b) - élargissement de I_k et V_l , (c) - modèle déduit de ces mesures.

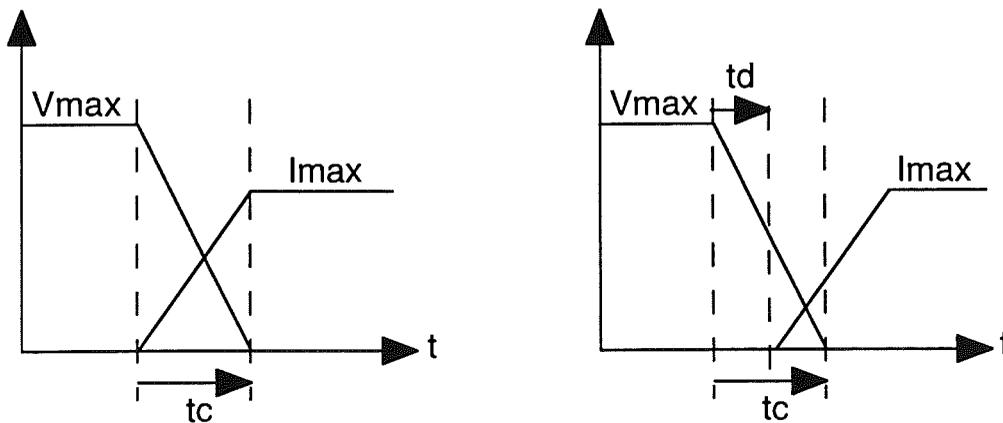
1-2 - Le décalage temporel des sondes.

Lors du calcul de la puissance instantanée il est essentiel que les signaux courant et tension soient parfaitement synchronisés. Il est donc nécessaire de connaître, pour chaque couple de sondes utilisé, le retard différentiel à corriger.

La correction de ce décalage temporel est mise en oeuvre lors du traitement logiciel. Dans le cas où le retard à corriger représente un nombre fractionnaire de périodes d'échantillonnage, chaque point du fichier corrigé résulte d'une interpolation linéaire entre les deux points adjacents du fichier initial. Avec l'échantillonnage séquentiel, lorsque les points sont distants de 100 à 500 ps, ce procédé présente peu d'intérêt. En revanche, lorsque, pour des raisons diverses, les échantillons sont distants de plusieurs ns, ce mode opératoire devient incontournable.

a - Etude théorique de l'influence du retard différentiel des sondes.

Afin d'illustrer l'effet de ce décalage temporel, considérons la fermeture d'un interrupteur idéal sur une charge résistive.



(a) - Décalage corrigé

(b) - Décalage non corrigé

t_c : temps de commutation, t_d : retard différentiel des sondes.

Figure II-3 : Influence du décalage temporel des sondes.

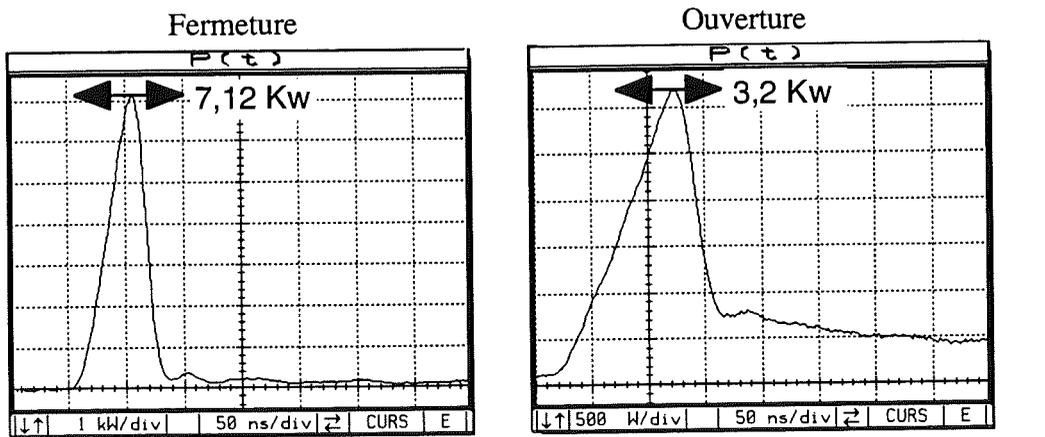
Considérons la mesure de la puissance maximale lors de la commutation

cas (a) :
$$P_{\max} = \frac{V_{\max}}{2} \cdot \frac{I_{\max}}{2} = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{4}$$

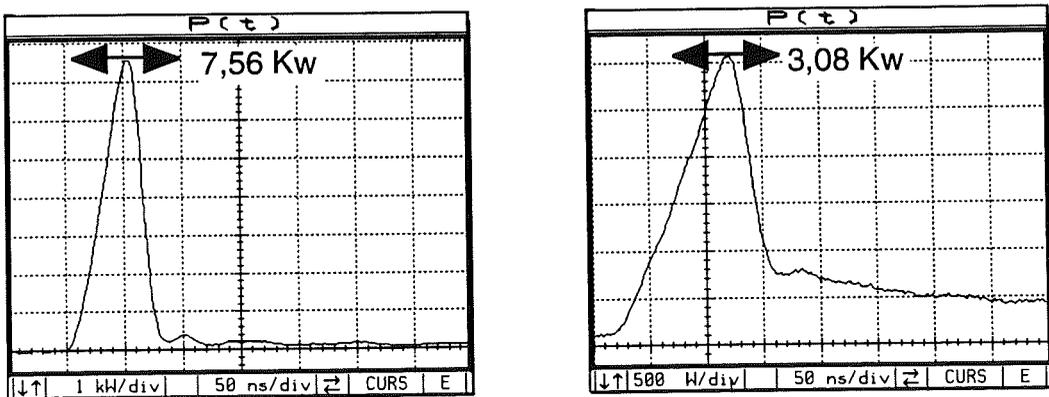
cas (b) :
$$P_{\max} = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{4} \cdot \left(\frac{t_d - t_c}{t_c}\right)^2 = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{4} \cdot \left(1 - \frac{t_d}{t_c}\right)^2$$

Si l'on désire que l'erreur sur la puissance maximale soit inférieure à 5%, il faut que $t_d \leq 2,53\%$ du temps de commutation t_c . Ce qui donne, pour une commutation en 50 ns, un décalage temporel $\leq 1,26$ ns.

b - Illustration sur des signaux réels.



Synchronisation correcte



Courant en avance de 4ns

Figure II-4 : Effet d'un décalage temporel sur la puissance instantanée.

Un retard pur n'affectant pas la forme des signaux saisis, nous avons représenté son effet sur la courbe de puissance instantanée (Figure II-4) en décalant la courbe de courant, avant le calcul de la puissance. Le décalage choisi pour l'illustration est de 4 ns, le courant étant en avance.

Pour un même retard l'effet relatif sur la puissance maximale ou sur l'énergie est d'autant plus fort que la commutation est rapide. Ceci est traduit par la figure II-5. Après avoir mesuré les temps de commutation (10 à 90%) des deux signaux, à l'ouverture et à la fermeture, nous avons pris le plus court de ces temps comme référence et nous avons étudié l'effet du décalage sur la commutation correspondante. L'énergie est évaluée 600 ns après la fin de la commutation. En définitive, si l'on veut garantir une précision de 10% pour la puissance, le différentiel de temps de propagation entre sondes, ne doit pas excéder 8% du temps de commutation. Ce chiffre est à ramener à moins de 4% si la précision visée est 5%.

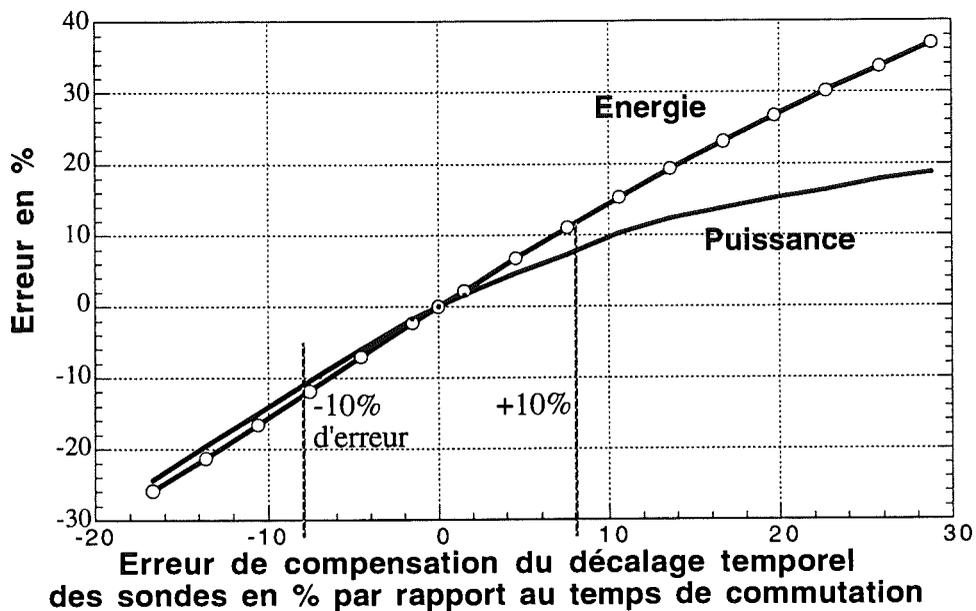
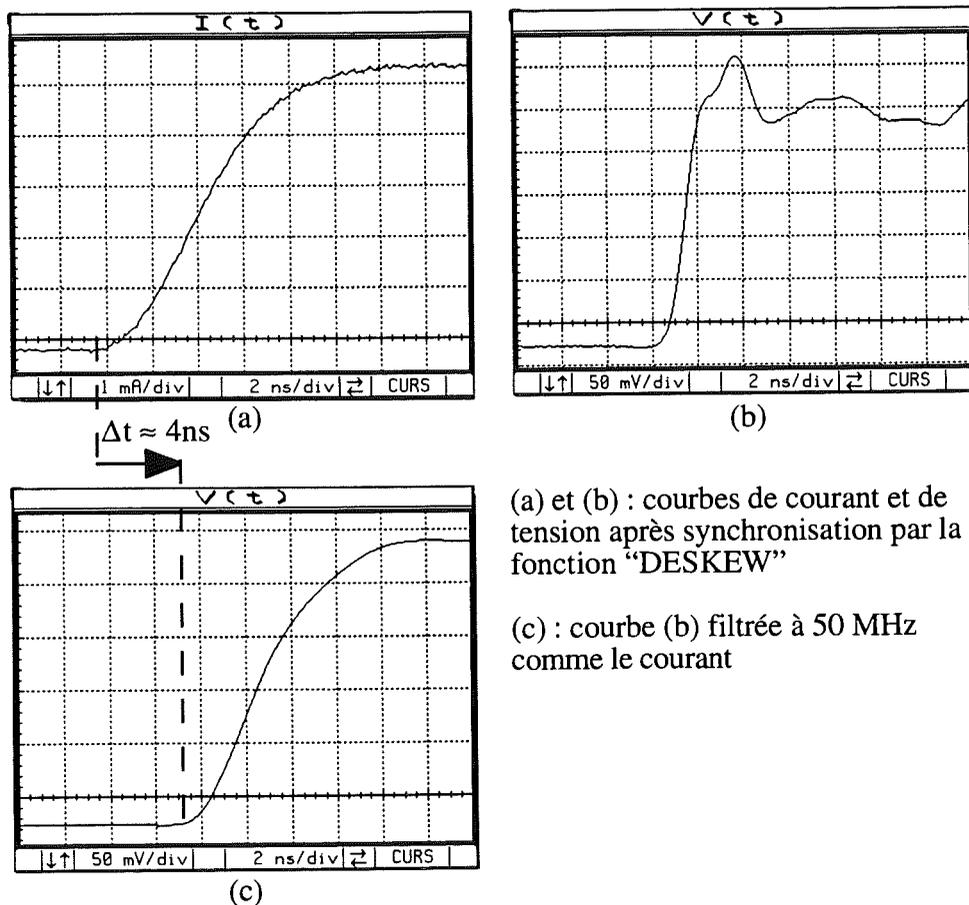


Figure II-5 : Incidence du calage temporel sur la puissance maximum et l'énergie.

c - Correction automatique du décalage temporel sur le DSA602.

Cette fonction, appelée "DESKEW", permet, d'après le constructeur, la correction interne et automatique du retard différentiel des sondes. Effectivement, lorsque l'on branche deux sondes sur la source de signal interne, un recadrage s'opère. De toute évidence, ce recadrage ne correspond pas à nos attentes lorsque les deux sondes présentent des fréquences de coupure très différentes, ce qui est souvent le cas lorsque l'on utilise une sonde de tension et une sonde de courant. La figure II-6 montre les signaux issus de deux sondes après synchronisation par la fonction "DESKEW". Il semble que la technique mise en oeuvre synchronise les milieux des fronts de montée, ce qui fait démarrer le signal de courant (dont la montée est la plus lente) avant le signal de tension.



(a) et (b) : courbes de courant et de tension après synchronisation par la fonction "DESKEW"

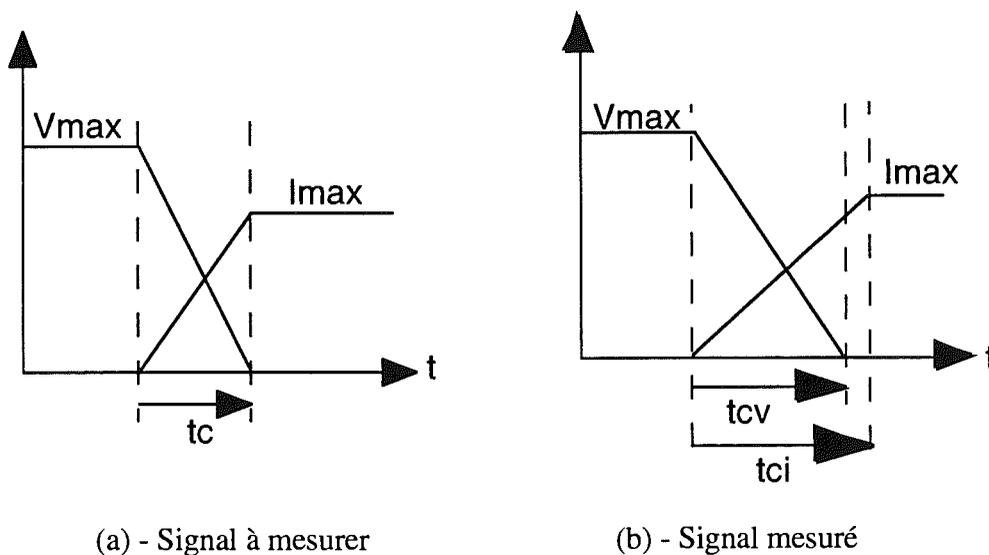
(c) : courbe (b) filtrée à 50 MHz comme le courant

Figure II-6 : Synchronisation réalisée par la fonction "DESKEW".

Le filtrage de la tension, à une fréquence de coupure voisine de celle du capteur de courant, permet de constater que l'erreur introduite est de l'ordre de 3,5 à 4 ns ... Cette observation amène une question : est-il loisible de rectifier le synchronisme de deux courbes en se fiant à un phénomène repéré simultanément sur les deux comme, par exemple, un effet inductif si ces observations sont filtrées différemment ? Ce qui précède suggère qu'avant de procéder à un tel recalage il faudrait apparier les deux bandes passantes, quitte à revenir à la courbe non filtrée après l'évaluation du décalage.

1-3 - La bande passante des sondes.

a - Etude théorique.



t_c : temps de commutation réel

t_{cv} : temps de commutation mesuré par la sonde de tension

t_{ci} : temps de commutation mesuré par la sonde de courant

figure II-7 : influence de la bande passante des sondes.

Toujours en considérant la commutation d'un interrupteur idéal sur charge résistive, nous allons évaluer l'incidence de la bande passante des sondes sur la mesure de la puissance instantanée.

L'influence de la bande passante sera évaluée en considérant l'allongement des fronts qu'elle provoque. La pente des fronts observés est liée à celle du signal mesuré et au temps de montée de la sonde.

$$\text{cas (a)} \quad P_{\max} = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{4}$$

$$E_{\text{Commut}} = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{6} \cdot t_c$$

$$\text{cas (b)} \quad P_{\max} = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{4} \cdot \frac{t_{cv}}{t_{ci}}$$

$$E_{\text{Commut}} = \frac{V_{\max} \cdot I_{\max}}{6} \cdot \frac{t_{cv}^2}{t_{ci}}$$

Pour obtenir P_{\max} avec une précision de 5% il faut que les temps de réponse mesurés par la sonde de tension (t_{cv}) et le temps de réponse mesuré par la sonde de courant (t_{ci}) diffèrent de moins de 5%.

$$t_{cv} = \sqrt{t_c^2 + t_{rv}^2}$$

$$t_{rv} = \frac{0,35}{BP_v}$$

$$t_{ci} = \sqrt{t_c^2 + t_{ri}^2}$$

$$t_{ri} = \frac{0,35}{BP_i}$$

où t_{ri} et t_{rv} représentent le temps de réponse des sondes de courant et de tension

BP_i et BP_v représentent la bande passante des sondes de courant et de tension

Si l'on considère une sonde de tension présentant une bande passante de 400 MHz il faut que la sonde de courant passe 22 MHz au minimum pour que P_{\max} soit connue à 5% près lorsque le signal commute en 50 ns.

b - Etude sur des signaux réels.

Les signaux présentés précédemment ont été acquis à l'aide du shunt T&M et de la sonde de tension P6134C si bien que, dans les deux cas, la bande passante était limitée à 400 MHz par l'amplificateur 11A32 de l'oscilloscope.

Afin d'évaluer ce qui se passe lorsque l'on fait appel à des capteurs moins performants, notamment pour le courant, nous avons procédé au filtrage numérique des fichiers précédents à différentes fréquences s'échelonnant de 15 à 200 MHz.

Filtrer à 200 MHz, lorsque les échantillons sont prélevés à 500 MHz, n'est pas trivial. Pour surmonter cette difficulté nous avons choisi un moyen simple : avant le filtrage nous décuplons, par interpolation linéaire, la fréquence d'échantillonnage de l'acquisition. Le filtrage effectué ensuite est un passe bas du second ordre à l'amortissement critique.

La réponse indicielle de ce filtre, pour une coupure réglée à 50 MHz, est représentée sur la figure II-8. On vérifie que sa forme est cohérente avec les hypothèses choisies, que le retard pur introduit est très inférieur à 1 ns et que le temps de monté est voisin de 7,5 ns soit, à peu de chose près, $0,35/50$ MHz.

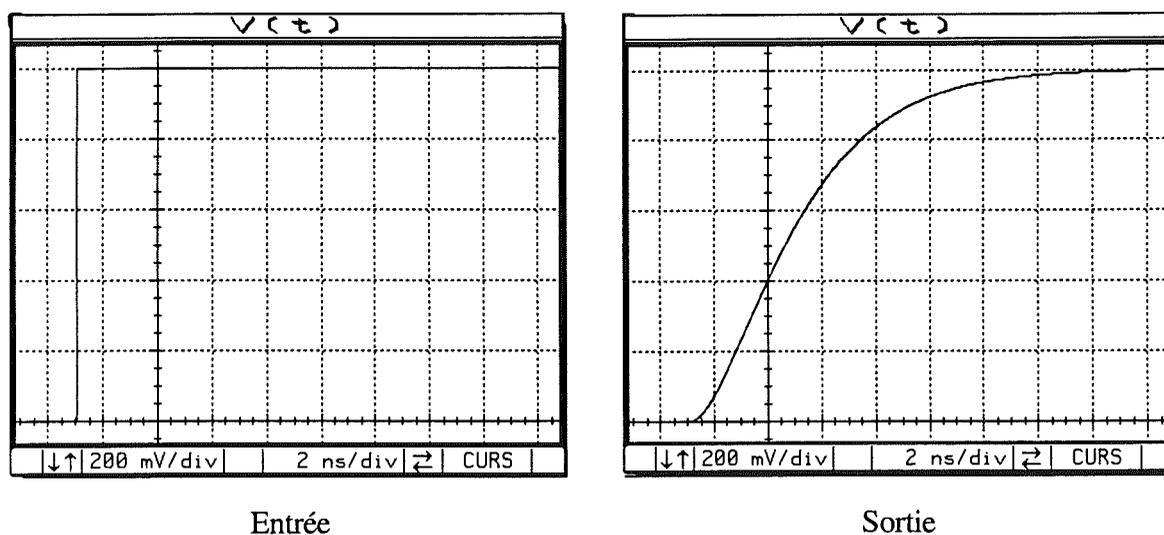


Figure II-8 : Réponse indicielle du filtrage effectué sur les mesures.

Les figures II-9 et II-10 montrent les déformations provoquées par un filtrage du courant uniquement. Si l'objectif est d'atteindre une précision de 10% sur la puissance instantanée, il apparaît que choisir un capteur de courant passant 50 MHz est nécessaire. Cela montre qu'il est préférable d'utiliser un TI chargé par une sonde de courant de faible calibre, plutôt qu'une sonde de fort calibre ayant une faible bande passante.

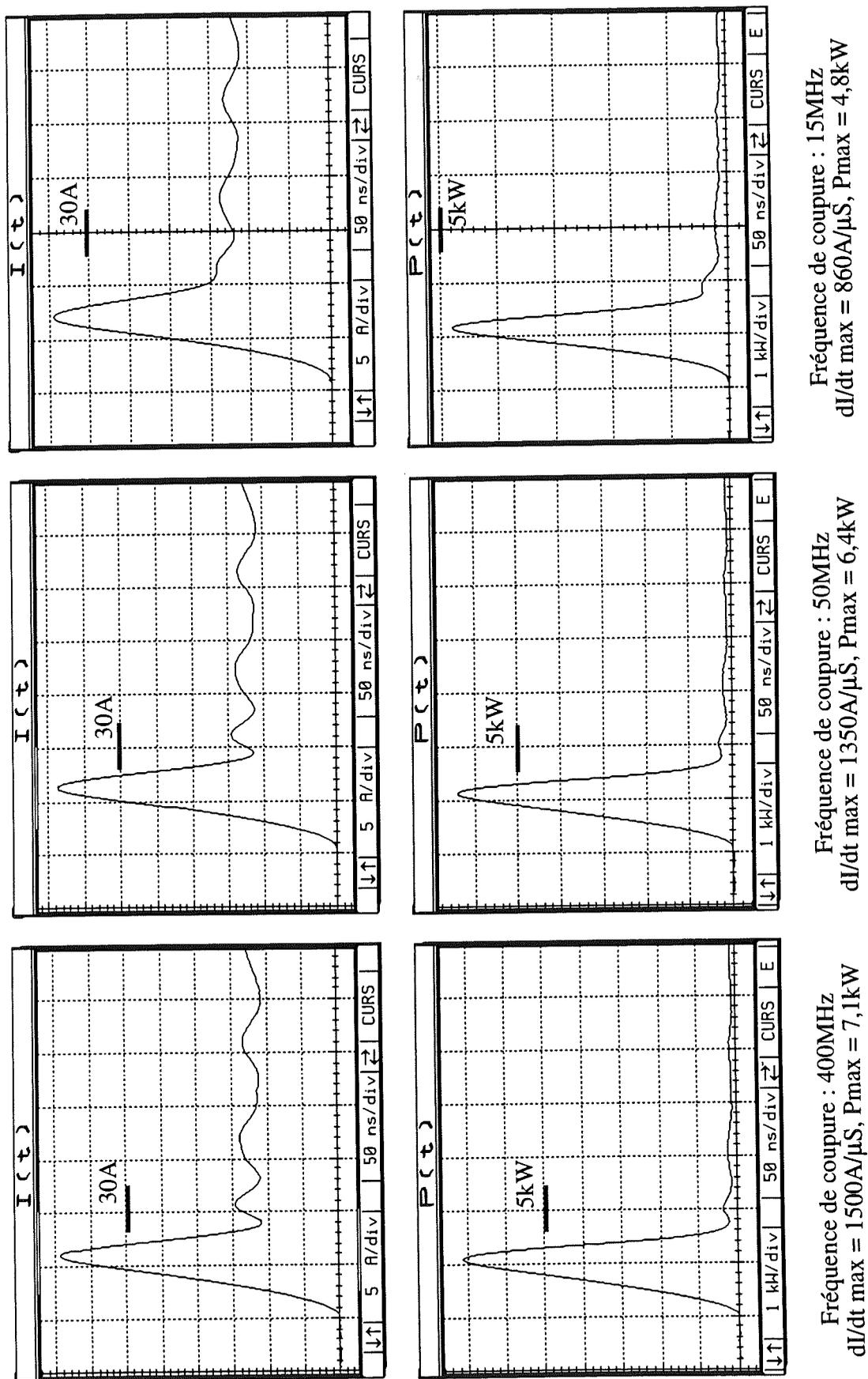


Figure II-9 : Filtrage du courant à 50 MHz puis à 15 MHz à la fermeture.

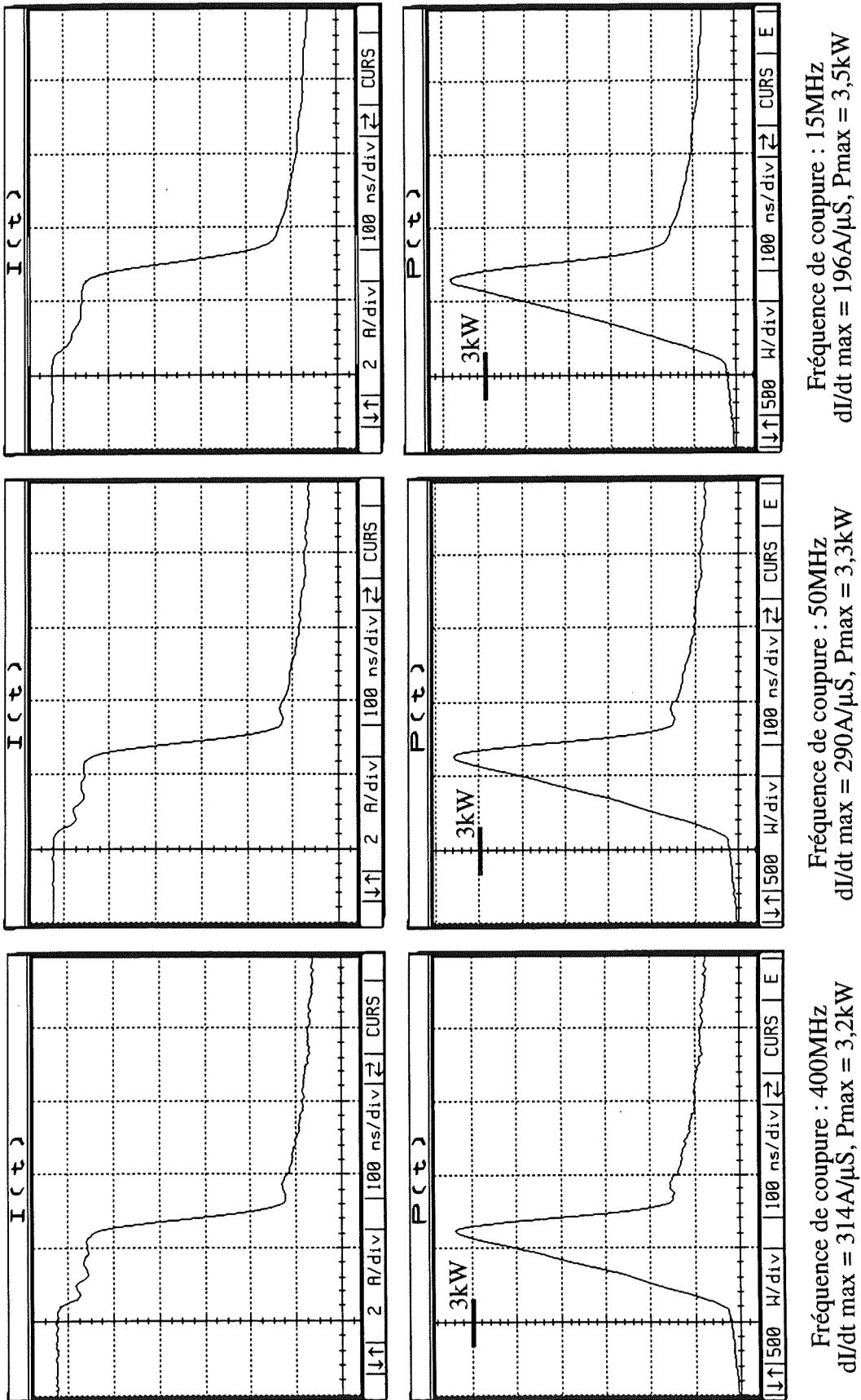


Figure II-10 : Filtrage du courant à 50 MHz puis à 15 MHz à l'ouverture.

La figure II-11 montre les variations relatives de puissance instantanée et d'énergie que provoque un filtrage du courant seul (cas fréquent), de la tension seule ou des deux simultanément. On remarque en particulier que l'énergie de commutation est pratiquement indépendante de la fréquence de coupure lorsque le filtrage est identique sur les deux voies. Ainsi, pour les mesures d'énergie (mais pas de puissance) il est utile, avant d'effectuer le calcul de la puissance, de filtrer le signal de tension pour apparier les bandes passantes des deux voies d'acquisition.

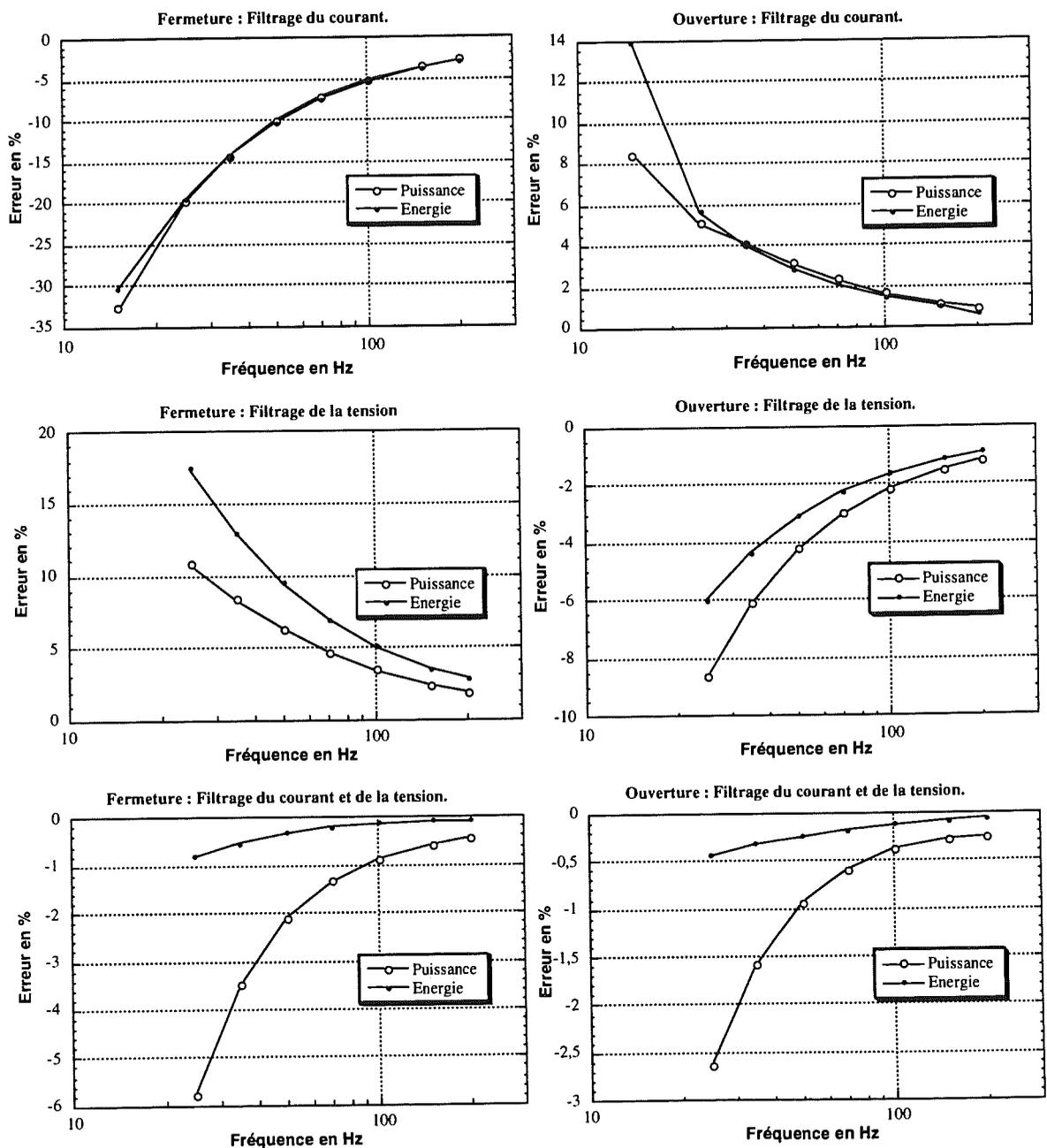


Figure II-11 : Incidence du filtrage des signaux sur la puissance maximum et l'énergie.

1-4 - La fréquence d'échantillonnage.

Evaluer la puissance en effectuant le produit des échantillons revient à bloquer la valeurs des deux signaux pendant la durée d'acquisition d'un échantillon T_b . Cette opération équivaut à un filtrage passe bas (moyenne glissante) dont la fréquence de coupure f_c se déduit de :

$$\frac{\sin(\pi f_c T_b)}{\pi f_c T_b} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ d'où } f_c = 1,39/\pi T_b$$

On en déduit directement que pour préserver une bande passante de 50 MHz, il faut que ce temps $T_b < 8,8$ ns. Un échantillonnage à 100 MHz est donc nécessaire pour garder une bande passante supérieure à 50 MHz.

2 - Mesure des pertes pendant la conduction.

La mesure du courant, pendant la phase de conduction de l'interrupteur, ne présente pas d'autre difficulté que celle évoquée au chapitre 1 à propos de l'utilisation d'un T.I.. En revanche, la mesure de tension s'avère difficile car la grandeur à apprécier intervient juste après une commutation du composant et aucun point de repère (par exemple un palier de tension nulle) n'est disponible pour aider l'expérimentateur à corriger ses observations.

La figure II-12 montre l'allure générale du signal à étudier : une tension de l'ordre de 2 V qui dure environ 10 μ s, et qui survient moins de 100 ns après avoir été maintenue à 300 V. Pour connaître les pertes par conduction avec une précision raisonnable, il faut estimer cette tension avec une précision de l'ordre de 0,1 V. Signalons qu'une mesure statique de cette tension a donné 1,65 V pour 12 A.

Plusieurs éléments perturbent plus ou moins cette mesure : la sonde de tension, les atténuateurs d'entrée de l'oscilloscope ainsi que le convertisseur analogique numérique.

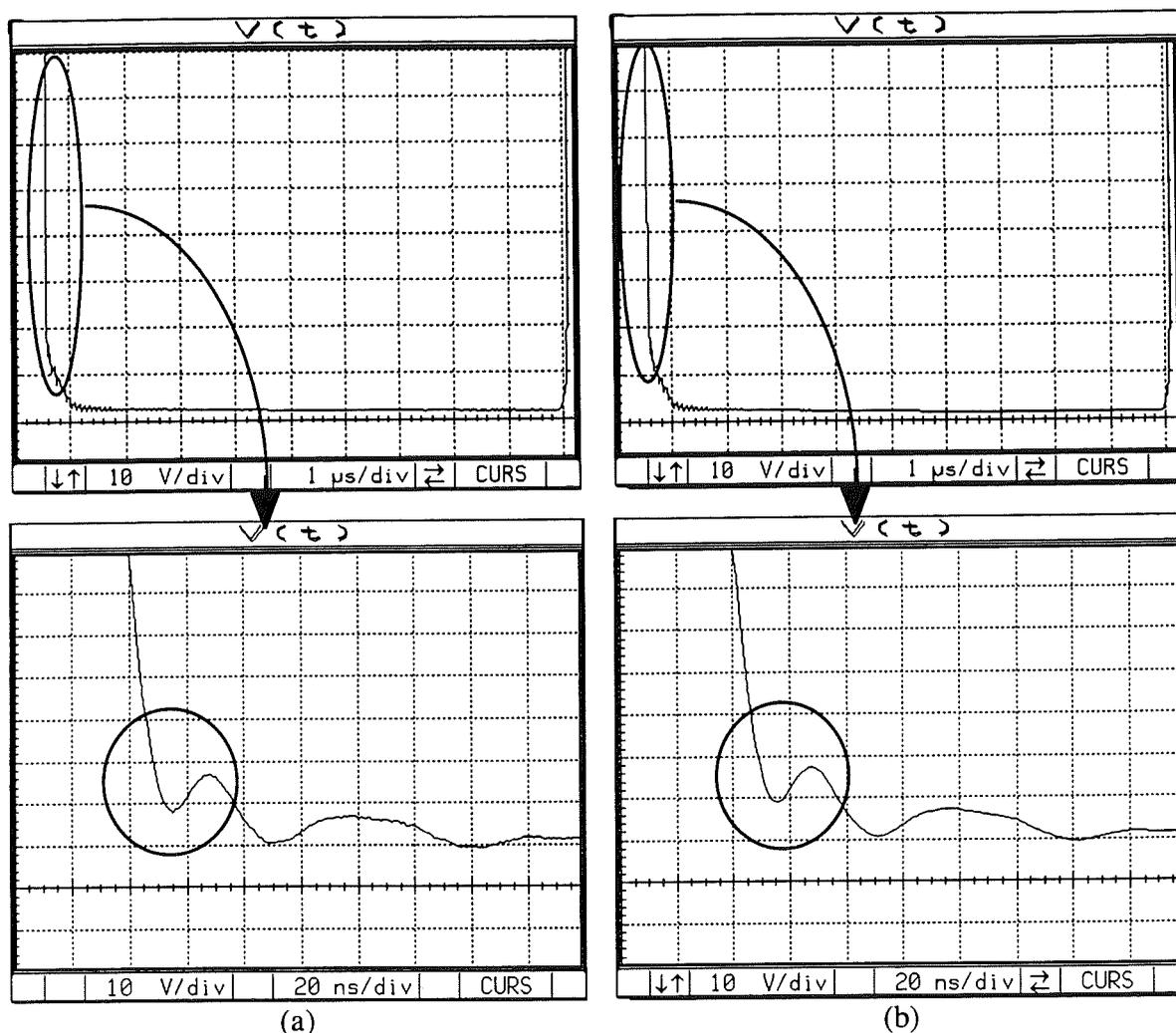
En ce qui concerne la réponse de la sonde de tension l'essentiel à été dit au cours du chapitre 1. La difficulté réside dans le réglage très précis de la compensation. Compte tenu de la dynamique de

la tension, on voit que si l'on veut mesurer la valeur de la tension de conduction à 0,1 V près la compensation de la sonde devra être réglée avec une précision voisine de 0,06%. Ce réglage sera difficile et rien ne garantit qu'il restera valable pendant toute la durée des mesures. En dépit de cette difficulté, on est parfois contraint d'effectuer les mesures ainsi. Il est indispensable de vérifier fréquemment la compensation ... et de garder une grande circonspection vis à vis des résultats.

2-1 - La saturation des entrées de l'oscilloscope.

Le raisonnement précédent montre que l'acquisition de la courbe de tension en une seule opération est très délicate et il amène à envisager une acquisition en deux temps : la première avec une faible sensibilité pour enregistrer l'ensemble de la courbe, la seconde avec une sensibilité plus grande pour observer en détail la phase de saturation. Dans le second cas, il faut noter qu'après le dépassement de l'une de ses limites de linéarité, aucun dispositif électronique ne recouvre instantanément son fonctionnement normal. Ainsi, après chaque saturation de l'entrée, pendant un temps appelé temps de récupération, aucun crédit ne peut être accordé à la courbe écrêtée vue sur l'écran de l'oscilloscope.

Pour un oscilloscope numérique deux saturations doivent être distinguées : celle du C.A.N. et celle de l'amplificateur d'entrée. La première, qui correspond toujours à peu près à ± 5 divisions de l'écran, donne lieu à une récupération relativement rapide mais rarement spécifiée par les constructeurs (ex : de 50 ns à quelques μ s chez TEKTRONIX). La seconde limite peut correspondre à un grand nombre de divisions, voire d'écrans. Elle varie suivant la sensibilité utilisée, et son franchissement entraîne une récupération beaucoup plus longue. En clair, même avec le meilleur oscilloscope, si le signal dépasse l'écran par intermittence et sous réserve qu'il ne sature pas l'amplificateur d'entrée, le signal observé est faux pendant 50 ns après son retour sur l'écran.



- (a) - acquisition avec un calibre de 50 V/div, moyenne de 64 acquisitions,
 (b) - acquisition avec un calibre de 10 V/div, moyenne de 16 acquisitions.

Figure II-12 : Observation avec le DSA602 de la tension de saturation après un blocage sous 300V.

Pour tenir compte de tout ceci nous avons choisi de faire notre acquisition principale sans rien saturer. Des précautions particulières (Cf. chapitre 3) sont prises pour améliorer, en mode moyennage, la résolution et la linéarité de cette acquisition. Une seconde acquisition, conduite avec une plus grande sensibilité mais sans saturation de l'amplificateur d'entrée, permet d'observer plus précisément le bas de la courbe si celui-ci dure plus de 50 ns. La figure II-12 met en évidence la

très grande vitesse de récupération de l'ensemble 11A32 - DSA 602. Les courbes (a) sont acquises sans que le signal ne sorte de l'écran alors que, lors de l'acquisition (b), seul le tiers inférieur de la courbe est dessus : le C.A.N. est donc en surcharge. Résultat : hormis un décalage de 165 mV corrigé sur cette présentation, pratiquement aucune déformation n'est visible. Seul un écart inférieur à 1,5 V est perceptible durant les 30 premières ns que le signal passe dans le cadre (courbes du bas). Ce comportement se maintient jusqu'à une sensibilité de 1 V/div. Après quoi, conformément aux spécifications, l'amplificateur est saturé et le cadrage ne parvient pas à ramener la partie utile du signal sur l'écran.

Ainsi, l'observation directe de cette tension conduit à des formes d'ondes correctes (excepté, éventuellement, durant les 30 à 50 premières ns) et notre seul souci réside dans l'incertitude sur le calage continu (ici ≥ 165 mV) qui est incompatible avec la précision requise. D'où vient ce décalage ? Une chose est certaine : il n'a rien à voir avec le décalage continu des amplificateurs car celui-ci est éliminé par la soustraction du zéro que nous opérons systématiquement (mesure en deux temps). Nous reviendrons sur ces problèmes dans la partie II-3.

Notre système soumet le composant à 300 V durant la quasi totalité du temps : seules 300 μ S environ sont passées, à chaque seconde, dans l'état saturé. La composante continue du signal est donc voisine de 300 V et, à la sortie de la sonde, la capacité d'entrée de l'oscilloscope est chargée sous 30 V. Lorsque la tension revient brutalement à zéro, la division de ce front est assurée par les capacités de la sonde. Si celle-ci est bien réglée, le front est divisé par 10 et on observe zéro sur l'oscilloscope. Réciproquement, on peut supposer qu'un décalage de 165 mV provient du fait qu'à la sortie de la sonde, le front mesuré vaut 30,165 V au lieu de 30 V. L'erreur de compensation correspondante est de 0,05%. La constante de temps impliquée par ce phénomène (10pF // 10M Ω) est longue vis à vis des durées observées. L'explication est donc compatible avec l'observation de ce décalage continu.

2-2 - La linéarité des oscilloscopes numériques.

Le point évoqué ici va faire l'objet du chapitre 3, il est relatif à l'amélioration de la linéarité des mesures réalisées en mode "moyennage" [CAU].

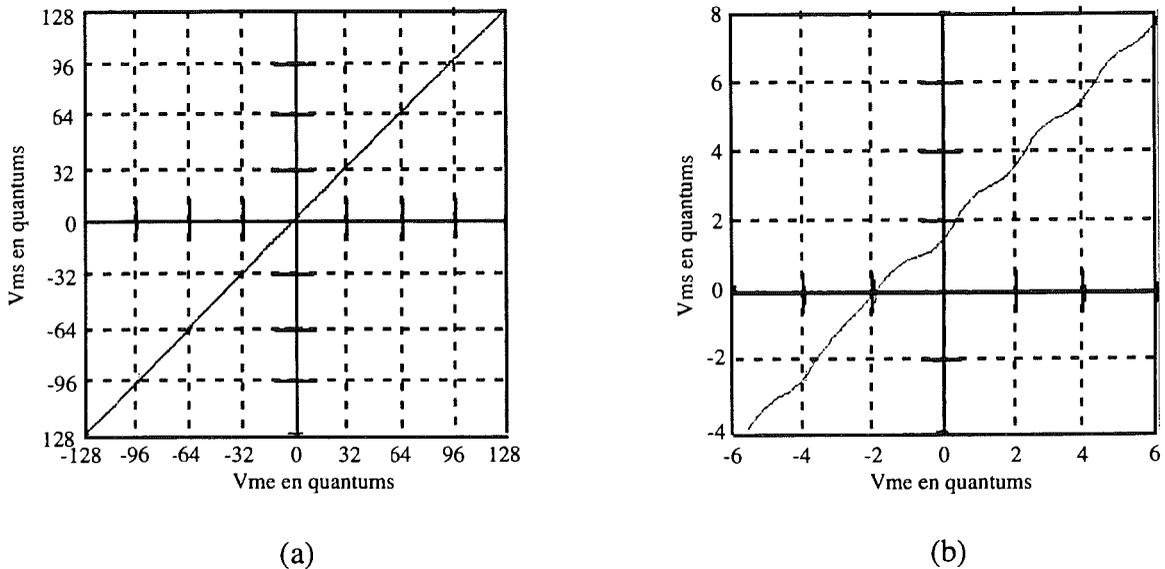


Figure II-13 : Transfert statique d'un oscilloscope en mode "moyennage".

(a) - Courbe globale, (b) - Vue de détail (oscilloscope TEKTRONIX 2430).

L'habitude des appareils analogiques engendre des raisonnements inconscients qui ne sont plus de mise pour les appareils numériques. Ainsi, l'examen de l'intégralité de la fonction de transfert statique de l'oscilloscope TEKTRONIX 2430 (Figure II-13) ne fait apparaître qu'une très faible non linéarité et cela porte à croire que, pour des petites excursions le long de cette courbe, on pourra la considérer comme droite. La vérification expérimentale apporte un démenti cinglant à cette déduction, la discrétisation du signal apparaissant alors en gros plan.

Pour rapprocher cette observation de nos mesures, nous avons imaginé un essai simple, à la portée de tous. A l'aide d'un générateur BF, on génère un signal triangulaire à 5 V crête à crête (soit du même ordre que $V_{CE_{SAT}}$) puis on en réalise l'acquisition avec une sensibilité de 50 V par

division (une sensibilité souvent exploitée pour l'acquisition de VCE). Après quoi, on agrandit le résultat pour l'observer (Fig. II-14).

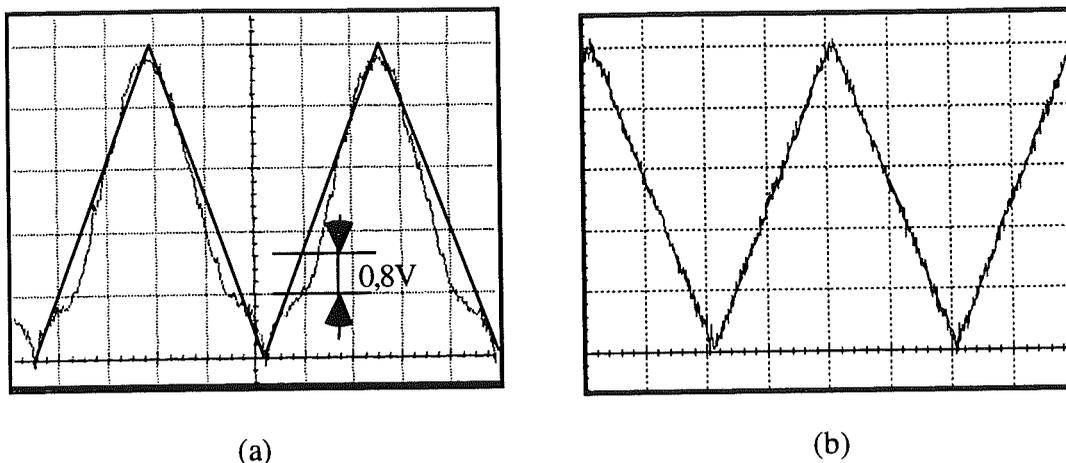


Figure II-14 : Déformation d'un signal triangulaire de 5 V c. à c. par les non linéarités différentielles de deux oscilloscopes TEKTRONIX: (a) - 2430 - (b) - DSA 602. Dans les deux cas l'acquisition a été réalisée avec une sensibilité de 50 V/division.

En prenant le bas du triangle comme potentiel de référence, la figure II-15a montre que, là où la tension devrait être de 1,8 V, on ne trouve que 1 V ! Une erreur comparable est donc à redouter sur la mesure de la tension de saturation, ce qui renforce l'intérêt de ce test simple...

2-3 - Ecrêteurs ou sonde, à qui la faute ?

Comme nous venons de le voir, les contraintes qu'imposent, sur la sonde et sur l'oscilloscope, l'acquisition directe de la tension de saturation, sont importantes. C'est pourquoi les électroniciens de puissance font appel, pour ce type de mesure, à un écrêteur. En réduisant la dynamique du signal vu par la sonde, il minore les exigences vis à vis de cette dernière et il permet, parfois, l'emploi d'une sonde non atténuatrice. La figure II-15 montre le circuit écrêteur utilisé lors des tests. La diode étant alimentée par un courant constant durant l'observation, la tension cherchée se déduit de celle

mesurée en ôtant la tension statique de la diode : ici 0,677 V. L'acquisition en deux temps facilite cette opération : durant la soustraction du zéro, sans déplacer la sonde, nous connectons la cathode de la diode à la masse (cathode du composant).

Nous allons voir maintenant que, si l'emploi de l'écrêteur résout certains problèmes, il en soulève d'autres. La figure II-16 permet de comparer les mesures réalisées avec et sans écrêteur. On constate que, dans les deux cas, la valeur finale coïncide avec la valeur statique (1,65 V). Ailleurs les deux courbes sont notablement différentes : 2 μ s après la commutation l'une indique 1,85 V et l'autre 2,35 V, soit un écart de 37% qui va se répercuter sur l'évaluation de la puissance dissipée en conduction.

a - L'écrêteur.

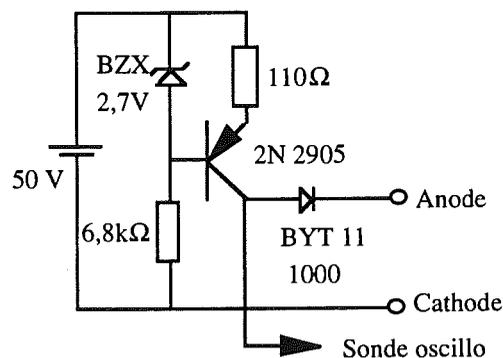


Figure II-15 : Ecrêteur à source de courant utilisé durant les tests.

Afin de comprendre l'origine de cet écart, nous avons relevé la tension aux bornes de la diode de l'écrêteur durant son fonctionnement et nous avons élargi sa commutation (Figure II-17). Précisons qu'après 500 ns le courant dans la diode se stabilise à 20 mA environ. Ces essais ont été réalisés avec une sonde P6134C : la même sonde que celle utilisée lors des mesures du V_{ak} . Il est difficile de conclure dans ces conditions.

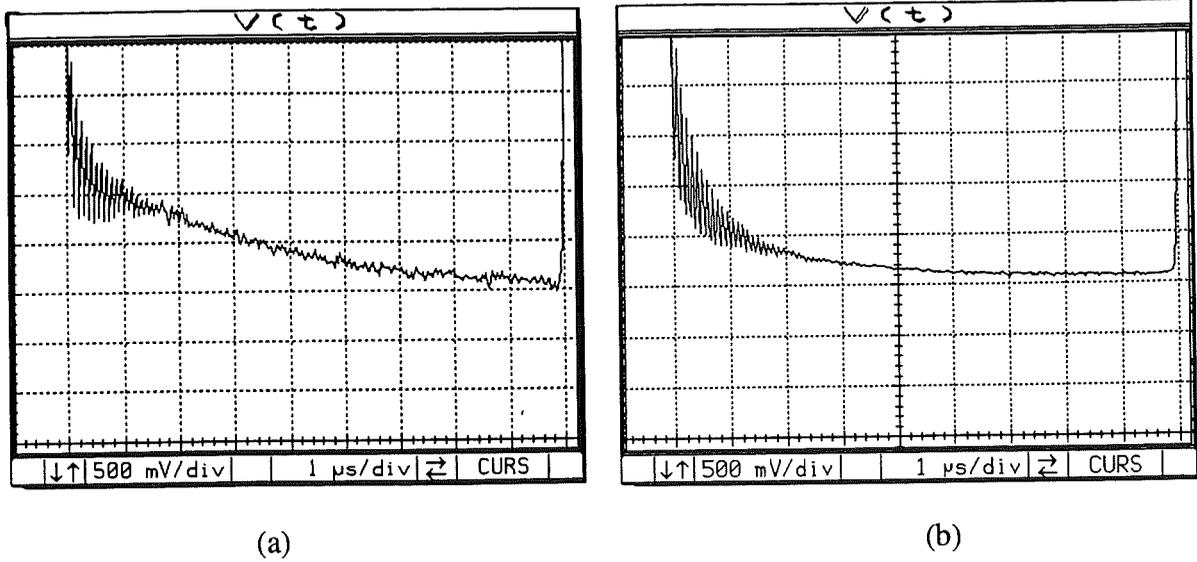


Figure II-16 : Mesure de la tension de saturation. (a) sans écreteur, (b) avec écreteur.

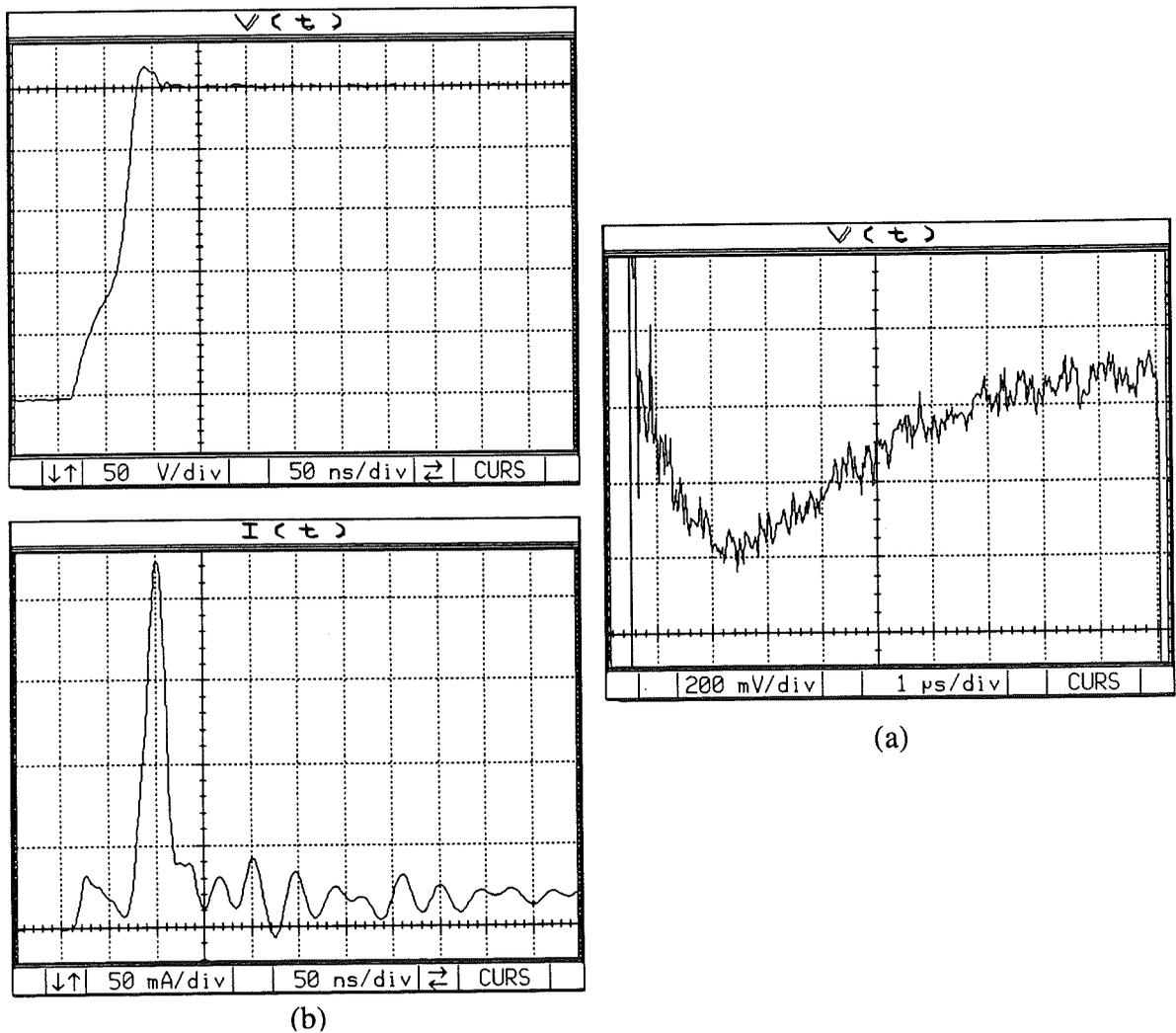


Figure II-17 : (a) Mesure de la tension aux bornes de la diode d'écrêtage, (b) observation de sa mise en conduction.

b - La sonde.

Afin de comprendre l'origine de cette déformation, nous avons repris très minutieusement l'étude de la réponse indicielle de la sonde de tension, ce que nous détaillons ceci ci-dessous.

b-1 - Conditions d'essai.

Ces essais sont réalisés sur un DSA602 en exploitant son calibrateur interne 0-5V 1KHz.

Afin de nous assurer de la qualité du signal de calibration, nous l'observons en le reliant directement à l'aide d'un câble coaxial à l'entrée de l'oscilloscope. L'impédance d'entrée est réglée sur $1M\Omega$ (Figure II-18).

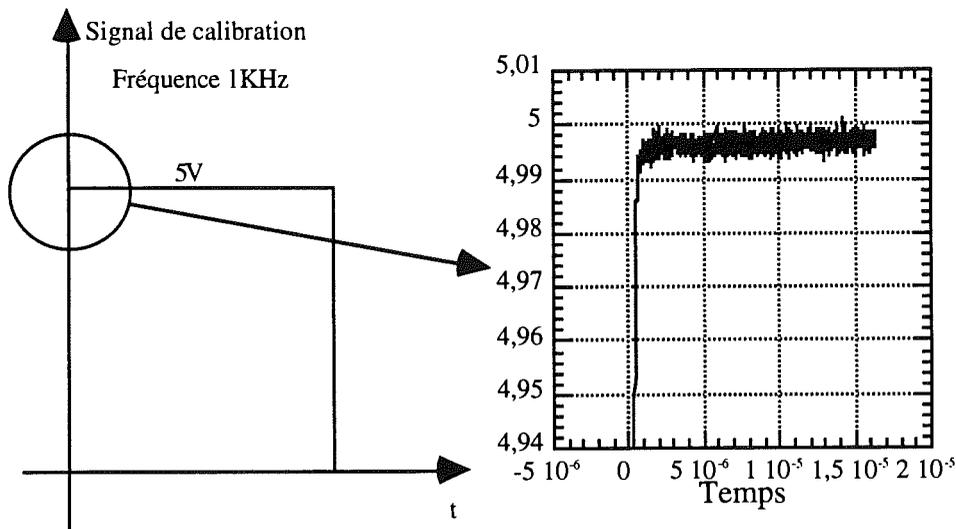


Figure II-18 : Signal de calibration du DSA602 relevé à l'aide d'un câble coaxial.

Le même signal est ensuite observé à l'aide des sondes TEKTRONIX P6131, P6134C, P5100. Pour limiter les effets de boucle de masse, nous avons réalisé un dispositif permettant de réduire au maximum l'inductance que présente cette boucle, il est présenté figure II-19. Ces essais sont

réalisés sans saturer ni l'entrée du 11A32, ni le convertisseur du DSA602 et le nombre d'itérations est fixé à 4096 pour réduire le bruit autant que possible.

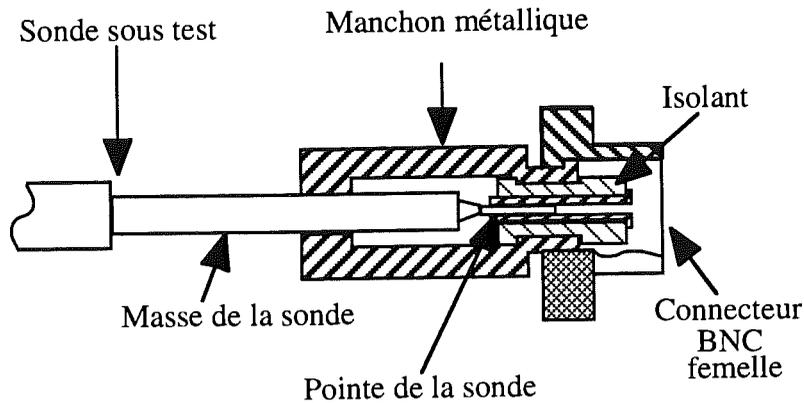


Figure II-19 : Dispositif connecté directement sur la sortie BNC du calibrateur du DSA602.

Pour observer finement le palier haut du signal, nous définissons une nouvelle courbe égale à 1 fois la voie où le signal est injecté. Cette nouvelle voie peut alors être agrandie jusqu'à un calibre de 10mV/div ce qui permet une observation correcte du signal.

b-2 : Signaux relevés.

Les signaux observés sont présentés figure II-20.

Les deux sondes P6134C (Figure II-20b) et P5100 (Figure II-20c) semblent avoir le même comportement : un premier pic de tension après la commutation, suivi d'une chute de tension pendant les quelques μs suivantes puis d'une remontée du signal vers sa valeur finale. La sonde P6131 (Figure II-20a) ne présente pas la même réponse, puisque l'on n'observe pas ce premier pic de tension.

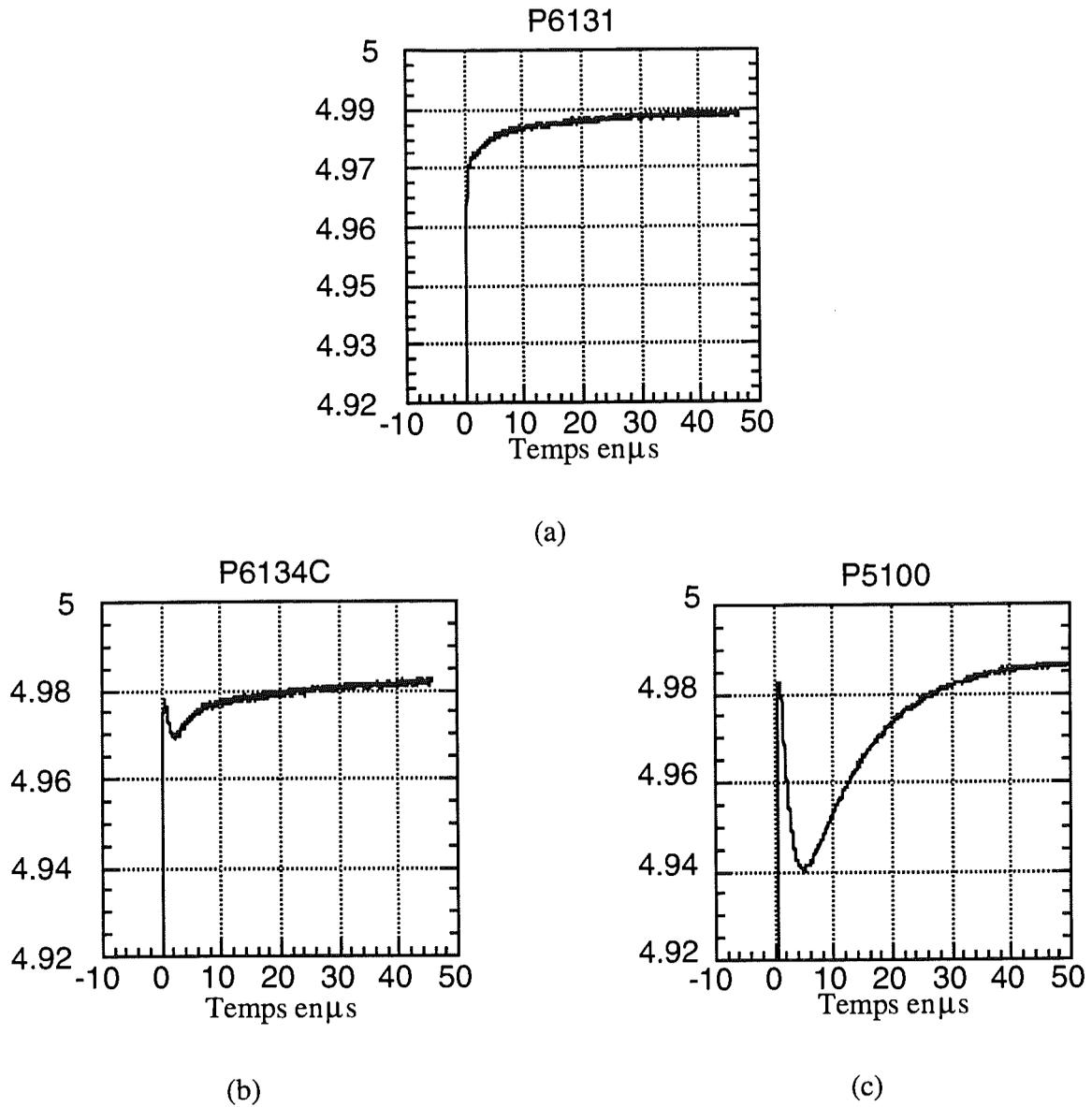


Figure II-20 : Réponse à un signal carré 0-5V de différentes sondes TEKTRONIX.

b-3 - Identification de la réponse de la sonde TEKTRONIX P6134C.

Nous avons identifié la réponse de la sonde P6134C à celle d'une fonction de transfert de la forme :

$$H(p) = \frac{G(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}{(1 + \tau_1' p)(1 + \tau_2' p)}$$

Après identification à l'aide du logiciel MATRIXx nous avons obtenus les résultats suivant :

$$G=1, \tau_1=2,33\mu s, \tau_2=1,42\mu s$$

$$\tau'_1=2,36\mu s, \tau'_2=1,41\mu s$$

La comparaison entre le signal mesuré et la réponse simulée de la sonde montre une bonne adéquation entre le modèle et la réalité (Figure II-21) .

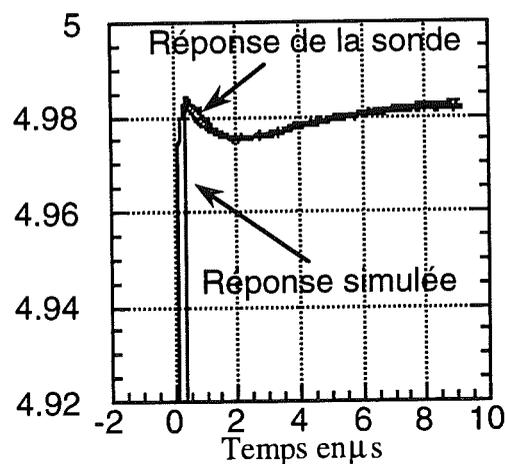


Figure II-21 : Comparaison entre la réponse réelle de la sonde et la réponse de son modèle.

Si l'on trace le diagramme de Bode de $H(p)$ (Figure II-22) on observe que cette déformation du signal est associée à une chute de gain de 0,02dB à 95,5KHz. Ce petit défaut est bien en dessous des spécifications de constance de gain données pour ce type de sonde. Néanmoins, une aussi faible variation de gain a, sur nos mesures, un effet important. Rappelons, en effet, que lors de l'observation du V_{CEsat} d'un composant en commutation, elle entraîne une variation de 37% sur la valeur de la puissance instantanée mesurée 2 μ s après la commutation ...

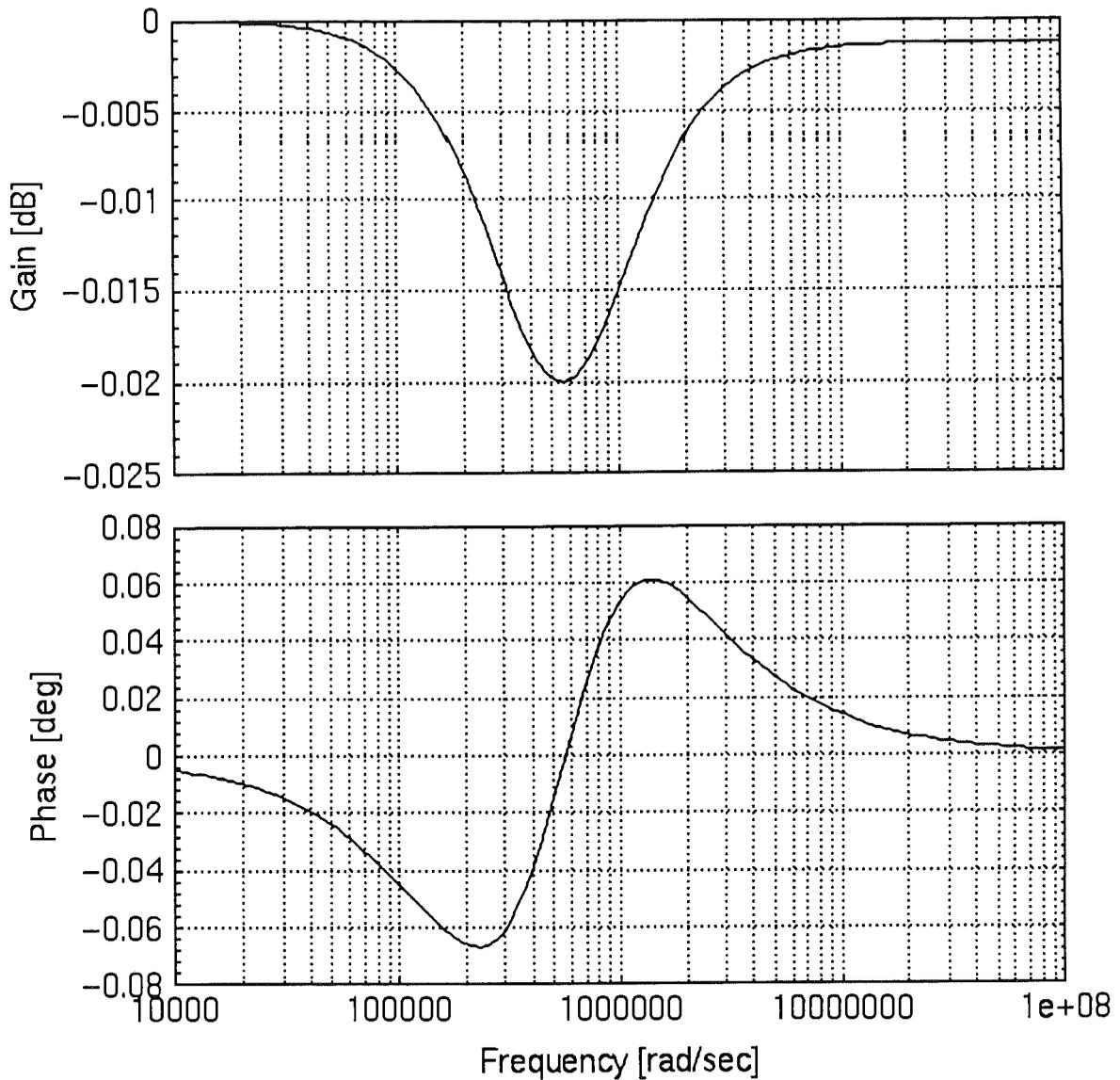


Figure II-22 : Diagramme de Bode de la sonde P6134C. Les abscisses sont graduées en pulsation.

Enfin il est possible, connaissant la fonction de transfert de la sonde, d'effectuer le filtrage inverse sur les signaux mesurés afin de corriger cette déformation. Le résultat de ce filtrage est visible sur la figure II-23. En dehors du décalage "continu" déjà signalé, les mesures réalisées avec ou sans écrêteur se sont considérablement rapprochées. Notons pour finir que la cause d'erreur identifiée ici peut avoir une incidence considérable lorsque la tension de saturation est exploitée

comme paramètre thermosensible. Il est préférable de ne pas relever V_{CEsat} au bout de $2\mu s$ pour en déduire une température !

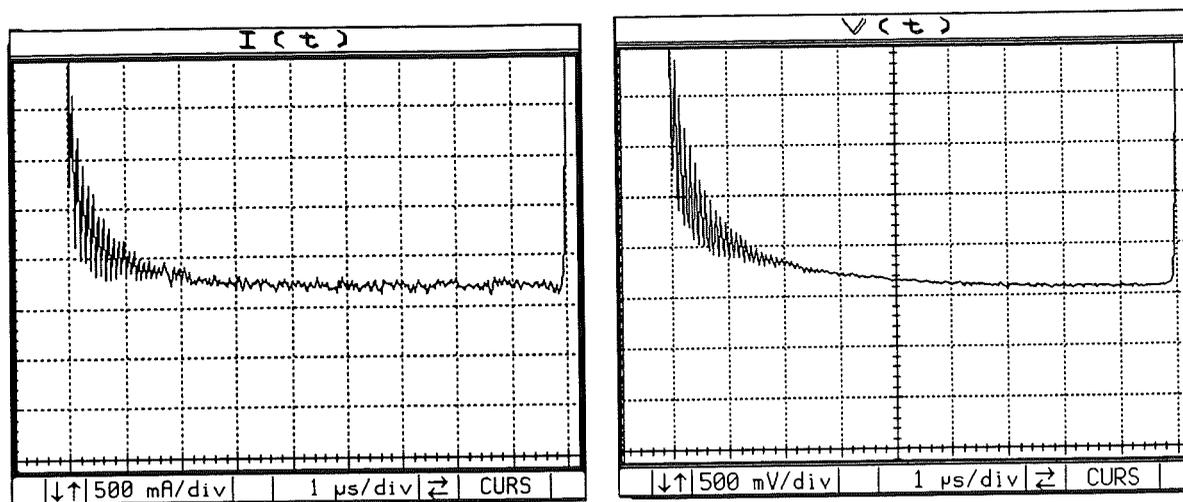


Figure II-23 : Mesure de la tension V_{ak} , (a) avec une sonde P6134C après correction, (b) avec écriéteur.

3 - La rapidité des traitements numériques.

Lorsque l'on réalise des mesures en mode moyennage et en utilisant l'échantillonnage séquentiel, les acquisitions peuvent être longues. Le passage du 2430 au DSA602 s'est traduit par une réduction importante des temps d'acquisition : 50 s au lieu de 20 mn dans certains cas.

Ce gain, du pour l'essentiel à la rapidité des traitements numériques internes, n'est pas qu'un élément de confort. Plus une acquisition dure, plus elle est exposée à des dérives et celles-ci ne sont pas dues qu'à l'appareillage de mesure ...

IV - CONCLUSION.

A la lecture de ce chapitre ceux qui doivent s'équiper trouveront un grand nombre de critères de choix et même différents tests d'évaluation susceptibles de les guider.

L'incidence, sur les mesures, de deux paramètres liés aux sondes a été étudiée. Il est clair maintenant qu'avec les composants modernes tels que celui testé, le retard différentiel des voies doit être compensé à la nanoseconde près et nous avons vu qu'une sonde de courant coupant à 50 MHz introduit une erreur à la limite de l'acceptable. Une fréquence d'échantillonnage supérieure à 100MHz est également souhaitable.

Enfin, tous les capteurs doivent être testés objectivement : les réalisations "maison" comme les industrielles. Si certains T.I. réalisés très simplement n'appellent aucune critique, quelques doutes planaient, il y a peu encore, au sujet de l'écrêteur et de la sonde P6134C utilisés ici. Aucune simulation isotherme de l'écrêteur n'aurait pu convaincre totalement de son innocence. En revanche l'étude expérimentale détaillée de la sonde de tension a mis en évidence un phénomène responsable, en grande partie, des anomalies observées sur la tension de saturation dynamique. Désormais, il faudra penser à tenir compte de cette particularité des sondes de tension ...

CHAPITRE 3 :
ETUDE DES NON-LINEARITES DES
OSCILLOSCOPES NUMERIQUES.

CHAPITRE 3 : ETUDE DES NON-LINEARITES DES OSCILLOSCOPES NUMERIQUES.

I - INTRODUCTION.

Certaines mesures nécessitent un relevé précis de signaux variant rapidement entre des valeurs séparées par plusieurs ordres de grandeur, c'est le cas des signaux étudiés lors du chapitre 2. Lorsque les signaux sont périodiques, les constructeurs de matériel de mesure suggèrent d'utiliser leurs oscilloscopes numériques 8 bits en mode "moyennage", en assurant que leurs performances pourront atteindre celles d'un oscilloscope 11 ou 14 bits. Le mode moyennage réduit la dispersion des résultats mais, malheureusement, il n'améliore pas obligatoirement la linéarité qui reste souvent bornée par la linéarité différentielle du convertisseur analogique numérique (C.A.N.) 8 bits. En définitive, la linéarité de la conversion reste mauvaise (figure III-1) et elle peut être à l'origine d'imprécisions importantes sur les mesures de V_{CEsat} .

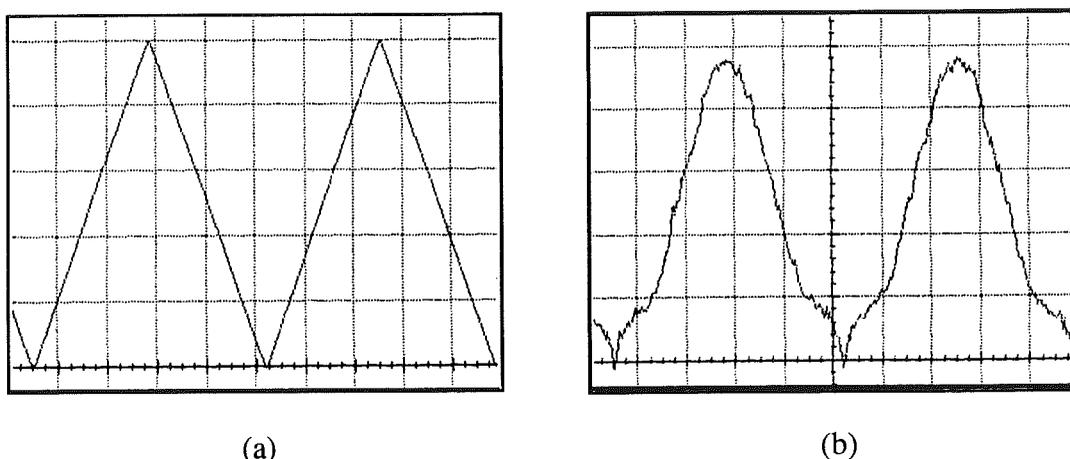


Figure III-1 : Influence des non linéarités du C.A.N. sur la mesure d'un signal triangulaire basse fréquence 5 V crête à crête.

Le même signal est acquis (a) avec une sensibilité de 1 V/div puis (b) avec une sensibilité de 50 V/div. Dans les deux cas la résolution du C.A.N. est de 25 niveaux par division. Le signal évolue donc devant 125 niveaux en a et devant 2,5 niveaux en b.

Le but de ce chapitre est de présenter plusieurs méthodes susceptibles d'améliorer la linéarité statique des C.A.N. lors d'une utilisation en mode moyennage.

Dans une première partie, l'influence du bruit analogique sur l'erreur de quantification est présentée d'une façon originale qui conduit à plusieurs conclusions pratiques. Ensuite, la réponse du C.A.N. réel est étudiée en utilisant la même approche mathématique. Différentes méthodes de correction résultent de ce travail. Elles apportent de réelles améliorations et, en définitive, seules les erreurs provoquées par les dérives ne seront pas compensées. Enfin, nous proposons une méthode de calibration rapide apte, cette fois-ci, à réduire les dérives thermiques.

II - ERREUR DE QUANTIFICATION DU C.A.N. IDEAL.

1 - Influence du bruit.

Ici, nous considérons la non-linéarité intrinsèque du C.A.N. idéal (erreur de quantification) [CKE]. En l'absence de bruit, la relation entre la tension à l'entrée du convertisseur (V_{me}) et la valeur numérique de sortie (V_{ms}) ainsi que la différence δ_0 entre V_{me} et V_{ms} , sont parfaitement connues. Le tracé de la courbe δ_0 (non-linéarité) initiale en fonction de V_{me} est une dent de scie évoluant entre $-Q/2$ et $+Q/2$, où Q représente l'écart entre 2 seuils consécutifs (quantum) du convertisseur.

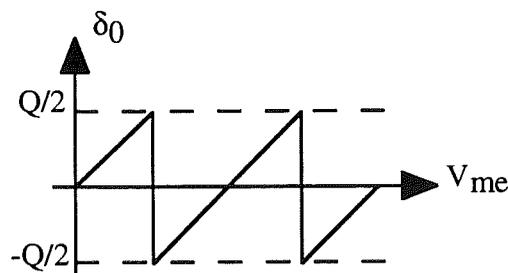


Figure III-2 : Erreur de quantification du C.A.N. idéal.

En pratique, un signal analogique aléatoire (bruit) s'ajoute, avant la conversion, au signal mesuré. Il provient, en partie au moins, des amplificateurs des entrées de l'oscilloscope. En raison de ce bruit, la tension d'entrée (V_{me}) et le résultat de la conversion (V_{ms}) sont des variables aléatoires. L'erreur de quantification se définit alors comme étant la différence entre leurs deux valeurs moyennes :

$$\delta(V_{me}) = V_{ms} - V_{me} \quad (1)$$

La valeur moyenne de sortie est définie comme étant :

$$V_{ms} = \sum_{n=-128}^{127} n \cdot Q \cdot p_n \quad (2)$$

où $n \cdot Q$ est la tension associée à la valeur numérique de sortie et p_n la probabilité de ce résultat. p_n est fixée par la densité de probabilité $p(v)$ de la tension d'entrée v . Cette densité est elle même fonction de V_{me} , si bien que p_n apparaît comme une fonction de V_{me} :

$$p_n(V_{me}) = \int_{t_n^-}^{t_n^+} p(v_e - V_{me}) \cdot dv_e \quad (3)$$

t_n^- et t_n^+ sont respectivement les seuils inférieurs et supérieurs du niveau n .

Noter que : $t_{(n+1)}^- = t_n^+$, $t_{-128}^- = -\infty$, $t_{+127}^+ = +\infty$

Finalement,
$$\delta(V_{me}) = \sum_{n=-128}^{127} \left(n \cdot Q \int_{t_n^-}^{t_n^+} p(v_e - V_{me}) \cdot dv_e \right) - V_{me} \quad (4)$$

S'il n'y a pas de bruit d'entrée, une seule valeur de sortie peut apparaître pour chaque valeur de V_{me} et nous obtenons :

$$\delta_0(V_{me}) = n \cdot Q - V_{me} \quad (5)$$

où n est une fonction de V_{me} définie par :

$$n : t_n^- < V_e < t_n^+ \quad (6)$$

Habituellement, on suppose qu'un bruit analogique admet une répartition gaussienne. Si nous supposons seulement que cette densité est paire, nous pouvons montrer que le bruit filtre la non linéarité initiale, c'est à dire que $\delta = \delta_0 * p$. Pour ce faire, calculons ce produit :

$$[\delta_0 * p](V_{me}) = \int_{-\infty}^{+\infty} n \cdot Q \cdot p(V_{me} - v_e) \cdot dv_e - \int_{-\infty}^{+\infty} v_e \cdot p(V_{me} - v_e) \cdot dv_e \quad (7)$$

avec : $n : t_n^- < V_e < t_n^+$

Comme p est paire, $p(V_{me} - v_e) = p(v_e - V_{me})$, le second terme est facilement identifiable à V_{me} .

Le domaine d'intégration du premier terme peut être divisé en 255 parties :

$$[\delta_0 * p](V_{me}) = \sum_{n=-128}^{127} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} n \cdot Q \cdot p(V_{me} - v_e) \cdot dv_e \right] - V_{me} \quad (8)$$

Finalement, d'après (7), en sortant $n \cdot Q$ de l'intégrale et en comparant (8) à (4), il vient :

$$\delta = \delta_0 * p \quad (9)$$

où $*$ est le symbole du produit de convolution.

Ce résultat montre que δ découle d'un filtrage passe bas de la fonction δ_0 .

En considérant que le bruit aléatoire est gaussien de valeur moyenne nulle et d'écart type σ_e , sa transformée de Fourier est gaussienne également et la fréquence de coupure du filtre passe bas résultant est inversement proportionnelle à σ_e . Attention, la fréquence introduite ici est relative à la variable tension, elle admet donc pour unité des Volts⁻¹. L'effet de ce filtrage apparaît clairement sur la figure III-3. Sur cette figure on note, pour chaque valeur du bruit σ_e , l'erreur de non linéarité maximale δ_M amenée par la quantification. La variation de δ_M en fonction de σ_e est représentée figure III-4. On peut vérifier que, lorsque le bruit diminue, δ_M atteint $Q/2$, valeur caractéristique de δ_0 . Cette figure montre également que, pour un bruit suffisant, les non linéarités deviennent inférieures à $Q/4$, ce qui équivaut à un convertisseur ayant un bit supplémentaire. Pour finir, la figure III-5 présente les valeurs de bruit permettant de gagner ainsi 1 à 6 bits sur l'erreur de quantification. Le bénéfice d'un accroissement du bruit est, bien sur, contrebalancé par les conséquences néfastes de l'allongement de la durée d'acquisition qu'il engendre et, notamment, par les

dérives auxquelles le signal observé est exposé. Un doublement du bruit demande une multiplication par 4 du nombre d'acquisitions moyennées si on veut retrouver, à la sortie, la même dispersion. Ce quadruplement du temps d'acquisition expose la mesure aux dérives provenant de l'appareillage et du dispositif testé.

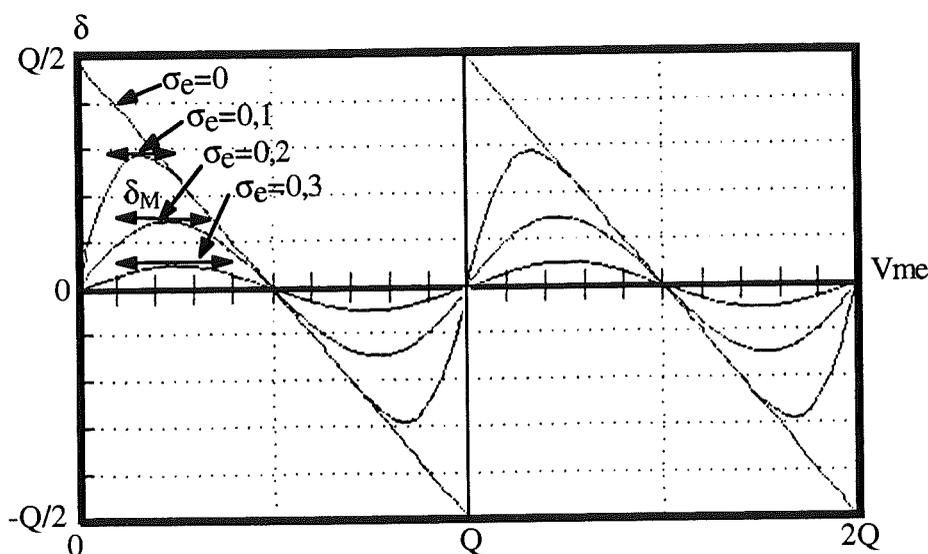


Figure III-3 : Influence du bruit sur l'erreur de quantification.

Le bruit agit sur les non linéarités comme un filtre passe bas.

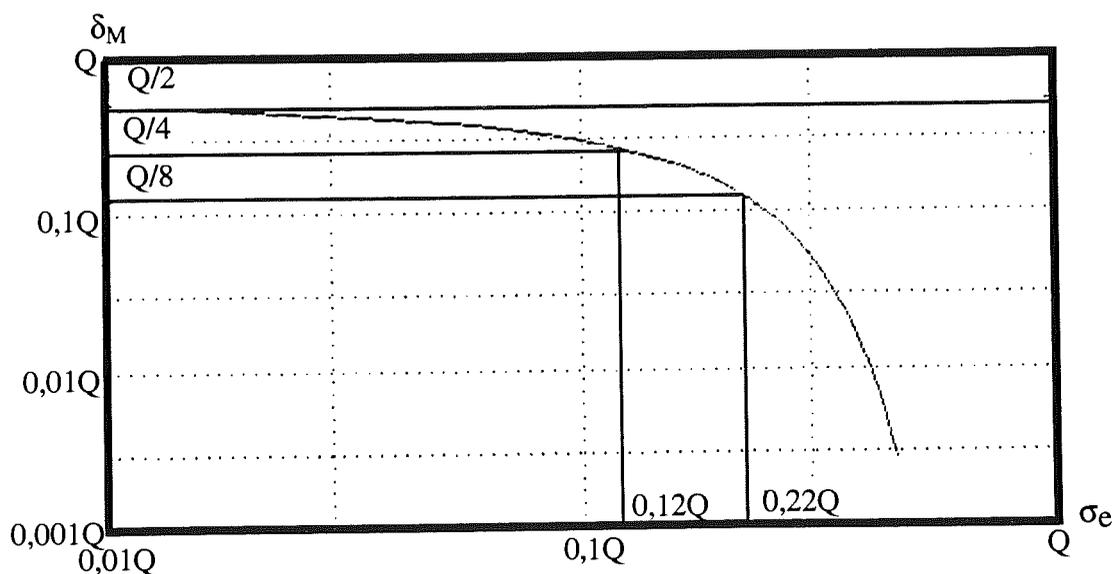


Figure III-4 : Erreur de quantification maximale (en quantum) en fonction de l'écart type du bruit d'entrée (en quantum).

δ_{\max}	Amélioration de la linéarité (en bits)	σ_e/Q
Q/4	1	$\geq .12$
Q/8	2	$\geq .22$
Q/16	3	$\geq .29$
Q/32	4	$\geq .34$
Q/64	5	$\geq .39$
Q/128	6	$\geq .43$

Figure III-5 : Niveau de bruit permettant de gagner 1 à 6 bits sur la linéarité de la conversion.

2 - Nombre optimal d'acquisitions.

Plus on augmente le nombre d'acquisitions, plus la réduction de la dispersion du résultat est importante. Pour autant, ce résultat ne tend pas vers la valeur exacte. La non linéarité calculée plus haut est toujours présente, même pour un nombre infini d'itérations. C'est la raison pour laquelle il est peu utile de ramener le bruit de sortie à une valeur inférieure à celle de la non linéarité, à moins que celle-ci ait été corrigée. Les exemples présentés figure III-6 montrent que cette limite ne doit pas être ignorée lorsque $\sigma_e \leq 0,3Q$.

σ_e/Q	N
.1	4
.15	6
.2	12
.3	96
.5	20,000

Figure III-6 : Nombre optimal d'itérations N en fonction du bruit d'entrée. Au delà de ce nombre, l'erreur de quantification est plus importante que celle liée au bruit.

3 - Accroissement de la résolution du C.A.N..

Nous venons de voir l'intérêt d'avoir un bruit d'entrée suffisant. En général, quand celui-ci doit être augmenté, la méthode utilisée consiste à ajouter un bruit analogique au signal d'entrée (dithering).

En mode moyennage, il est également possible d'augmenter le rapport σ_e/Q en réduisant Q . Cela peut être fait, par exemple, en moyennant 4 mesures acquises avec des décalages verticaux respectifs de 0, $Q/4$, $Q/2$ et $3Q/4$, le décalage moyen ainsi introduit étant corrigé numériquement ensuite. On peut constater (Figure III-7) que cette procédure revient à diviser Q par 4.

Cette technique présente l'avantage, par rapport au dithering, de ne pas nécessiter d'accroissement du nombre d'acquisitions. Etant donné que σ_e n'a pas été changé, la dispersion du signal de sortie ne l'est pas non plus. Quadrupler σ_e aurait nécessité de multiplier par 16 le nombre d'acquisitions et donc le temps de mesure, pour obtenir la même dispersion du signal de sortie.

En 1989, cette technique a été mise en oeuvre, avec l'oscilloscope TEKTRONIX 2430, par Gilles CAUFFET [CAU]. Les décalages verticaux ont été commandés à l'aide du convertisseur numérique analogique de cadrage vertical. Ce convertisseur étant un 12 bits [TE8], il offrait une résolution suffisante. La moyenne des 4 acquisitions, ainsi que la correction du décalage moyen résultant était effectuées par logiciel.

En 1993, lors d'une visite chez TEKTRONIX en Oregon, nous avons appris que cette méthode avait été développée simultanément et retenue par le constructeur pour le DSA602, sorti en 1990.

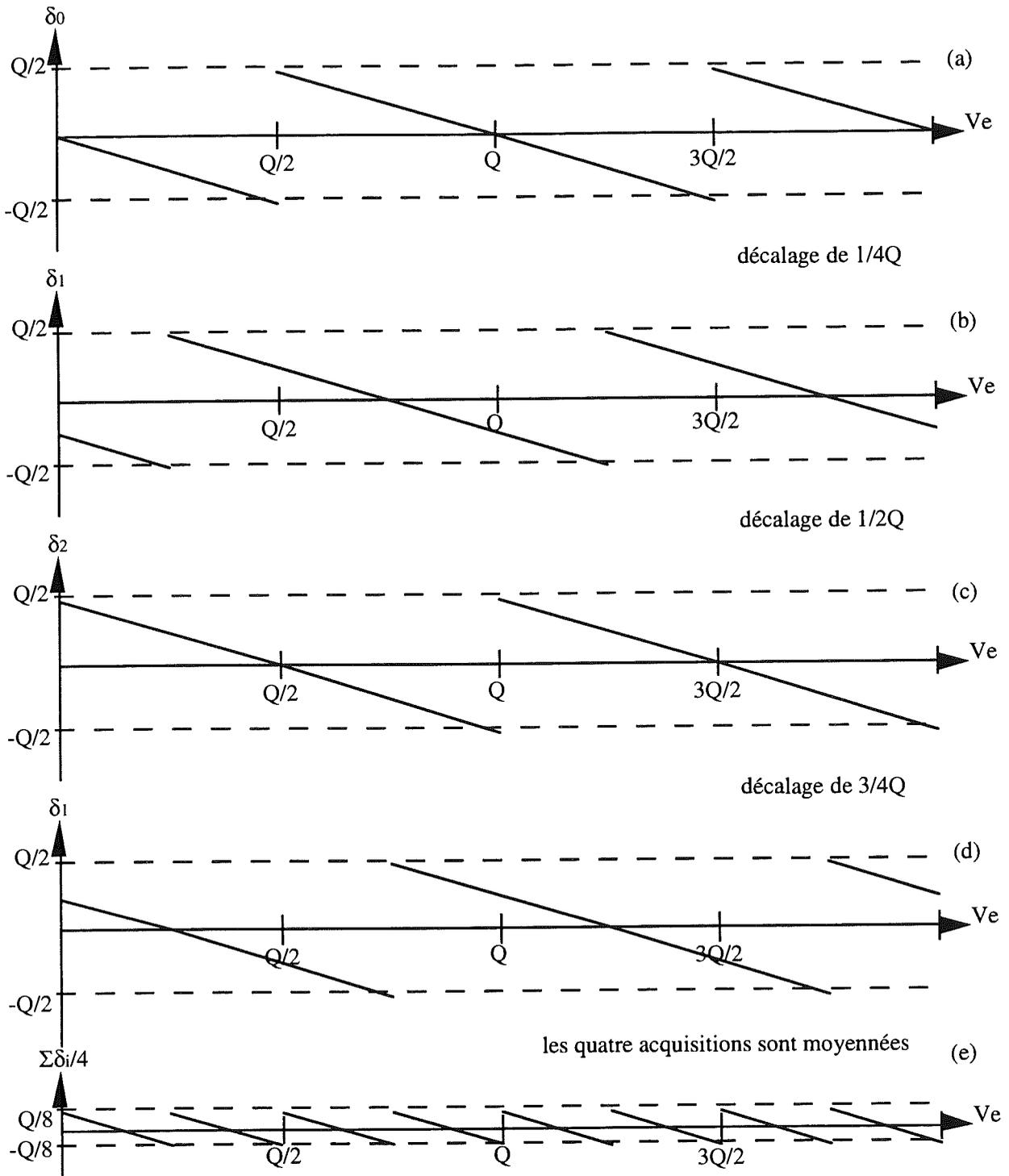


Figure III-7 : Augmentation de la résolution du C.A.N.

Le signal est acquis 4 fois en le déplaçant chaque fois de 1/4 de quantum. Les quatre acquisitions sont ensuite moyennées.

III - ERREUR STATIQUE DU C.A.N. REEL, PRESENTATION ET DEFINITIONS.

Les essais présentés ci-après se rapportent à l'oscilloscope numérique TEKTRONIX 2430. Les conclusions qui en sont tirées peuvent, néanmoins, être appliquées à n'importe quelle chaîne de conversion analogique numérique utilisée en mode moyennage.

La première partie de ce chapitre traitait uniquement des non-linéarités relatives au C.A.N. idéal, les mesures étaient seulement altérées par l'erreur de quantification. En réalité, d'autres défauts, que nous allons étudier maintenant, doivent être pris en compte.

La différence majeure entre un C.A.N. idéal et un C.A.N. réel provient du fait que tous les niveaux du second ne présentent pas la même largeur [TE1]. Pour le C.A.N. étudié, cette variation est de $\pm 50\%$ autour de la valeur moyenne. Il est donc nécessaire, pour prévoir le comportement de ce composant, de connaître tous ses seuils de conversion.

Au long de cette étude, la valeur délivrée par le convertisseur est supposée indépendante de la vitesse de variation de la tension d'entrée. Cette hypothèse est correcte tant que l'on fait travailler le convertisseur bien en dessous de sa vitesse limite. Une méthode de caractérisation statique du C.A.N. a été développée par Gilles CAUFFET [CAU-CKE]. Elle permet de mesurer les différents seuils, ainsi que l'écart type du bruit d'entrée.

Lorsque les seuils de conversion et l'amplitude du bruit sont connus, la probabilité d'apparition de chaque niveau peut être déterminée. La valeur moyenne de sortie V_{ms} associée à chaque niveau d'entrée V_{me} est alors calculée. Finalement, on peut ainsi obtenir la fonction de transfert statique du C.A.N. étudié $V_{ms} = F(V_{me})$. La figure III-8 présente la fonction de transfert statique du TEKTRONIX 2430.

Sur la figure III-8a, les non linéarités de la fonction de transfert semblent très faibles et il est tentant de penser que, en réduisant l'excursion de V_{me} , elles peuvent devenir négligeables. La figure III-8b montre qu'il n'en est rien. Un agrandissement de la courbe montre de grandes variations de la pente autour de la direction moyenne.

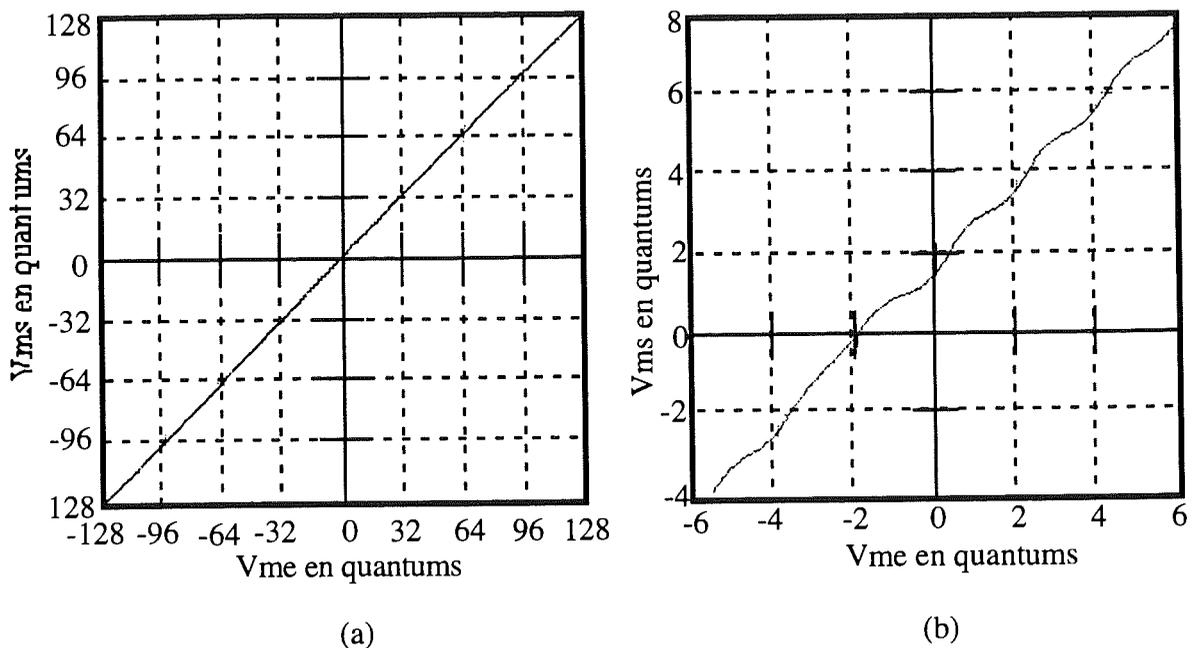


Figure III-8 : Fonction de transfert de l'oscilloscope TEKTRONIX 2430.

(a) : Vue globale, (b) : Vue détaillée.

Afin de mettre en évidence ces non-linéarités, la partie linéaire va être soustraite. Cette partie est assimilable à une droite passant par les niveaux extrêmes V_{\max} et V_{\min} associés aux valeurs 126,5 et -127,5.

Le quantum moyen sera donc défini par :

$$Q_m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{254}$$

En les divisant par cette valeur, toutes les tensions sont désormais représentées par une variable réduite sans dimension.

En prenant V_d égale à la valeur pour laquelle la droite idéale coupe l'axe horizontal on obtient :

$$V_d = V_{\min} + 127,5 \cdot Q_m = V_{\max} - 126,5 \cdot Q_m$$

La courbe figure III-9 montre l'erreur de non linéarité ainsi obtenue en fonction de la tension d'entrée V_{me} . Cette courbe est très sensible à la grandeur du bruit d'entrée σ_e . Pour $\sigma_e = 0$, on observerait l'erreur de quantification dont les variations $(\pm Q/2)$ masqueraient la véritable fonction de transfert du C.A.N.. En définissant la fonction de transfert comme étant la ligne brisée qui joint tous les milieux des niveaux successifs, on définit une courbe indépendante du bruit σ_e qui est représentative de la qualité du convertisseur. Cette courbe (figure III-9) est très proche de celle obtenue lorsqu'un bruit gaussien d'écart type $\sigma_e = Q_m$ est présent à l'entrée du convertisseur.

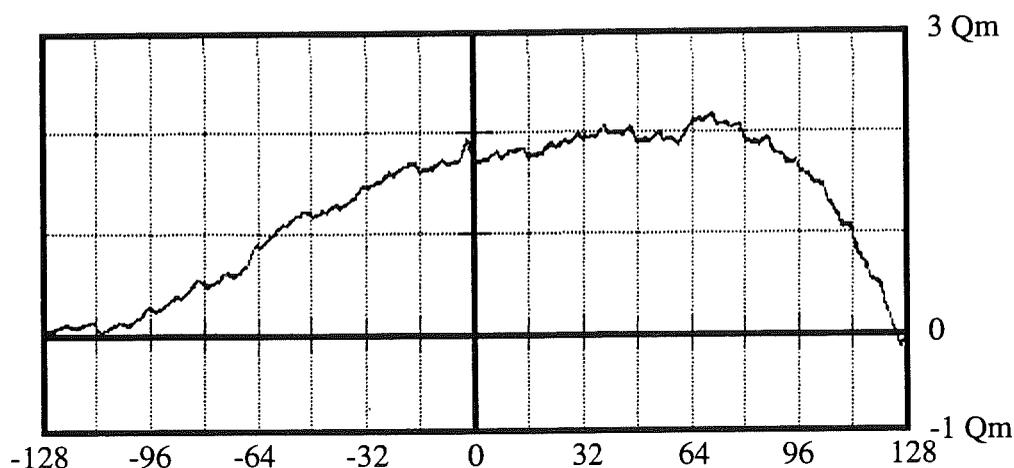


Figure III-9 : Erreur de non linéarité δ en fonction de V_{me} .

Pour résumer, les erreurs statiques introduites par le C.A.N. réel se rangent en deux erreurs linéaires et deux erreurs non-linéaires. Les erreurs linéaires sont : l'erreur de gain (Q_m est différent de la valeur théorique) et le décalage statique (V_d est différente de 0). La quantification ou non-linéarité différentielle et la non-linéarité intégrale (représentée par la figure III-9) constituent les deux erreurs non-linéaires.

IV - REDUCTION DE L'EFFET DES NON LINEARITES.

1 - Durée de la calibration.

La méthode statique de calibration utilisée ici est décrite dans [CAU-CAK]. Elle a été développée dans le but de comprendre les phénomènes liés à la conversion numérique des signaux mais aussi pour obtenir la précision d'un C.A.N. 12 bits. De ce fait, chaque seuil de conversion est mesuré avec une incertitude inférieure à $Q_m/32$ et l'écart type du bruit est évalué avec la même précision. Un tel étalonnage dure plus d'une heure, si bien qu'il est enregistré et utilisé, quelques fois, plusieurs semaines plus tard. Ceci explique que des dérives puissent réduire son efficacité ! Une calibration rapide, effectuée avant chaque mesure, réduirait considérablement ces dérives. Cette possibilité sera examinée plus loin dans ce chapitre. De toute manière, les dérives ne peuvent jamais être complètement éliminées et une étude pour en réduire les effets demeure utile.

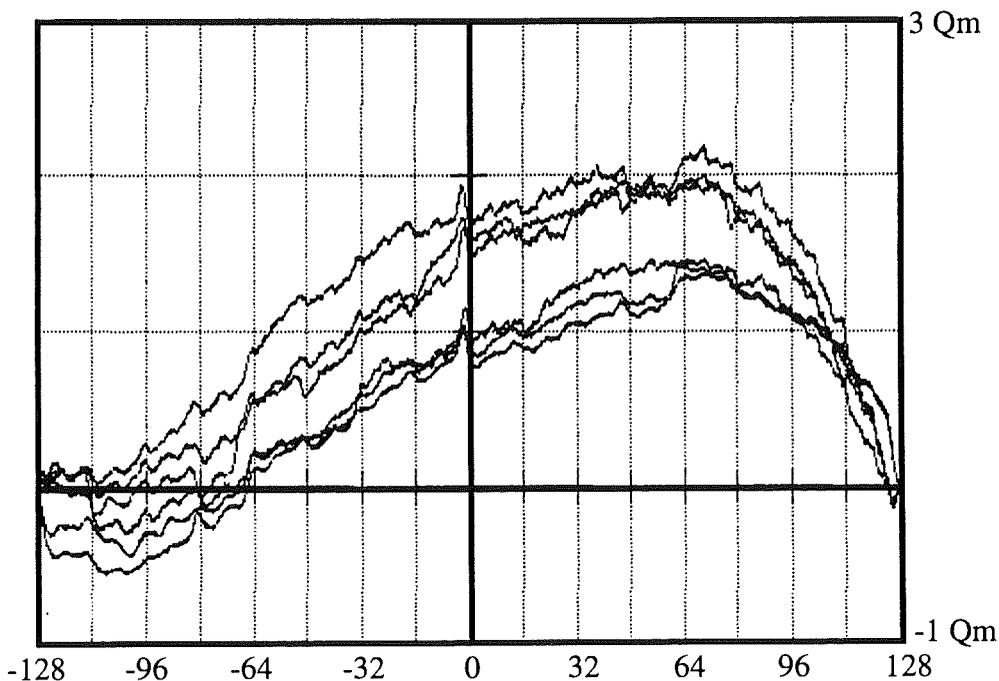


Figure III-10 : 6 calibrations du C.A.N. effectuées en 6 mois.

La figure III-10 permet de comparer 6 calibrations réalisées à 1 mois d'intervalle. En dépit d'une allure générale identique, on peut observer de grandes variations dues à des dérives thermiques et au vieillissement du composant. C'est la moyenne de ces 6 courbes qui est utilisée dans la suite de ce chapitre comme courbe de référence.

2 - Correction par table de transfert.

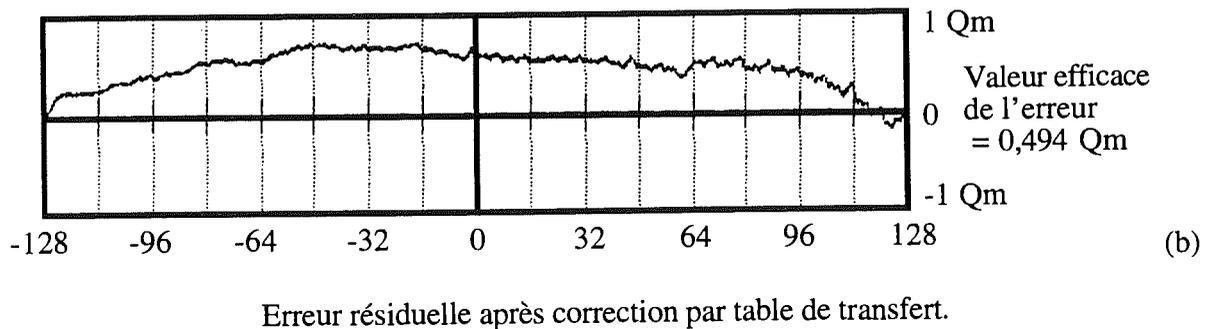
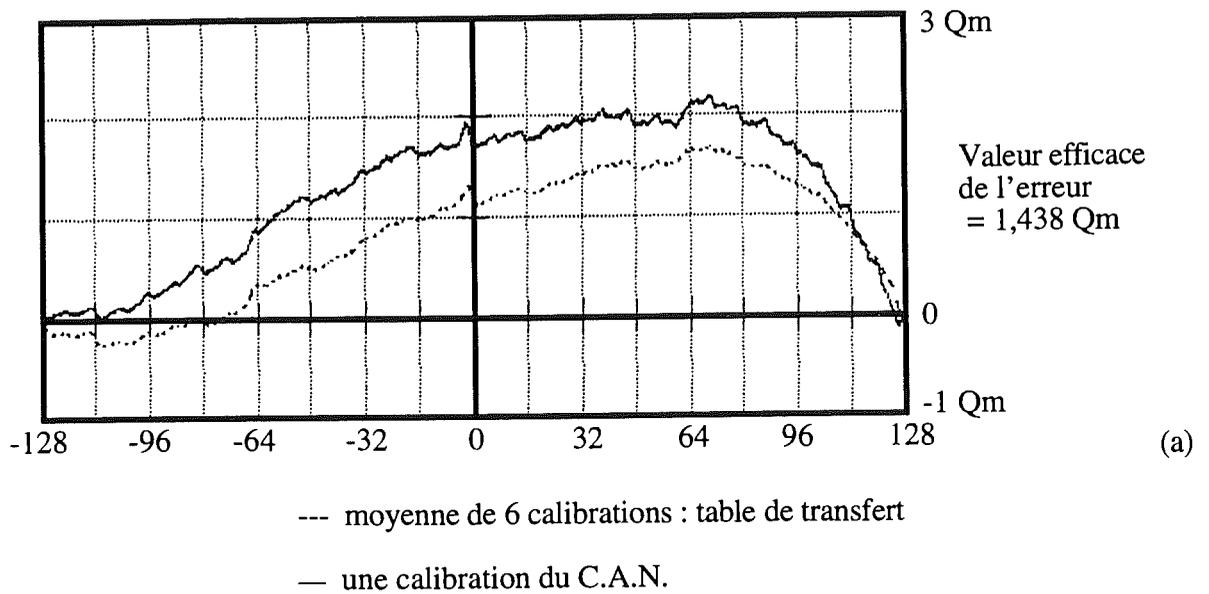


Figure III-11 : Correction par table de transfert de non linéarité du C.A.N.

Si la fonction de transfert du C.A.N. est monotone, elle peut être utilisée comme table de transfert : elle permet ainsi, connaissant V_{ms} , de déterminer la valeur exacte de V_{me} .

Théoriquement cette correction est parfaite. En pratique, dans notre cas, la valeur efficace de l'erreur décroît de $1,438Q_m$ à $0,494Q_m$ lorsque l'on applique cette méthode (Figure III-11) pour corriger la courbe la plus éloignée de la moyenne. Pour différentes raisons, que nous allons maintenant examiner, le résultat idéal est loin d'être atteint.

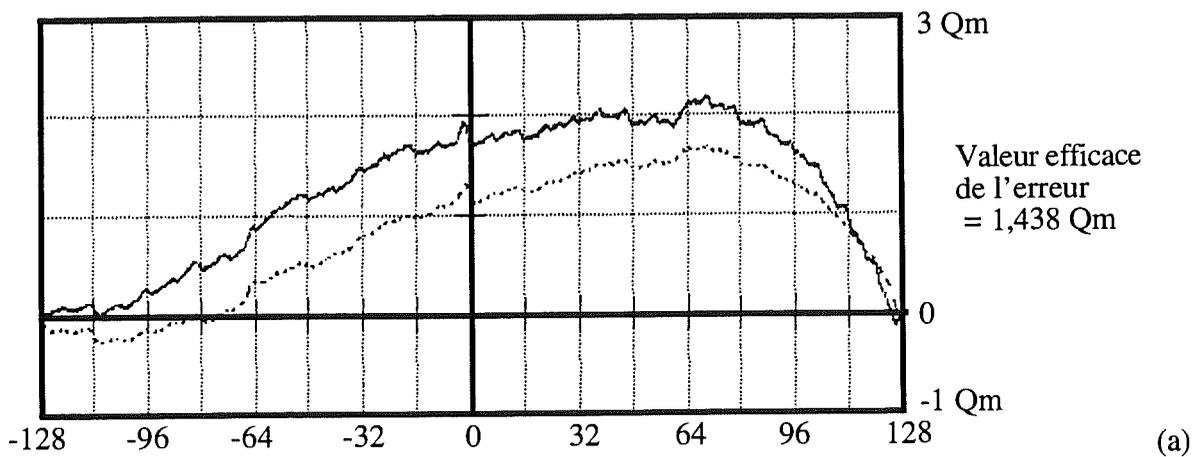
3 - Suppression de la partie paire des non linéarités.

Les résultats suivants se rapporte à l'une des six courbes de la figure III-10 : la plus éloignée de la courbe de calibration. La figure III-12c montre que l'écart entre cette courbe et la courbe de calibration est de $0,49 Q_m$ ce qui est supérieur aux objectifs fixés.

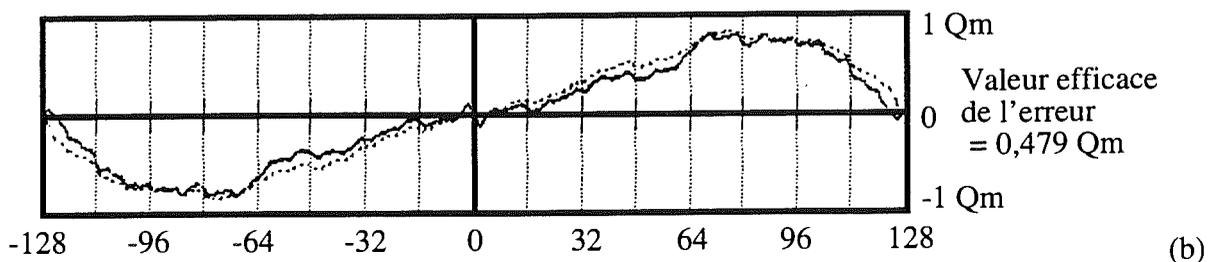
Grossièrement, toutes les courbes de calibration montrent ne allure de bosse verticale. En supprimant la partie paire de ces caractéristiques, les écarts devraient être réduits de façon considérable. Une méthode simple pour mettre en oeuvre ce principe consiste à procéder en deux phases : lorsque la moitié des itérations a été effectuée, le signal est inversé à l'entrée du convertisseur. Cette inversion est ensuite corrigée numériquement. L'ensemble des signaux mesurés est ensuite moyenné.

La figure III-12b montre l'apport de ce procédé : l'amplitude des non-linéarités passe de $1,438 Q_m$ à $0,479 Q_m$. Si l'on considère l'application des deux corrections simultanément (suppression de la partie paire puis correction par table de transfert. Figure III-12d), le résultat est très intéressant car l'erreur résiduelle décroît jusqu'à $0,074 Q_m$ ce qui correspond à un gain de 4 bits sur la résolution du C.A.N..

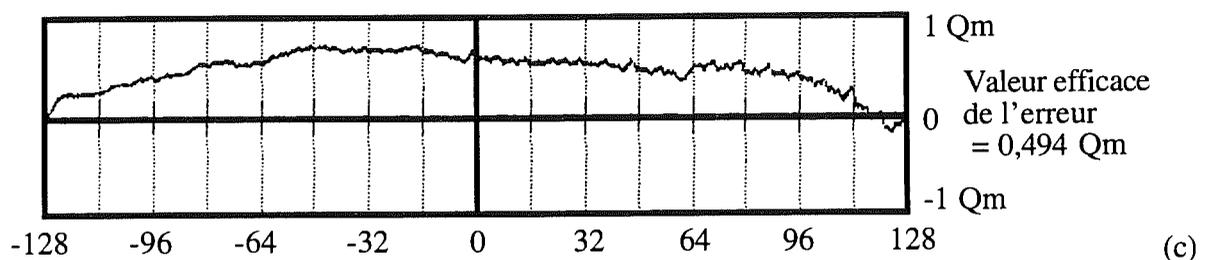
Les imperfections de la méthode de correction par table de transfert sont essentiellement dues aux dérives de tous les paramètres mesurés : lorsque la table de correction est utilisée, les valeurs des seuils et du bruit ne sont pas exactement les mêmes que lors de l'enregistrement de la courbe de calibration. Cela signifie que le quantum moyen Q_m et l'offset V_d ont également changé.



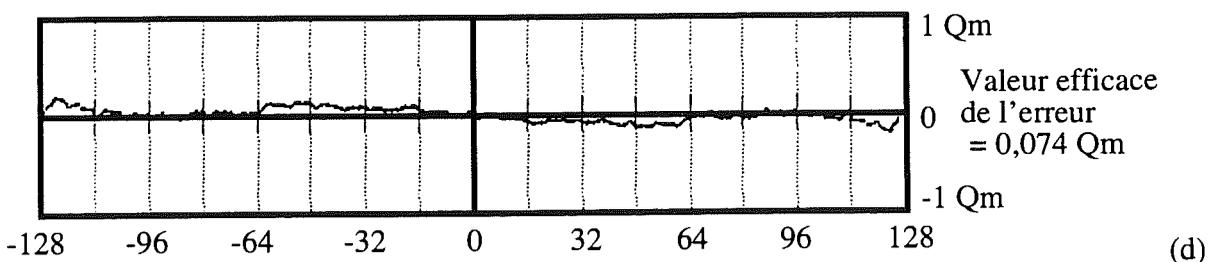
--- moyenne de 6 calibrations : table de transfert
— une calibration du C.A.N.



Partie paire des non linéarités



Erreur résiduelle après correction par table de transfert



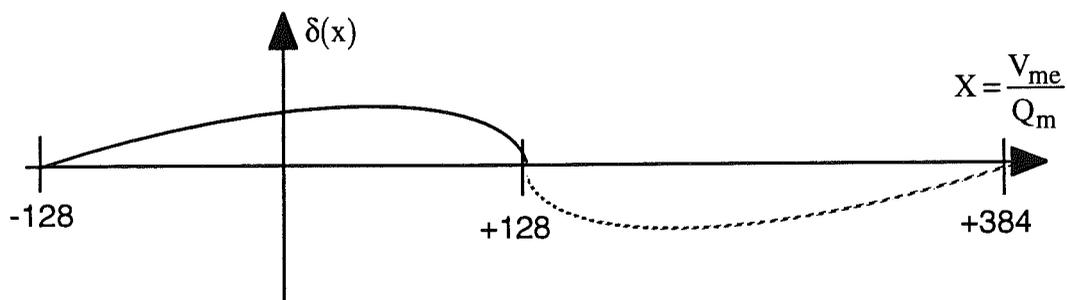
Erreur résiduelle après correction par table de transfert de la partie impaire des non linéarités, la partie paire étant ôtée préalablement

Figure III-12 : Correction des non linéarités du C.A.N.

4 - Filtrage passe-bas des non linéarités.

La figure III-12d montre que l'erreur résiduelle est essentiellement composée de variations rapides. Comme nous allons le voir, ces variations peuvent être développées en série de Fourier :

La courbe à développer passe par 0 pour $x=-128$ et $+128$. Afin de supprimer sa valeur moyenne il est possible de la symétriser comme suit :



La période est égale à 512 et, en plaçant l'origine des x à 128, la fonction est impaire. En conséquence de quoi le développement en série de Fourier s'écrit :

$$\delta(x) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin\left(n \cdot 2\pi \cdot \frac{(x+128)}{512}\right) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin\left(n \cdot 2\pi \cdot \frac{x}{512} + n \frac{\pi}{2}\right) \quad (10)$$

Les harmoniques paires étant en cosinus et les impaires en sinus il vient :

$$\delta(x) = a_1 \cdot \cos\left(2\pi \frac{x}{512}\right) + a_2 \cdot \sin\left(2\pi \frac{2x}{512}\right) + a_3 \cdot \cos\left(2\pi \frac{3x}{512}\right) + \dots \quad (11)$$

Bien sûr si la fonction est impaire seuls les termes en sinus sont non nuls.

En se rappelant que le bruit d'entrée filtre les non linéarités, l'idée est maintenant de filtrer les composantes haute fréquence (= fréquence de la variation suivant la tension) de cette erreur, comme cela a été effectué pour l'erreur de quantification.

La méthode présentée au I-3 permet de simuler un élargissement du bruit et donc d'améliorer l'efficacité du filtrage. Si l'on considère un cycle de N acquisitions et que n_i de ces acquisitions sont effectuées avec un décalage v_i , le rapport $\Pi_i = n_i/N$ devient la probabilité d'utiliser un décalage v_i . Ce décalage peut être considéré comme une variable aléatoire de densité $po(v)$. La valeur moyenne de sortie V_{ms} et son écart type σ_s valent :

$$po(v) = \sum_i \Pi_i \cdot \delta(v - v_e), \text{ où } \delta \text{ est une fonction de Dirac}$$

$$V_{ms} = \sum_i V_e \cdot \Pi_i \text{ et } \sigma_s^2 = \sum_i (v_e - V_{ms})^2 \cdot \Pi_i \quad (12)$$

L'utilisation de la technique des décalages mène à l'addition de deux variables aléatoires : la première est le bruit Gaussien, la seconde les décalages. La densité de probabilité $p(v)$ de cette somme est égale au produit de convolution des deux densités :

$$p(v) = \sum_i \Pi_i \cdot p(v - v_e) \quad (13)$$

L'écart type de cette somme de variables aléatoires indépendantes est donc :

$$\sigma_e'^2 = \sigma_e^2 + \sigma_s^2 \quad (14)$$

La transformée de Fourier va nous donner la réponse fréquentielle du filtre. En gardant (13) en mémoire, la méthode des décalages multiplie le gain initial par une fonction $G_o(\alpha)$ définie par :

$$G_o(\alpha) = \text{TF} \left[\sum_i \Pi_i \cdot \delta(v - v_e) \right] \quad (15)$$

Par exemple, avec un nombre pair de décalages équidistants de largeur Δv et symétriquement répartis autour de zéro, $G_o(\alpha)$ peut s'écrire :

$$G_o(\alpha) = \sum_{i=1}^N 2 \cdot \Pi_i \cdot \cos(2\pi(2i-1)\Delta v \cdot \alpha) \quad (16)$$

La figure III-13 présente la densité de bruit obtenue grâce à 16 décalages de Q . La figure III-14a présente le résultat de ce filtrage sur la courbe de non linéarité.

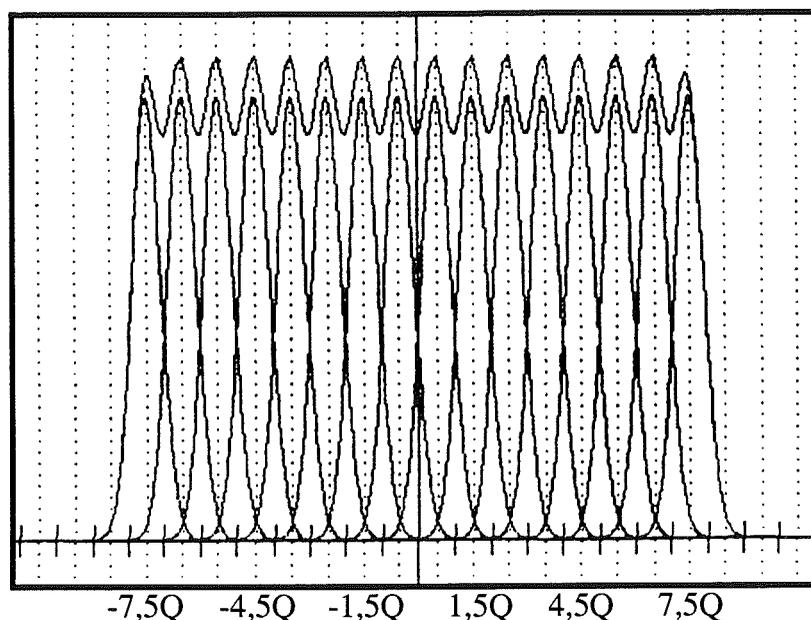


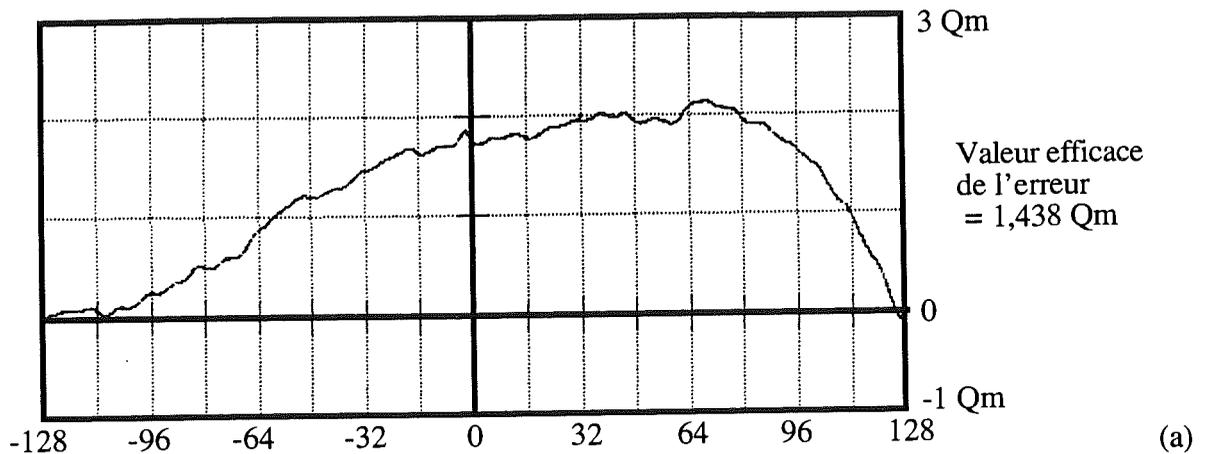
Figure III-13: Augmentation du bruit d'entrée

Le signal est acquis 16 fois en le décalant chaque fois de Q

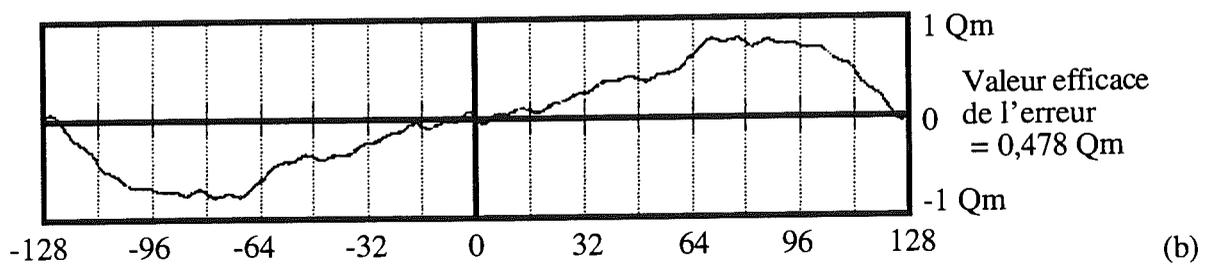
5 - Accélération de la calibration.

L'efficacité des techniques de calibration précédentes était limitée essentiellement par les dérives qui prennent place entre la calibration et son utilisation. Pour améliorer les résultats, il serait souhaitable d'effectuer une calibration juste avant chaque mesure.

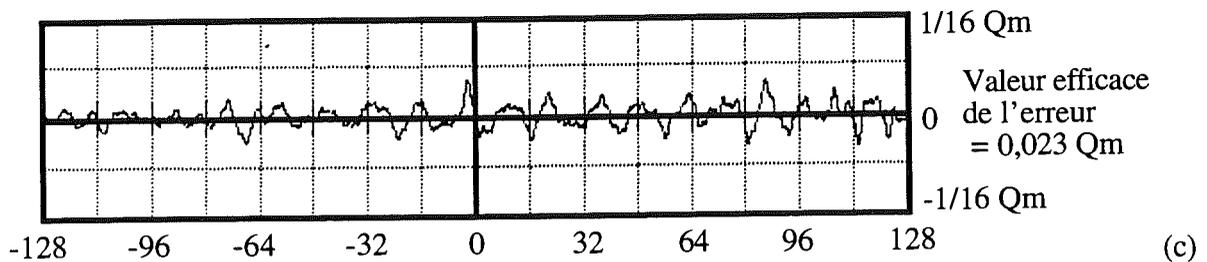
Les courbes de transfert, présentées jusqu'ici, étaient définies par 4096 points relevés expérimentalement. La durée nécessaire à l'obtention de 4096 points étant trop importante pour être effectuée avant chaque mesure, il faudrait trouver une méthode permettant de réduire ce nombre de points, tout en maintenant une connaissance suffisante de la courbe.



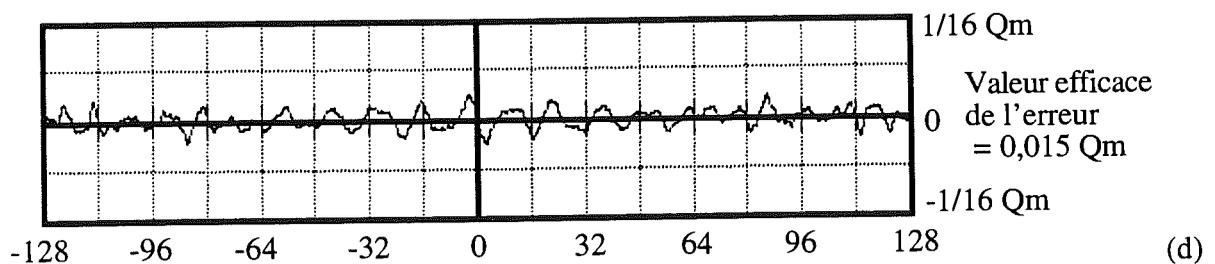
Courbe de calibration filtrée par la méthode des décalages



Partie paire de la courbe de calibration filtrée



Erreur entre la courbe de calibration filtrée et son approximation par 32 points joints par des segments de droite.



Même chose que la courbe (c) mais correction de la partie paire

Figure III-14 : Erreur résiduelle après une calibration rapide.

Comme vu au II-1, le bruit permet de réaliser un filtrage passe bas de cette courbe. La courbe ainsi obtenue, plus lisse, admet une représentation correcte par une ligne brisée continue caractérisée par un petit nombre de segments. Ceci revient à dire, qu'ayant éliminé les composantes haute fréquence, il est possible d'allonger la période d'échantillonnage. A titre d'exemple, nous avons exploré ce que donnerait une caractérisation de la courbe de transfert statique par 32 points équidistants (figure III-14). La durée d'étalonnage de ces 32 points pourrait être inférieure à 1 seconde et la calibration pourrait ainsi prendre place juste avant chaque mesure.

V - CONCLUSION.

Après une présentation des différentes non linéarités statiques d'un C.A.N., nous avons étudié l'efficacité d'une calibration classique, basée sur l'utilisation d'une table de transfert. Il a été montré que l'efficacité de cette méthode de correction était principalement limitée par les dérives du C.A.N.. Ces dérives sont liées au vieillissement du composant, ainsi qu'aux variations de température.

Dans un deuxième temps, deux études ont été menées dans le but de limiter l'effet de ces dérives. La technique de suppression de la partie paire des non linéarités, utilisée conjointement avec une table de transfert, permet un gain de 4 bits sur la linéarité du C.A.N.. Parallèlement, le filtrage de la fonction de transfert, par l'accroissement artificiel du bruit σ_e , permet une calibration rapide et, en conséquence, une réduction importante de l'effet de toute les dérives.

Ces méthodes sont applicables à tous les convertisseurs, elles apportent une nette amélioration de la linéarité statique des C.A.N.. Après leur mise en oeuvre, on peut espérer mieux observer les non-linéarités dynamiques et mieux les comprendre, si cela s'avère utile.

A notre connaissance, cette deuxième série d'améliorations n'a pas encore été exploitée par un constructeur.

CHAPITRE 4 :
CONTRIBUTION A LA MODELISATION
D'UN I.G.B.T..

CHAPITRE 4 : CONTRIBUTION A LA MODELISATION D'UN I.G.B.T..

I - INTRODUCTION.

Il est naturel, lorsque l'on dispose d'observations fiables, de chercher à savoir si les outils de simulation disponibles permettent de prévoir ces observations. C'est pourquoi, dans ce chapitre nous allons comparer les précisions de la modélisation aux mesures effectuées.

Dans un premier temps, le modèle utilisé pour représenter l'I.G.B.T. est phénoménologique. Il est basé sur une étude concernant le M.O.S.F.E.T. et menée par E. FARJAH, J. ROUDET et J.L. SCHANEN au L.E.G. [FRS]. Ce modèle à été implanté sur le logiciel MATRIXx par F. MERIENNE [MER] et nous l'avons adapté au comportement particulier de l'I.G.B.T.. Dans la suite nous le désignerons par "modèle FRSM".

Contrairement à ce qui a été proposé antérieurement, les paramètres du modèle ne sont pas extraits de la documentation du constructeur mais ils sont déduits de mesures spécifiques effectuées sur le composant utilisé. Cette démarche volontaire évite les incertitudes liées à la dispersion de fabrication des composants.

Après avoir relevé les paramètres du modèle, nous comparons les résultats de la simulation à ceux de la mesure en recherchant les paramètres dont les écarts dépendent le plus. Nous vérifions, une fois de plus, que la cellule de commutation dans son ensemble, de même que le circuit de commande, ont une influence importante sur l'exactitude des résultats.

Dans une dernière partie, une réflexion plus générale concernant la représentation d'un quadripôle électrostatique non-linéaire, nous conduira à modifier la représentation des interrupteurs de puissance. Outre son aspect généralisateur, nous montrerons ce que cette modification apporte à la précision des simulations.

II - LE MODELE FRSM DE L'I.G.B.T.

1 - Le circuit équivalent.

Comme nous l'avons dit, le modèle FRSM est un modèle phénoménologique développé pour représenter les interrupteurs M.O.S.F.E.T. de puissance. Il n'est pas naturellement apte à retranscrire certains comportements spécifiques de l'I.G.B.T. tels que le courant de queue qui apparaît au blocage de ce composant. Néanmoins, la modélisation de l'I.G.B.T. étant encore un sujet ouvert, ce modèle va nous permettre de tirer quelques conclusions sur la simulation d'un interrupteur dans son environnement.

Sa structure est représentée par la figure IV-1. Si on omet les inévitables inductances de boîtier, on constate qu'il résulte d'une approche électrostatique.

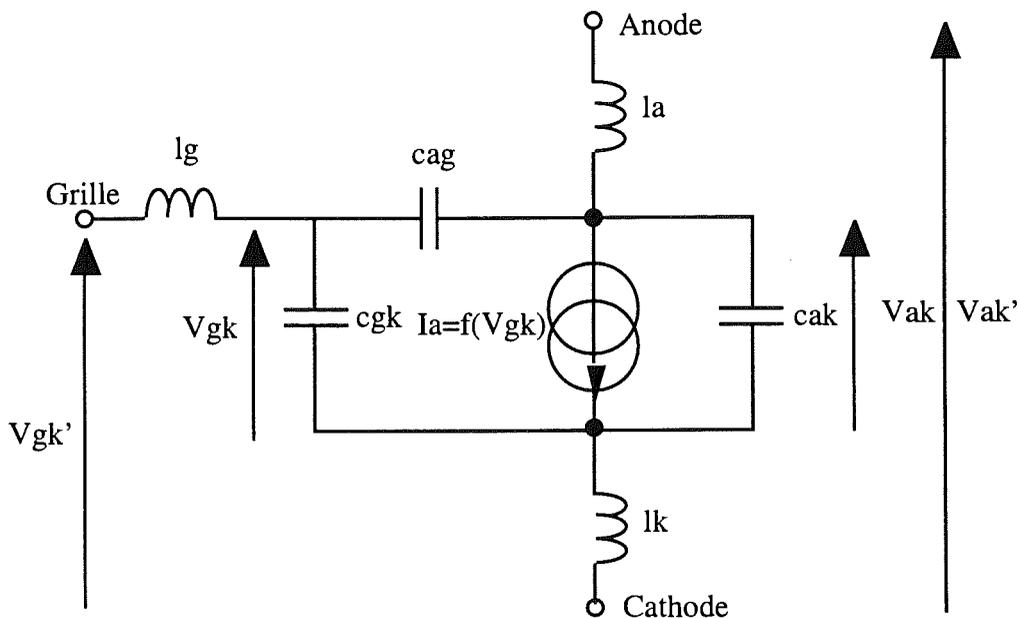


Figure IV-1 : Modèle FRSM de l'I.G.B.T..

Plusieurs éléments de ce modèle sont non-linéaires. Le courant de la source de courant n'est pas proportionnel à la tension V_{gk} et chacune des capacités varie suivant les tensions appliquées aux bornes du quadripôle. Les inductances sont supposées linéaires.

Le composant à modéliser, un I.G.B.T. SIEMENS BSM 50 BG 100D, présente la particularité de disposer de deux sorties de cathode : une pour la commande, l'autre pour la puissance. D'autre part, les essais réalisés sur ce composant ont été effectués avec deux sources (puissance et commande) isolées l'une de l'autre. Nous considérons donc que l_k n'introduit pas de couplage entre la puissance et la commande seule la somme $I_a + I_k$ interviendra en série avec l'inductance de la maille de puissance. Ce point sera traité au § V lors de la détermination des inductances de connexion.

2 - Détermination des caractéristiques statiques de l'I.G.B.T..

Deux lois doivent être identifiées : $I_a = f(V_{gk})$ et $V_{ak} = f(I_a)$. Ces relevés sont effectués sur un traceur de caractéristiques TEKTRONIX. Nous obtenons ainsi les réseaux de courbes présentés figure IV-2.

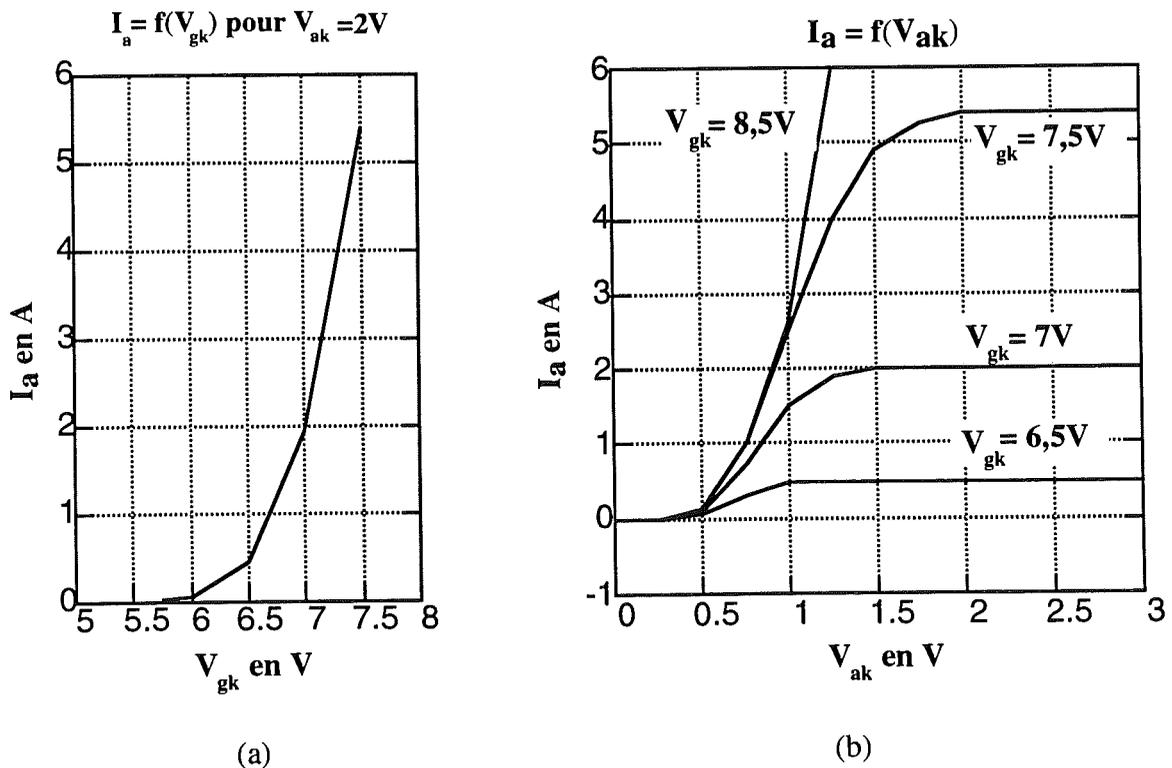


Figure IV-2 : Caractéristiques statiques de l'I.G.B.T. relevées à $T @ \approx 25^\circ C$.

2-1 - Caractéristique de transfert $I_a = f(V_{gk})$.

C'est la caractéristique tracée figure IV-2(a) pour $V_{ak} = 2V$. Cette courbe peut être identifiée à la fonction suivante :

$$I_a = 0,23(V_{gk} - V_{th})^4 \text{ avec } V_{th} = 5,3V$$

Notons que la loi en puissance 2 utilisée habituellement est en désaccord avec l'expérience alors que celle en puissance 4 proposée ici convient beaucoup mieux (Figures IV-3 et IV-4a).

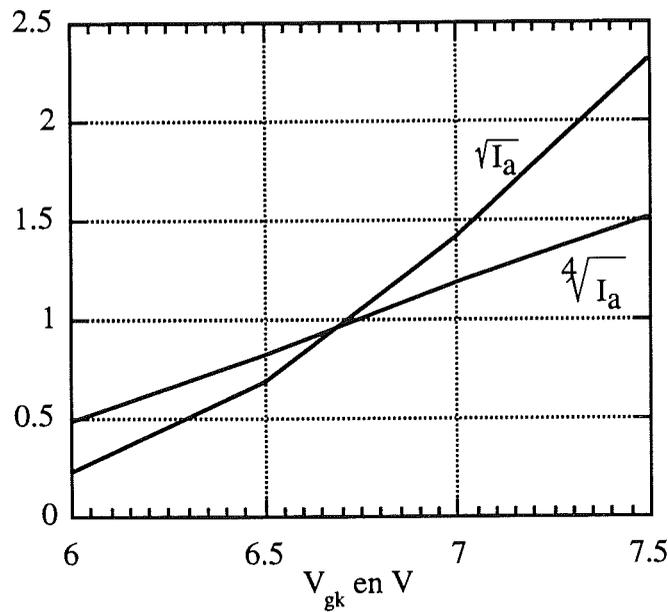


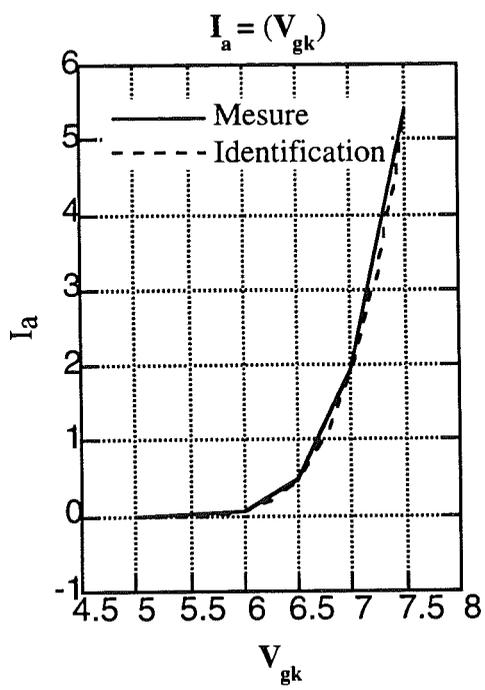
Figure IV-3 : Vérification de la loi en puissance 4, tracé de $\sqrt{I_a}$ et de $\sqrt[4]{I_a}$ en fonction de V_{gk} .
La loi en puissance 4 est correcte car $\sqrt[4]{I_a} = f(V_{gk})$ est une droite.

2-2 - Caractéristique de saturation $V_{ak} = f(I_a)$.

Cette caractéristique est tracée figure IV-2(b), pour $V_{gk} \geq 8,5V$ elle peut être identifiée à la fonction suivante :

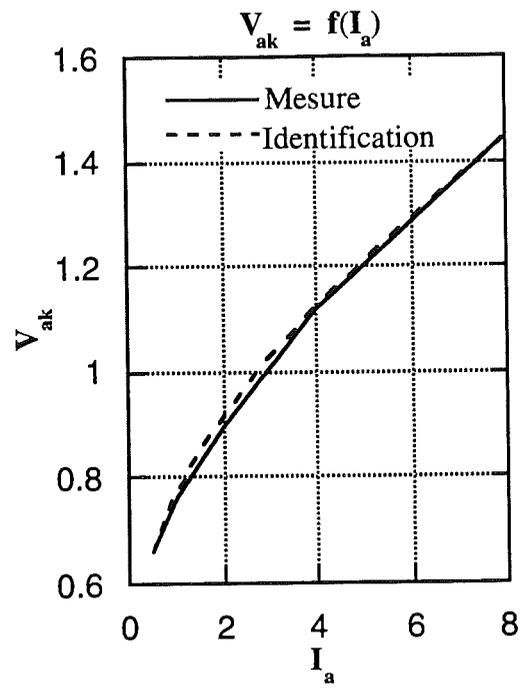
$$V_{ak} = 0,282 \text{Log}_{10}(I_a) + 0,06 I_a + 0,715$$

Cette expression est cohérente avec la présence dans un I.G.B.T. d'un bipolaire (caractéristique Log_{10}) et d'un F.E.T. (caractéristique linéaire). Cette fonction est représentée figure IV-4(b).



Pour $V_{ak} = 2V$

(a)



Pour $V_{gk} = 8,5V$

(b)

Figure IV-4 : Caractéristiques statiques et identification.

III - REPRESENTATION DES QUADRIPOLES CAPACITIFS NON-LINEAIRES.

Les propriétés électrostatiques d'un interrupteur de puissance sont représentées, en général, par un circuit capacitif en Π , or ces composants sont des quadripôles non-linéaires. Si cette représentation est évidente pour un quadripôle linéaire, il est nécessaire de procéder à quelques vérifications avant de l'étendre à un quadripôle non-linéaire.

1 - Hypothèses et relations différentielles.

Considérons un quadripôle capacitif non-linéaire. Les courants qui le traversent sont nuls donc la charge est constante lorsque les potentiels V_1 et V_2 sont constants. Ils sont différents de zéro dès qu'à l'une de ces tensions constantes on superpose une variation e .

Précisons les relations importantes. Tant que la température est constante, on a une énergie interne qui ne dépend que de V_1 et V_2 :

$$U = f(V_1, V_2) \Rightarrow dU = \frac{\partial U}{\partial V_1} \cdot dV_1 + \frac{\partial U}{\partial V_2} \cdot dV_2 \quad (17)$$

Nous notons désormais Q_1 la grandeur $\frac{\partial U}{\partial V_1}$. C'est donc, en général une fonction de V_1 et V_2 .

Pareillement nous notons Q_2 la dérivée $\frac{\partial U}{\partial V_2}$.

Ces premières conventions permettent d'écrire :

$$\text{si } V_2 = \text{constante, } dU = Q_1 \cdot dV_1$$

$$\text{si } V_1 = \text{constante, } dU = Q_2 \cdot dV_2$$

$$\text{dans le cas général: } dU = Q_1 \cdot dV_1 + Q_2 \cdot dV_2 \quad (18)$$

Ceci correspond à la variation de l'énergie interne du système lors d'une modification

conservant sa charge totale.

Q_1 et Q_2 étant en général des fonction de V_1 et de V_2 , nous pouvons écrire leur différentielle totale à l'aide des dérivées partielles :

$$\begin{aligned}dQ_1 &= \frac{\partial Q_1}{\partial V_1} \cdot dV_1 + \frac{\partial Q_1}{\partial V_2} \cdot dV_2 \\dQ_2 &= \frac{\partial Q_2}{\partial V_1} \cdot dV_1 + \frac{\partial Q_2}{\partial V_2} \cdot dV_2\end{aligned}\tag{19}$$

Notons C_{11} , C_{12} , C_{21} et C_{22} les quatre dérivées partielles successivement rencontrées dans cette écriture. Chacune est une fonction de V_1 et V_2 et, puisque l'ordre des deux dérivations ne modifie pas une dérivée seconde, $C_{12} = C_{21}$.

En disant que l'énergie ne dépend que de deux potentiels, nous supposons que le potentiel de l'une des trois électrodes du quadripôle est prise comme référence. Les charges Q_1 et Q_2 sont donc celles apportées aux autres électrodes, l'électrode de référence recevant simultanément une charge $-(Q_1 + Q_2)$.

Les équations (19) permettent de trouver les courants qui pénètrent dans les électrodes 1 et 2 :

$$\begin{aligned}I_1 &= \frac{dQ_1}{dt} = C_{11} \cdot \frac{dV_1}{dt} + C_{12} \cdot \frac{dV_2}{dt} \\I_2 &= \frac{dQ_2}{dt} = C_{21} \cdot \frac{dV_1}{dt} + C_{22} \cdot \frac{dV_2}{dt}\end{aligned}\tag{20}$$

2 - Symétrie des capacités différentielles et schéma équivalent petits signaux.

Si les variations de tension sont petites et sinusoïdales, on peut adopter une notation complexe sans oublier que les C_{ij} varient suivant V_1 et V_2 .

$$\begin{aligned}i_1 &= j\omega \cdot C_{11} \cdot v_1 + j\omega \cdot C_{12} \cdot v_2 \\i_2 &= j\omega \cdot C_{21} \cdot v_1 + j\omega \cdot C_{22} \cdot v_2\end{aligned}\tag{21}$$

L'étude des admittances du quadripôle en fonction du point de repos (défini par le couple V_1 , V_2) permet de caractériser le système. Dans le cas où $v_1 = 0$ (V_1 est constante) nous pouvons relever i_1 et en déduire C_{12} . L'essai symétrique permet de déterminer C_{21} et par comparaison avec le premier de vérifier que:

$$C_{12} = C_{21} \text{ quelque soit le couple } V_1, V_2. \quad (22)$$

Si cette égalité est vérifiée, la relation (21) autorise à représenter ce dispositif par un quadripôle en Π utilisable pour les petits signaux (Figure IV-5).

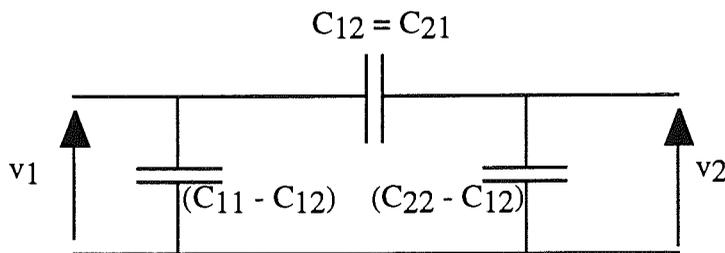


Figure IV-5 : Représentation en Π d'un système électrostatique non-linéaire. Les trois capacités varient suivant le point de repos choisi, défini par le couple (V_1 , V_2).

3 - Dépendance des éléments du circuit équivalent vis à vis du point de repos.

On pense souvent qu'une capacité non-linéaire ne dépend que de la tension à ses bornes. Pour savoir si le système précédent admet une représentation par trois capacités non-linéaires, ainsi définies, il faut vérifier que :

- C_{12} ne dépend que de $(V_1 - V_2)$,
- $C_{11} - C_{12}$ ne dépend que de V_1 ,
- $C_{22} - C_{12}$ ne dépend que de V_2 .

Puisque cela n'est imposé par aucune loi physique, nous allons voir ce qu'il en est dans le cas de l'I.G.B.T..

IV - MESURE DES CAPACITES DE L'I.G.B.T..

1 - Vérification de $C_{12} = C_{21}$.

Nous venons de voir que pour utiliser la représentation en Π il faut que la matrice des C_{ij} soit symétrique. Pour ce faire nous effectuons deux séries de mesures sur l'I.G.B.T., une première pour déterminer C_{12} en fonction de V_1 et V_2 une deuxième pour déterminer C_{21} .

Nous posons, comme notation, $V_1 = V_{gk}$, $V_2 = V_{ak}$, $I_1 = I_g$ et $I_2 = I_a$.

Les équations (20) deviennent pour l'I.G.B.T. :

$$\begin{aligned} I_g &= C_{11} \frac{dV_{gk}}{dt} + C_{12} \frac{dV_{ak}}{dt} \\ I_c &= C_{21} \frac{dV_{gk}}{dt} + C_{22} \frac{dV_{ak}}{dt} \end{aligned}$$

En reprenant les notations précédentes : v_{gk} , v_{ak} , i_g , et i_a variations de V_{gk} , V_{ak} , I_g et I_a on retrouve les équations (21) :

$$\begin{aligned} i_g &= j\omega \cdot C_{11} \cdot v_{gk} + j\omega \cdot C_{12} \cdot v_{ak} \\ i_c &= j\omega \cdot C_{21} \cdot v_{gk} + j\omega \cdot C_{22} \cdot v_{ak} \end{aligned}$$

Pour vérifier que $C_{12} = C_{21}$ il faut s'assurer de l'égalité entre $\frac{i_g}{v_{ak}}$ lorsque $v_{gk} = 0$ et $\frac{i_a}{v_{gk}}$ lorsque $v_{ak} = 0$, c'est ce qui est réalisé par les essais présentés figure IV-6. Nous avons, pour différents couples de V_1 et V_2 mesuré C_{12} et C_{21} et constaté que $C_{12} = C_{21}$ avec un écart inférieur à 1%. Cet écart étant compatible avec la précision de nos mesures, nous admettons pour la suite que $C_{12} = C_{21}$.

La matrice des capacités différentielles étant symétrique, il est possible, de représenter l'I.G.B.T. par le schéma en Π (Figure IV-5). En prenant les notations habituelles, on peut identifier C_{11} , C_{12} et C_{22} à c_{iss} , c_{rss} et c_{oss} d'où le schéma 3 capacités de l'I.G.B.T. figure IV-7.

Mesure de gain
Fréquence 100kHz
S : source sinusoïdale
10mV efficace
R : entrée de référence
impédance $1M\Omega$
T : entrée de test
impédance 50Ω
Valeur affichée : T/R
Cpol 1 et Cpol 2
Capacités de polarisation
Tension, respectivement, de :
-3 à 4V et 0 à 10V
Les capacités sont chargées
aux tensions voulues puis
sont dissociées des sources
lors de la mesure.

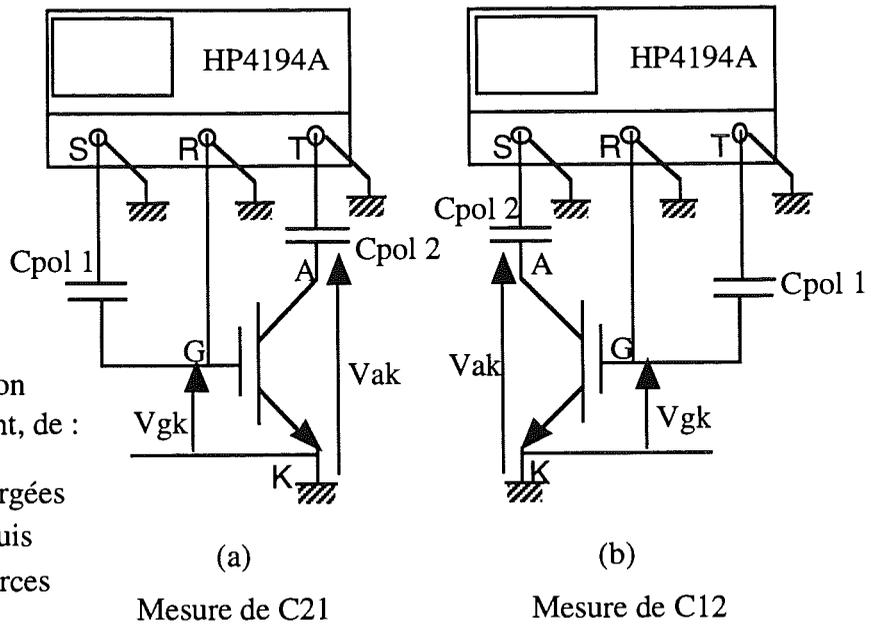


Figure IV-6 : Mesure de C_{21} et C_{12} sur l'I.G.B.T..

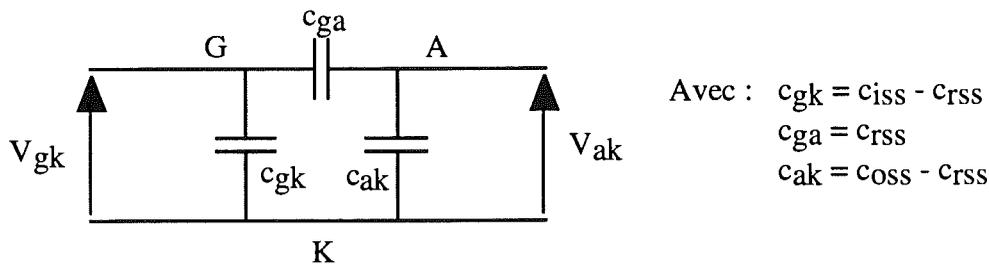


Figure IV-7 : Représentation 3 capacités de l'I.G.B.T..

2 - Détermination des capacités c_{gk} , c_{ag} et c_{ak} .

Trois mesures indépendantes sont nécessaires pour déterminer ces 3 capacités. Trois capacités sont mesurées dans ce but : la capacité d'entrée c_{iss} , la capacité de contre réaction c_{rss} et la capacité de sortie c_{oss} . Elles sont évaluées à l'aide du pont d'impédance HP4194A. Les capacités c_{gk} , c_{ag} et c_{ak} du schéma équivalent (figure IV-1) sont directement déduites de c_{iss} , c_{oss} et c_{rss} . La détermination de ces capacités ne peut être effectuée que lorsque le composant est bloqué.

2-1 - Détermination de c_{iss} .

D'après le modèle FRSM, c_{iss} est la capacité vue entre grille et cathode lorsqu'un court circuit dynamique est placé entre anode et cathode. Afin de déterminer cette capacité pour différents couples de tension V_{gk} et V_{ak} , il est nécessaire de prévoir une polarisation de la grille et de l'anode par rapport à la cathode. La mesure de la capacité est effectuée, à l'aide du pont de mesure d'impédance HP4194A

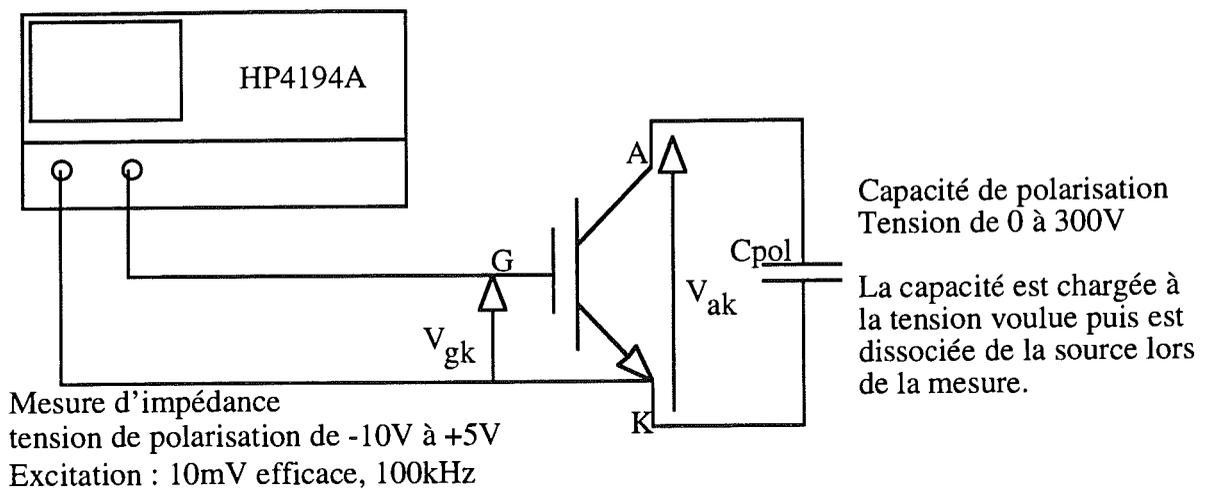


Figure IV-8 : Mesure de la capacité d'entrée c_{iss} de l'I.G.B.T..

Durant la mesure, l'anode est polarisée par une capacité chimique de $2200\mu\text{F}$ (C_{pol} figure IV-8) chargée au préalable à la tension désirée. La polarisation de la grille est assurée par le pont HP4194A. La mesure est effectuée avec une excitation sinusoïdale de fréquence 100kHz et de valeur efficace 10mV qui vient s'ajouter à la tension de polarisation. L'amplitude de l'excitation a été choisie de façon à ne pas lisser exagérément les courbes $c(V)$ (Figure IV-9, $V_{ak}=5,5\text{V}$). Sa fréquence permet d'obtenir des courants capacitifs aisément mesurables sans être gêné par les inductances séries. Les résultats sont présentés par la figure IV-9.

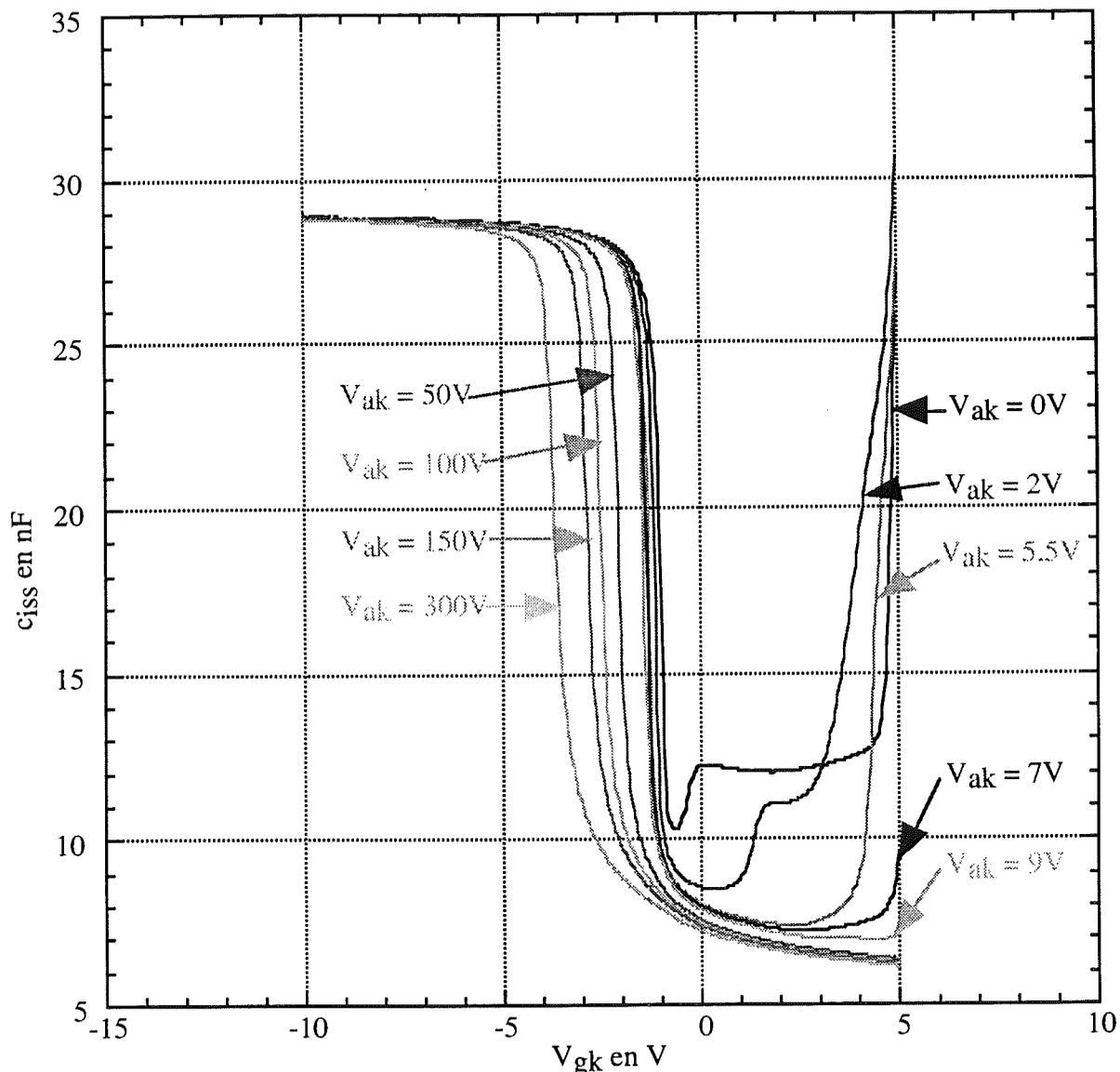
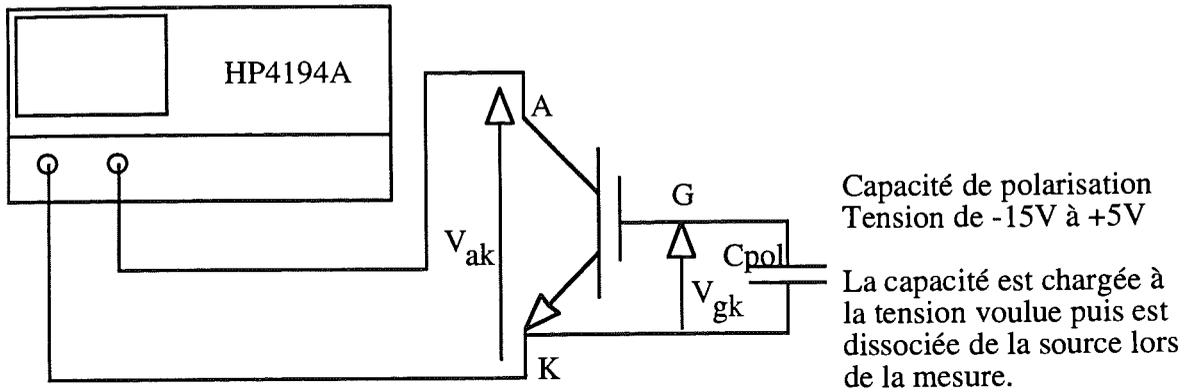


Figure IV-9 : c_{iss} en fonction de V_{gk} pour différentes valeurs de V_{ak} .

Il n'est pas possible de mesurer la capacité d'entrée lorsque V_{gk} est supérieure à 5 V car, au delà de cette valeur, le composant est passant. Seule la mesure lorsque $V_{ak} = 0V$ est accessible dans ces conditions.

2-2 - Détermination de c_{oss} .

La capacité c_{oss} est celle vue entre l'anode et la cathode de l'I.G.B.T. lorsque sa grille et sa cathode sont reliées dynamiquement. Elle est mesurée dans les mêmes conditions que la capacité c_{iss} (figure IV-10).



Mesure d'impédance
 Tension de polarisation de 0V à +40V
 Tension d'excitation : 10mV efficace, 100KHz

Figure IV-10 : Mesure de la capacité de sortie c_{oss} de l'I.G.B.T..

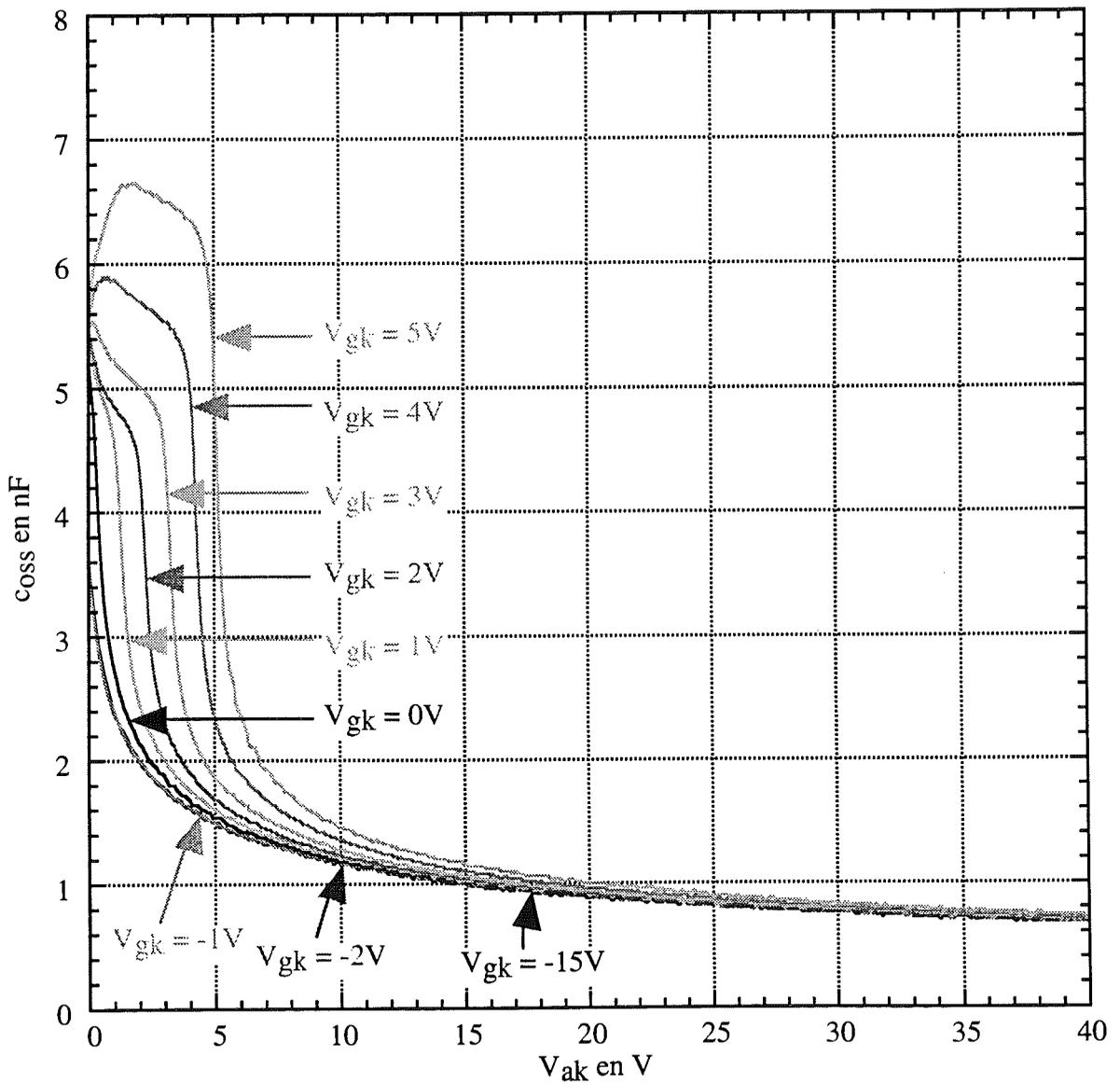


Figure IV-11 : c_{oss} en fonction de V_{ak} pour différentes valeurs de V_{gk} .

2-3 - Détermination de c_{RSS} .

Enfin, c_{RSS} est la capacité qui apparaît entre grille et anode de l'I.G.B.T.. Lors de sa mesure, la grille et l'anode sont reliées aux bornes de mesure d'impédance ce qui interdit d'utiliser le pont d'impédance pour fixer la polarisation V_{gk} et V_{ak} . Nous avons préféré exploiter la fonction gain phase du HP4194A. Cette fonction du pont de mesure ne permet pas de superposer une polarisation à l'excitation, c'est pourquoi la polarisation de la grille, comme celle de l'anode, est assurée par une capacité chargée préalablement. Le montage utilisé pour ces mesures est présenté par la figure IV-12.

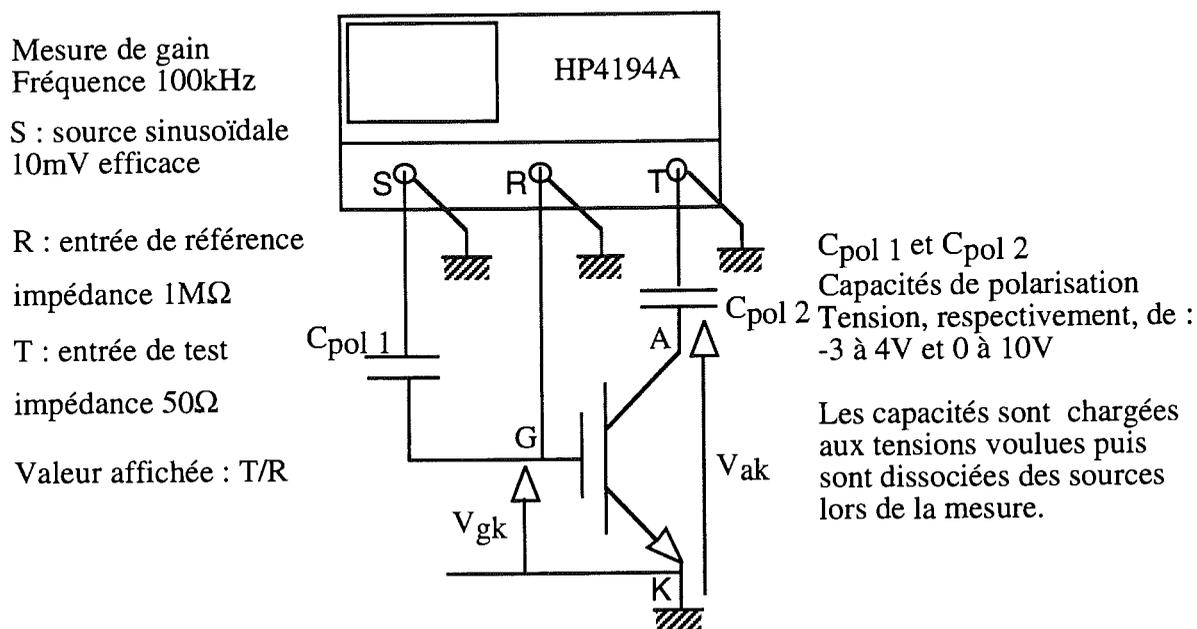


Figure IV-12 : Mesure de la capacité de réaction c_{RSS} vue entre anode et grille.

En mode "gain phase", le pont HP4194A évalue le rapport complexe tension T sur tension R. En choisissant pour les impédances d'entrée des deux voies R et T, respectivement $1M\Omega$ et 50Ω , le rapport T/R devient, moyennant quelques précautions, proportionnel à la capacité c_{RSS} .

En reprenant le schéma de l'I.G.B.T. (Figure IV-1) démunie de la source de courant (composant bloqué) et de ses inductances (fréquence faible), on obtient le schéma équivalent applicable à cette mesure (Figure IV-13).

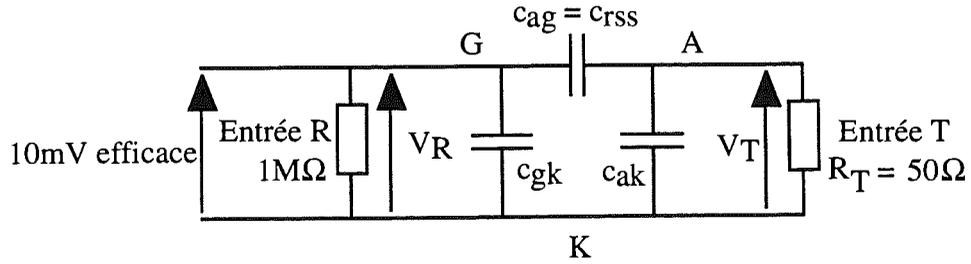


Figure IV-13 : Schéma équivalent pour la mesure de $c_{r_{ss}}$.

On montre facilement que si $R_T \ll (z_{ak} // z_{ag})$, le courant passant dans R_T est identique à celui traversant c_{ag} si bien que :

$$c_{r_{ss}} = c_{ag} = \frac{1}{R_T \cdot \omega} \cdot \frac{V_T}{V_R}$$

Bien entendu, $C_{pol\ 2}$ doit présenter une impédance $\ll (z_{ak} // z_{ag})$

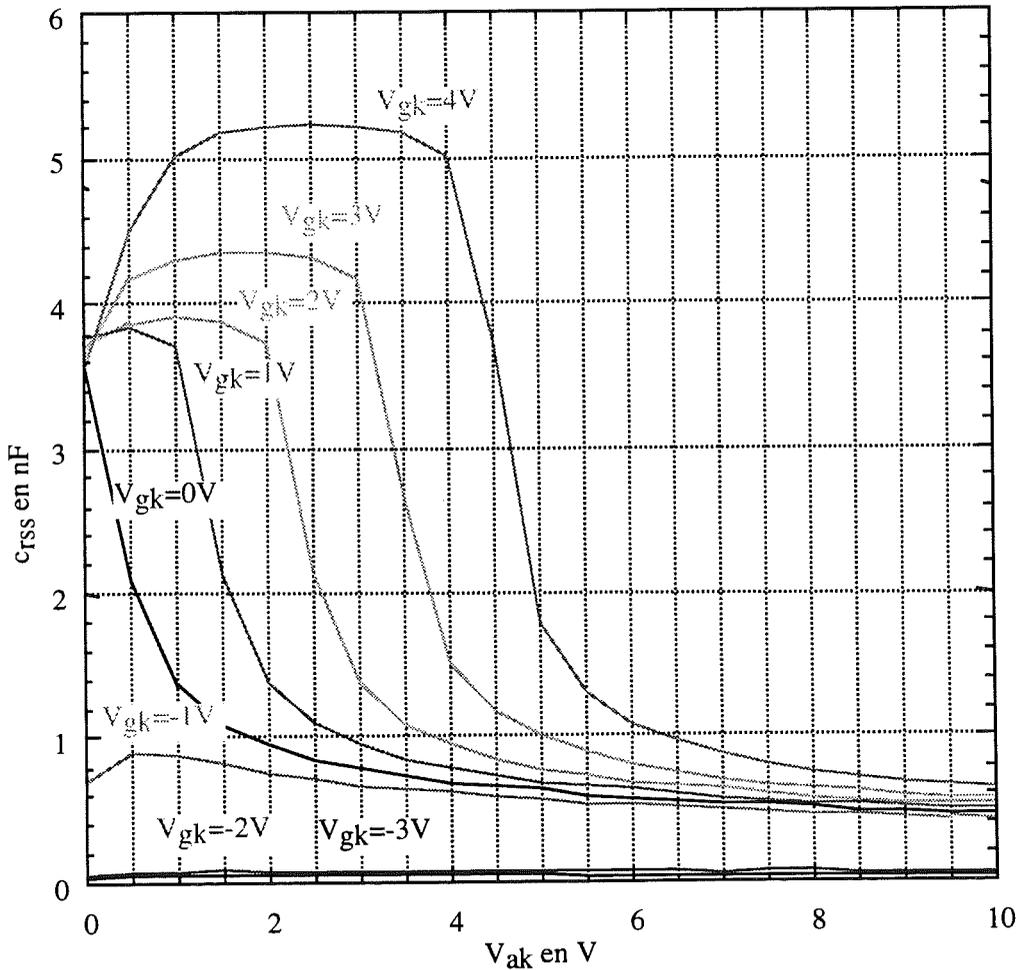


Figure IV-14 : Capacité $c_{r_{ss}}$ en fonction de V_{ak} pour différentes valeurs de V_{gk} .

Les capacités c_{gk} , c_{ag} et c_{ak} (Figure IV-1) dépendent également de V_{gk} et V_{ak} . Elles se déduisent directement des trois mesures déjà réalisées :

$$c_{gk} = c_{iss} - c_{rss}$$

$$c_{ga} = c_{rss}$$

$$c_{ak} = c_{oss} - c_{rss}$$

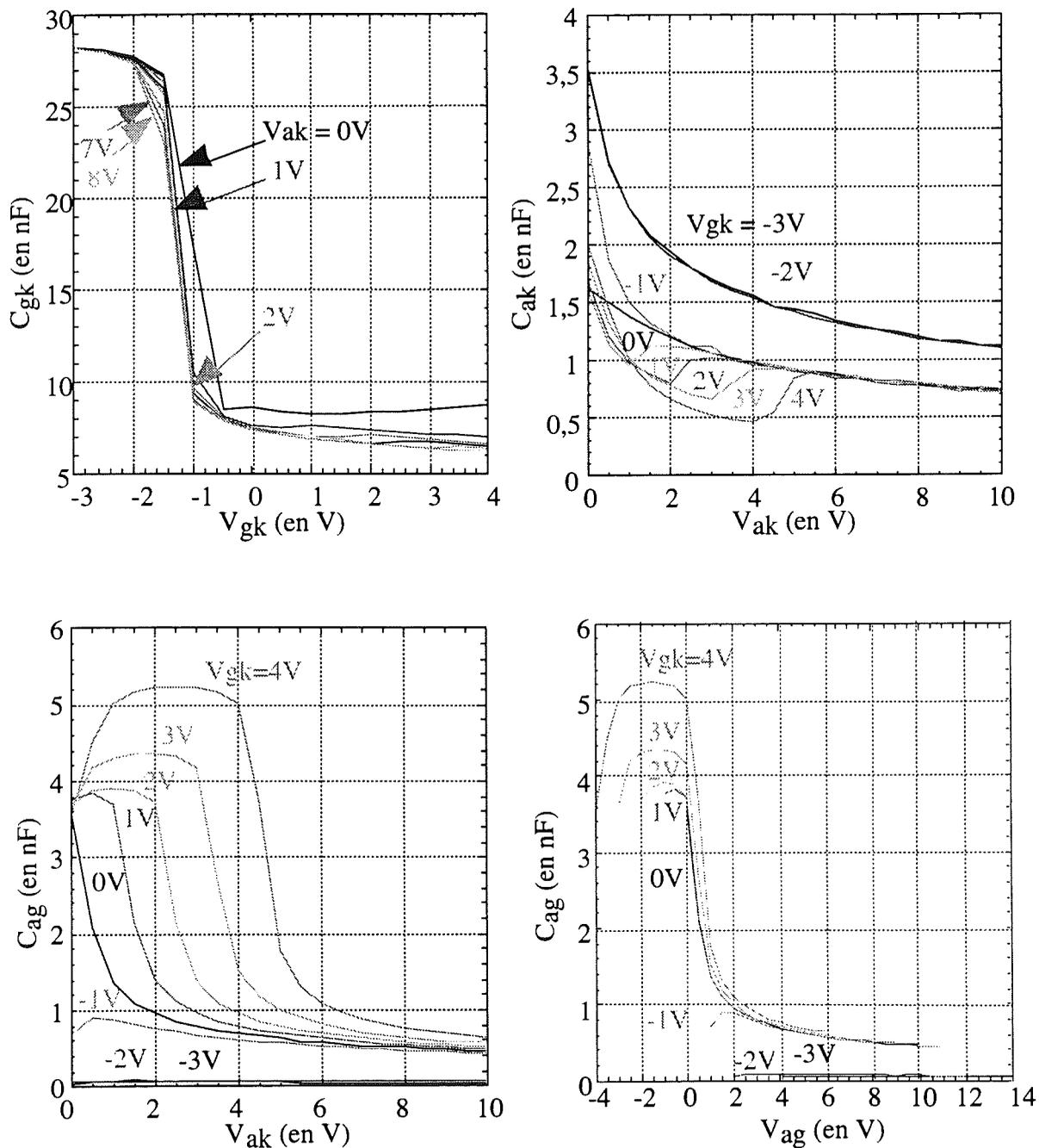


Figure IV-15 : Capacités c_{gk} , c_{ag} et c_{ak} de l'I.G.B.T..

On vérifie que chacune de ces capacités n'est pas seulement fonction de la tension à ses bornes mais bien des deux tensions V_{gk} et V_{ak} . On note, par exemple, que c_{ak} passe de 500pF à 1,7nF lorsque, V_{ak} étant égal à 3V, V_{gk} varie entre -3 et +4V.

Les mesures précédentes (Figures IV-9, IV-11 et IV-14) montrent clairement que ces capacités varient suivant le point de repos choisi. Le système est donc non linéaire. Elles montrent surtout que ces capacités dépendent chacune fortement de deux potentiels et pas seulement de la tension appliquée à leur bornes. Ceci va bousculer un peu des habitudes bien établies ...

De ces résultats il ressort que les algorithmes de simulation doivent prendre en compte les variations des capacités en fonction des deux tensions (commande et puissance).

V - DÉTERMINATION DES INDUCTANCES DE CONNEXION.

Sur le modèle présenté figure IV-1 trois inductances apparaissent : l_a pour la connexion d'anode, l_k pour celle de cathode et l_g pour celle de grille. Puisqu'une électrode supplémentaire de cathode est disponible pour la commande, une inductance doit être ajoutée à ce schéma (Figures IV-16).

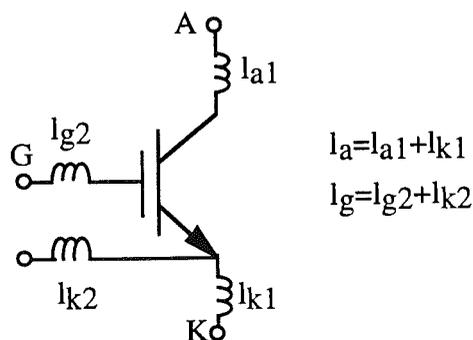


Figure IV-16 : Inductances de connexion du boîtier.

Deux de ces inductances, l_{k1} et l_{k2} , ont déjà été évaluées (chapitre 2, § III-1-1) : nous avons trouvé 19nH pour l_{k1} et 43nH pour l_{k2} .

Pour mesurer l_{a1} , nous procédons à la mesure de l'inductance totale du circuit de puissance ($l_{a1} + l_{k1}$), directement accessible lorsque le composant est saturé. Nous trouvons 30nH, ce qui conduit à adopter, pour l_{a1} , la valeur de 11nH.

Notons que ces inductances sont fixées par les dimensions des connexions dans le boîtier et qu'elles ne sont pas identiques pour toutes les électrodes de puissance. Sur le second I.G.B.T. du même module, nous avons mesuré 40nH pour l'inductance totale du circuit de puissance.

L'inductance $l_g = l_{g2} + l_{k2}$ est directement observable en mesurant l'impédance d'entrée pour des fréquences supérieures ou égales à la fréquence de résonance série qui, dans le cas de cet I.G.B.T. se situe aux alentours de 5MHz.

VI - MODELISATION DE LA CELLULE DE COMMUTATION.

La cellule de commutation utilisée lors des essais est du type "hacheur série" (Figure IV-17). Différents éléments de cette cellule vont devoir être identifiés : la diode D, l'inductance L ainsi que l'inductance et la résistance de la maille de puissance.

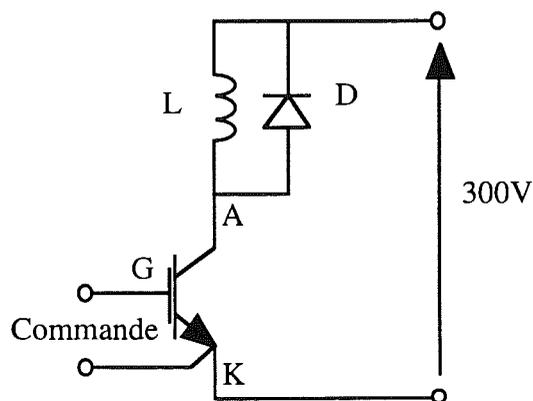


Figure IV-17 : Cellule de commutation.

1 - La diode D.

La diode est modélisée dans son état passant par sa caractéristique statique $I(V)$. A l'état bloqué, elle est considérée comme une capacité dont la valeur varie en fonction de la tension à ses bornes. La diode utilisée ici étant la diode interne du module I.G.B.T., cette capacité n'est autre que C_{OSS} pour $V_{gk} = 0$ (Figure I-6 Chapitre 1). Cette grandeur a déjà été mesurée (§ IV) lors de l'identification des capacités de l'I.G.B.T.. Le courant de recouvrement de la diode est relevé, sur les mesures effectuées lors de la commutation, à l'instant où l'I.G.B.T. se met en conduction (Figure IV-18) soit à $0,5\mu s$ du début de l'acquisition. Cet instant peut être connu avec précision en corrigeant l'effet inductif que présente la tension V_{ak} et en regardant quand cette tension s'effondre.

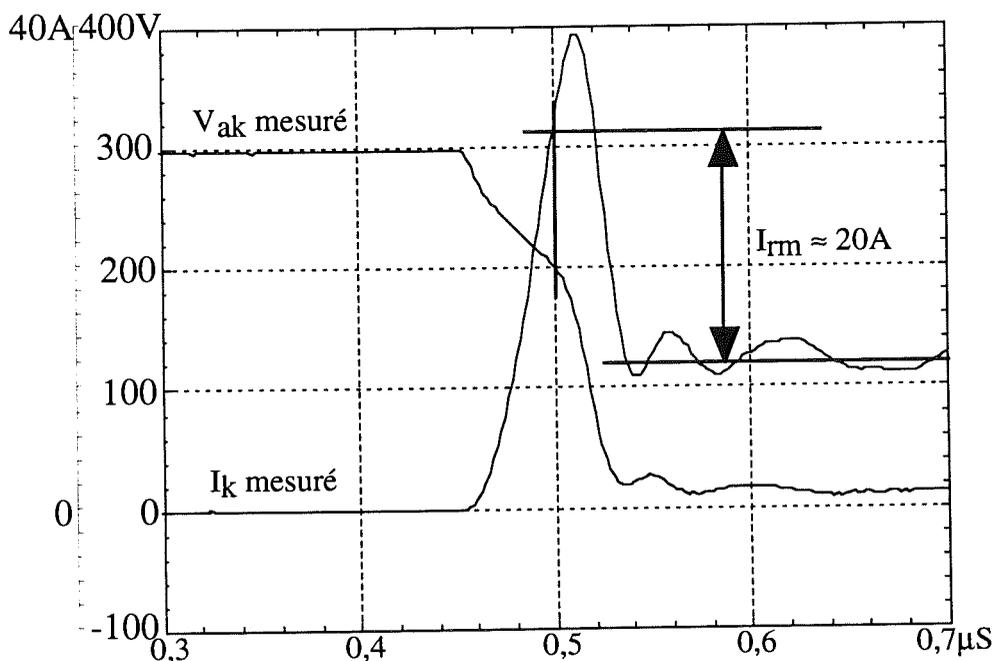


Figure IV-18 : Détermination du courant de recouvrement de la diode I_{rm} .

2 - L'inductance L.

La valeur de cette inductance $3mH$ ainsi que sa résistance $36m\Omega$ série ont été mesurées à l'aide du pont HP4194A. Cette modélisation, ne faisant pas appel à une résistance parallèle, est mauvaise

si l'on désire étudier le courant dans l'inductance mais est suffisante pour l'étude des courants dans l'I.G.B.T..

3 - Inductance et résistance de la maille de puissance.

L'évaluation de ces deux paramètres est difficile. Ils dépendent de la disposition géométrique du circuit de puissance autant que des composants qui le composent. Pour déterminer la résistance série (R_{puis}) et l'inductance série (L_{puis}) de la maille de puissance, nous ôtons du circuit les composants actifs ainsi que l'inductance L et court circuitons le condensateur C_p (Figure IV-19). Une mesure d'impédance est ensuite effectuée entre les points A et D du circuit à l'aide du pont HP4194A. Cette mesure donne pour R_{puis} $34\text{m}\Omega$ et pour L_{puis} 60nH . A l'inductance de maille il faut ajouter celle de la diode 40nH , cette inductance est mesurée de la même façon que celles de l'I.G.B.T., soit environ 100nH pour la maille de puissance.

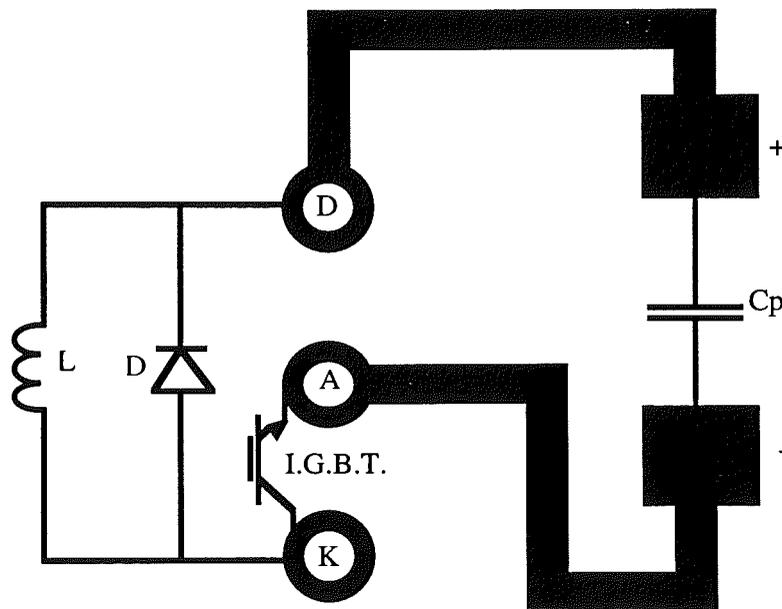


Figure IV-19 : Maille de puissance et disposition des composants.

VII - MODELISATION DE LA COMMANDE.

La commande est modélisée par un générateur dont la tension de sortie est égale à celle relevée sur le dispositif en fonctionnement ce qui évite d'avoir à mesurer son impédance interne. Ce générateur est en série avec une résistance de grille R_g de $11,5\Omega$ et une inductance de maille L_{com} de $114nH$. Ces valeurs ont été mesurées à l'aide du pont HP4194A à partir des points G et E (figure IV-20), les sources de tension $+15V$ et $-15V$ étant reliées à la masse. Les deux transistors bloqués se comportent comme deux capacités en parallèle et, en identifiant l'impédance mesurée à un circuit RLC série, on accède à R_g et L_{com} .

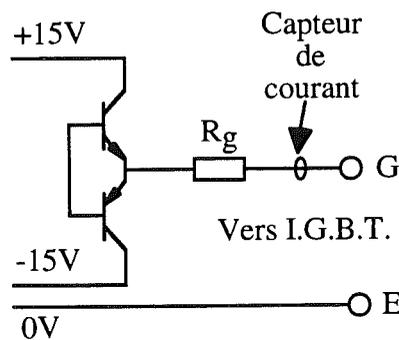


Figure IV-20 : Circuit de commande.

VIII - SIMULATION DE LA CELLULE DE COMMUTATION.

1 - Schéma électrique de l'ensemble à simuler.

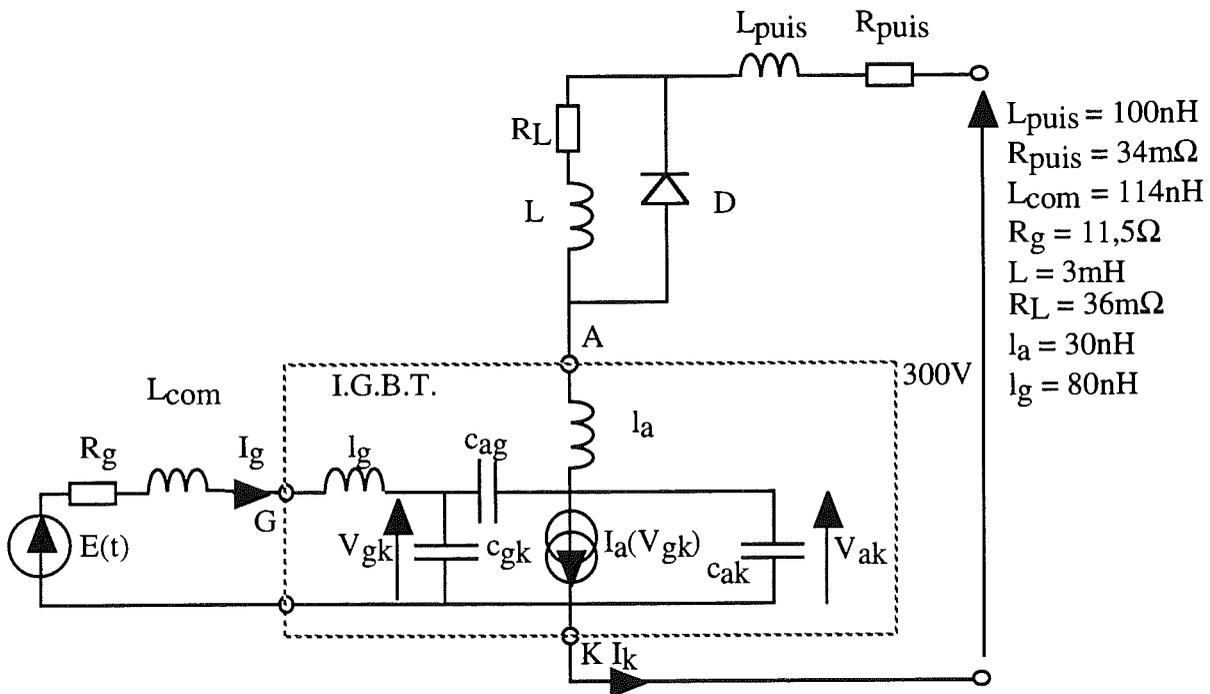


Figure IV-21 : Schéma électrique de l'I.G.B.T. dans son environnement.

2 - Différentes phases de fonctionnement du modèle.

Comme il apparaît figure IV-22, on peut distinguer quatre phases de fonctionnement de l'I.G.B.T.. Durant chacune de ces phases, le fonctionnement admet une explication simple et des simplifications du circuit équivalent sont possibles. Examinons les une à une.

- Phase 1 (Ph1). La tension V_{gk} croît jusqu'à V_{th} . L'I.G.B.T. reste bloqué durant toute cette phase. Il ne se passe rien du côté de la puissance. La source de tension E charge, à travers la résistance R_g et l'inductance $L_{com}+l_g$, les deux capacités c_{gk} et c_{ag} .

- Phase 2 (Ph2). Le courant d'anode de l'I.G.B.T. croît et atteint une valeur égale au courant de recouvrement plus le courant de charge de 12A. La variation de la tension V_{ak} est uniquement due au courant traversant les inductances de la maille. Durant cette phase, la tension de grille continue de croître en fonction du courant I_a . Notons que la dérivé de I_a est liée à la dérivé de V_{gk} puisque $I_a = 0,23(V_{gk} - V_{th})^4$. Cette dérivée dépend du courant de grille I_g et donc de la résistance R_g , de l'inductance L_{com} et de la tension E . Deux autres composants interviennent durant cette phase. En effet le courant de grille continue à charger c_{gk} et c_{ag} en parallèle. Si c_{ag} varie peu durant cette phase où V_{ak} varie beaucoup, il n'en est pas de même pour c_{gk} (Figure IV-15). Cette variation est difficile à appréhender car il n'est pas possible de mesurer c_{gk} lorsque l'I.G.B.T. conduit. Seule l'extrapolation des courbes $c_{gk}(V_{gk}, V_{ak})$ permet de prendre en compte cette dépendance.

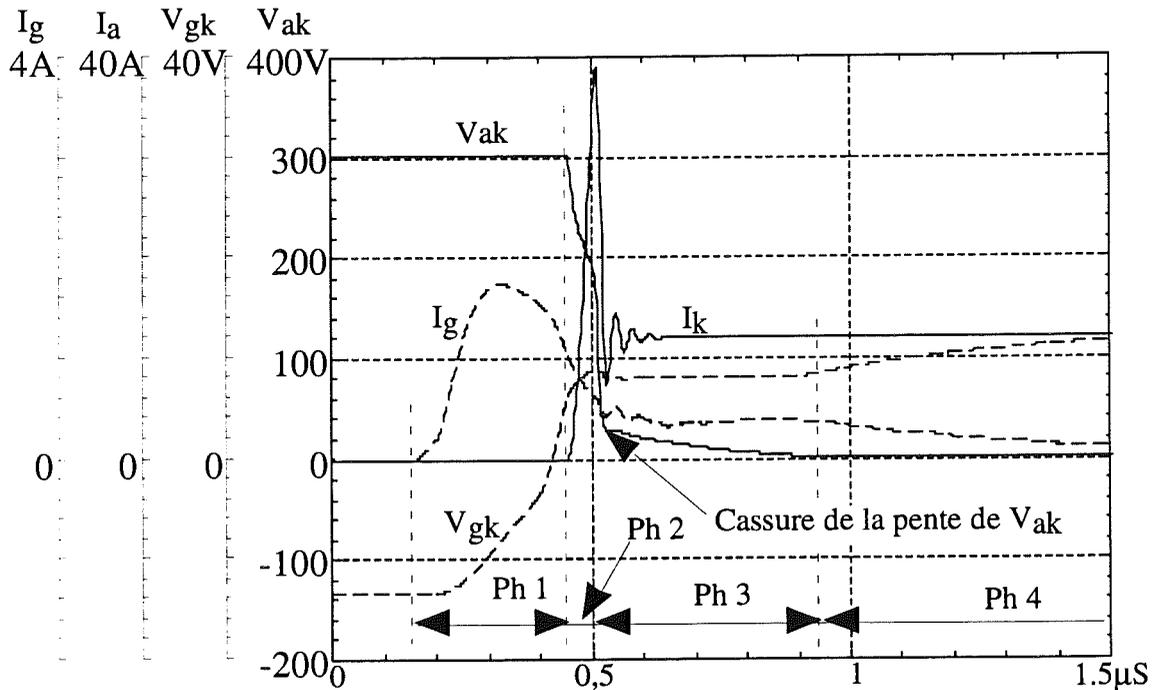


Figure IV-22 : Ensemble des signaux simulés. Les différentes phases de la commutation à la fermeture.

- Phase 3 (Ph3). Durant cette phase V_{gk} reste quasi constante de sorte que les capacités c_{ag} et c_{ak} se retrouvent en parallèle (du point de vue dynamique). La capacité c_{ak} va augmenter durant la décroissance de la tension V_{ak} , mais c'est c_{ag} qui présentera la plus forte variation, surtout en fin

de commutation, lorsque V_{ak} n'est plus qu'à quelques dizaines de volts. Cela se caractérise par une cassure de la pente de la tension V_{ak} .

- Phase 4 (Ph4). Saturation de l'I.G.B.T.. La tension V_{ak} est maintenant stabilisée à quelques volts. Sa variation est faible. Les capacités c_{gk} et c_{ag} se retrouvent en parallèle et continuent de se charger sous l'effet du courant de grille. Tout ceci se stabilise lorsque $V_{gk} = E$. La commutation est alors terminée.

3 - Comparaison des résultats de simulation et de mesure.

Dans un premier temps nous allons nous intéresser aux signaux de commande V_{gk} et I_g . Même si ceux-ci sont liés aux signaux de puissance, nous allons provisoirement faire abstraction de cette influence afin de rechercher les autres paramètres qui jouent fortement sur la forme de ces signaux.

Dans un second temps, nous nous intéresserons aux signaux de puissance dans le même but, c'est à dire rechercher les paramètres dominants et évaluer leur influence.

3-1 - Les signaux de commande.

Les signaux de commande vont être, dans un premier temps, fixés par l'inductance de la maille de commande, sa résistance, l'impédance interne du générateur, sa tension et l'impédance d'entrée de l'I.G.B.T.. Les deux premiers paramètres sont relativement simples à mesurer, en revanche, le générateur ne peut pas être assimilé à une source de tension si l'on veut aboutir à des conclusions précises concernant l'I.G.B.T.. Deux essais menés, l'un avec une tension carrée, l'autre avec une tension trapézoïdale ont montré l'insuffisance de cette approximation. Il faudrait, pour traduire le fonctionnement de l'ensemble commande et puissance, élaborer un modèle non linéaire de ce générateur. Afin d'éviter ceci, nous avons introduit dans le logiciel, la forme d'onde qui a été relevée pour $E(t)$, ce qui intègre l'incidence de l'impédance interne du générateur.

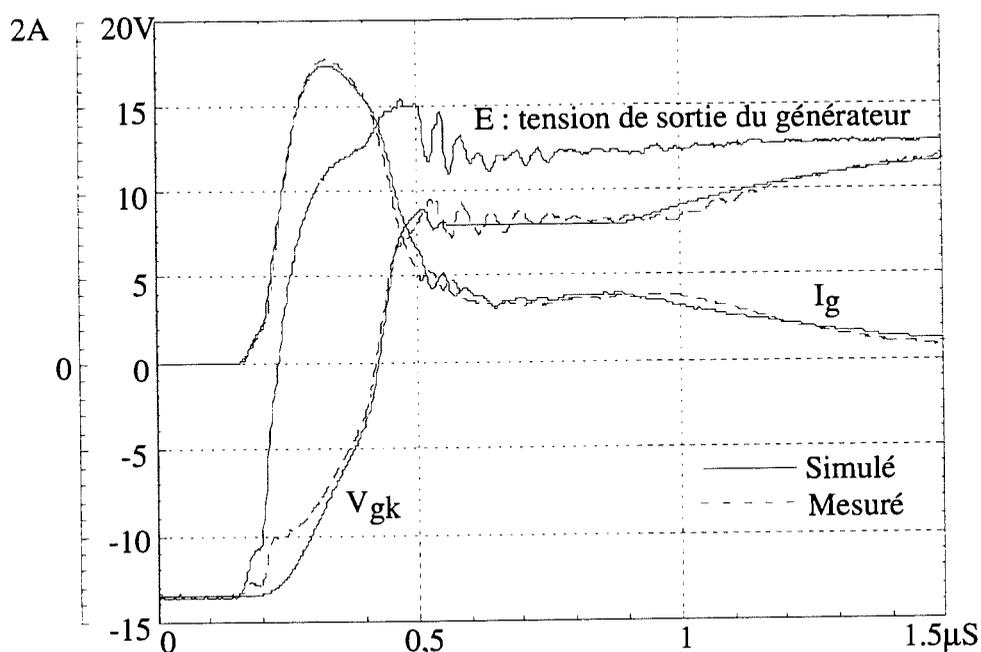


Figure IV-23 : Comparaison des signaux de commande simulée et mesurés.

Une autre évaluation difficile est celle de la capacité d'entrée en fonction des tensions V_{gk} et V_{ak} . Si la mesure de ces capacités pour $V_{gk} < V_{th}$ ne présente pas d'autres difficultés que celle énumérées plus tôt dans ce chapitre, il n'en est pas de même lorsque l'I.G.B.T. conduit. En fait, nos méthodes de mesure ne sont pas applicables dans ces conditions. Afin de contourner provisoirement cette difficulté, nous avons extrapolé les courbes mesurées en nous fiant à la seule mesure possible lorsque l'I.G.B.T. est passant : celle pour $V_{ak} = 0$. Les signaux de commande sont présentés figure IV-23. Si l'on omet un petit écart au pied de la monté de V_{gk} , on constate que I_g et V_{gk} sont correctement prévus par notre modèle.

3-2 - Les signaux de puissance.

Les difficultés rencontrées ici sont de même nature que pour la commande : jusqu'où doit-on raffiner le modèle d'un ensemble ? Plusieurs essais ont été tentés en vue d'améliorer la qualité de la simulation. L'inductance L_a , dans un premier temps, été considérée comme une source de courant parfaite. Ensuite, elle a été représentée par un dipôle LR série. Cette modification n'a eu aucun

effet sur la forme des signaux simulés, les constantes de temps de cette inductance étant grandes devant la durée des signaux de commutation.

Plusieurs points restent à approfondir pour améliorer ces résultats. Tout d'abord, il est nécessaire d'effectuer une modélisation complète de la diode afin d'évaluer correctement son courant de recouvrement. Ensuite, il faudrait modéliser plus finement la cellule de commutation afin de retranscrire correctement les oscillations apparaissant sur la tension et le courant en fin de commutation. La puissance maximale est de 6,8 kW en simulation contre 7,12 kW mesurés ce qui représente une erreur de 4 %. De même l'énergie de commutation simulée est de 280 μJ à $t = 1,2 \mu\text{s}$ alors qu'elle est évaluée à 325 μJ par la mesure. L'erreur est ici de 14 %. L'énergie stockée dans l'inductance de boîtier, non prise en compte par la simulation, ne suffit pas pour expliquer cet écart.

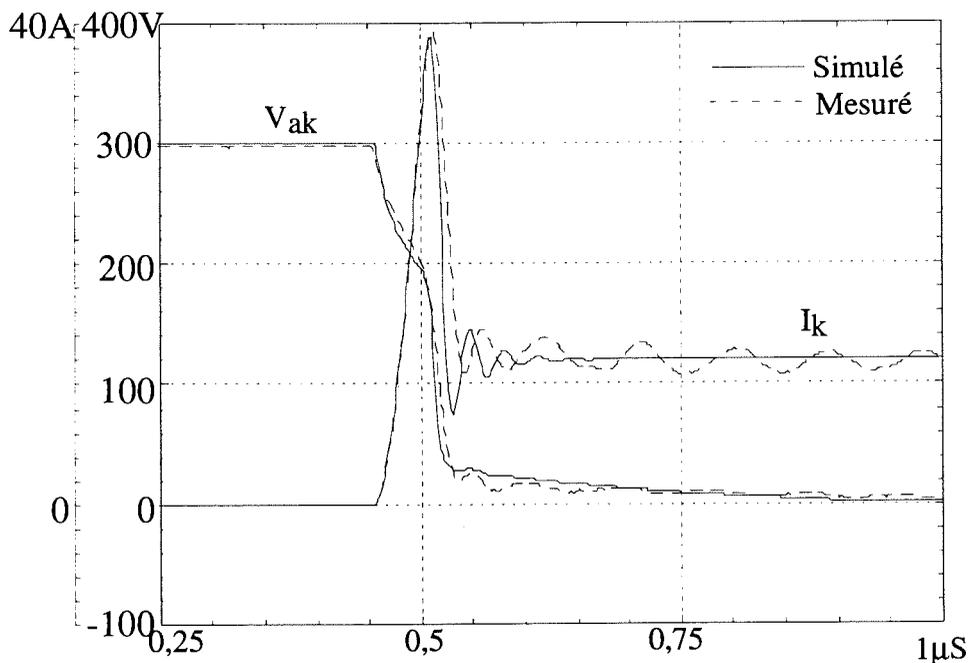


Figure IV-24 : Comparaison des signaux de puissance simulés et mesurés. La tension V_{ak} figurant ici n'inclue pas la tension engendrée par les inductances de boîtier (qui ont été ajoutées à l'inductance de maille).

4 - Conséquences des approximations concernant les capacités.

Fréquemment on utilise des modèles simplifiés où les capacités ne sont fonction que d'une tension. Cette tension peut être celle que voit chaque capacité à ses bornes ou uniquement la tension de puissance (V_{ak}). Nous allons, maintenant, évaluer l'influence de ces deux simplifications distinctes du modèle.

4-1 - Les capacités ne dépendent que de la tension à leurs bornes.

Nous avons choisi, pour caractériser les capacités, de fixer une tension à zéro lorsque nous faisons varier l'autre ainsi :

- c_{gk} est déterminée pour V_{gk} variant de -15 à +15 et $V_{ak} = 0$,
- c_{ag} pour V_{ak} variant de 0 à 300 V et $V_{gk} = 0$,
- c_{ak} pour V_{ak} variant de 0 à 300 V et $V_{gk} = 0$.

Le choix de fixer V_{ak} et V_{gk} à zéro n'est pas des plus judicieux mais c'est le plus fréquent parce que le plus simple à mettre en oeuvre. Il serait plus intéressant pour c_{ag} et c_{ak} de fixer cette tension proche de V_{th} puisque c'est dans cette zone que ce passe la commutation.

On peut constater figure IV-26a que les signaux de commande sont proches des signaux mesurés. Cependant la capacité d'entrée c_{gk} étant sur évaluée, la tension V_{gk} simulée présente une dérivée plus faible que le signal mesuré et atteint V_{th} environ 50 ns trop tard. C'est pourtant sur les signaux de puissance que cette sur évaluation à le plus d'influence. En effet, non seulement le déclenchement de la commutation est retardé de 100 ns environ, mais la montée de courant I_k , qui est liée à celle de V_{gk} , est ralentie par cette capacité trop importante. Le courant atteint sa valeur maximum 140 ns trop tard environ. D'autre part, la capacité c_{ag} est sous estimée et l'on observe plus de traînage de la tension en fin de commutation. La puissance maximale simulée est de 8,5 kW ce qui porte l'erreur relative à 19 %.

4-2 - Les capacités ne dépendent que de V_{ak} .

Toutes les capacités ne dépendent maintenant que de V_{ak} , V_{gk} est égal à zéro lors de leur détermination. C'est le cas des courbes c_{iss} , c_{oss} et c_{rss} fournies par les constructeurs. C'est aussi la modélisation la plus accessible car, précisément, tous les paramètres du modèle sont disponibles dans les documentations des constructeurs.

On peut constater figure IV-27a que la capacité d'entrée est très largement sous estimée. On peut s'en convaincre en regardant les courbes de c_{oss} (Figure IV-11) en prenant $V_{gk} = 0$. De ce fait la montée de V_{gk} se fait très rapidement et la commutation intervient très tôt (Figure IV-27b), environ 100 ns avant les mesures. La dérivée du courant I_k est aussi plus importante sous l'effet de cette faible capacité d'entrée. Par ailleurs, le traînage de la tension en fin de commutation a disparu car l'augmentation de c_{ag} n'est pas prise en compte. La puissance maximale simulée est de 5,3 kW dans ce cas et l'erreur relative est ici de -26 %.

	Les capacités dépendent de V_{ak} et de V_{gk}	Les capacités dépendent de la tension à leurs bornes	Les capacités ne dépendent que de la tension V_{ak}
Erreur sur la puissance maximale	4 %	19 %	-26 %
Erreur sur l'instant de commutation	-	50 ns	-100 ns

Figure IV-25 : Résultats obtenus avec les différentes modélisations des capacités. Erreurs sur la puissance maximale et sur l'instant de commutation.

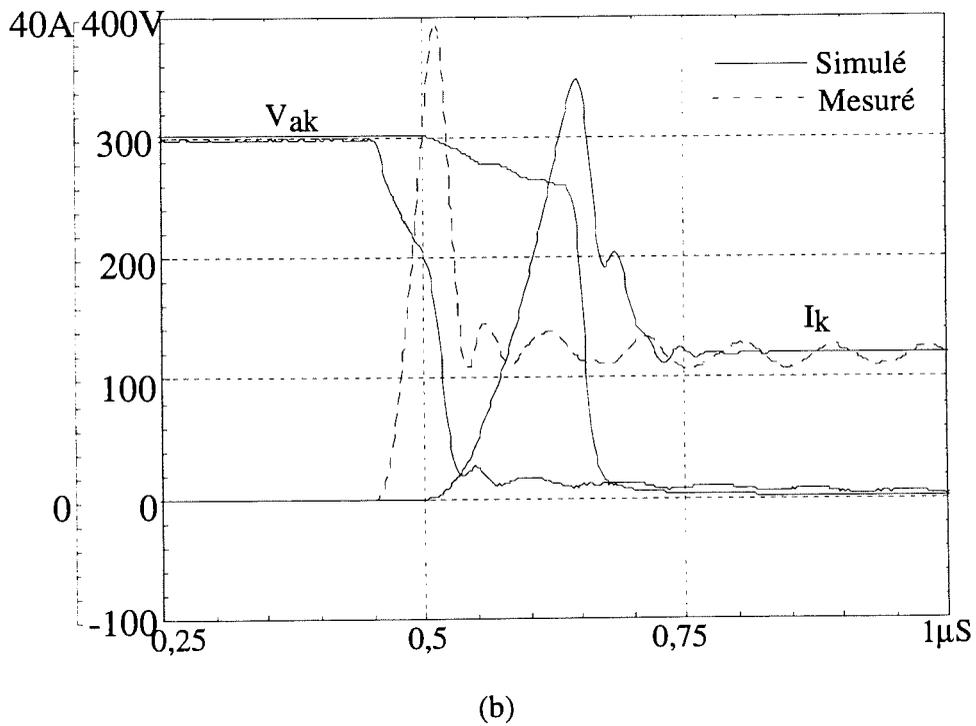
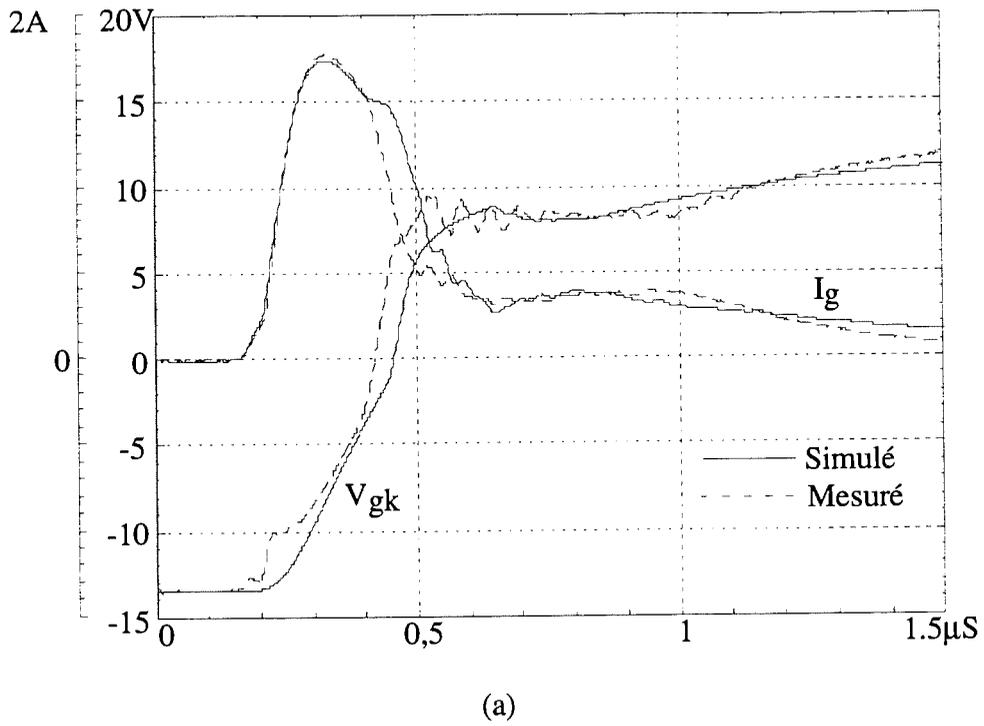


Figure IV-26 : Simulation de la commande et de la puissance. Les capacités ne dépendent que la tension à leurs bornes.

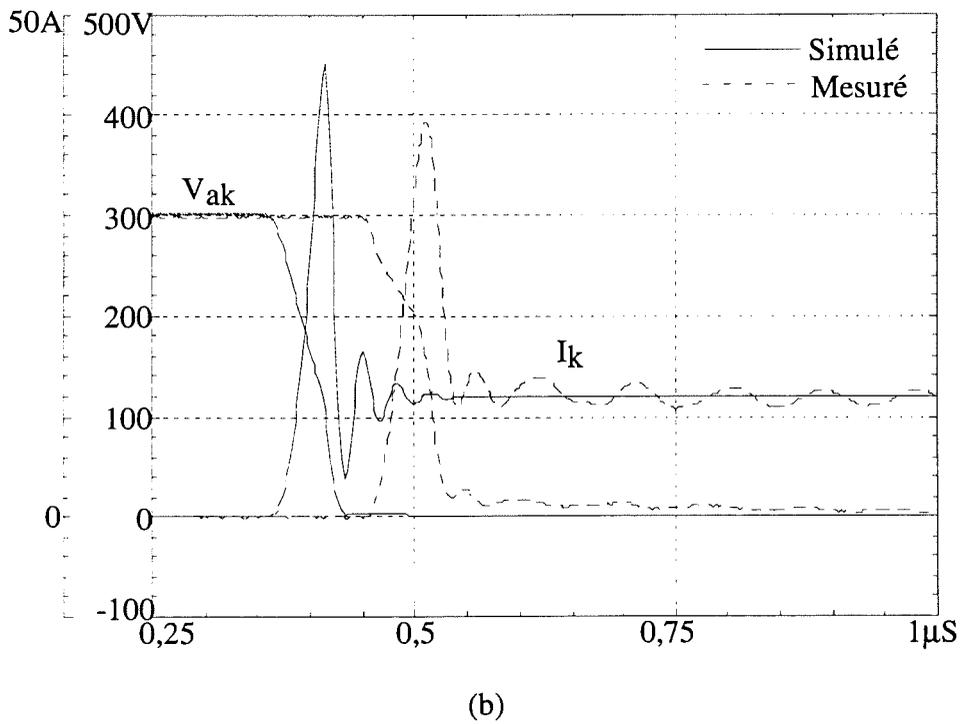
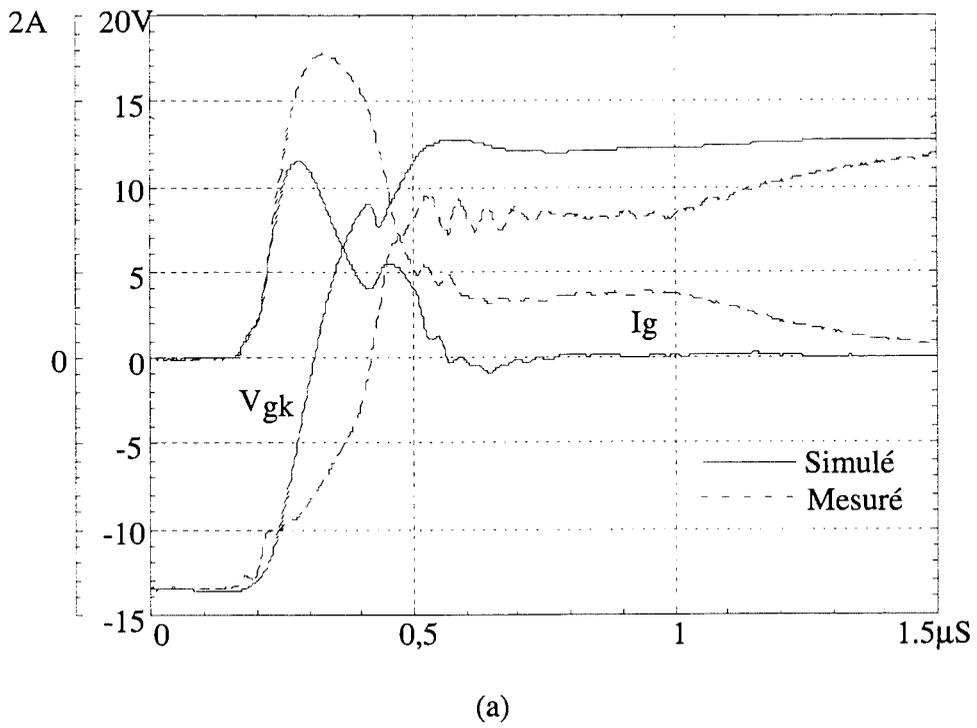


Figure IV-27 : Simulation de la commande et de la puissance. Les capacités ne dépendent que la tension V_{ak} .

IX - CONCLUSION.

La simulation du comportement d'un interrupteur dans son environnement est un objectif difficile à atteindre. En effet, la précision des résultats obtenus dépend non seulement du modèle adopté pour le composant étudié, mais aussi de la modélisation de l'ensemble des éléments qui entourent ce composant.

L'identification de l'I.G.B.T. à un modèle simple, ne faisant appel à aucune connaissance de la constitution interne du composant, exige, en contre partie, la détermination fine de ses paramètres caractéristiques. L'observation des résultats de simulation obtenus avec différentes hypothèses simplificatrices usuelles montre qu'il est difficile de négliger la dépendance des capacités vis à vis de deux potentiels. Faute d'en tenir compte, on observe des erreurs importantes sur la prédiction des contraintes imposées au composant (puissance maximale ou énergie de commutation) et on aboutirait probablement à une mauvaise estimation des perturbations générées par le montage (C.E.M.).

Des mesures soignées de tous les éléments intervenant dans la cellule de commutation ont été nécessaires pour obtenir les résultats présentés ici. Malgré tout, des améliorations restent possibles. On pourrait notamment rechercher une modélisation plus fine des inductances et résistances de mailles afin de retranscrire correctement les oscillations ainsi que leur amortissement.

CONCLUSION GENERALE.

Motivée par la diminution des volumes et facilité par le gain en rapidité des interrupteurs, l'augmentation des fréquences de travail des convertisseurs statiques a soulevé toutes sortes de problèmes lors de la conception des convertisseurs. De plus en plus, les concepteurs s'intéressent aux perturbations émises par les convertisseurs (C.E.M.), mais ils sont toujours attentifs au rendement, à l'encombrement et au poids des systèmes qu'ils conçoivent. D'autre part la conception fait de plus en plus appel à la simulation évitant ainsi, la réalisation coûteuse de trop nombreux prototypes.

Pour se fier à la simulation, il est nécessaire de disposer de modèles aptes à retranscrire finement le comportement des interrupteurs de puissance et de tous les autres éléments. L'établissement de ces modèles s'appuie sur l'étude physique ou sur l'observation du comportement des composants dans des situations proches de celles qu'ils vont ensuite rencontrer. Ces observations permettent d'établir, de valider ou de corriger les modèles. Au bout du compte c'est de la précision des observations que dépend la qualité des simulations.

En partant de mesures effectuées dans des conditions courantes de l'électronique de puissance et après avoir identifié les différentes sources d'imprécision, nous avons étudié l'influence de différentes spécificités de l'appareillage sur deux indicateurs : la puissance instantanée maximum et l'énergie de commutation. L'expérimentateur n'est pas souvent le concepteur des appareils de mesure. Les questions qu'il se pose, lorsqu'il doit choisir du matériel de mesure sont : quels sont les paramètres importants et quelle valeur minimum répondra à mon attente de précision ? A son intention, nous fournissons, dans les chapitres 1 et 2 des éléments permettant d'évaluer les besoins relatifs à la mesure d'une puissance.

L'approche adoptée est systématique : afin de découpler les effets des différentes causes d'imprécision nous les avons simulées, une à une, sur des signaux acquis, au préalable, avec les plus grandes précautions. Ainsi, nous avons pu discerner les problèmes liés aux capteurs : décalage temporel, bande passante et différentiel de bande passante, ou lors de la conduction :

utilisation d'un écrêteur, réponse des sondes de tension.

De cette étude nous pouvons tirer plusieurs conclusions.

L'évaluation de la puissance de commutation nécessite de soigneusement compenser les retards différentiels entre sondes dès lors que ce retard dépasse 8 % du temps de commutation. Certains oscilloscopes corrigent ce retard de façon automatique mais, lors de l'utilisation de sondes se caractérisant par des bandes passantes très différentes, la correction n'est pas satisfaisante (DSA602).

Pour mesurer un courant avec une large bande passante, il est préférable de connecter une sonde de faible calibre derrière un tore abaisseur de courant plutôt qu'une sonde de fort calibre. Nous avons montré que, pour des composants commutant en 80 ns, une bande passante de 50 MHz était juste acceptable.

L'étude de la tension de saturation dynamique nous a montré qu'il fallait être vigilants vis à vis des capteurs utilisés. En effet, une inconstance du gain de la sonde de tension aussi minime que 0,02 dB a induit une erreur de 37 % sur la mesure de V_{CEsat} . On voit à quel point il est important de tester chaque capteur utilisé.

Dans un deuxième temps (Chapitre 3), nous avons montré l'influence de la linéarité des oscilloscope sur des mesures aussi fines que celle du V_{CEsat} . L'étude des non linéarités intervenant lors de la conversion analogique numérique nous a permis d'en comprendre les origines et de proposer plusieurs techniques permettant leur correction. La possibilité d'une méthode de calibration-corrrection rapide pouvant intervenir juste avant les mesures a ainsi été présentée. Cette méthode, adaptable à tout type de convertisseur, permet de gagner plus de 4 bits de résolution.

Enfin, dans la dernière partie de ce mémoire (Chapitre 4) nous avons amorcé une étude sur la modélisation de l'I.G.B.T.. En dépit des difficultés rencontrées à cause principalement de son environnement, les résultats obtenus sont plutôt encourageants. Nous avons mis en évidence la dépendance des capacités internes vis à vis de deux potentiels et montré les conséquences de ce fait sur les simulations. Il apparaît que, si l'on veut utiliser ce modèle pour évaluer les contraintes

imposées à l'interrupteur (puissance maximale), son influence sur l'environnement (dI/dt) ou même tester sa sûreté de fonctionnement (temps entre commande et commutation), il est indispensable de caractériser complètement les capacités de l'I.G.B.T. en fonction des deux tensions indépendantes choisies.

Il serait intéressant de compléter la modélisation des éléments externes à l'I.G.B.T., inductances de maille, diode, sources ... afin de pouvoir tester ce modèle dans d'autres situations : modification de la résistance de grille ou de la tension de charge, et d'en tester la robustesse.

Ce travail montre que dans des domaines aussi variés que la métrologie ou l'étude des composants, l'observation permet de s'écarter des idées premières et de montrer des phénomènes jusqu'alors méconnus. On a ainsi pu étudier des comportements aussi fins que celui d'une sonde de tension ou voir les conséquences de la représentation des capacités d'un I.G.B.T. sur la simulation de son comportement.

BIBLIOGRAPHIE

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [CAK] **G. CAUFFET, J.P. KERADEC**
"Digital Oscilloscope Measurement in High Frequency Switching Power Electronics."
IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Dec. 92, vol.41, no.6, pp.
856-860.
- [CAU] **G. CAUFFET**
"Optimisation d'une Chaîne de Mesures Electriques pour l'Electronique de Puissance.
Analyse des Problèmes de Mesure, Caractérisation, Correction et Validation." Thèse
de l'I.N.P. de Grenoble, 3 Juillet. 1992.
- [CCH] **E.I. CARROLL, R.S. CHOKAWALI, R.J. HUARD**
"Accurate Measurement of Energy Loss en Power Semiconductors." PCIM'90, May
1990, pp 16-27.
- [CKE] **G. CAUFFET, J.P. KERADEC**
"Incidence of the Resolution and the Differential Non-Linearity of A/D Converter on
High Dynamic Measurement." IEEE-International Measurement and Technologie
Conference, IMTC'92, May 12-14, pp 295-298
- [CLK] **G. CAUFFET, Y. LEMBEYE, J.P. KERADEC**
"Numerical Correction of Low Frequency Response for Oscilloscopes Probes." Power
Conversion and Intelligent Motion, Nuremberg (G), 28-30 Avr. 92, Proc. Vol.
"Power Conversion", pp. 230-240.
- [CSL] **A. CLAUDIO SANCHEZ, D. LAFORE**
"Procédure d'Utilisation du Banc d'Essai des Composants I.G.B.T. en Commutation
Dure", Avril 1993

[FBP] **E. FARJAH, J.BARBAROUX, R. PERRET**

"Incertitude dans la Mesure de Courant : un Obstacle dans la Caractérisation des Composants en Electronique de Puissance." J. Phys. III France 3 (1993), pp 1509-1523.

[FRS] **E. FARJAH, J. ROUDET, J.L. SCHANEN**

"Etude Comportementale de la Commutation d'un Transistor M.O.S.F.E.T. de Puissance." J. Phys. III, France 4 (1994), pp 2531-2555.

[LCK] **Y. LEMBEYE, G. CAUFFET, J.P. KERADEC**

"Improvement in the Linearity of Fast Digital Oscilloscope Used in Averaging Mode." IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Dec. 92, vol41, no 6, pp 856-860.

[LEM] **Y. LEMBEYE**

"Amélioration de la Linéarité des Oscilloscopes Numériques Rapides Utilisés en Mode Moyennage." FIRELEC 94, 6-8 Avril, pp IX-56 IX-59.

[LKL] **Y. LEMBEYE, J.P. KERADEC, D. LAFORE**

"Measurement of Losses of Fast Power Switches. Impact of Typical Causes of Inaccuracy." EPE'95, Sevilla (SP), pp. 1.701-1.706.

[MAT] **MATRIXx**

"MATRIXx, Control Design Module", "System Build, Modeling and Simulation", Integrated Systems, Inc., 1991.

[MER] **F. MERIENNE**

"Influence de l'Interaction Puissance-Commande sur la Fonctionnement des Convertisseurs de Puissance : Simulation Fine - Recherche de Règles de Conception."
Thèse de l'I.N.P. de Grenoble, 8 Janvier 96.

[ROU] **J. ROUDET**

"Analyse et Comparaison de Divers Modes de Conversion DC-DC : Modes de Commutation et Sûreté de Fonctionnement Performances CEM." Thèse de l'I.N.P. de Grenoble, 22 Nov. 90.

[TE1] **TEKTRONIX**

"The ABC's of Probes." Application Note, AN 60W-6053-2, May 1990

[TE2] **TEKTRONIX**

"DSA601A & DSA602A Digitizing Signal Analysers." Programmer Manual, Part no 070-8182-00, Septembre 1992.

[TE3] **TEKTRONIX**

"DSA601A & DSA602A Digitizing Signal Analysers." User Manual, Part no 070-8181-00, Décembre 1992.

[TE4] **TEKTRONIX**

"P6134C 10X Passive Probe." Instruction Sheet No 070-7676-00, Product Group 63.

[TE5] **TEKTRONIX**

"11A16 Two Channel Current Amplifier." Instructions Manual, Part no 070-7763-00, Product Group 47.

[TE6] **TEKTRONIX**

"A6302 Current Probe." Instruction Manual, Part no 070-3905-01, Product Group 60.

[TE7] **TEKTRONIX**

"P6022 Current Probe and Termination." Instruction Manual, Part no 070-0948-00,
Product Group 60, janvier 1989

[TE8] **TEKTRONIX**

"2430 Digital Oscilloscope Operators" Operator Manual, Part no 070-4918-00,
Product Group 60, Octobre 1985.

[TEK] **TEKTRONIX**

"Effective Bits Testing Evaluate Dynamic Performance of Digitizing Instruments."
Application Instruction Brief 45W-7527, 89.

Résumé : Métrologie de la Commutation de Puissance Rapide. Contribution à la Caractérisation et à la Recherche de Modèle d'I.G.B.T..

Aujourd'hui l'outil le plus utilisé par les spécialistes d'électronique de puissance est l'oscilloscope numérique. Tant que ces appareils sont utilisés pour vérifier le fonctionnement de circuits, leur précision est, généralement, suffisante. En revanche lorsqu'ils sont utilisés pour caractériser des interrupteurs de puissance, la précision nécessaire ne peut pas être atteinte directement. Les modes opératoires doivent être optimisés et les mesures doivent être corrigées pour obtenir une précision satisfaisante. La mise en place de ces corrections demande du temps et nécessite, souvent, l'utilisation d'un ordinateur. Il est bon, avant de les développer, de s'assurer de leur opportunité.

Une première partie de ce travail est consacrée à l'étude des causes d'erreurs et à leur influence sur les résultats de mesure. Nous partons de mesures effectuées, avec les plus grands soins, sur un I.G.B.T. et nous simulons, une à une, les sources d'erreur. Cette étude permet de tirer des critères de choix de matériel de mesure et de juger de la nécessité de certaines corrections.

Dans une deuxième partie, nous nous intéressons à la modélisation de l'I.G.B.T. et, plus généralement, des quadripôles électrostatiques non-linéaires. Par comparaison avec les mesures effectuées sur l'I.G.B.T. nous montrons l'influence de la modélisation des capacités non-linéaires de l'I.G.B.T. sur les résultats de simulation.

Digest : Metrology of Fast Power Switching. Contribution to Characterisation and Research of an I.G.B.T. Model.

Today, the main tool used by specialists in power electronics is the digital oscilloscope. As long as it is used to verify correctness of circuits working, its initial accuracy, generally, meets the needs. However, when fast power electronic switch characterization is at stake, required accuracy can't be directly reached. Operating modes must be optimized and corrections must be brought to measurement. Implementation of these corrections requires computer help and spends time. Before their development, it is good to be sure of their necessity.

The aim of the first part of this work is to study causes of inaccuracy and their influence on measurement results. To do this, we take measurements with a maximum of care on an I.G.B.T. and we simulate, one by one, causes of errors. This study allows to determine some references mark up to choice equipment or to judge the necessity of corrections.

In a second part, we study the I.G.B.T. modelling and, more generally, non-linear electrostatic four pole modelling. By comparing measurements done on the I.G.B.T. with the results of simulation, we show influence of non-linear capacities of the I.G.B.T. on simulation.

Mots clés :

Electronique de Puissance

Mesure

IGBT

Quadripôles Capacitifs

Puissance Instantanée

Conversion Analogique Numérique

Modélisation

Capacités Non-Linéaires