



Optimisation d'une chaîne de mesures électriques pour l'électronique de puissance. Analyse des problèmes de mesure, Caractérisation, Correction et Validation.

Gilles Cauffet

► To cite this version:

Gilles Cauffet. Optimisation d'une chaîne de mesures électriques pour l'électronique de puissance. Analyse des problèmes de mesure, Caractérisation, Correction et Validation.. Autre. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1992. Français. NNT : . tel-00134137

HAL Id: tel-00134137

<https://theses.hal.science/tel-00134137>

Submitted on 28 Feb 2007

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

Gilles CAUFFET

pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 23 novembre 1988)

(Spécialité : Génie Electrique)

* * * * *

OPTIMISATION D'UNE CHAINE DE MESURES ELECTRIQUES

POUR L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.

ANALYSE DES PROBLEMES DE MESURE, CARACTERISATION,

CORRECTION & VALIDATION.

* * * * *

Date de soutenance : 3 juillet 1992

Composition du jury :

Monsieur	Jacques	PERARD	Président
Messieurs	Pierre	MERLE	Rapporteur
	François	FOREST	Rapporteur
	Patrick	BASTIANI	Examineur
	Jean-Pierre	KERADEC	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (L.E.G.)

à corinne,
à mes parents.

REMERCIEMENTS.

Je tiens à adresser ici mes remerciements à :

Monsieur Jacques PERARD, Professeur à l'Institut Universitaire de Technologie de Génie Electrique de Grenoble (IUT GE1) pour être à l'origine de ce thème d'étude et qui m'a fait l'honneur de présider ce Jury.

Monsieur Pierre MERLE, Professeur à l'Université de Montpellier au Laboratoire d'Electrotechnique qui a accepté d'honorer le Jury de sa présence en tant que Rapporteur de ce travail.

Monsieur François FOREST, Maître de Conférences au Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique (LESIR) de l'Ecole Nationale Supérieure de Cachan, qui a bien voulu participer au Jury en qualité de Rapporteur, qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance.

Monsieur Patrick BASTIANI, Ingénieur d'Applications au Département Tests et Mesures de TEKTRONIX, pour l'intérêt et les conseil qu'il a apportés à ce travail.

Monsieur Jean Pierre KERADEC, Maître de Conférences à l'IUT de GE1 de Grenoble pour ses nombreux conseils et son encadrement tout au long de la thèse.

Je tiens également à remercier particulièrement :

Monsieur Robert PERRET, Professeur à l'ENSIEG, pour l'accueil chaleureux au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) ainsi que, pour son esprit critique vis à vis de ces travaux en tant que Responsable de l'équipe Electronique de Puissance.

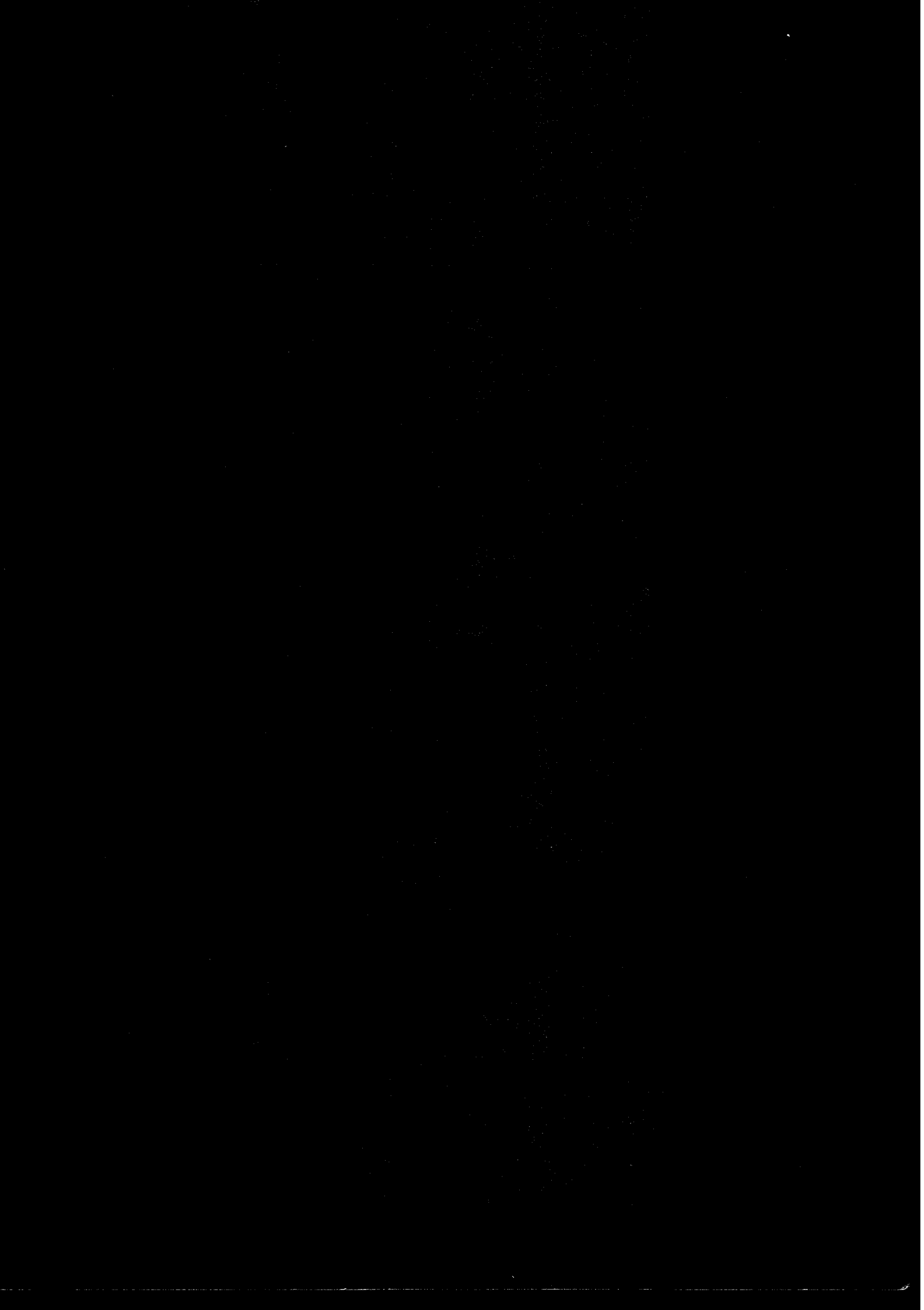
Yves LEMBEYE avec qui j'ai pu partagé peine, labeur et détente sur le développement informatique de la chaîne de mesure.

Madame Josianne EVEN pour en avoir assuré la première frappe ainsi que toutes les personnes qui ont contribué par leurs conseils et leurs remarques à la rédaction de cette thèse.

Mes remerciements aussi aux équipes de Volley-Ball et de Foot-Ball avec qui j'ai pu échanger d'agréables moments au fil des défaites et des victoires.

Ainsi que toutes les personnes qui m'ont de près ou de loin, apporté leur concours, leurs soutient, et au delà leur amitié durant ces trois années; qu'elles soient assurées de ma profonde reconnaissance.





Sommaire

Introduction générale	p 7
 Chapitre I : DEFINITION DE LA CHAINE DE MESURES ELECTRIQUES	
INTRODUCTION	p 12
I. OBJECTIFS	p 12
II. PERFORMANCES DE L'OSCILLOSCOPE	p 14
2.1 Bande passante.	p 14
2.2 Fréquence d'échantillonnage.	p 16
2.3 Profondeur mémoire.	p 17
2.4 Résolution.	p 17
III. TRAITEMENTS DU SIGNAL	p 18
3.1 Les traitements indispensables.	p 18
3.2 Le moyennage.	p 18
3.3 L'échantillonnage en temps équivalent.	p 18
3.4 Durée de l'acquisition.	p 18
IV. CHAINE DE MESURE : MATERIEL ET LOGICIEL	p 20
4.1 Composition de la chaîne de mesure.	p 20
4.2 Présentation sommaire des logiciels "MESURE" et "EXPLOIT".	p 21
V. RECENSEMENT DES SOURCES D'ERREURS.	p 22
5.1 Bruits aléatoires.	p 22
5.2 Bruits synchrones.	p 25
5.3 Résolution temporelle.	p 26
5.4 Résolution verticale.	p 28
5.5 Synchronisme des mesures de courant et de tension.	p 29
5.5.1 Temps de propagation des sondes.	p 29

5.5.2	Caractérisation du retard différentiel.	p 29
5.5.3	Influence du retard différentiel sur les mesures de puissance.	p 30
5.6	Boucle de la sonde de tension.	p 32
5.6.1	Inductance série.	p 32
5.6.2	Source de tensions parasites.	p 33
5.7	Inductance série du composant.	p 33
VI.	CHRONOLOGIE ADOPTÉE POUR UNE MESURE - LOGICIEL "MESURE"	p 35
6.1	Présentation de ce logiciel. But.	p 35
6.2	Chronologie adoptée pour une mesure.	p 35
6.3	Problème de transmission entre l'oscilloscope et l'ordinateur.	p 38
VII.	EXPLOITATION DES MESURES - LOGICIEL "EXPLOIT"	p 39
7.1	Présentation de ce logiciel - But.	p 39
7.2	Définition des fonctionnalités.	p 39
7.3	Intérêt du tracé moyen.	p 49
7.4	Inductance série du composant.	p 50
VIII.	CONCLUSION	p 52
 Chapitre II : ERREURS INTRODUITES PAR LA NUMERISATION D'UN SIGNAL ANALOGIQUE		
I.	INTRODUCTION.	p 54
II.	INCIDENCE SUR LES MESURES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.	p 55
2.1	Tension de saturation et temps de récupération de l'oscilloscope.	p 55
2.2	Mesure de $V_{CE\text{ sat}}$: Choix de la sensibilité.	p 57
2.3	Signal test : triangle de faible amplitude.	p 57
III.	NUMERISATION PAR UN CONVERTISSEUR IDEAL.	p 59
3.1	L'erreur d'arrondi : présentation déterministe.	p 59
3.2	Influence du bruit d'entrée : formulation aléatoire.	p 61
3.3	Variation de l'erreur d'arrondi en fonction du bruit d'entrée.	p 61

3.4	Le bruit d'entrée vu comme un opérateur de filtrage.	p 63
3.5	Variation du bruit de sortie en fonction du bruit d'entrée.	p 67
3.6	Acquisition en mode moyennage : choix du nombre optimum d'itérations.	p 69
3.7	Incidence du bruit d'entrée sur les saturations du convertisseur.	p 70
3.8	Augmentation de la résolution du convertisseur.	p 71
IV.	CARACTERISATION DU CONVERTISSEUR ET DU BRUIT	p 74
4.1	Introduction.	p 74
4.2	Moyens expérimentaux.	p 74
4.3	Caractérisation du CAN et du bruit d'entrée.	p 75
4.3.1	Recherche des seuils du CAN.	p 75
4.3.2	Caractérisation du bruit d'entrée.	p 76
4.4	Déformation des signaux de faible amplitude.	p 78
4.4.1	Comparaison du signal de test simulé et mesuré.	p 78
4.4.2	Incidence du réglage de la base de temps.	p 82
4.5	Conséquence sur des signaux de grande amplitude.	p 83
4.5.1	Elimination des erreurs linéaires (gain et décalage de tension).	p 83
4.5.2	Séparation des dérives non-linéaires.	p 85
V.	CORRECTION DES NON-LINEARITES ET VALIDATION	p 86
5.1	Table de correction.	p 86
5.2	Augmentation de la résolution du CAN.	p 88
5.3	Comparaison des deux méthodes de correction.	p 89
VI.	CONCLUSION	p 91

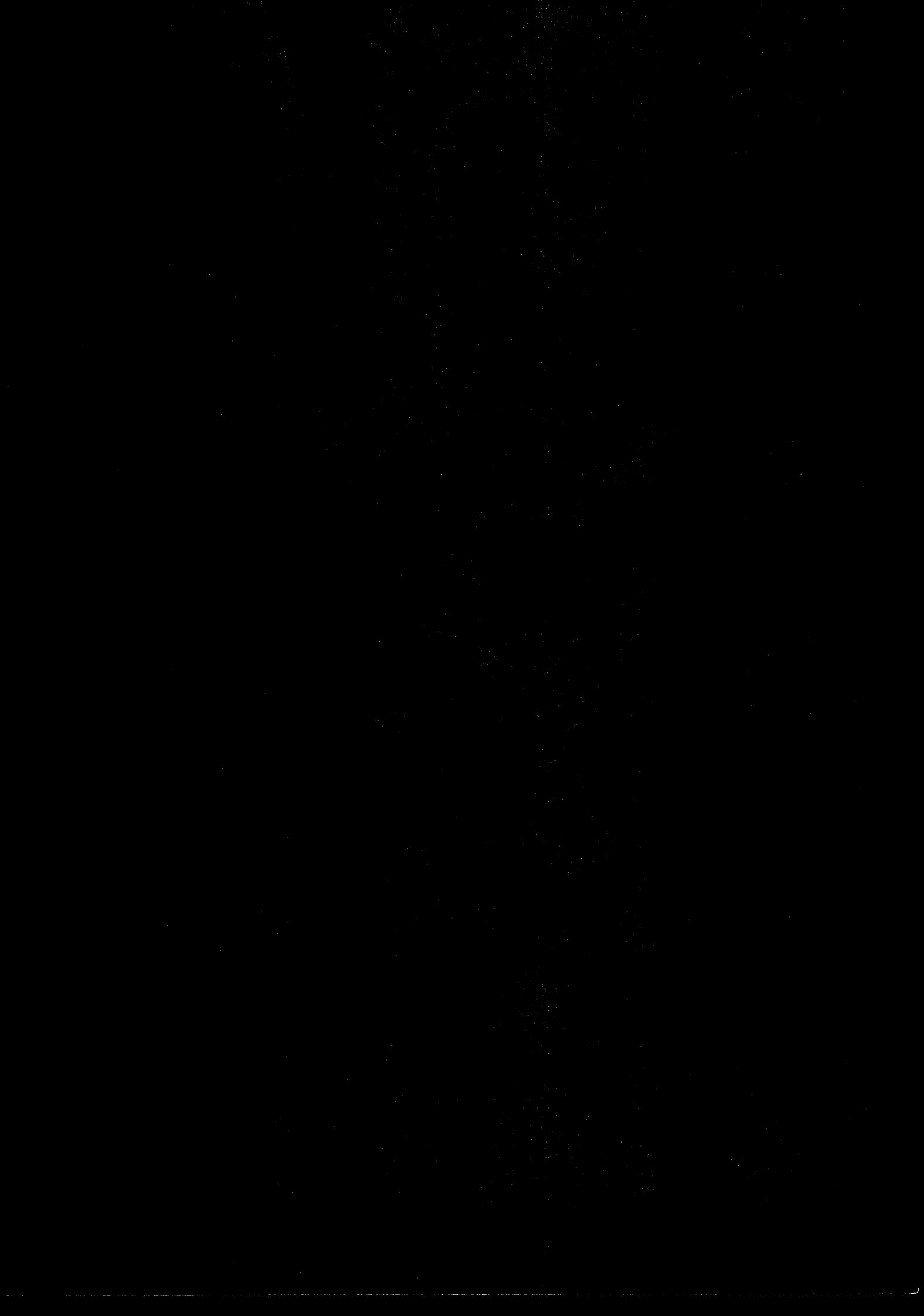
Chapitre III : REPONSE BASSE FREQUENCE DES SONDES D'OSCILLOSCOPE

es de p

INTRODUCTION	p 94
I. INCIDENCE DE LA REPONSE BF DES SONDAS SUR LES MESURES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	p 95
1.1. Sonde de courant passive - Transformateur de courant.	p 95
1.1.1 Choix entre sonde active et passive.	p 95
1.1.2 Réponse basse fréquence des sondes de courant passives.	p 95
1.1.3 Incidence sur les mesures en électronique de puissance.	p 96
1.2. Sonde de tension atténua	p 97
1.2.1 Réponse basse fréquence des sondes de tension 10X ou 100X.	p 97
1.2.2 Incidence sur les mesures.	p 99
II. FONCTIONS DE TRANSFERT DES SONDAS - PRINCIPE DE CORRECTION	p 100
2.1. Sonde de courant.	p 100
2.1.1 Modèle.	p 100
2.1.2 Principe de correction - Paramètres à identifier.	p 100
2.2. Sonde de tension atténua	p 100
2.2.1 Modèle .	p 100
2.2.2 Principe de correction - Paramètres à identifier.	p 101
III. DETERMINATION DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DES FONCTIONS DE TRANSFERT	p 102
3.1. Sonde de courant passive - Détermination de la fréquence de coupure.	p 102
3.2. Sonde de tension atténua	p 103
3.2.1 Caractérisation de la constante de temps de la tête de sonde.	p 103
3.2.2 Identification de la seconde constante de temps.	p 103
IV. FILTRAGE NUMERIQUE DE COMPENSATION	p 105
4.1. Sonde de courant.	p 105
4.2. Sonde de tension atténua	p 105
4.2.1 Décomposition de la compensation.	p 105
4.2.2 Méthode de détermination du régime établi.	p 106
4.2.3 Application de la méthode au filtrage voulu.	p 108

d'entré

V.	VALIDATION ET ILLUSTRATION DES CORRECTIONS	p 109
5.1.	Sonde de courant - Signal test .	p 109
5.2.	Application des corrections à l'électronique de puissance.	p 110
5.2.1	Montage utilisé.	p 110
5.2.2	Correction de la mesure de courant.	p 110
5.2.3	Correction de la mesure de tension.	p 113
5.2.4	Répercussion sur la puissance.	p 114
5.3.	Application au transformateur de courant.	p 115
VI.	CONCLUSION	p 116
	 SYNTHESE & CONCLUSION	 p 118
	 ANNEXES	 p A-1
	 BIBLIOGRAPHIE	 p 121



INTRODUCTION GENERALE

Les structures des convertisseurs de l'électronique de puissance ont été largement étudiées et sont maintenant bien définies. Pour contribuer à ce développement, de nombreux outils de simulation du fonctionnement global ont été développés et validés expérimentalement. Actuellement, la conception des convertisseurs s'oriente vers des structures fonctionnant à des fréquences élevées afin d'augmenter la puissance volumique ou massique.

Pour pouvoir progresser dans ce sens, des investigations sur le comportement fin des composants sont nécessaires. Les modèles utilisés antérieurement pour représenter les composants ne permettent plus de prévoir leurs comportements haute fréquence, les éléments parasites intervenant de façon beaucoup plus significative. Par ailleurs, la puissance à transmettre croît sans cesse et avec elle, les tensions et courants à mesurer.

En dépit de difficultés à surmonter, disposer de moyens expérimentaux performants est essentiel, non seulement pour valider les résultats des différentes démarches théoriques, mais aussi pour fournir des éléments fondamentaux à la définition de nouveaux modèles. Cette interaction entre approche expérimentale et approche théorique, qui a eu tendance à s'estomper avec l'apparition de l'ère informatique, se trouve aujourd'hui renforcée. En effet, les modèles théoriques développés pour représenter les composants ne traduisent plus, avec une précision suffisante, les comportements observés lors de l'expérimentation. Il faut alors souvent reconsidérer la caractérisation de ces composants selon les contraintes qui interviennent (courant, tension, fréquence ...).

En outre, l'étude expérimentale n'est plus systématique car d'autres critères doivent être pris en compte comme le coût, la fiabilité technologique, les difficultés de mise en oeuvre ... En revanche, au moment de passer à la phase expérimentale les résultats doivent être obtenus avec le minimum d'incertitudes. En comparaison avec les démarches effectuées il y a encore une dizaine d'années, le nombre d'expérimentations est moindre aujourd'hui, les exigences sur leurs répercussions en sont d'autant plus accrues. Au moment où certaines phases expérimentales sont remplacées par des simulations pour des raisons économiques, les résultats expérimentaux moins nombreux doivent être fiables et riches en information.

Les mesures électriques présentent, en électronique de puissance, un intérêt indéniable :

- définition du comportement électrique des interrupteurs (en conduction et en commutation),
- étude de l'influence des différents éléments de la cellule de commutation (parasites ou non),
- détermination des limites de fonctionnement des différents composants et structures,
- séparation des pertes en commutation et en conduction,
- observation de l'influence de l'environnement réel du montage,
- détermination des contraintes thermiques appliquées aux composants.

C'est pourquoi, il est essentiel de disposer de moyens expérimentaux précis et fiables. Cependant, au regard d'une mesure, il faut encore dissocier deux éléments importants :

- Interprétation de la mesure : le signal observé correspond-t-il à celui espéré ? Cela nécessite de connaître le signal à mesurer (forme et amplitude), donc le montage étudié.
- les conditions de mesure : la mesure a-t-elle été effectuée dans de "bonnes conditions"?

Le premier de ces éléments implique une maîtrise du domaine d'étude : l'électronique de puissance.

Les travaux présentés dans ce mémoire permettent notamment de rendre transparente l'utilisation d'une chaîne de mesures électriques afin de répondre à la deuxième contrainte.

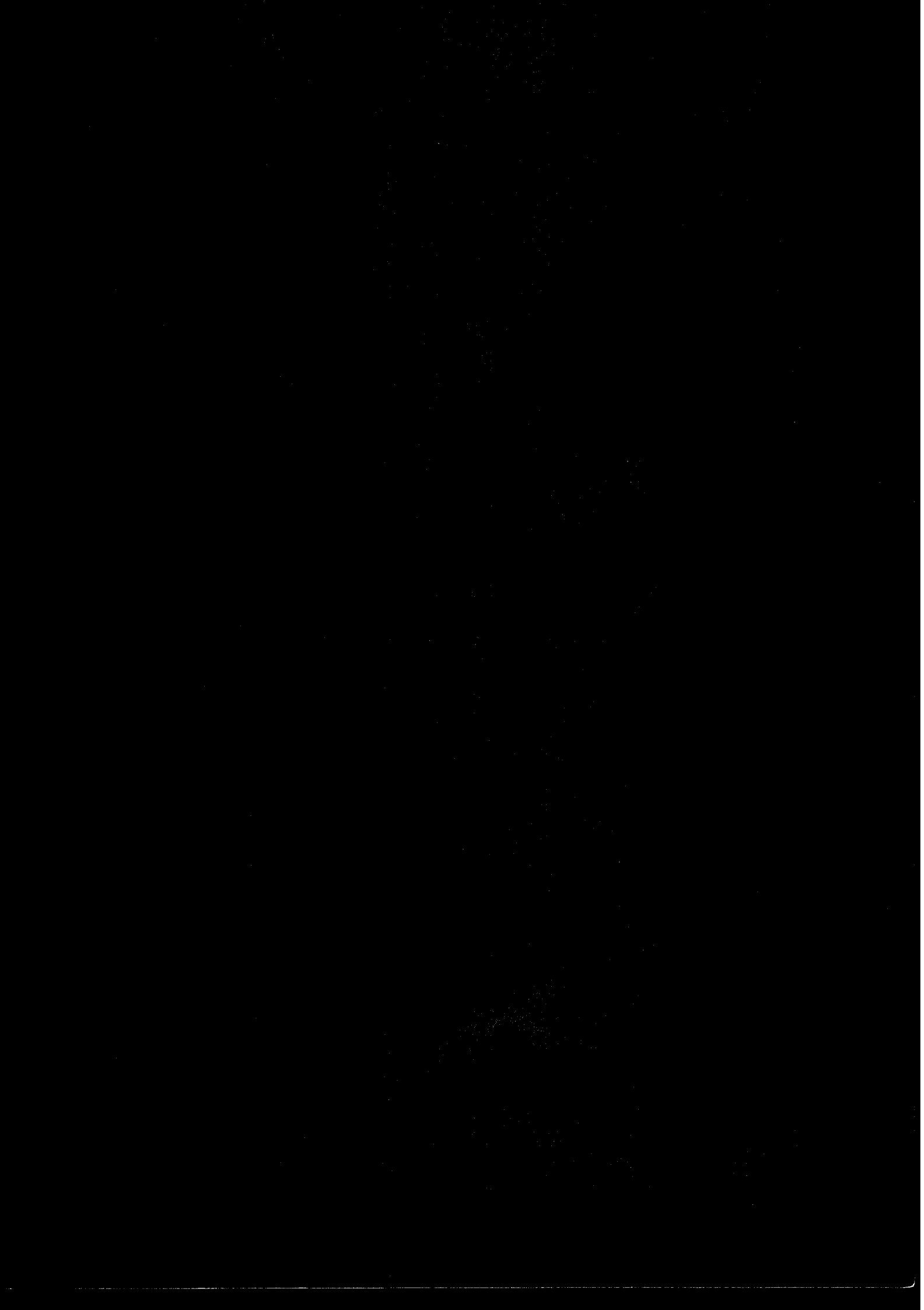
L'ensemble de mesure doit permettre la mesure de courants et de tensions de grandes amplitudes et à variations très rapides. A partir de ces deux grandeurs, la puissance instantanée est calculée et les pertes en conduction et en commutation sont évaluées. L'objectif d'obtenir une précision relative supérieure à 5 % pour la puissance instantanée est ambitieux. En effet, les causes d'incertitude sont nombreuses surtout lorsque les signaux sont grands et rapides. Disposer d'une méthode de mesure bien précise permettant de s'affranchir de ces erreurs, plus ou moins importantes selon les montages étudiés, est donc nécessaire.

Au cours du premier chapitre, à partir des contraintes liées à la mesure en électronique de puissance, nous dégageons des critères essentiels pour choisir l'appareillage approprié. Nous nous attachons ensuite à recenser et à analyser les différentes sources d'erreurs inhérentes à la mesure; des illustrations montrent leurs répercussions sur le résultat. A partir de ces

considérations, une chaîne de mesures électriques est définie. Le processus expérimental est organisé afin de réduire l'influence de ces erreurs sur les résultats de la mesure. A cette fin deux logiciels conviviaux ont été développés.

Les mesures en électronique de puissance nécessitant une résolution élevée, par exemple pour l'étude de la tension aux bornes de l'interrupteur lors de la phase de conduction, nous étudions, au cours du deuxième chapitre, les phénomènes introduits par la numérisation d'un signal. Leurs répercussions sur les mesures sont alors précisées. Des méthodes permettant de repousser les limitations correspondantes sont alors développées. Grâce à elles, des mesures délicates, comme celle de la tension lors de la phase de conduction, peuvent être envisagées avec une bonne précision relative.

Au cours du troisième chapitre nous abordons les problèmes liés à la réponse basse fréquence des sondes d'oscilloscope et des transformateurs de courant. Pour les résultats désirés, nous ne pouvons nous contenter de limitation la précision découlant du réglage classique de compensation de la sonde de tension ($\pm 1\%$). De même, les sondes passives et les transformateurs de courant sont souvent utilisés, ils permettent d'étudier des signaux haute fréquence et surtout à grande dynamique, mais leur utilisation est limitée par un mauvais comportement à basse fréquence : ils se comportent comme un filtre passe haut et ne permettent pas d'obtenir les composantes basse fréquence, notamment la composante continue. Pour ces deux types de sondes (tension, courant), des caractérisations permettent de développer des méthodes de correction appropriées (filtrages compensateurs) améliorant sensiblement la précision des mesures.



Chapitre I

DEFINITION DE LA CHAÎNE DE MESURES ELECTRIQUES.

INTRODUCTION

Aujourd'hui, l'étude des convertisseurs statiques et des composants de l'électronique de puissance doit s'appuyer autant sur la mesure que sur la simulation. En effet, les simulations doivent souvent être validées par une phase expérimentale où les structures et les composants sont éprouvés. Inversement, des résultats expérimentaux précis permettent de dégager des éléments essentiels pour améliorer la précision des modèles et des simulations.

La caractérisation électrique des convertisseurs statiques et des composants de l'électronique de puissance est confrontée à de nombreux obstacles. Ainsi, les signaux à observer présentent des dynamiques importantes et leurs amplitudes peuvent être très grandes. En outre, ceux-ci sont relevés dans un environnement électromagnétique très perturbé.

Les oscilloscopes numériques modernes constituent un moyen d'investigation très puissant mais, en raison de la numérisation, leurs spécifications diffèrent notablement de celles d'un oscilloscope conventionnel. Au moment du choix, le spécialiste en électronique de puissance peut se trouver un peu désemparé.

Après avoir précisé notre objectif et les ordres de grandeur qui des paramètres à mesurer, nous dégageons, dans une première partie, quelques points de repère permettant d'évaluer les performances requises pour l'appareil de mesure (oscilloscope numérique).

Une chaîne de mesures électriques est ensuite présentée. Elle est constituée autour d'un oscilloscope numérique, choisi conformément aux critères précédents dégagés, et d'un ordinateur. Ces deux appareils sont reliés par le d'instrumentation IEEE-488 afin de pouvoir piloter et contrôler la mesure [1,2,12].

Indépendamment de l'appareil retenu, des imprécisions subsistent. Observe-t-on réellement le

signal qui nous intéresse? Est ce que le signal mesuré correspond réellement à celui présent entre les points de mesure (capteur et sonde branchés ou non) ? Nous attirons l'attention sur les causes d'erreurs dont les conséquences sont, pour nous, les plus néfastes.

Après avoir précisé l'importance de chacune d'elles, un processus de mesure apte à les réduire est développé et présenté.

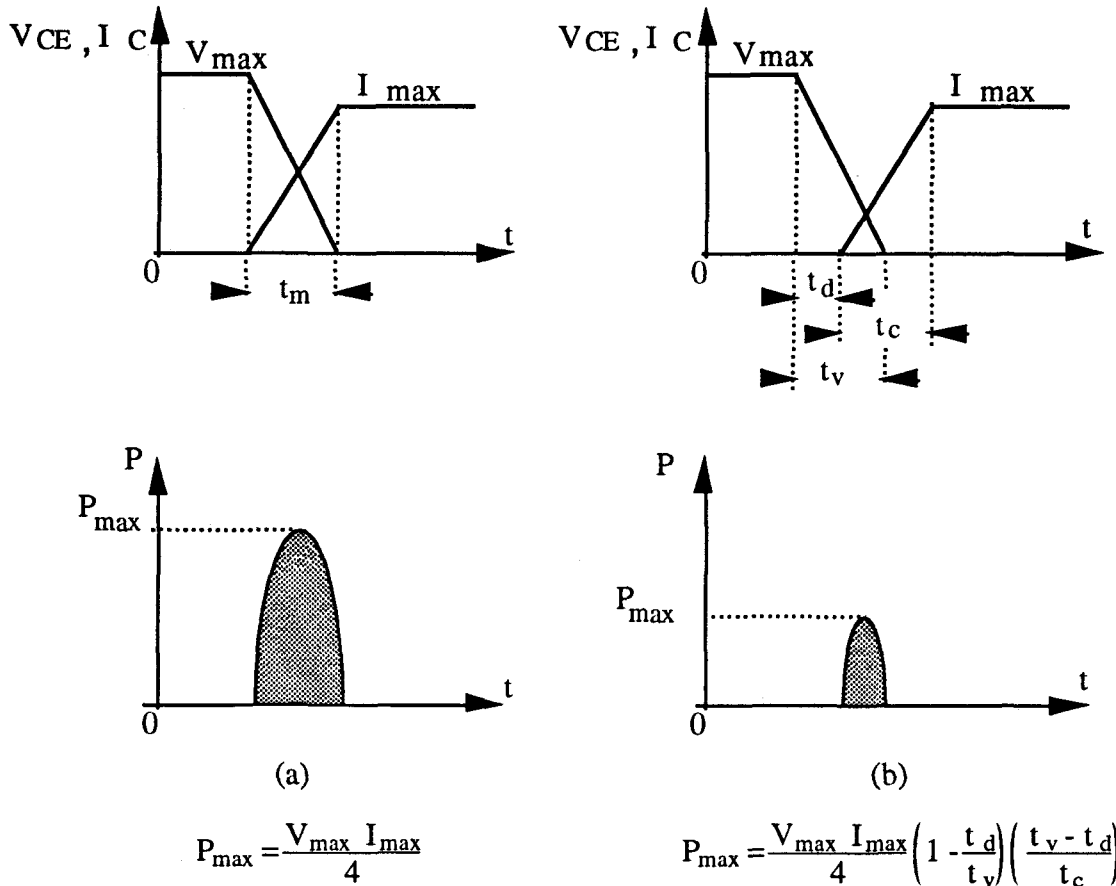
I. OBJECTIFS

Le domaine d'investigation est celui des convertisseurs statiques dont la fréquence de fonctionnement est comprise entre 5 et 500 kHz qui utilisent des semi-conducteurs dont les temps de montée sont supérieurs à 50 nanosecondes (t_m). Les courants et les tensions maximaux à observer sont de l'ordre de 100 A (I_{max}) et de 400 V (V_{CEmax}). notre but est de connaître la puissance instantanée (et moyenne) fournie à un interrupteur avec une précision relative supérieure à 5 %.

II. PERFORMANCES DE L'APPAREIL DE MESURE

2.1 Bande passante.

Avant de définir les exigences relatives à l'appareil de mesure, il faut estimer quelle déformation du signal est admissible. Pour cela, observons la fermeture d'un interrupteur idéal sur une charge résistive en un temps t_m (figure 2-1).



avec t_c : temps de commutation du courant,
 t_v : temps de commutation de la tension,
 t_d : temps de retard entre la mesure de courant et de la tension,

Figure 2-1 : Fermeture d'un interrupteur sur une charge résistive.

a) Observation avec des sondes parfaites.

b) Observation avec des sondes réelles. Les sondes réelles accroissent les temps de transition et introduisent des décalages temporels entre les deux courbes.

Si la puissance instantanée maximale ($P_{\max}$) et l'énergie de commutation (W_s) doivent être connues à 5 % près, nous devons limiter à 2 ou 3 % les erreurs introduites par les déformations prises en compte ici sur I et V . Les relations données à la figure 2-1 permettent d'estimer à 1 % l'augmentation admissible de t_m . Cette évaluation est faite en supposant que le retard différentiel

entre le courant et la tension est égal à zéro ($t_d=0$). L'incidence de ce paramètre sera examinée en détail ultérieurement.

Le filtrage passe-bas classiquement opéré par l'amplificateur analogique accroît les temps de transition mesurés. Le temps de montée du signal mesuré, $t_m(\text{mesure})$ est fonction de celui du signal initial, $t_m(\text{signal})$, ainsi que de celui de l'appareil de mesure $t_m(\text{appareil de mesure})$ [3]. Une autre relation lie la bande passante (BP) et le temps de montée de l'appareil.

$$t_m(\text{appareil de mesure}) = 0,35 / \text{BP} \quad (1)$$

$$t_m(\text{mesure}) = \sqrt{t_m^2(\text{signal}) + t_m^2(\text{appareil de mesure})} \quad (2)$$

De ces relations, nous déduisons qu'une commutation de 50 ns est élargie de moins de 1% si le temps de montée de l'appareil de mesure (par ex : oscilloscope + sonde) n'excède pas 7 ns. La bande passante doit donc s'étendre au moins au-delà de 50 MHz. En pratique, aussi bien pour le courant que pour la tension, la bande passante est principalement limitée par celle des sondes. Plus le capteur est apte à traiter de forts signaux, plus sa bande passante est réduite. Heureusement, en règle générale les signaux les plus forts sont souvent générés par les semi-conducteurs les plus lents.

Pour conclure sur ce point, disons qu'il est raisonnable de choisir un oscilloscope ayant une bande passante au moins égale à 100 MHz. Equipé de "bonnes sondes", il permettra l'étude de montages de toutes puissances. Les circuits de commande, généralement plus rapides que les semi-conducteurs qu'ils pilotent, pourront également être observés.

Quels sont les impératifs concernant le retard différentiel t_d ? Les relations de la figure 2-1 permettent de définir que $t_d = t_m/100$ entraîne une erreur de 2 % sur la puissance maximale de commutation (avec $t_c = t_v = t_m$) : c'est le maximum tolérable. La majeure partie du décalage temporel est due aux sondes, il peut atteindre 20 ns et il est rare que son incidence puisse être négligée pour la détermination de la puissance instantanée lors de commutations rapides. Peu d'oscilloscopes permettent sa compensation et l'absence de cette possibilité de correction justifie, à elle seule, le couplage de l'oscilloscope à un calculateur.

Remarque : Si $t_m = 50$ ns, la détermination du retard différentiel en vue de sa compensation devra être faite à 500 ps près ...

Notons que l'utilisation de sondes haute tension impose le choix d'une impédance d'entrée de l'oscilloscope égale à 1 M Ω .

2.2 Fréquence d'échantillonnage.

La fréquence d'échantillonnage utile peut être estimée de deux manières. Tout d'abord, la bande passante de l'oscilloscope étant fixée à 100 MHz, le théorème de Shannon ($f_e = 2f_c$) permet de fixer la fréquence d'échantillonnage f_e à une valeur au moins égale à 200 MHz. Cette valeur est ramenée à 100 MHz si la bande passante est égale au minimum déterminé précédemment (50 MHz). Le choix de 5 échantillons pour définir une commutation durant 50 ns (1 échantillon toutes les 10 ns) apparaît comme la limite inférieure à ne pas franchir.

Ce choix peut être envisagé d'une façon différente. L'électronicien de puissance cherche à obtenir une bonne représentation de la commutation. La fréquence d'échantillonnage peut se déduire de la durée de la commutation et du nombre d'échantillons à acquérir pendant cet intervalle de temps. La figure 2-2 indique les fréquences liées à ce choix dans différentes conditions. en outre, un échantillonnage à 2,5 GHz permet un recalage aisé des courbes à 400 ps près.

Durée de la commutation	50 ns	20 ns
Nombre de points par commutation	f_e	f_e
50	1 GHz	2,5 GHz
25	500 MHz	1,5 GHz
20	400 MHz	1000 MHz
10	200 MHz	500 MHz
5	100 MHz	250 MHz

Figure 2-2 : Fréquence d'échantillonnage nécessaire pour définir une commutation.

La première estimation conduit au minimum théorique qu'il convient de respecter pour ne pas perdre d'information. La seconde permet d'accéder à un tracé régulier de la courbe $I(V)$ sans interpolation ou à l'aide d'une interpolation rudimentaire.

La multiplication du nombre d'échantillons peut très bien résulter d'une interpolation. Un préfiltrage analogique doit être effectué afin d'éviter le repliement de spectre, et ce, si la fréquence d'échantillonnage utilisée est très proche de la limite théorique de Shannon.

En définitive, si un échantillonnage à 1 GHz est pratique, une valeur de 200 MHz pour la fréquence d'échantillonnage est suffisante à condition de pouvoir calculer d'autres points par interpolation. Des points distants de 500 ps facilitent également la compensation du décalage des sondes à 500 ps près.

2.3 Profondeur mémoire.

D'une manière générale, la fréquence de travail d'un convertisseur statique est liée à la rapidité de commutation de ses semi-conducteurs. La période étant couramment de l'ordre de 200 à 400 fois le temps de commutation, si l'on souhaite avoir au moins 5 à 10 échantillons pour définir une commutation, 4000 points sont nécessaires pour représenter une période.

Pour certains calculs ultérieurs (détermination de la période du signal échantillonné, FFT ...), il est important d'enregistrer au moins deux périodes si bien que, compte-tenu de la progression de réglage de la base de temps de l'oscilloscope (1, 2 et 5), 2 et 5 périodes doivent être mémorisées.

En conclusion, une longueur d'enregistrement de 10 000 à 20 000 points représente un bon compromis entre la précision et le volume des données à stocker.

2.4 Résolution.

La norme AFNOR X07-001 définit la résolution comme "... l'aptitude d'un dispositif ... à faire apparaître significativement la distinction entre des valeurs très voisines de la grandeur indiquée" [3]. Quels sont alors les ordres de grandeurs des signaux que l'électronicien de puissance est amené à mesurer ? Quelles contraintes cela implique-t-il ?

Notre objectif est d'accéder à la valeur de la puissance instantanée dissipée dans un interrupteur. Dans les conditions normales de fonctionnement, étant données les caractéristiques actuelles de ces composants, l'étude de la puissance durant le blocage peut être négligée. La contrainte essentielle intervient sur la mesure de tension, laquelle doit être effectuée avec précision, qu'elle soit faible ou élevée.

Typiquement, la tension varie entre 400 V et 2 V. Nous désirons effectuer la mesure de la tension de saturation à 5 % près, soit 0,1 V. La résolution correspondante est alors de $0,1/400$ soit 1 pour 4000. Cela équivaut à celle fournie par un convertisseur analogique numérique (CAN) de 12 bits.

Pour réduire cette exigence, nous pouvons envisager de mesurer les tensions faibles en utilisant une sensibilité plus élevée, quitte à ce qu'une partie du signal disparaisse de l'écran. Malheureusement, cette façon de procéder amène certaines parties de l'électronique temporairement en saturation, ce qui a pour conséquence de fausser les mesures, même lorsque la saturation n'est plus effective, le temps de désaturation n'étant jamais nul [25] (chapitre II).

Pour atteindre l'objectif fixé, il est donc nécessaire de parvenir à une résolution de celle d'un CAN de 12 bits.

III. POSSIBILITE DE TRAITEMENT DU SIGNAL

3.1 Les traitements indispensables.

De l'étude précédente, il ressort qu'il faut acquérir deux signaux (courant, tension) à 200 Mega-échantillons par seconde avec une résolution de 12 bits. Aujourd'hui, aucun appareil n'offre simultanément ces deux performances en temps réel.

Cependant, si le signal est périodique, l'accumulation de l'information prélevée sur plusieurs périodes permet, moyennant des traitements adéquats, d'obtenir le résultat recherché. Dans cette optique, deux outils s'avèrent indispensables : le moyennage et l'échantillonnage en temps équivalent.

3.2 Le moyennage.

Cette méthode classique de statistique permet de réduire la dispersion d'une mesure entachée de bruit aléatoire : la moyenne de N acquisitions présente un écart type $\sqrt{N}$ fois plus petit que chacune des acquisitions [3,5]. En revanche, ce procédé ne permet de réduire ni les parasites synchrones du signal, ni le décalage continu.

L'accroissement du rapport Signal/Bruit que procure le moyennage peut s'exprimer en bits : 4^n acquisitions amènent un gain de n bits. Nous verrons, dans certaines conditions (cf Chapitre II), que cette amélioration peut être assimilée à un accroissement de la résolution.

3.3 Echantillonnage en temps équivalent.

Généralement, il faut distinguer l'échantillonnage en temps réel ou monocoup (tous les échantillons d'un signal sont acquis en un seul balayage) et l'échantillonnage en temps équivalent (l'ensemble des échantillons n'est obtenu qu'après plusieurs passages du signal). Ce second mode n'est exploitable qu'avec des signaux strictement répétitifs. Il permet d'acquérir des échantillons temporellement très proches, simulant ainsi une fréquence d'échantillonnage élevée.

3.4 Durée d'acquisition.

Les signaux étudiés conduisent très souvent à combiner l'échantillonnage en temps équivalent et le moyennage. Compte tenu des 10 000 à 20 000 points souhaités, des durées d'acquisition allant de 1 à 10 mn sont courantes. Durant un tel intervalle de temps, des dérives de l'appareillage de mesure et du montage testé peuvent survenir et nous devons choisir un matériel permettant de réduire au maximum le temps d'acquisition.

Malheureusement, cette durée dépend aussi de performances non spécifiées par les constructeurs.

Pour l'évaluer, un signal représentatif des conditions de mesure rencontrées en électronique de puissance a été recherché. Relevé dans des conditions bien précises que nous allons préciser, il permet de connaître cette durée sans ambiguïté.

Le signal choisi est un triangle de 10 V crête-à-crête et de fréquence 200 kHz. Il faut enregistrer les 10 000 échantillons, définis précédemment, répartis sur deux à cinq périodes. en sélectionnant une sensibilité verticale de 50 V/div, sensibilité qui correspond à celle couramment utilisée pour une mesure d'une tension de 400 V, et le mode "moyennage". Le nombre d'acquisitions est choisi de telle manière que le bruit crête-à-crête du signal mesuré devienne inférieur à 0,5 V (essayer 256 pour un CAN 8 bits ou 16 pour un 10 bits). La durée totale de l'acquisition est déterminée dès que le nombre d'itérations est suffisant pour obtenir le bruit imposé sur le signal mesuré. La bande passante utile durant cette mesure ne doit pas être inférieure à 50 MHz.

Le test proposé prend en compte l'efficacité du remplissage aléatoire, le bruit d'entrée, les temps morts entre les acquisitions successives, les temps de calcul... En définitive, ce test semble plus fiable que des arguments théoriques pour savoir si un oscilloscope 10 bits ayant une fréquence d'échantillonnage de 100 MHz doit être préféré à un appareil de 8 bits échantillonnant à 400 MHz. En outre, il permet de tester la linéarité de la mesure.

IV. CHAÎNE DE MESURE - MATERIEL ET LOGICIEL

4.1 Composition de la chaîne de mesure.

La chaîne de mesures électriques que nous avons étudiée pour ce travail est organisée autour d'un oscilloscope numérique rapide (2430 Tektronix) et d'une station de travail HP 9000 modèle 320. Les deux appareils sont reliés par le bus d'instrumentation IEEE 488 (figure 4-1).

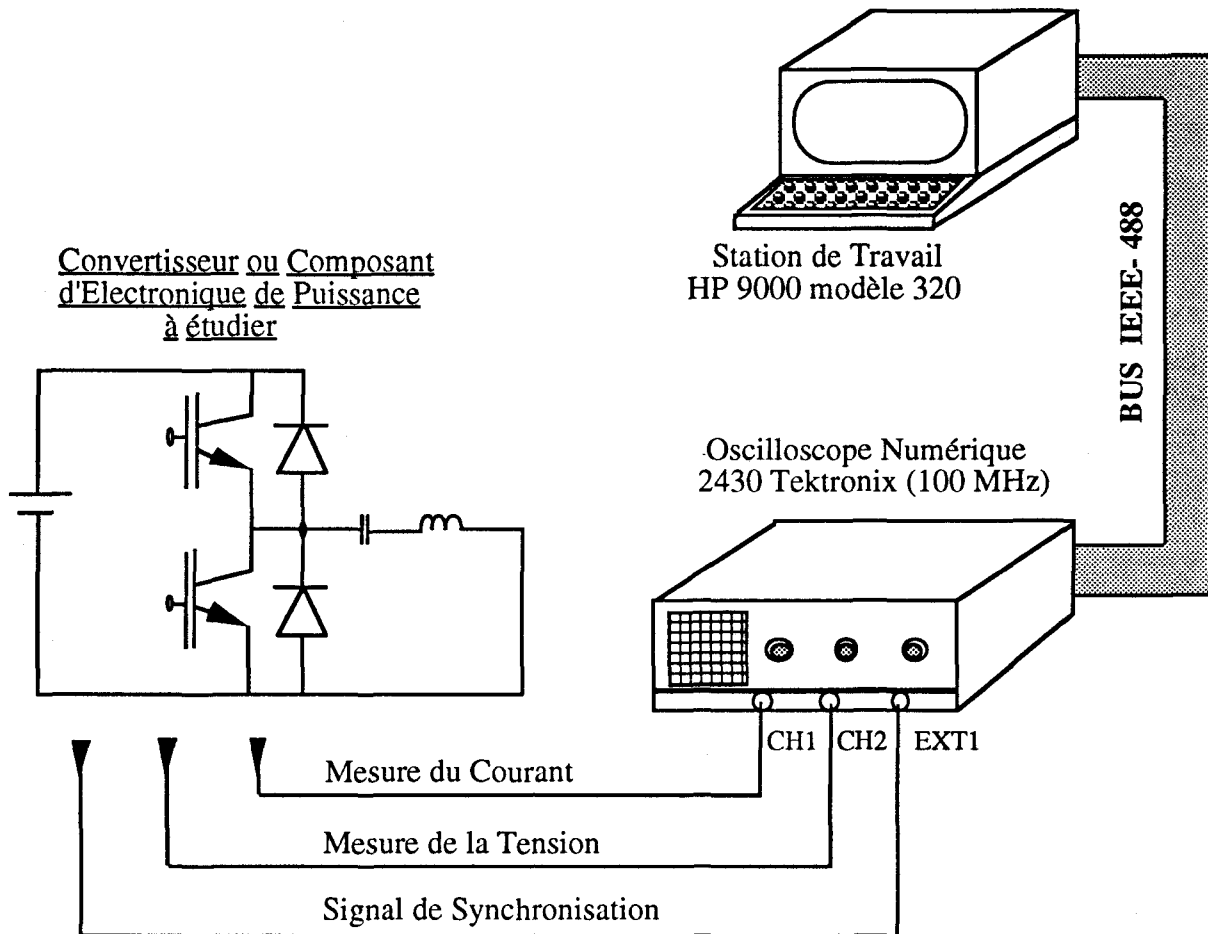


Figure 4-1 : Organisation de la chaîne de mesure.

Toutes les sondes équipant la chaîne sont d'origine Tektronix, soient les modèles :

- P 6131 ou P 6009 pour les sondes de tension (10X ou 100X),
- P 6021 et P 6022 pour les sondes de courant passives,
- P 6302 ou P 6303 avec l'amplificateur AM 503 pour les sondes de courant actives.

Le choix du matériel avait déjà été fait avant le commencement de ces travaux [1]. C'est la raison pour laquelle l'oscilloscope utilisé ne dispose que d'une fréquence d'échantillonnage en temps réel de 100 MHz et d'une résolution verticale de 8 bits. Aujourd'hui le matériel est plus performant

mais, les problèmes évoqués ici subsistent en grande partie.

4.2 Présentation sommaire des logiciels "MESURE" et "EXPLOIT".

A partir du dispositif présenté figure 4-1, un outil de mesure a été développé. Il permet d'acquérir le courant $I(t)$ et la tension $V(t)$ afin de déterminer la puissance instantanée $P(t)$. Une évaluation des pertes par conduction et par commutation des semi-conducteurs peut ainsi être obtenue. Il a été conçu pour étudier des signaux répétitifs dans différentes conditions de mesure. Ces signaux périodiques peuvent être relevés en intégralité (2 à 5 périodes) ou partiellement (une commutation) [6, 7, 8, 9].

Pour obtenir cela, deux logiciels ont été élaborés. Le contrôle et la gestion de la mesure représentent le premier module : "MESURE". Le deuxième : "EXPLOIT", réalise l'analyse mathématique et graphique des résultats de mesures. Il permet de déterminer les valeurs instantanées et moyennes, sur l'intervalle de temps choisi par l'opérateur, des grandeurs $I(t)$, $V(t)$ et $P(t)$ ainsi que du domaine de fonctionnement $I(V)$.

V. RECENSEMENT DES SOURCES D'ERREURS

Pour obtenir des résultats précis, le premier travail consiste à rechercher les causes potentielles d'erreurs et à en déterminer l'importance. Une fois la source d'erreur identifiée, si sa répercussion est importante, un remède approprié doit être recherché pour s'en affranchir. Suivant les cas, il peut être simple ou compliqué. La suite de ce paragraphe recense un certain nombre de causes d'erreurs :

- a) les bruits asynchrones (aléatoires),
- b) les bruits synchrones,
- c) la résolution temporelle (f_c),
- d) la résolution verticale,
- e) les erreurs introduites par la numérisation d'un signal analogique :
 - erreur d'arrondi du CAN de l'oscilloscope,
 - erreur de non-linéarité du CAN de l'oscilloscope,
- f) le retard temporel entre les sondes,
- g) la réponse basse-fréquence des sondes de tension et de courant (sonde passive - transformateur de courant),
- h) les effets inductifs,
- i) certains problèmes de compatibilité électromagnétique ...

Afin d'améliorer la précision, ces sources d'erreurs doivent être quantifiées. A cette fin, une méthode de mesure doit être définie. Elle doit permettre d'obtenir des données plus précises, pour pouvoir envisager d'éventuels traitements du signal.

Notons que si le remède consiste à prendre en compte deux opérations successives (par exemple une calibration puis une mesure), seule la partie reproductible de l'erreur pourra être corrigée. En clair, l'efficacité de la correction est limitée par la dérive des caractéristiques de l'appareil.

5.1 Bruits aléatoires.

Afin de réduire l'amplitude des bruits aléatoires (asynchrones), de nombreux oscilloscopes disposent d'une fonction "moyennage" applicable à des signaux répétitifs. Ce mode de mesure améliore le rapport Signal/Bruit d'un facteur $\sqrt{N}$, N étant le nombre d'acquisitions servant au calcul de la moyenne [3,5]. Son efficacité est limitée par deux contraintes essentielles :

- le signal à observer doit réellement être répétitif. Or souvent les convertisseurs étudiés fonctionnent en boucle fermée, ce qui entraîne un ajustement constant de la fréquence de fonctionnement ou du cycle de commutation du convertisseur.
- l'augmentation de la durée d'acquisition va de pair avec un accroissement des dérives (décalage de tension, non-linéarités ...).

Finalement, l'expérimentateur qui connaît bien le montage testé reste le meilleur juge quant au choix du nombre d'acquisitions à effectuer en mode moyennage.

La répétitivité de la mesure du signal dépend également de la qualité du signal de synchronisation choisi (effet de gigue). Ce point est très critique lors de l'utilisation de la double base de temps.

Signalons enfin que l'oscilloscope utilisé ne permet pas de récupérer tout le bénéfice potentiel de ce traitement après une acquisition en mode moyennage. En effet, lors de l'utilisation de ce mode d'acquisition le résultat de la moyenne reste toujours défini sur 8 bits. Seul l'octet de poids fort est récupérable (8 bits), toutes les informations contenues dans l'octet de poids faible ne sont pas accessibles. Pour cette raison, les acquisitions sont extraites une à une et leur moyenne est calculée au sein de l'ordinateur. L'augmentation du volume de données à transférer qui résulte de cette contrainte allonge considérablement la durée de la mesure.

Remarque: Contrairement au modèle 2430, l'oscilloscope 2430A - version plus récente - permet de disposer complètement de l'intérêt du mode moyennage en effectuant la moyenne directement dans l'appareil de mesure puisque les 16 bits de la moyenne sont entièrement récupérable.

La figure 5-1 représente la tension aux bornes d'un interrupteur. Un agrandissement du palier bas permet d'illustrer l'intérêt pratique du mode moyennage.

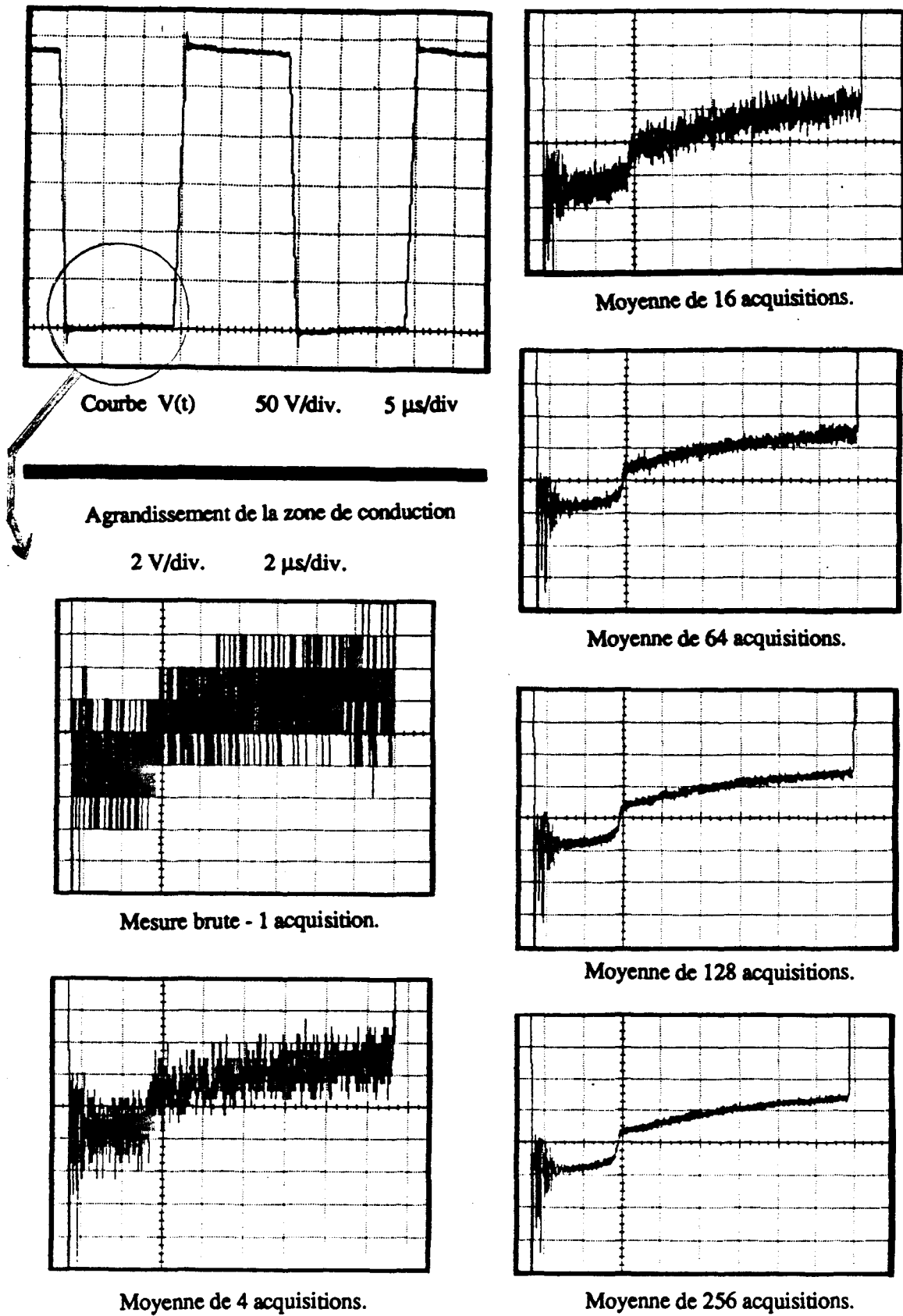


Figure 5-1 : Intérêt du moyennage.

5.2 Bruits synchrones.

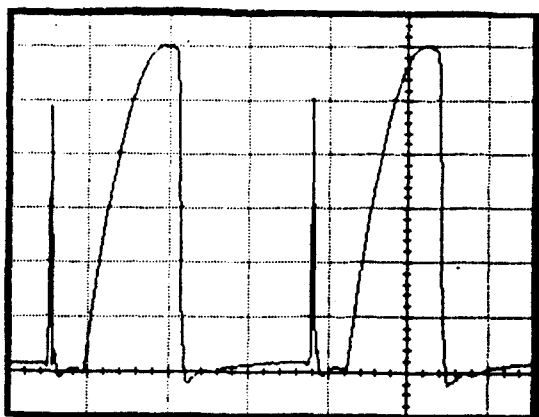
L'utilisation du mode moyennage permet de s'affranchir en grande partie des bruits aléatoires. Mais cette méthode ne peut en rien réduire l'influence des bruits synchrones. L'origine de ceux-ci n'est pas toujours évidente et même si elle est connue, il n'est pas toujours facile de les éliminer. Afin de réduire ces bruits synchrones, chaque mesure est faite en deux temps (Méthode du type "double pesée") :

- 1^{ère} phase : Mesure du Signal + Bruit (+ Décalages),
- 2^{ème} phase : Mesure du Bruit (+ Décalages).

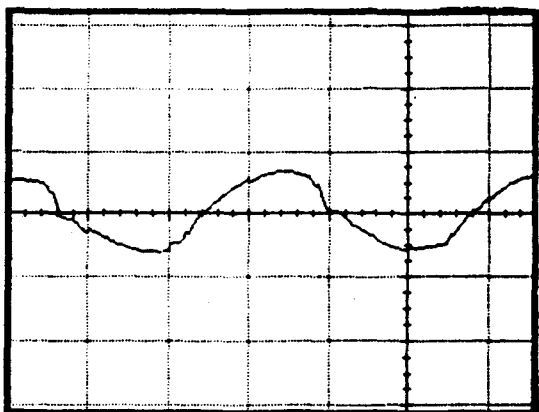
Par soustraction le bruit synchrone disparaît, le signal seul est obtenu. Dans le même temps, les éventuels décalages continus entachant la mesure (offset) peuvent ainsi être aussi éliminés. La précision de cette méthode est conditionnée par les précautions suivantes :

- Les deux relevés doivent être conduits sans changer ni les réglages de l'oscilloscope (synchronisation, sensibilité verticale, base de temps, nombre d'itérations, ...), ni ceux du dispositif étudié.
- Afin d'exploiter cette méthode, un signal de synchronisation indépendant des voies de mesure (courant : CH1, et tension : CH2) doit être utilisé. Il permet de disposer d'une référence temporelle pour effectuer la soustraction.
- Lors de la deuxième phase, le point chaud de la sonde de tension est mis au même endroit que le point froid en conservant la forme de la boucle de masse de la sonde. Le capteur de courant n'englobe plus le conducteur mais est placé juste contre ce dernier dans une position presque identique. Tout cela doit être fait en ne déconnectant aucune masse et en minimisant le déplacement des sondes.
- Il est prudent de réaliser l'intégralité de ces mesures en un minimum de temps afin de limiter l'influence d'éventuelles dérives.

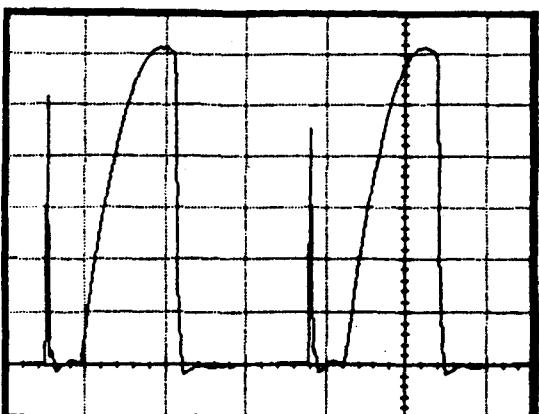
L'intérêt de cette méthode apparaît clairement lors de mesures dans un environnement très perturbé (lié à la CEM rapprochée). Nous avons étudié une maquette de chauffage par induction dont la particularité est de rayonner énormément. La mesure initiale du courant, effectuée à l'aide d'une sonde active dont l'amplificateur est très sensible aux rayonnements électromagnétique, est fortement perturbée autour du zéro, par ce rayonnement synchrone (figure 5-2-a). L'ondulation synchrone est bien visible sur les faibles niveaux. La mesure du bruit seul, dans la deuxième phase, est représentée figure 5-2-b. La soustraction de ce bruit synchrone permet d'obtenir le signal réel (figure 5-2-c).



a) Mesure initiale (1 A/div - 10 μ s/div)
Signal entaché d'un bruit synchrone.



b) Mesure du bruit seul lors de la deuxième phase
avec le même calibre que celui de la figure a)
puis agrandissement.(200 mA/div - 10 μ s/div)



c) Signal corrigé (1 A/div - 10 μ s/div).

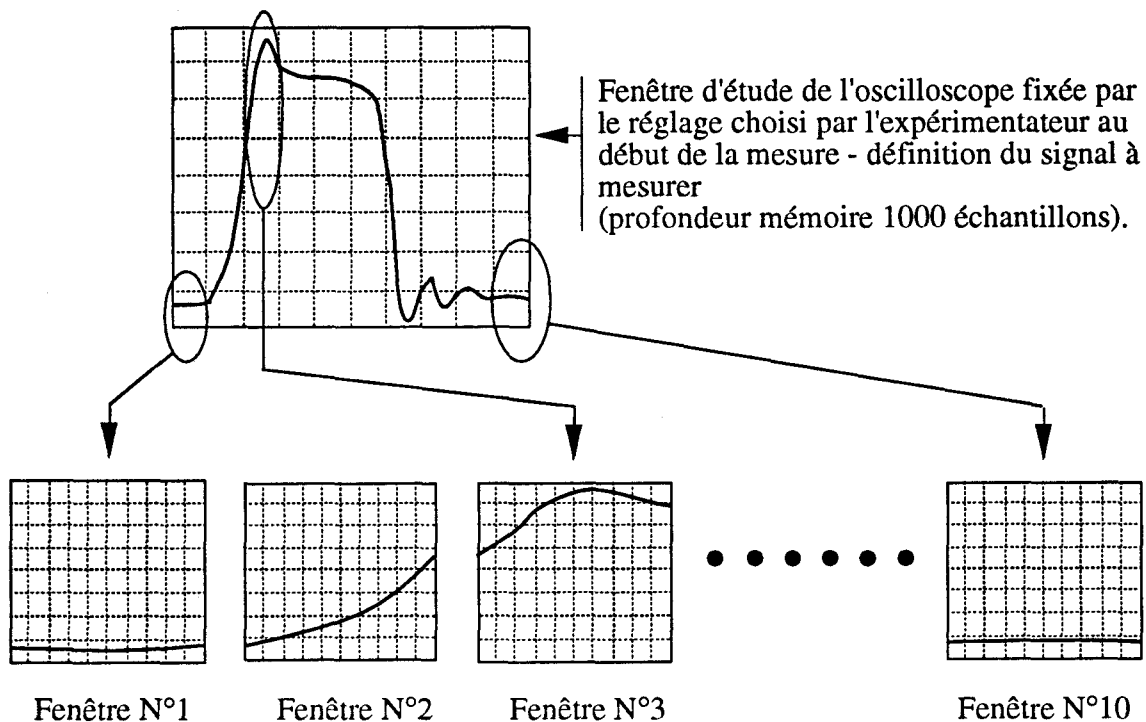
Figure 5-2 : Réduction des bruits synchrones et des décalages continus.

5.3 Résolution temporelle.

Notre oscilloscope ne peut enregistrer que 1024 points par voie, il ne possède donc pas la profondeur mémoire requise. Cette difficulté a été surmontée de la façon suivante. Après que l'utilisateur ait déterminé la zone temporelle d'étude qui l'intéresse sur l'oscilloscope, l'ordinateur va prendre le contrôle de l'appareil de mesure afin notamment de respecter la profondeur mémoire définie précédemment. La fréquence d'échantillonnage est multipliée par 10. L'ordinateur pilote ensuite l'oscilloscope (à l'aide du retard entre le trigger A et B) pour relever 10 intervalles de temps

successifs et consécutifs (10 sous-fenêtres) (figure 5-3). Finalement, l'intervalle de temps mesuré correspond à celui défini initialement sur l'oscilloscope mais des échantillons 10 fois plus proches sont ainsi enregistrés (10×1024).

Il est possible de n'étudier qu'une partie de la période (commutation). En revanche si l'expérimentateur s'intéresse à l'intégralité de la période, il doit la faire apparaître complètement sur l'écran. Compte tenu de la progression de la base de temps, l'enregistrement final contiendra de 2 à 5 périodes.

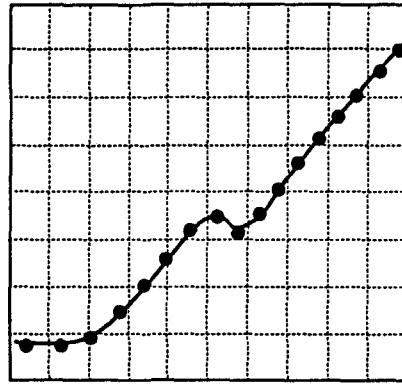


Mesure du signal en 10 sous-fenêtres successives avec une base de temps 10 fois plus rapide (utilisation de la double base de temps), puis mémorisation de 10 000 échantillons.

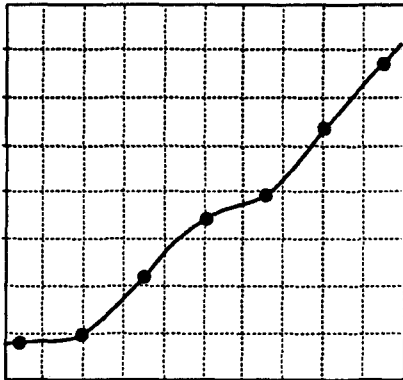
Figure 5-3 : Augmentation de la résolution horizontale et de la longueur d'enregistrement.

Lorsque seule une partie de la période est à étudier, il est judicieux de choisir comme signal de déclenchement de la base de temps, un événement qui prend place dans cet intervalle de temps. Un tel choix limite non seulement les dérives entre le retard du déclenchement du trigger B par rapport au A mais surtout les effets de gigue.

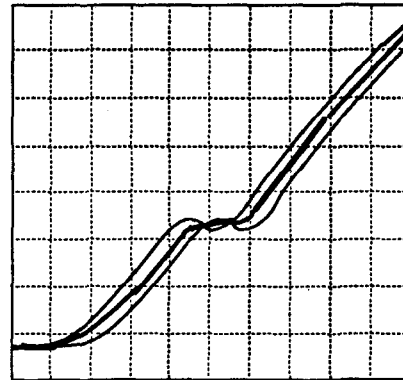
Etant données les constantes de temps utilisées (commutation de l'ordre de 50 ns ...), un échantillonnage en temps équivalent (cf 3-3) est souvent nécessaire. L'opérateur doit être attentif au choix de f_e et surtout à la "qualité" du signal de synchronisation. Ces deux éléments peuvent introduire une perte d'information (repliement de spectre, effet de gigue,...) [3,4], figure 5-4.



Signal réel à observer
bien synchronisé et
bien échantillonné.



Mauvaise synchronisation ou
Fréquence d'échantillonnage
inadaptée



Le signal du milieu est la moyenne
de deux signaux identiques décalés
par une mauvaise synchronisation.

Figure 5-4 : Perte d'information - Déformation du signal.

L'oscilloscope 2430 offre une fréquence maximale d'échantillonnage en temps équivalent de 10 GHz (un échantillon toutes les 100 ps). Bien entendu la bande passante globale est essentiellement conditionnée par celle des capteurs placés en amont de l'oscilloscope. En revanche, disposer d'une telle fréquence d'échantillonnage permet de vérifier de temps à autres qu'aucun repliement de spectre ne perturbe la mesure.

5.4 Résolution verticale.

Les oscilloscopes numériques modernes échantillonnant au delà de 100 MHz en temps réel ne permettent pas de disposer de la résolution verticale requise de 12 bits. Un compromis entre la fréquence d'échantillonnage et la résolution a été fait lors du choix de l'appareil de mesure et nous devons nous satisfaire d'une conversion analogique-numérique sur 8 bits. Au cours du chapitre II nous étudierons en détail l'effet de la numérisation du signal sur la mesure. A cette occasion des méthodes permettant de repousser les limitations du CAN (erreurs de quantification, non linéarités, ...) seront proposées [10].

5.5 Synchronisme des mesures de courant et de tension.

La détermination de la puissance instantanée est fonction de la qualité de la mesure initiale du courant et de la tension. Pour cela, deux comportements essentiels doivent être pris en considération :

- La réponse basse fréquence des sondes,
- Le décalage temporel entre les mesures de courant et de tension.

Etant donnée l'importance du premier point sur les mesures, nous consacrerons le chapitre III à l'étude de ce phénomène.

Le second point est également important mais il existe un remède simple que nous présentons ci-dessous.

5.5.1 Temps de propagation des sondes.

Les mesures doivent aboutir au calcul de la puissance instantanée, notamment durant la commutation. Il est donc essentiel que les mesures du courant et de la tension soient parfaitement synchronisées. La simultanéité des deux voies enregistrées par l'oscilloscope utilisé est garantie à mieux que 250 ps près [13]. Ce chiffre caractérise l'appareil de mesure, mais il ne prend pas en compte les temps de propagation des sondes.

Chaque sonde possède un temps de propagation spécifique (retard pur) dépendant de la longueur et de la matière de son câble ainsi que de l'électronique qui lui est associée [14]. Selon les notices du constructeur, celui des sondes de courant est compris entre 6 et 30 ns [16,17], alors que celui de la sonde de tension vaut 6,3 ns [15]. Tout câble utilisé pour relier un capteur, un transformateur d'intensité par exemple, provoque un retard supplémentaire de l'ordre de 4,2 ns/m. Ainsi, le décalage temporel introduit entre les mesures du courant et de la tension peut atteindre 25 ns.

Très peu d'oscilloscopes permettent de compenser ce retard différentiel avant calcul. Dans ces conditions l'estimation des pertes lors de commutations rapides est très incertaine. Pour des temps de commutation de 50 ns, cette erreur peut atteindre 400 % [6].

5.5.2 Caractérisation du retard différentiel.

Il apparaît nécessaire de déterminer le retard différentiel entre les mesures de courant et de tension afin de remettre en phase (coïncidence) les échantillons des deux voies.

Pour cela, un générateur spécifique a été réalisé. Il délivre un signal carré (0→15V) débitant sur

une résistance de $50\ \Omega$ (non inductive). Il fonctionne à une fréquence comprise entre 20 et 100 kHz avec des fronts très raides (temps de montée inférieur à 5 ns). Il permet de disposer d'une tension et d'un courant parfaitement synchrones.

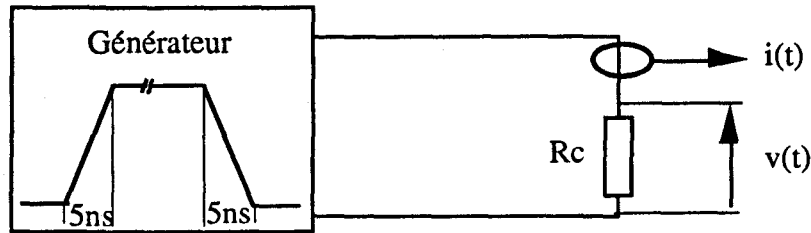


Figure 5-5 : Caractérisation du retard différentiel à l'aide d'un générateur spécifique.

L'utilisation de notre chaîne de mesure a permis de mesurer ces décalages temporels à 0,5 ns près. Cette précision est conforme à celle que nous nous étions imposée ($t_d = t_m / 100$). Les résultats de cette caractérisation sont recensés sur la figure 5-6. La sonde prise comme référence est une sonde de tension atténuatrice 10X, modèle P 6131 de Tektronix.

SONDE DE COURANT			
Type	Modèle	N°	Retard Différentiel
Active	P 6302	PIN 7R	17 ns
Active	P 6302	PIN 12R	21 ns
Active	P 6303	PIN 8R	21 ns
Active	P 6303	PIN 14R	21 ns
Passive	P 6021	PIN 4R	4 ns
Passive	P 6021	PIN 11R	4 ns
Passive	P 6022	PIN 17R	4 ns
Passive	P 6022	PIN 18R	4 ns

Figure 5-6 : Retard différentiel des sondes de courant utilisables sur la chaîne de mesure

Lors de l'utilisation de la chaîne de mesure, l'expérimentateur indique, en réponse au menu, le numéro de la sonde de courant utilisée. Le retard correspondant est récupéré du fichier d'étalonnage et consigné dans les conditions de mesure. Dans le cas où il utilise un capteur non référencé, la valeur de ce retard doit être précisée..

5.5.3 Correction du retard différentiel sur les mesures de puissances.

L'importance de ce retard sur nos mesures peut être illustrée de plusieurs manières.

En conjugant les relations fournies figure 2-1 et la valeur typique de t_d de 21 ns, pour une mesure

avec une sonde active, nous aboutissons lors d'une commutation de 50 ns à une erreur de 66 % sur la puissance instantanée. Ceci dépasse amplement la limite qui a été fixée. La compensation de t_d , à partir de sa détermination à $\pm 0,5$ ns entraîne une erreur résiduelle de 2%. Une illustration plus pratique a été menée sur des montages réels [6]. Dans le cas d'une structure à transistor MOS, où le temps de commutation t_m est faible, une autre détermination théorique a permis d'obtenir (retard de la sonde de courant de 19 ns) :

$$P_{\text{sans compensation de } t_d} = 2,8 \text{ W}$$

$$P_{\text{réelle}} = 0,6 \text{ W}$$

soit une erreur de 400 %.

$$P_{\text{avec compensation de } t_d} = 0,73 \text{ W}$$

soit une erreur ramenée à 20 %.

Expérimentalement, l'importance du retard différentiel est illustrée sur une commutation de l'ordre de 100 ns. Nous avons donc mesuré le courant et la tension d'un interrupteur (IGBT IRF50U) dans une cellule de commutation simple.

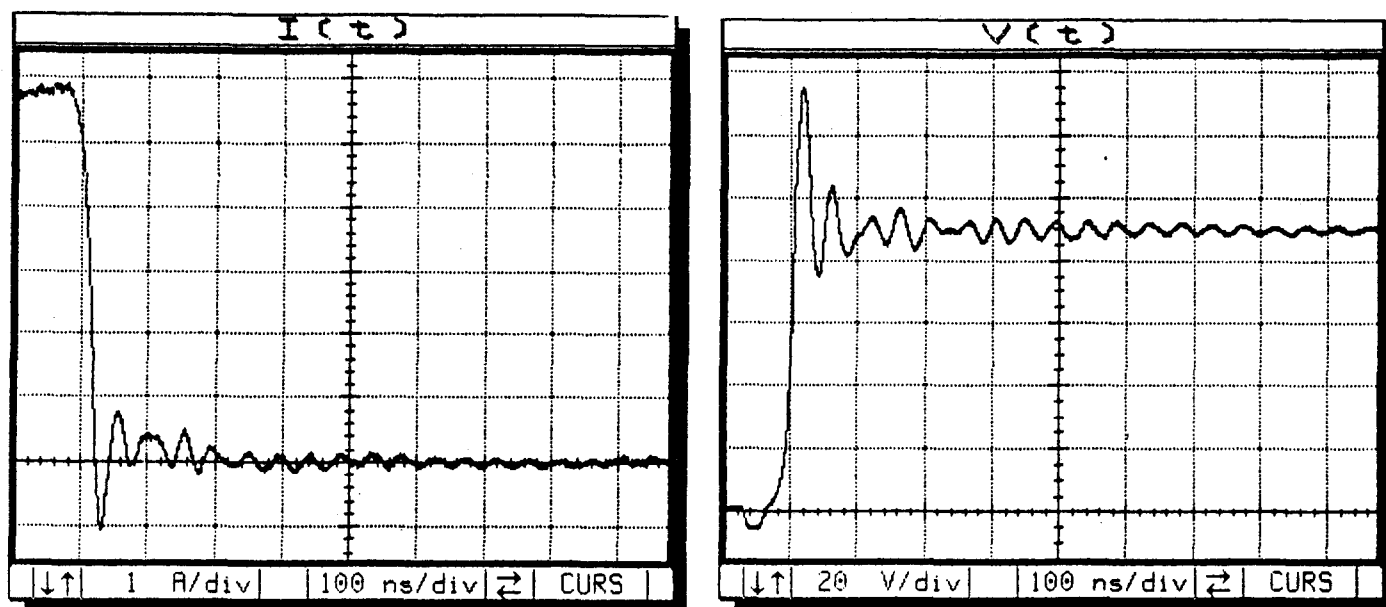
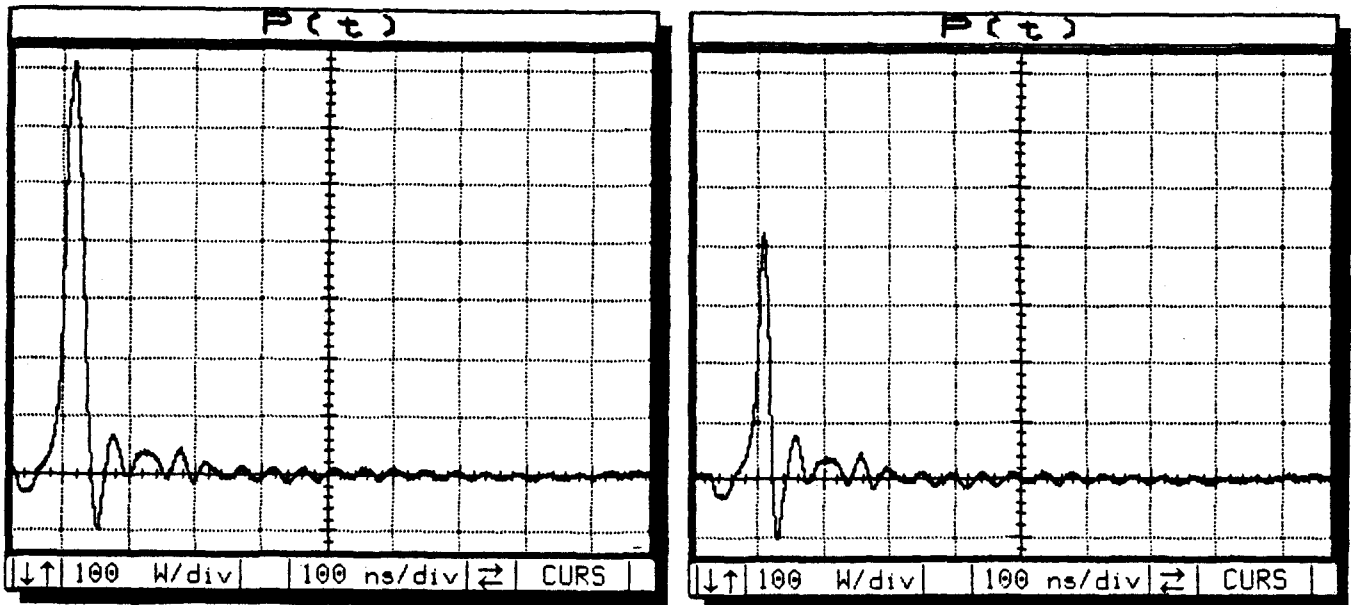


Figure 5-7 : Mesure du courant et de la tension d'un interrupteur dans une cellule de commutation simple.

A partir de ces mesures, représentées à la figure 5-7, la détermination de la puissance instantanée est obtenue (figure 5-8). Les différences entre les figures 5-8-a et 5-8-b résident dans la prise en compte ou non du retard différentiel associé à la sonde de courant utilisée (PIN 12R). La correction de ce retard permet notamment de s'affranchir d'une erreur de 72 % sur la valeur maximale de la puissance instantanée, P_{inst} et de, 130 % sur la valeur de la puissance moyenne, P_{moy} sur l'intervalle de temps étudié.



a) Retard différentiel = 0.

$$P_{\text{inst max}} = 705 \text{ W}$$

$$P_{\text{moy}} = 23 \text{ W}$$

b) Retard différentiel = 21 ns.

$$P_{\text{inst max}} = 410 \text{ W}$$

$$P_{\text{moy}} = 10 \text{ W}$$

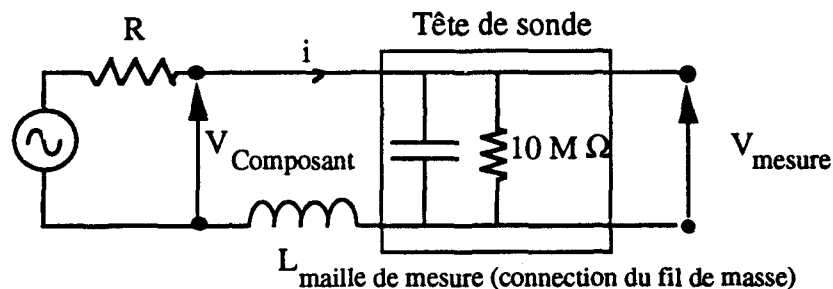
Figure 5-8 : Influence du retard différentiel sur la détermination de la puissance instantanée (à partir des mesures de la figure 5-7).

5.6 Boucle de la sonde de tension.

La boucle de la sonde de tension est définie par une surface limitée par la pointe de la sonde et sa connection de masse. Nous pouvons distinguer deux phénomènes liés à la boucle du fil de masse de la sonde de tension.

5.6.1 Inductance série.

Tout d'abord, la connection du fil de masse introduit une inductance série dans la maille de mesure qui peut engendrer des oscillations (création d'un circuit résonnant avec la capacité parasite d'entrée de l'oscilloscope) (figure 5-7).



$$V_{\text{mes}} = V_{\text{Composant}} + L_{\text{maille}} \frac{di(t)}{dt}$$

Figure 5-7 : Circuit équivalent - Inductance parasite de la boucle de la sonde de tension.

Après avoir choisi "les bonnes sondes", l'expérimentateur doit trouver une connection du fil de masse de la sonde de tension la plus petite possible afin de limiter l'inductance série parasite introduite par celle-ci [14]. En outre, il doit veiller à réduire la surface de cette boucle autant que possible.

5.6.2 Source de tensions parasites.

Le flux capté par la boucle induit des tensions parasites importantes au voisinage de conducteurs véhiculant des courants à variations très rapides. Ces phénomènes ont déjà été traités dans de nombreux ouvrages [13,14,40]. Nous nous contenterons ici de rappeler certaines précautions élémentaires.

L'utilisation d'un connecteur miniature coaxial (avec une sonde adaptée) monté directement sur le circuit imprimé ou au plus près du composant à étudier est une très bonne solution. Nous l'avons vérifié à l'aide d'un adaptateur ECB de Tektronix [14].

L'expérimentateur doit vérifier que la connection du fil de masse n'introduit ni oscillation ni tension parasite. Une modification de l'orientation et de la forme de cette boucle permet d'évaluer l'incidence du flux magnétique embrassé par celle-ci [14, 25]. Ces modifications changent également l'inductance série : si les dépassements sont liés à cette inductance, leurs périodes et leurs amortissements varient lorsque la boucle est déformée.

5.7 Inductance série du composant.

Pour l'électronicien de puissance la tension aux bornes du composant (seule accessible) diffère de celle présente aux bornes du semiconducteur. Or, fréquemment c'est le comportement du semi-conducteur qui l'intéresse. Il lui faut donc prendre en compte les effets introduits par les connections reliant le semi-conducteur aux points de mesure. Ces effets essentiellement inductifs peuvent être représentés par une inductance de boîtier

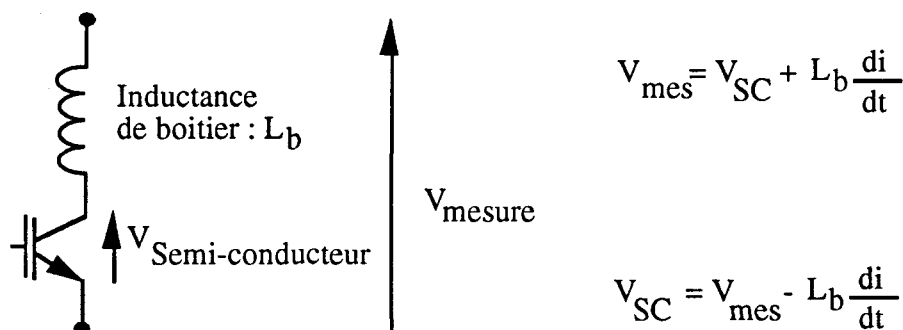


Figure 5-8 : Influence de l'inductance série de boîtier.

L'influence de cette inductance n'est pas toujours négligeable car elle engendre une tension proportionnelle aux variations du courant $-L_b \frac{di(t)}{dt}$. Une tension négative peut être observée aux bornes du composant alors que le courant, fortement décroissant, est positif.

Ainsi, des surtensions peuvent très bien intervenir aux bornes du semi-conducteur provoquant un dépassement de la tension admissible, sans que l'expérimentateur ne s'en aperçoive (d'où une possible destruction). Une caractérisation de cette inductance de boîtier est nécessaire. Elle est spécifique à chaque type de composant. A titre d'exemple, un IGBT de 200 A présente une inductance de boîtier de 80 nH, susceptible de faire apparaître une tension de 80 V lors d'une variation du courant de 1000 A/ μ s [8].

Un module prenant en compte l'effet introduit par l'inductance de boîtier sera présentés lors de la définition des différentes fonctionnalités du logiciel d'exploitation.

Remarque : La prise en compte de l'inductance de boîtier ne peut être réellement effectuée que si les mesures de courant et de tension sont parfaitement synchronisées.

VI. CHRONOLOGIE ADOPTÉE POUR UNE MESURE - LOGICIEL DE MESURE "MESURE"

6.1 Présentation de ce logiciel - But.

Comme nous l'avons déjà indiqué les mesures sont effectuées par l'oscilloscope qui est piloté, contrôlé et géré par ordinateur (par l'intermédiaire du bus d'instrumentation IEEE-488).

Un processus de mesure a été développé afin de respecter trois contraintes essentielles :

- Obtenir des conditions de mesure répétitives,
- Réduire les erreurs systématiques recensées précédemment,
- Réduire les temps morts nécessaires à la prise en compte d'un nouveau réglage de l'oscilloscope

Pour cela, les différentes étapes d'une mesure ont été regroupées et combinées dans un processus défini grâce à un logiciel interactif : "MESURE".

Dans la définition du logiciel nous avons séparé les erreurs en deux familles, celles qui doivent être prises en considération lors de la mesure (bruit aléatoire, bruit synchrone, non-linéarité du CAN ...) et les autres, qui correspondent plutôt à des traitements mathématiques (retard différentiel, composante continue ...). En revanche, certaines corrections prévues par le module d'exploitation ne peuvent être effectuées que si l'expérimentateur a choisi, lors de la mesure l'option correspondante. Par exemple, il ne pourra pas corriger la réponse basse fréquence de la sonde de tension si, au moment de la mesure, il n'a pas identifié les paramètres nécessaires à cette correction (à l'aide d'un module spécifique accessible par menu).

6.2 Chronologie adoptée pour une mesure.

Afin de réduire les dérives du montage étudié et de l'appareillage de mesure, l'imbrication des différents modules a été optimisée pour parvenir à une durée d'acquisition la plus courte possible.

Précisons cette chronologie en nous appuyant sur le descriptif de la figure 6-1.

Le processus commence par une initialisation de "base" de l'oscilloscope effectuée par l'expérimentateur afin de pouvoir établir un dialogue sur le bus GPIB. Ensuite, l'utilisateur accède à différents menus.

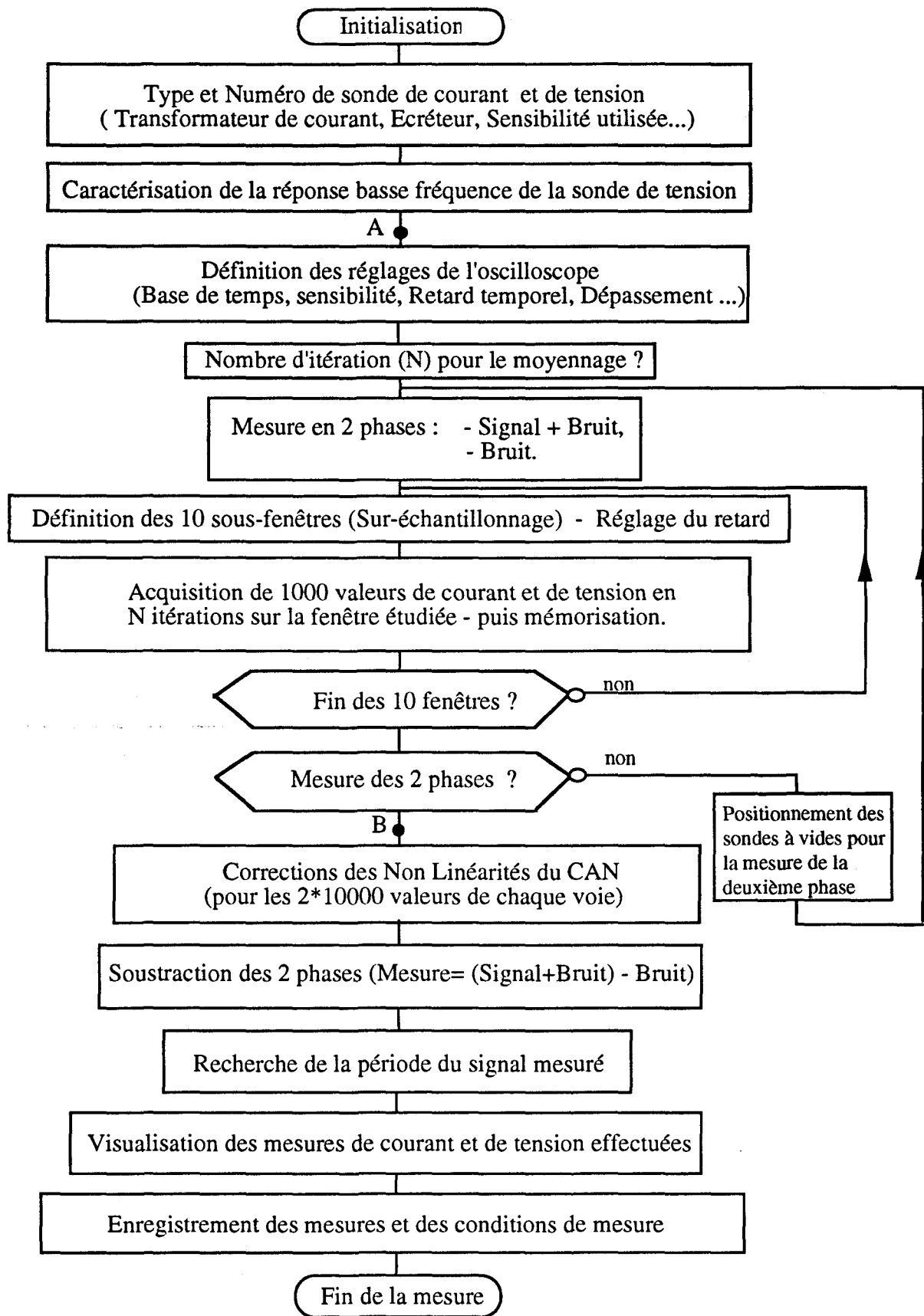


Figure 6-1: Organigramme de la mesure.

Le premier et le deuxième permettent de définir :

- le type de sondes de courant et de tension utilisées (active, passive et numéro),
- l'utilisation ou non d'un transformateur de courant (rapport de transformation, nom du transformateur),
- l'utilisation d'un écrêteur (nom de l'écrêteur).

Le retard différentiel correspondant aux sondes utilisées est alors affiché ou introduit par l'opérateur dans le cas où ce ne sont pas des capteurs spécifiques à la chaîne de mesure.

Ensuite, il est possible de caractériser la réponse basse fréquence de la sonde de tension. Pour cela, le signal de test spécifique, que nous définirons au chapitre III est utilisé à l'aide d'un menu spécial. Il permet de déterminer la réponse BF de la sonde. Ayant utilisé ce module, l'expérimentateur reste libre d'effectuer ou non cette correction lors de l'exploitation.

La mesure commence vraiment au point A de l'organigramme. L'opérateur doit avoir défini la fenêtre temporelle qu'il désire étudier. Différents paramètres sont alors échangés entre l'oscilloscope et l'ordinateur.

Dès que l'expérimentateur a indiqué le nombre d'itérations souhaité pour le moyennage, l'ordinateur pilote l'oscilloscope pour l'acquisition. Les bruits tant aléatoires que synchrones sont pris en compte : moyennage et mesure en deux phases. Le pilotage commande le réglage des 10 sous-fenêtres nécessaires pour respecter la profondeur mémoire et la résolution temporelle requises. Les 1000 points de chaque voie associés à chaque sous-fenêtre sont mémorisés ($2 \times 10 \times 1000$ valeurs).

La mesure effective se termine au point B. Les opérations suivantes correspondent aux traitements mathématiques et à la gestion des points mesurés.

La correction optionnelle des non-linéarités du convertisseur analogique numérique intervient avant la soustraction des deux ensembles de valeurs mesurées pendant les deux phases.

Lors de l'étude d'une période entière, la période du signal échantillonné est recherchée par un module spécifique.

Nous disposons désormais des mesures de courant et de tension. Après un contrôle visuel des signaux relevés, l'expérimentateur peut sauvegarder la mesure ainsi que les conditions dans lesquelles elle a eu lieu sur disquette. Cette enregistrement peut ensuite être exploité à l'aide du logiciel "EXPLOIT".

6.3 Problème de transmission entre l'oscilloscope et l'ordinateur.

L'oscilloscope numérique est couplé à l'ordinateur à l'aide du bus d'instrumentation IEEE-488. Ce bus possède une grande immunité aux parasites. Malgré cela, lors de l'étude de convertisseurs commutant des tensions élevées (ou de forts courants) en des temps très brefs, le dialogue sur le bus peut se trouver perturbé voire même interrompu.

De même, lors de la commande de la fenêtre temporelle d'investigation, la mesure ne doit pas être effectuée avant que la partie du signal à étudier ne soit réellement stable (problèmes de déclenchement et de prise en compte des commandes).

Afin de s'affranchir de ces aléas, des contrôles complémentaires ont été introduits dans le protocole d'échange entre appareils. Ils permettent de s'assurer que la commande envoyée à l'oscilloscope a bien été prise en compte et, inversement, que le type de message transmis par l'appareil de mesure correspond à celui attendu par l'ordinateur.

Ces précautions ont permis de rendre la communication beaucoup plus fiable.

VII. EXPLOITATION DES MESURES - LOGICIEL D'EXPLOITATION : "EXPLOIT".

7.1 Présentation de ce logiciel. But.

L'expérimentateur a précédemment effectué une mesure (à l'aide du module "MESURE"). Il faut désormais en extraire des résultats. Pour cela, il dispose d'un autre module logiciel : "EXPLOIT". Ce logiciel permet de disposer de nombreuses fonctionnalités graphiques et mathématiques très intéressantes pour l'étude d'une mesure (translation, agrandissement - zoom, synchronisation de la fenêtre d'étude ...).

Le but de ce logiciel consiste à fournir à l'expérimentateur une exploitation qualitative (graphique) et quantitative des résultats de mesure. Afin de rendre son utilisation conviviale et interactive, le module d'exploitation "EXPLOIT" est indépendant de celui de mesure. Tous les résultats de ce logiciel sont conditionnés par la qualité des mesures précédemment effectuées. L'expérimentateur peut faire intervenir les modules de correction de certaines erreurs telles que le retard différentiel, la réponse basse fréquence des sondes de courant ou de tension ou encore d'autres...

A partir des mesures de $I(t)$ et $V(t)$, nous déterminons la puissance instantanée $P(t)$, et le domaine de fonctionnement $I(V)$. Les valeurs moyennes et instantanées de $I(t)$, $V(t)$ et $P(t)$ sont systématiquement calculées. La représentation de $I(V)$ permet non seulement de connaître le domaine de fonctionnement (domaine de sécurité pour l'utilisation du composant), mais aussi de vérifier dans le cas d'une étude sur 2 à 5 périodes, si les signaux mesurés ont réellement été répétitifs sur toute la durée de la mesure.

En plus de cette étude temporelle, une analyse fréquentielle est disponible. Comme nous étudions des signaux périodiques échantillonnés, le nombre d'échantillons pour représenter une période n'est pas toujours égal à une puissance de 2 (512, 1024, ...). A partir du signal mesuré, ($I(t)$, $V(t)$ ou $P(t)$), nous définissons 1024 échantillons pour représenter une période (par interpolation). Ceci permet d'aboutir à un calcul numérique vrai de 512 raies constituant la Transformée de Fourier du signal étudié (FFT) [18].

7.2 Définition des fonctionnalités.

L'exploitation est constituée de quatre pages définies à partir de zones interactives graphiques et textes. Nous allons dans ce qui suit définir plus précisément les fonctionnalités de ce logiciel et son utilisation.

La première page correspond à une page de configuration (figure 7-1). Après avoir introduit la

disquette contenant le fichier de mesure à étudier, l'utilisateur doit tout d'abord commencer par sélectionner la zone "cliquer ici" (figure 7-1). La liste des différents fichiers de mesure disponibles sur la disquette (de type BDAT données) apparaît alors dans la zone 1. Une fois l'ensemble de mesure à étudier sélectionné, cette liste disparaît.

C'est sur cette page de configuration que l'utilisateur définit les différentes corrections à effectuer lors de l'exploitation des mesures. Ainsi, sont précisées sur cette page les valeurs de l'inductance de maille, du décalage temporel, de la fréquence de coupure basse et le gain de la sonde de tension correspondant respectivement aux différentes corrections de l'inductance série du composant, du décalage temporel entre sondes et des réponses basse fréquence des sondes de courant et de tension. L'utilisateur a le choix de modifier la valeur de ces trois premiers paramètres de la zone 3.

Une sélection de la légende de la première page (zone 5) permet de :

- de disposer d'une exploitation temporelle (*Mesure*),
- de disposer d'une exploitation fréquentielle (*FFT*),
- d'obtenir un récapitulatif des conditions de mesure (*Cond_mes*),
- de retourner au module de mesure (*Acquisi*),
- d'arrêter l'exploitation (*stop*).

Avant de passer à la deuxième ou troisième page, l'opérateur peut prédéfinir le mode de tracé à utiliser pour la représentation graphique (Intégral, moyen, ponctuel), ou encore la grandeur sur laquelle la transformée de Fourier sera effectuée (courant, tension ou puissance) ainsi que l'échelle de représentation de la FFT (linéaire ou logarithmique) - zone 4.

La deuxième page correspond à une analyse temporelle (figure 7-2). A partir des grandeurs mesurées $I(t)$ et $V(t)$, nous définissons le plan de fonctionnement $I(V)$ et la puissance instantanée $P(t)$. Associé à ces différentes fenêtres de représentation, les calculs des valeurs moyennes et efficaces correspondantes sont disponibles.

Les figures $I(t)$, $V(t)$, $I(V)$, $P(t)$ sont de type graphique avec une légende interactive. Lorsqu'il arrive à cette page, l'opérateur a systématiquement la représentation des 10 000 points. La légende associée à chaque figure graphique permet d'étudier de manière plus fine le signal mesuré. Nous allons préciser les différentes fonctions qui constituent la légende (figure 7-3).

ENTREE-SORTIE

LABEL: CORTEX

ACT12_SA_1	24-Feb-92 11:50
PRS11_SA_1	24-Feb-92 12:14
PRS18_SA_1	24-Feb-92 12:05
PRS04_SA_1	27-Feb-92 10:54
PRS04_SA_2	26-Feb-92 15:35
PRS04_SA_3	26-Feb-92 15:45
PRS18_SA_2	26-Feb-92 16:30
PRS17_SA_1	27-Feb-92 18:54
PRS17_SA_2	27-Feb-92 19:40
ACT12_SA_2	27-Feb-92 19:33
PRS17_SA_3	27-Feb-92 19:37

CONFIGURATION

Disquette prête

Cliquer ici

Corrections à effectuer

Correction des sondes de courant ☒ Non

Correction des sondes de tension ☒ Oui

Valeur des paramètres

Inductance de maille 0 nH

Décalage temporel ☒ 21.00 ns

Fréquence sonde de courant ☒ 0 Hz

Gain de la sonde de tension 1.000

Courbes

Mode de tracé de I, U, P Intégral

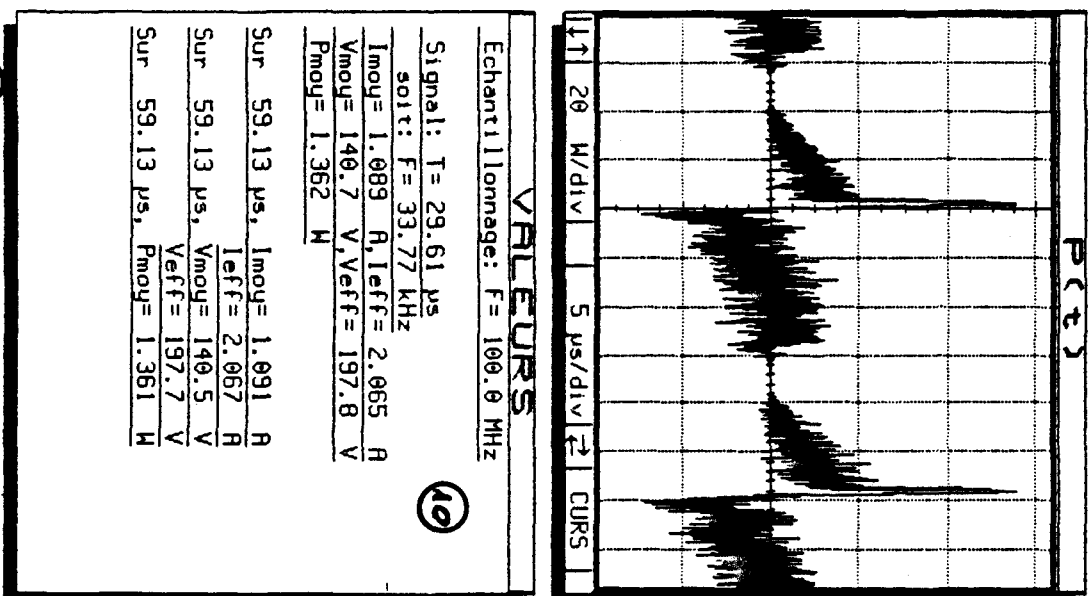
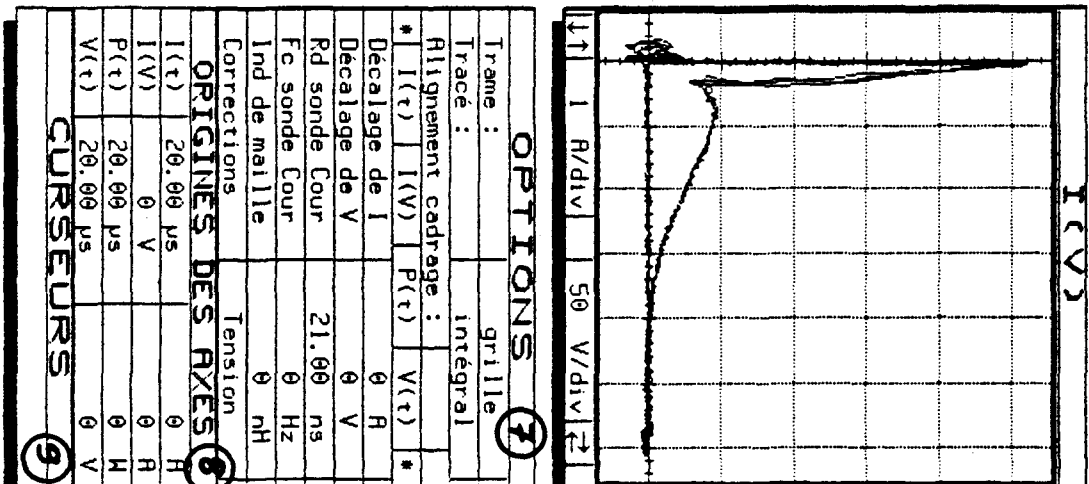
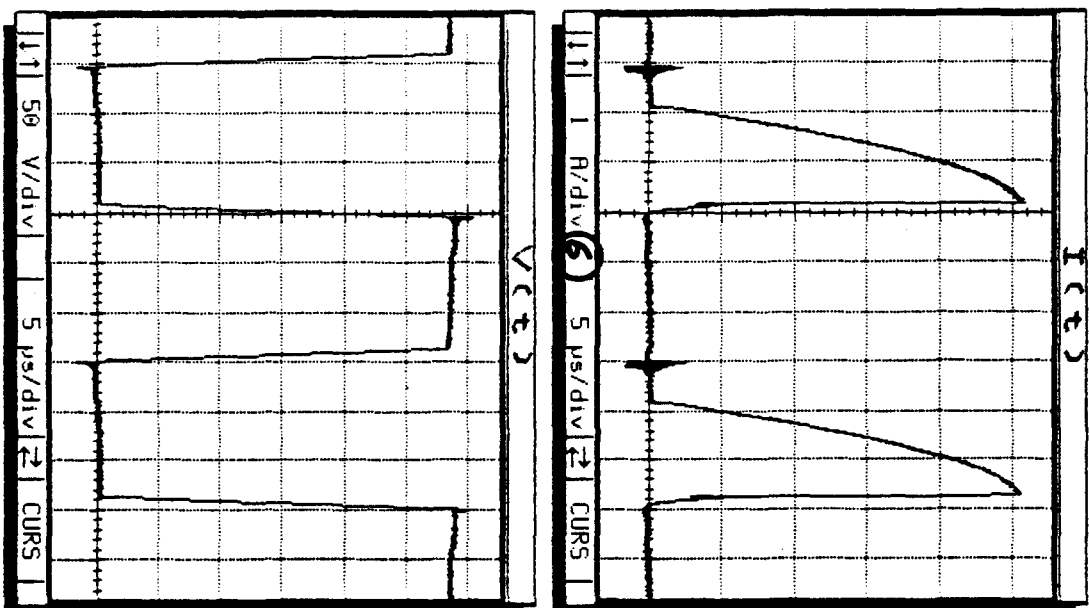
FFT sur: ☒ le courant

Echelles de la FFT ☒ Linéaire

==> Sortie: Mesures FFT Cond_mes Acquisi. Stop

5

Figure 7-1: Page de configuration pour l'exploitation des mesures.



OPTIONS			
Trame :	grille		
Tracé :	intégral		
Alignement cadrage :			
* I(t) I(V) P(t) V(t) *			
Décalage de I	0 R		
Décalage de V	0 V		
Rd sonde Cour	21.00 ns		
Fc sonde Cour	0 Hz		
Ind de maille	0 nH		
Corrections	Tension		
ORIGINES DES AXES			
I(t)	20.00 μ s	0 R	
I(V)	0 V	0 R	
P(t)	20.00 μ s	0 H	
V(t)	20.00 μ s	0 V	
CURSEURS			

VALEURS	
Echantillonnage:	F = 100.0 MHz
Signal:	T = 29.61 μ s
	soit: F = 33.77 kHz
	Imoy = 1.089 A, Ieff = 2.065 A
	Vmoy = 140.7 V, Veff = 197.8 V
	Pmoy = 1.362 W
Sur	59.13 μ s, Imoy = 1.091 A
	Ieff = 2.067 A
Sur	59.13 μ s, Vmoy = 140.5 V
	Veff = 197.7 V
Sur	59.13 μ s, Pmoy = 1.361 W

=> Sortie: Impr. Trac. Configuration

Fichier : ACT12 SA 1 8 Apr 1992 15:17:22

Figure 7-2 : Exploitation des mesures - Analyse temporelle.

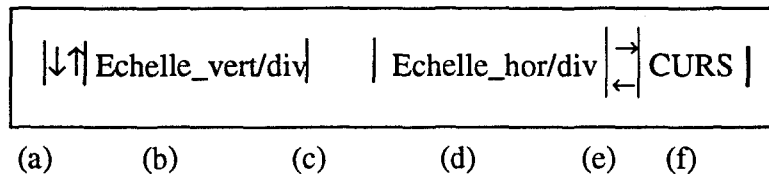


Figure 7-3: Définition des zones interactives de la légende d'une figure graphique.

- $\left| \begin{array}{c} \downarrow \uparrow \end{array} \right|$ & $\left| \begin{array}{c} \rightarrow \leftarrow \end{array} \right|$ (zones a & e de la figure 7-3) sont des commandes de translation verticale et horizontale
- $\left| \text{Echelle_vert/div} \right|$ & $\left| \text{Echelle_hor/div} \right|$ (zones b & d) correspondent aux échelles verticale et horizontale. Elles peuvent être modifiées par sélection avec la souris. Les gammes utilisées sont en correspondance avec celles de l'oscilloscope (1, 2 ou 5).
- $\left| \right|$ (zone c) possède deux fonctionnalités :
 - la première permet d'obtenir un agrandissement d'une partie de la fenêtre à étudier (zoom) (action sur le bouton gauche puis droit de la souris). Les valeurs moyennes et efficaces correspondant à l'intervalle d'étude sont disponibles sur la table VALEURS (zone 10).
 - en agissant deux fois sur le bouton gauche de la souris on revient systématiquement à la représentation initiale des 10 000 points (avec les calibres ponctuellement l'évolution de la courbe étudiée et connaître précisément les valeurs des différents échantillons (en amplitude et en temps). Ces valeurs sont disponibles dans la figure CURSEURS (zone 9).

La figure OPTIONS (zone 7) est constituée de trois parties :

- un menu déroulant interactif,
- un menu interactif,
- un récapitulatif des corrections utilisées.

****** Le menu déroulant correspond à la définition du type de trame, du tracé et de l'alignement cadrage. Ces modes de tracé peuvent aussi être choisis à la page de configuration.

Trame : grille :trame complète définie par ses axes et une grille (réticule), le tout bien sûr en correspondance avec les échelles utilisées.

points : mode de représentation ponctuel de la trame. On ne retrouve que les axes et les points correspondant aux intersections des droites de la grille.

axes : seuls les axes sont définis et représentés.

Tracé : **intégral** : tous les points correspondant à la zone étudiée sont représentés et reliés entre eux par des droites (interpolation linéaire).

moyen : la largeur de la fenêtre n'étant pas assez grande pour représenter un échantillon par pixel, le pixel représenté correspond à une moyenne. Tant que le nombre de points étudiés est grand devant le nombre de pixels représentant la largeur de la figure, la moyenne de 50 points juxtaposés est représentée par un pixel. Ce mode de représentation équivaut à un filtrage graphique. Il permet notamment de s'affranchir de certains bruits.

ponctuel : tous les échantillons correspondant à la zone étudiée sont représentés par des points. Le nombre de points qui définissent la commutation (ou le zoom) peut ainsi être connu. Ce mode de représentation est pratique car associé à la fonction ZOOM il permet de préciser l'importance des échantillons représentatifs.

Alignement cadrage : Menu permettant de fixer la même origine temporelle et le même calibre de base de temps afin d'obtenir à partir de la sélection de l'une des figures $I(t)$, $V(t)$ et $P(t)$ l'étude sur le même intervalle de temps de ces trois fenêtres. Sur la table VALEURS (*zone 10*) les résultats des calculs de valeurs moyennes et efficaces correspondant exactement à la même zone d'étude pour $I(t)$, $V(t)$ et $P(t)$ sont disponibles. Cette commande est très fonctionnelle pour l'étude simultanée du courant et de la tension au cours d'une commutation.

****** Le menu interactif permet d'introduire ou de modifier certains paramètres. La modification de l'une des valeurs de ce menu nous ramène systématiquement à la page de configuration.

Décalage de I : Fonction permettant d'introduire une valeur équivalente à une composante continue de courant. Ceci permet notamment dans le cas d'une mesure avec une sonde passive de réajuster la composante continue du courant. La détermination des valeurs de $P(t)$ en tient compte.

Décalage de V : Fonction permettant d'introduire une valeur équivalente à la composante continue de la tension.

Rd sonde cour : Valeur équivalente au retard différentiel entre la mesure du courant et de la tension. Permet de synchroniser temporellement ces deux mesures.

Fc sonde cour : Valeur correspondant à la fréquence de coupure basse (BF) de la sonde passive utilisée. Cette donnée peut être ajustée manuellement, mais l'opérateur peut aussi prendre la valeur donnée par défaut, fonction de la composante continue du courant traversant la sonde (cf caractérisation des sondes de courant chapitre II).

Ind de maille : Valeur de l'inductance de maille permettant à l'utilisateur de prendre en considération l'effet inductif introduit par l'inductance de boîtier du composant.

**** Selon les corrections effectuées sur des réponses basse fréquence des sondes, le récapitulatif "corrections" mentionnera : Aucune, Tension, Courant, Tens & Cour.**

La figure ORIGINES DES AXES (*zone 8*) est une zone texte. Elle permet de connaître à tout instant les coordonnées du repère représenté sur chaque figure, quelles que soient les translations (horizontales ou verticales) ou l'alignement cadrage effectués.

La figure CURSEURS (*zone 9*) correspond à une zone texte. C'est ici que sont indiquées les valeurs (en amplitude et temps) pointées par le curseur lorsque la fonction CURS d'une légende est active.

La figure VALEURS (*zone 10*) est une zone texte où sont indiqués différents éléments. Nous pouvons disposer de :

- la fréquence d'échantillonnage utilisée lors de la mesure (intervalle de temps séparant deux échantillons successifs),
- la période et la fréquence du signal (calculées) (dans le cas d'un signal étudié sur une période),
- les valeurs moyennes et instantanées pour chaque ensemble de 10 000 points constituant I(t), V(t) et P(t),
- les valeurs moyennes et instantanées correspondant aux différentes fenêtres d'étude sur I(t), V(t) et P(t).

La légende de la page ENSEMBLE DES MESURES (*zone 11*) (interactives) est la même que celle des pages "FEUILLE DE CALCUL" et "CONDITIONS DE MESURE". Elle permet :

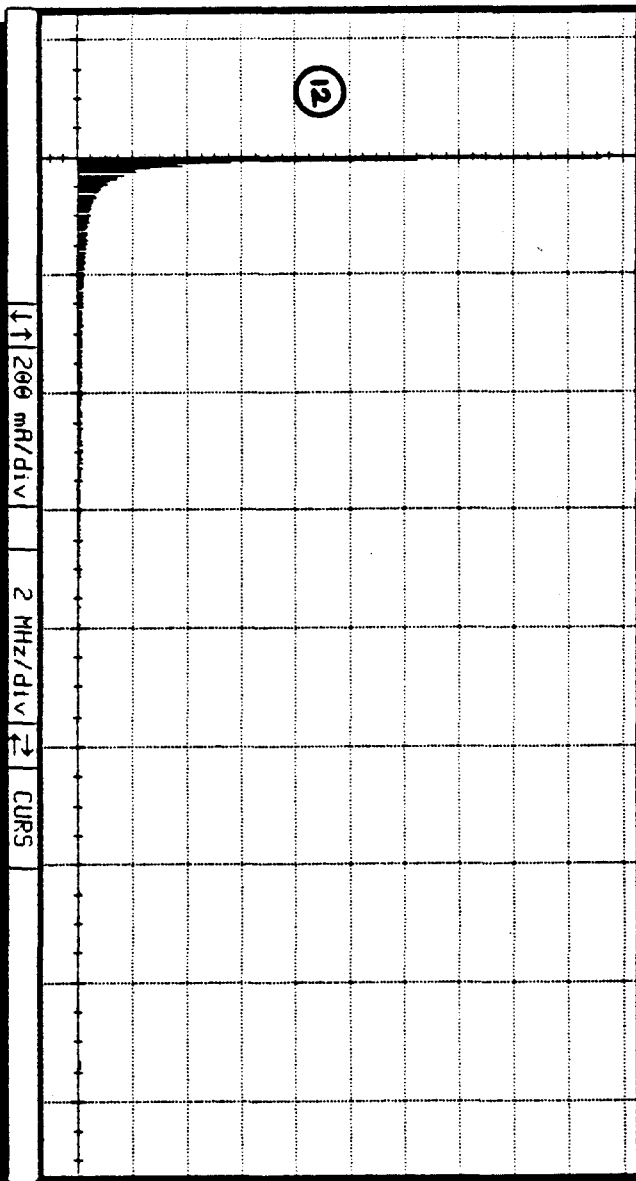
- Configuration : Revenir à la première page (CONFIGURATION).
- Impr : Impression : graphique monochrome de la page étudiée sur une imprimante à jet d'encre.
- Trac : Recopie graphique couleur sur une PaintJet XL.

La troisième page correspond à l'analyse fréquentielle de la grandeur choisie dans la page de configuration (I(t), V(t) ou P(t)) (figure 7-4). L'accès à cette page de calcul s'effectue à l'aide de la commande FFT (légende de la première page).

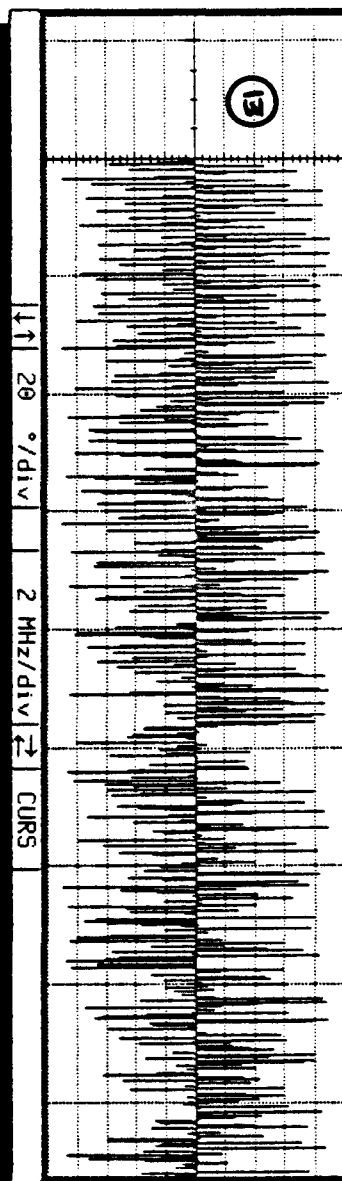
Après avoir sélectionné la grandeur à étudier, nous disposons simultanément de l'argument (*zone 12*) et de la phase (*zone 13*) de l'analyse spectrale définie sur 2^n échantillons pour une période. Les fonctionnalités des légendes des figures graphiques restent les mêmes que précédemment. Associée à cette représentation, une échelle de représentation linéaire ou logarithmique peut être choisie (*zone 14*). L'ensemble des valeurs correspondant à la fenêtre étudiée est encore disponible sur la figure VALEURS (*zone 15*). L'utilisation du module de calcul de la transformée de Fourier effectuée dans ce logiciel a été vérifiée par différentes études [18, 35] .

La quatrième page "CONDITIONS DE MESURE" (figure 7-5) correspond à un récapitulatif des paramètres essentiels utilisés lors de la mesure. Elle donne à l'expérimentateur la possibilité de reconduire une mesure similaire s'il en a besoin.

DENSITE SPECTRALE DU COURANT



PHASE



ORIGINES DES AXES

0 Hz	0 R
0 Hz	0 °

ECHELLES

Echelle	Linéaire
Corrections	Tension

CURSEURS

VALEURS

Fréquence de la rate	Valeur crête	Phase
0 Hz	0 R	0 °
33.77 kHz	1.918 R	-9.174 °
67.54 kHz	1.250 R	-23.65 °
101.3 kHz	558.9 mR	-57.19 °
135.1 kHz	361.2 mR	46.03 °
168.9 kHz	379.6 mR	-983.2 m°
202.6 kHz	258.8 mR	-43.53 °
236.4 kHz	205.9 mR	68.22 °
270.2 kHz	216.6 mR	20.80 °
304.0 kHz	165.0 mR	-27.47 °
337.7 kHz	139.5 mR	-89.77 °
371.5 kHz	144.2 mR	40.01 °
405.3 kHz	115.7 mR	-5.658 °
439.0 kHz	102.3 mR	-69.21 °
472.8 kHz	109.5 mR	63.21 °
506.6 kHz	86.31 mR	13.06 °
540.4 kHz	80.53 mR	-45.75 °
574.1 kHz	83.25 mR	84.92 °
607.9 kHz	71.81 mR	38.55 °

=> Sortie: Impr. Trac. Configuration

MESURE COURANT

Type sonde : ACTIVE-Amp11 AM503 : 01V19R
 Modèle : AB302
 N° sonde : PIN 12 R
 Cal_Sonde : 1 mR/mV
 Cal_Oscillo : .01 Volt
 Dec_courant : 0 R
 Utilisation Transfo : NON
 Rapport_transf :
 N° transfo_courant :

AUTRES PARAMETRES

Période donnée : 29.00 μ s
 Période calculée : 29.61 μ s
 Bdtps utilisée : 5.000 μ s/div
 Retard donné (double Bdtps) : 0 sec
 Retard différentiel entre I et V : 21 ns
 Nb itération : 8
 Fc BF Sonde courant : 0 Hz
 Inductance de maille : 0 nH
 Version acquisi utilisée : NV
 Date de la Mesure : 24 Feb 1992
 Date du fichier d'étalonnage de I : 29 AVRIL 1991
 Date du fichier d'étalonnage des NL CAN : 0

MESURE TENSION

Modèle : P6131
 N° sonde : PIN 1 R
 Cal_Oscillo : 50 Volt
 Coeff_correct : 1.008
 Utilisation Ecrêteur : NON
 N° Ecrêteur :
 Décalage tension :

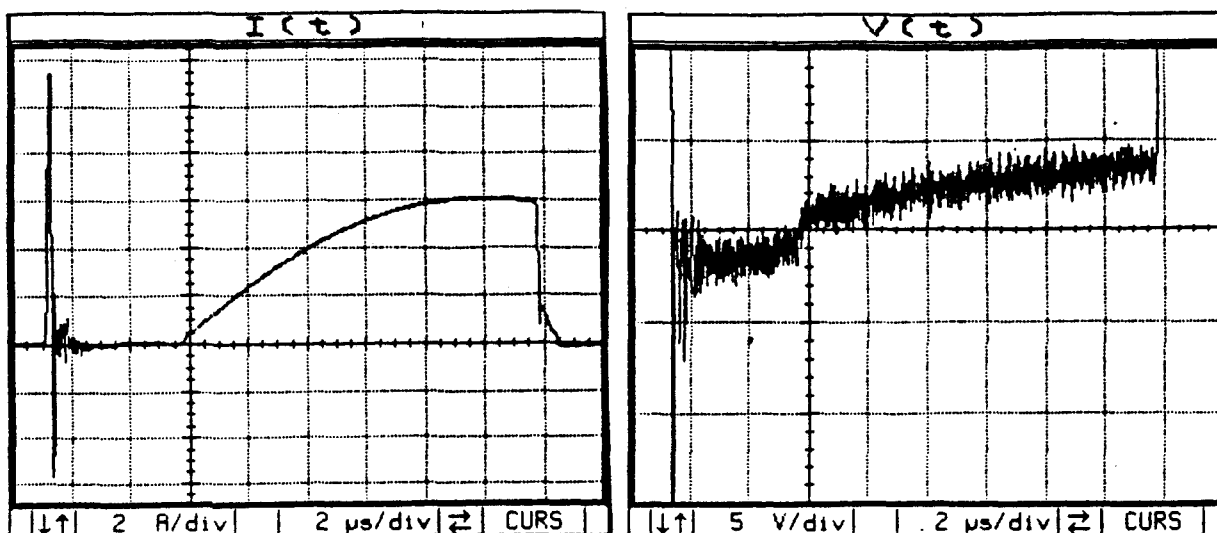
=> Sortie: | Impr. | Trac. | Configuration

Fichier : ACT12 SA 1

27 Mar 1992 12:12:31

7.3 Intérêt du tracé moyen.

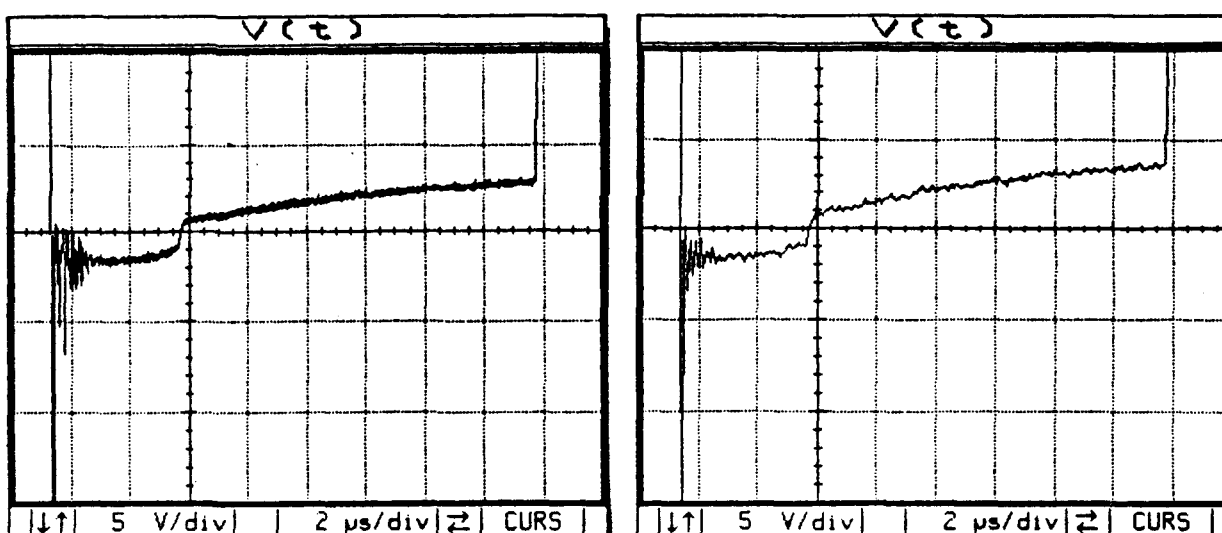
Il est important de revenir sur une des fonctionnalités de cet outil d'exploitation : le mode de tracé moyen. Prenons deux mesures d'un même signal effectuées sur 16 ou 256 itérations (en mode moyennage). Il existe un facteur quatre entre ces deux mesures sur le rapport Signal/Bruit (figures 7-6-b et 7-7-b). Appliquons le tracé moyen à la mesure correspondant à la figure 7-6-b. Comme le montre la figure 7-7-b, ce mode de représentation effectue un filtrage des phénomènes haute fréquence. Dans la partie à variation lente, l'évolution de la tension qui correspond à la montée du courant (figure 7-6-a) est retrouvée correctement.



a) Courant.

b) Tension.

Figure 7-6 : Mesure moyenne sur 16 acquisitions (Mode de tracé intégral).



a) Mesure moyenne sur 256 acquisitions (mode de tracé intégral)

b) Tracé moyen de la figure 7-6-b (Mesure sur 16 acquisitions)

Figure 7-7 : Intérêt du tracé moyen entre une mesure sur 16 et 256 itérations.

Nous pouvons donc disposer, à partir d'une mesure sur 16 itérations, de la même définition de représentation que celle obtenue avec une mesure sur 256 itérations (en tracé intégral); mais cela, pour une durée de mesure beaucoup plus brève (problème de dérives).

7.4 Inductance série du composant.

Un module prenant en compte l'effet introduit par l'inductance de boîtier du composant (cf paragraphe 5-7) a été développé dans le logiciel d'exploitation "EXPLOIT". A partir de la valeur de L_b , donnée par l'expérimentateur, les valeurs $(-L_b di(t)/dt)$ sont ajoutées à la tension $v(t)$. La dérivation, qui correspond fondamentalement à un filtrage passe-haut, accentue l'importance du bruit haute fréquence perturbant la mesure de courant. Ainsi, cette correction a une incidence notable, elle présente l'inconvénient d'augmenter le bruit apparent sur la tension.

Actuellement, nous avons fait un compromis sur l'influence du bruit de la mesure du courant sur la tension. La dérivée instantanée est définie par l'étude des 20 échantillons juxtaposés au point étudié (-10 à 10). Ces oscillations "désagréables" pourraient être limitées en prenant plus de points pour ce calcul mais nous ne garantissons pas le résultat sur l'effet de filtrage supplémentaire introduit. L'utilisateur peut dans un premier temps utiliser les fonctionnalités du logiciel d'exploitation (mode de tracé moyen) afin de s'affranchir graphiquement de ces parasites. En règle générale, il est toujours plus sage d'intervenir à la source du problème. Il est donc recommandé, notamment lorsque l'inductance de maille doit être prise en compte, de limiter le bruit sur la mesure, donc d'utiliser le mode moyennage.

Une illustration de cet effet inductif est représentée sur les figures suivantes. Elles correspondent à la mesure de l'ouverture d'un IGBT [7,8]. Nous pouvons constater sur la mesure de tension (figure 5-8-a) un importante surtension en coïncidence avec la grande variation du courant (figure 5-8-b). La figure 5-8-c correspond à la détermination de l'effet inductif seul $(-L_b di(t)/dt)$ avec une inductance de boîtier de 40 nH., correspondant au type de composant utilisé. Ainsi comme le montre la figure 5-8-d, nous avons désormais accès à la tension aux bornes du semi-conducteur. Dans notre cas la surtension réelle aux bornes de la puce n'est que de 10 V supérieure à celle mesurée initialement. par contre, les figure 5-9 nous montre les répercussions sur la puissance instantané au cours de cette commutation. En considérant l'inductance série de boîtier du composant, nous obtenons une contrainte sur la puissance instantanée dissipé dans le semi-conducteur de 10 % supérieure à celle initialement déterminée (2000 W contre 1800W).

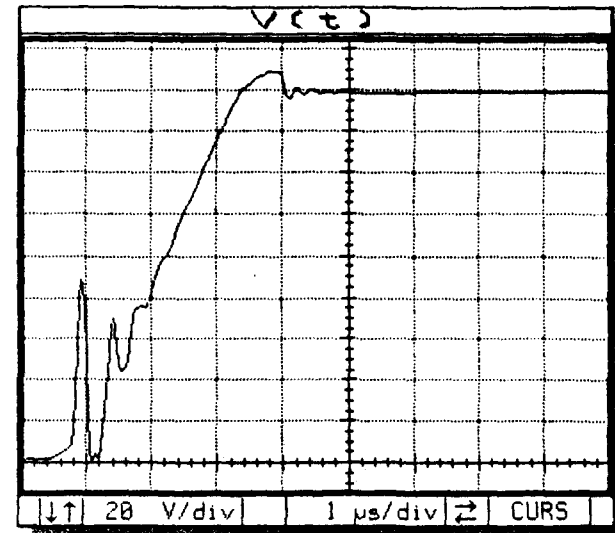
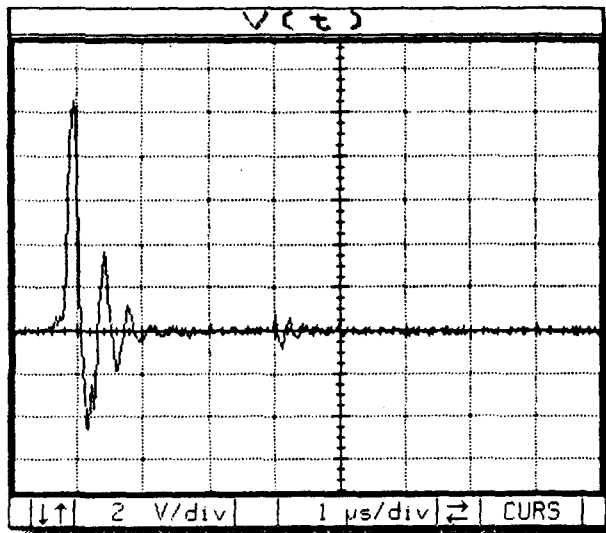
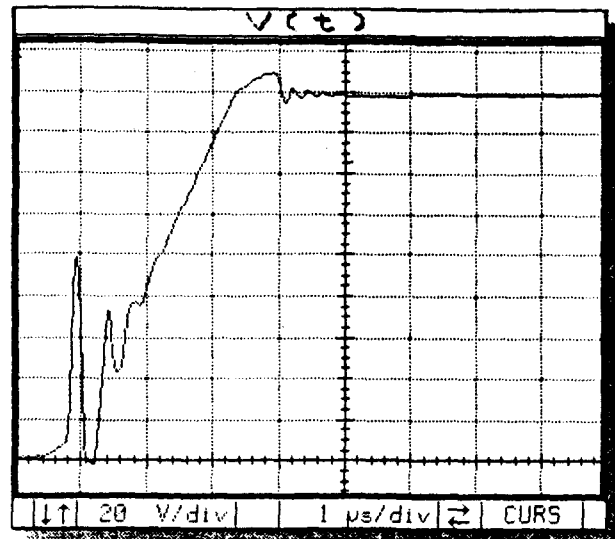
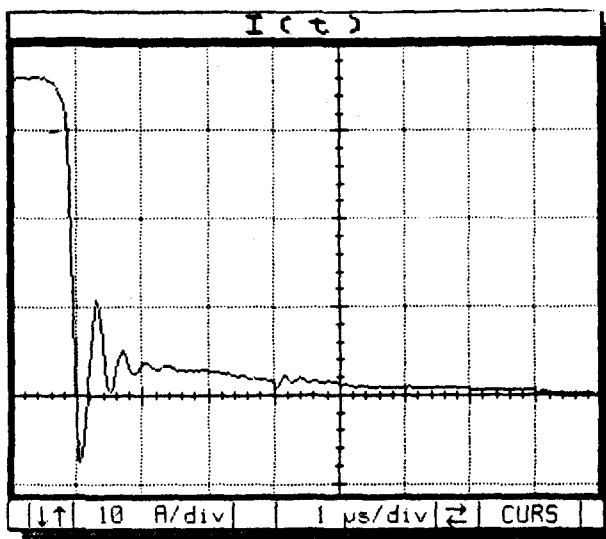


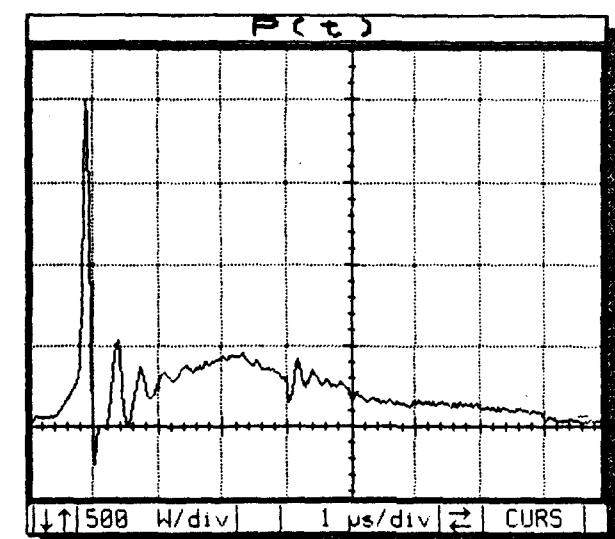
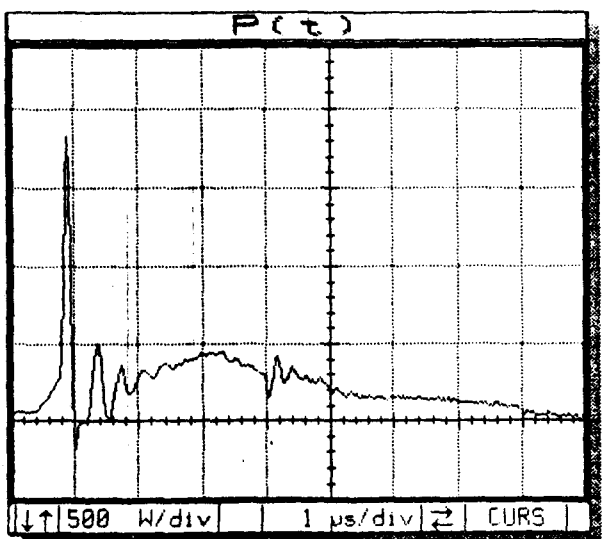
Figure 5-8 : Influence de l'inductance de boîtier du composant .

a) Mesure du courant,

b) Mesure de la tension,

c) Effet inductif introduit par l'inductance de boîtier du composant ($-L_b di(t)/dt$),

d) Détermination de la tension réelle aux bornes du semiconducteur.



a) Mesure directe

b) Prise en compte de l'inductance de boîtier

Figure 5-9 : Détermination de la puissance instantanée aux bornes du semi-conducteur

VIII. CONCLUSION

Fréquemment, les spécialistes de l'électronique de puissance mettent en cause la validité des mesures faites sur des interrupteurs de puissance en fonctionnement. A l'opposé, d'après la documentation des constructeurs d'oscilloscopes, ces mesures sont très simples. En fait, quand les deux travaillent ensemble, la réalité est plus nuancée [25]. Nous avons voulu poser des problèmes réels pour guider les premiers dans leurs choix et orienter les recherches des seconds.

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord précisé, à partir des contraintes liées à la mesure en électronique de puissance, les performances de l'appareil de mesure nécessaires afin de déterminer correctement la puissance électrique instantanée.

A partir de ces considérations, une chaîne de mesure a été développée autour d'un oscilloscope numérique rapide et d'un ordinateur afin d'appréhender des signaux répétitifs.

Indépendamment de l'appareil retenu, des imprécisions subsistent. Après une identification des erreurs reproductibles, une méthode de mesure a été développée. Elle permet de prendre en compte chacune de ces erreurs afin de s'en affranchir (ou en tout cas de les réduire).

Pour cela, deux outils informatiques interactifs ont été développés :

Le premier concerne essentiellement la mesure. Il consiste à définir le processus de mesure - pilotage, contrôle et gestion de la mesure oscilloscopique - en respectant au mieux les contraintes fixées. Il permet de prendre en compte un certain nombre d'erreurs qui interviennent systématiquement au cours d'une mesure. Il permet également d'obtenir des conditions de mesure répétitives.

Le second permet d'exploiter les résultats expérimentaux, sauvegardés sur disquette. Ce logiciel d'exploitation possède de nombreuses fonctionnalités graphiques, il permet par ailleurs d'étudier de façon précise les pertes en commutation et en conduction ou encore d'obtenir une décomposition spectrale des grandeurs étudiées. Les corrections des erreurs indépendantes de la mesure peuvent être effectuées indépendamment les unes des autres au cours de l'exploitation.

Malgré l'intérêt apporté pour réduire les erreurs entachant la mesure, il apparaît nécessaire d'aborder de manière plus précise certains éléments qui introduisent des incertitudes importantes. Les erreurs provoquées par la numérisation du signal et les réponses basse-fréquences des sondes d'oscilloscope sont deux points essentiels que nous nous proposons d'étudier dans les chapitres suivants.

Chapitre II

ERREURS INTRODUITES PAR LA NUMERISATION D'UN SIGNAL ANALOGIQUE

I. INTRODUCTION

Aujourd'hui, de nombreux oscilloscopes numériques permettent de mettre en oeuvre l'itération (mode moyennage) pour acquérir un signal répétitif. Cette méthode accroît le rapport Signal / Bruit en cumulant l'information de plusieurs enregistrements successifs du signal.

L'amélioration escomptée, proportionnelle à la racine carrée du nombre d'acquisitions [1], est effective tant que l'on ne cherche pas à obtenir, pour le résultat final, une erreur absolue inférieure à l'écart séparant deux niveaux consécutifs du convertisseur analogique-numérique (CAN). En revanche, si cette méthode est exploitée dans l'espoir de transgresser cette limitation, on s'expose à quelques déconvenues liées notamment aux non-linéarités de la fonction CAN et à sa réalisation matérielle.

L'étude des erreurs systématiques introduites par la mesure nous a amené à nous intéresser aux erreurs provoquées par la numérisation du signal [19, 20, 21, 22, 23, 24].

Nous analysons ici ces phénomènes et nous dégageons ensuite des méthodes de correction appropriées. Leurs applications permettent d'envisager l'utilisation d'un convertisseur analogique-numérique 8 bits, de fréquence d'échantillonnage élevée, tout en bénéficiant de la résolution et de la précision d'un CAN de 10 bits. L'utilisation de ces nouvelles performances est alors applicable à des mesures délicates nécessitant une grande résolution.

Une telle recherche est motivée par l'obligation de mener à bien des mesures nécessitant à la fois une grande fréquence d'échantillonnage et une résolution élevée.

II. INCIDENCE SUR LES MESURES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

2.1 Tension de saturation et temps de récupération de l'oscilloscope.

Quelle que soit la sensibilité verticale choisie, la linéarité de l'oscilloscope est limitée. Ainsi, par exemple, l'oscilloscope ne reproduit pas correctement un signal qui sort de la dynamique du CAN - soit en général ± 5 divisions de l'écran. Quelle que soit la tension de cadrage choisie, pour l'oscilloscope 2430 Tektronix, si le signal dépasse 10,24 divisions crête-à-crête, il est impossible de l'observer sans déformation [13].

Lorsque le signal d'entrée amène l'oscilloscope en saturation par intermittence, les tensions alors atteintes ne peuvent bien évidemment pas être mesurées. De plus, après chaque surcharge de l'entrée, l'oscilloscope a besoin d'un "temps de récupération" avant de pouvoir à nouveau délivrer une mesure juste (figure 2-1).

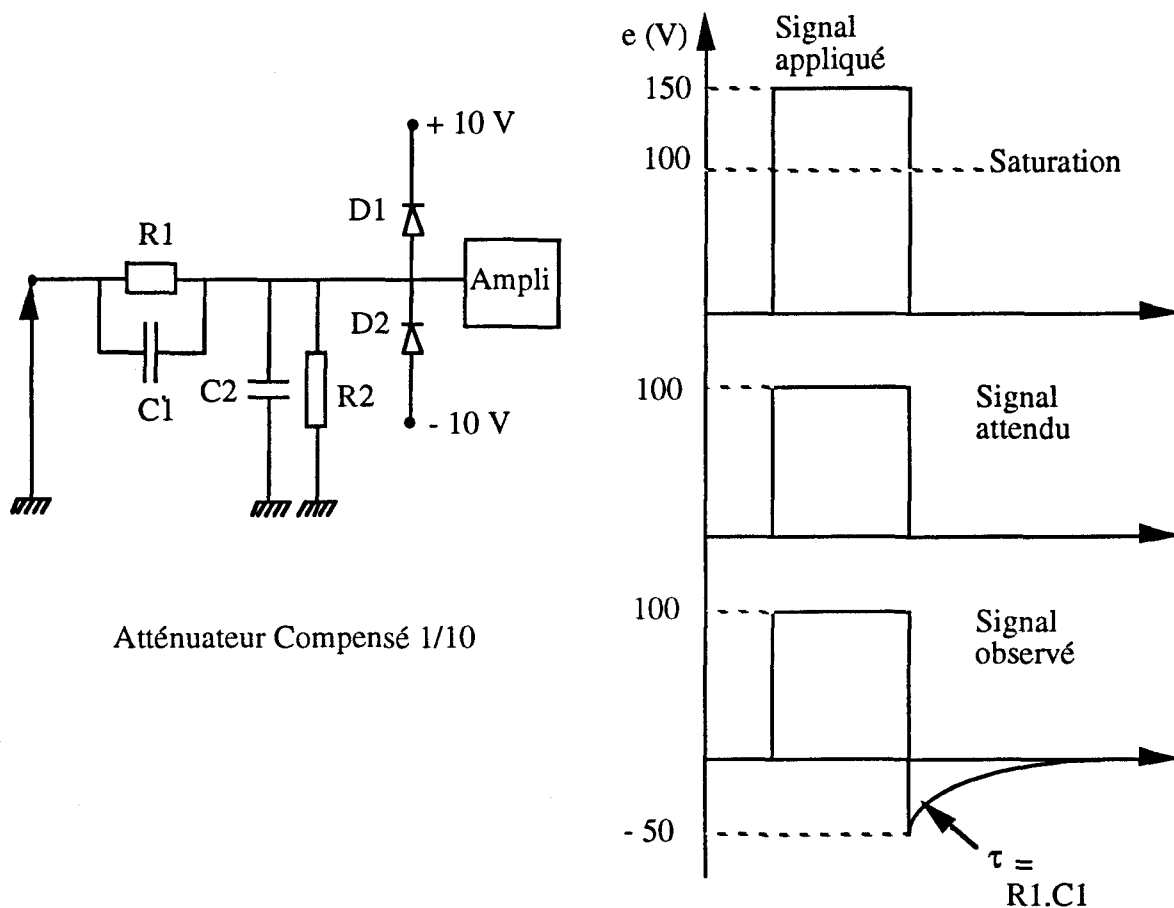


Figure 2-1 : Représentation de l'étage d'entrée - Modèle pour l'origine des temps de récupération d'un oscilloscope.

Le modèle de la figure 2-1 permet de comprendre l'origine du temps de récupération. Dès que l'entrée dépasse la tension limite, la diode D_1 (ou D_2) écrête le signal, protégeant ainsi

l'amplificateur. Le condensateur C_1 se charge alors à travers D_1 . Par la suite, la tension d'entrée redescend brusquement au-dessous de la valeur de saturation alors que C_1 ne peut se décharger qu'à travers la résistance R_1 (ce qui peut être très long !). Tout phénomène de limitation non-linéaire peut introduire une dissymétrie de charge et de décharge comparable à celle exposée ci-dessus. Ce phénomène est d'autant plus gênant qu'il se produit dans un circuit à haute impédance (grandes constantes de temps).

Il faut distinguer deux limites : celle du CAN qui intervient peu au-delà de l'écran et celle de l'amplificateur qui est nettement plus lointaine. Ces limites sont relatives à la somme Signal+Tension de cadrage. Si le signal sature l'amplificateur, il faudra attendre plusieurs centaines de microsecondes avant que les mesures ne redeviennent justes (figure 2-2). En revanche, si seul le CAN est saturé, ce temps est ramené à quelque dizaines de nanosecondes. Les ordres de grandeurs cités ici sont ceux des amplificateurs de la série 11 000 de Tektronix.

En pratique, plusieurs écrêtages peuvent intervenir entre la sonde et le CAN. La limitation à ± 5 divisions que produit le CAN est à basse impédance, donc extrêmement rapide. A l'opposé, celle produite par l'amplificateur d'entrée est à haute impédance et plus lente, mais elle intervient à un niveau plus élevé. C'est pourquoi le phénomène de récupération n'est généralement sensible que lorsque la tension d'entrée dépasse une valeur nettement plus élevée que celle admise par le CAN : ± 40 divisions par exemple. La dynamique des amplificateurs d'entrée de l'oscilloscope 2430 Tektronix est limitée à 25 divisions.

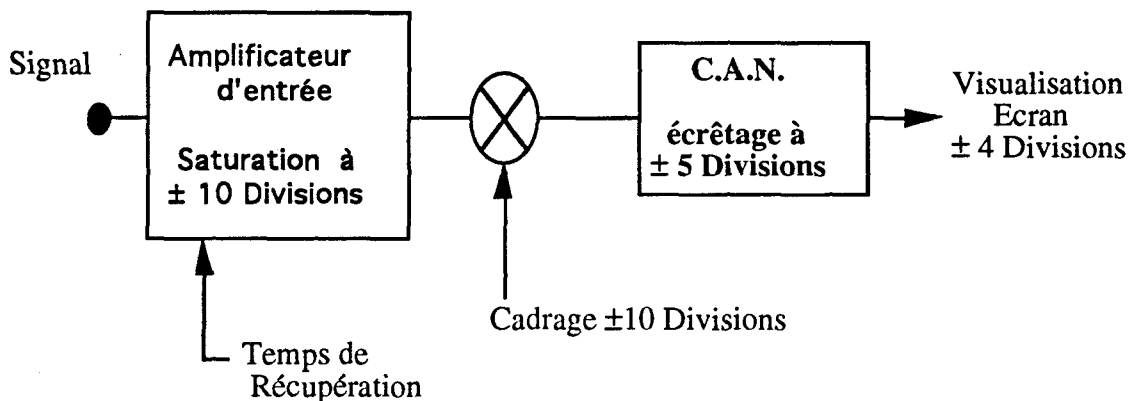


Figure 2-2 : Définition des limitations de l'amplificateur d'entrée et du CAN.

Remarque : Les valeurs données pour les temps de récupération ne sont en fait , que des ordres de grandeur. Ceux-ci dépendent non seulement de la sensibilité utilisée, mais aussi de la forme du signal à mesurer [5] et de la base de temps utilisée. Il serait intéressant de trouver plus de précisions à ce sujet dans les documentations fournies par les constructeurs.

2.2 Mesure de $V_{CE\text{ sat}}$: Choix de la sensibilité.

Que peut déduire l'expérimentateur des remarques précédentes ? En électronique de puissance, la tension aux bornes d'un interrupteur varie considérablement pendant son fonctionnement. Il est assez fréquent d'obtenir 400 V ou plus durant le blocage et 2 V lors de la phase de conduction. Tout d'abord, pour étudier la commutation, l'expérimentateur ne doit pas saturer le CAN car une indisponibilité des mesures durant 50 ns est intolérable. Ensuite, pour l'étude des pertes par conduction, il peut envisager de saturer le CAN sans saturer l'amplificateur. Les 50 ns à neutraliser dans ce cas sont souvent préférables au temps de récupération d'un écrêteur "maison" [25]. Afin de suivre cette tension (fermeture de l'interrupteur), il est donc préférable de ne jamais saturer l'oscilloscope, ce qui amène à choisir une faible sensibilité, 50 V/division par exemple.

Par ailleurs, la rapidité des commutations nécessite une fréquence d'échantillonnage que seuls des CAN de 8 bits (ou moins) sont actuellement en mesure de fournir. Dès lors, quelle précision peut-on espérer sur la mesure de 2 V sachant que la résolution du CAN et la sensibilité choisies fixent la largeur des pas de quantification du CAN à ... 2 V ? Tel est le problème à résoudre pour qui veut mesurer la tension aux bornes de l'interrupteur avec une précision relative correcte.

Remarques : Souhaitons que tous les constructeurs d'oscilloscopes numériques spécifient correctement ces temps de récupération ainsi que les méthodes de test de cette grandeur. Souhaitons également que le rapport Saturation des amplificateurs / Saturation du CAN soit indiqué pour toutes les sensibilités.

Les contraintes imposées par la mesure de $V_{CE\text{ sat}}$ ressemblent à celles que l'électronicien peut rencontrer pour la caractérisation des temps d'établissement d'un convertisseur numérique analogique (CNA) : dynamique, amplitude, fréquence de travail ...

2.3 Signal test : triangle de faible amplitude.

Pour répondre à la question précédente concernant la précision des mesures de faibles tensions, nous réglons la sensibilité à 50 V/division et nous appliquons le signal test de la figure 2-3. Ce triangle a une amplitude inférieure ou égale à 5 pas de quantification du CAN, ce qui le rend très commode pour mettre en évidence :

- les erreurs d'arrondi,
- les erreurs liées aux non-linéarités différentielles,
- l'apport des corrections proposées.

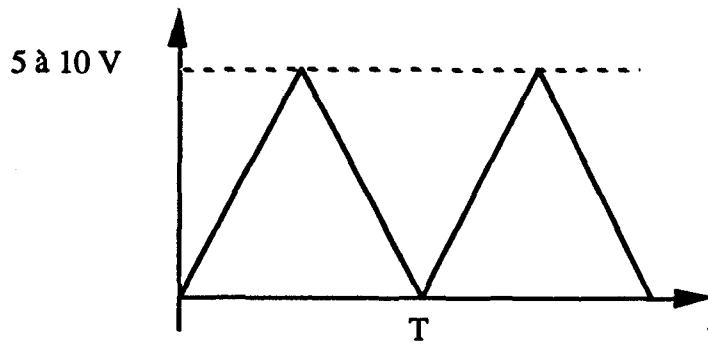


Figure 2-3 : Signal de test.

La figure 2-4 montre le résultat expérimental de l'observation de ce triangle après 64 itérations. Les déformations liées à la quantification des niveaux sont évidentes.

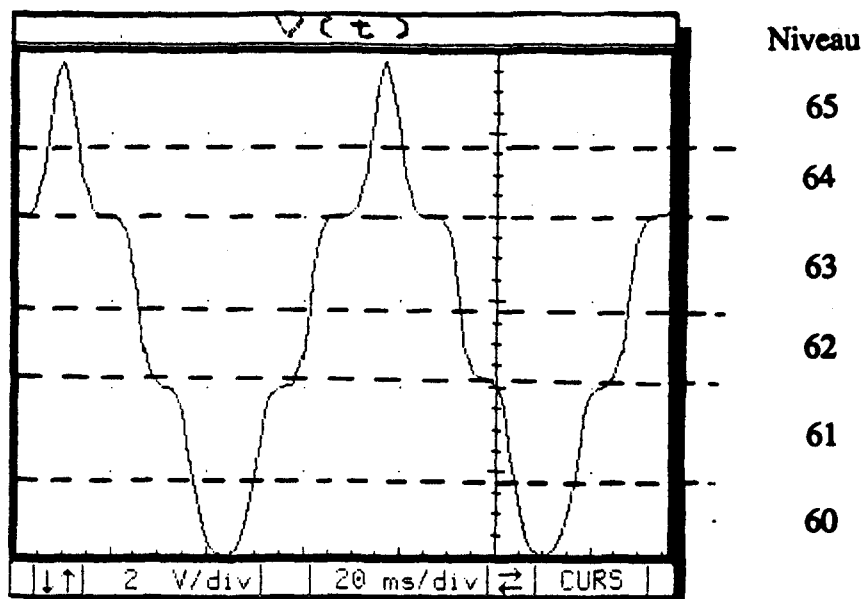
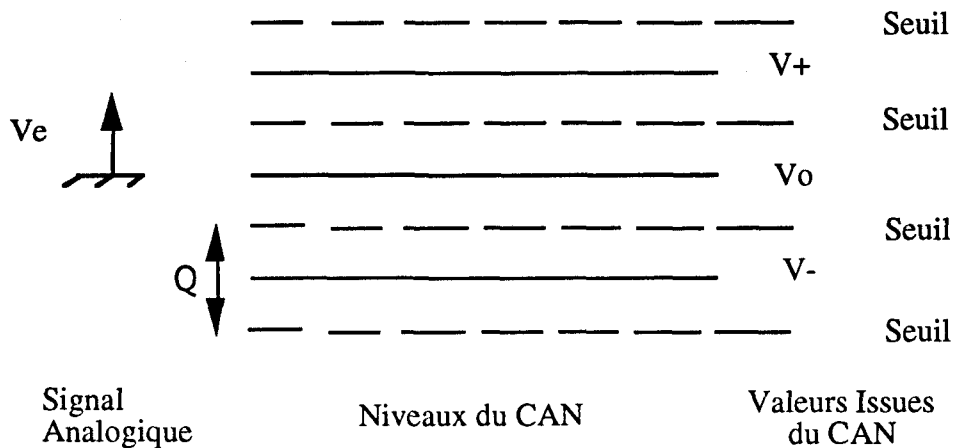


Figure 2-4 : Déformations liées à la quantification lors de la mesure du signal de test.
Acquisition sur calibre 50 V/div avec 64 itérations puis agrandissement.

III. NUMERISATION PAR UN CONVERTISSEUR IDEAL

3.1 L'erreur d'arrondi : présentation déterministe.

Par principe, la numérisation d'un signal analogique introduit un écart systématique entre la valeur numérique V_s et la grandeur analogique V_e qu'elle représente (figure 3-1). Tant que V_e reste entre deux seuils consécutifs, V_s ne varie pas.



- Le quantum Q est la largeur d'un niveau du convertisseur.
- Le potentiel de référence est fixé au milieu du niveau 0 du convertisseur.

Figure 3-1 : Représentation des niveaux du convertisseur.

Nous définissons l'erreur d'arrondi (ou de quantification) δ_0 par $\delta_0 = V_s - V_e$. L'examen de la figure 3-1 permet de voir que δ_0 varie périodiquement suivant V_e ainsi que le montre la figure 3-2.

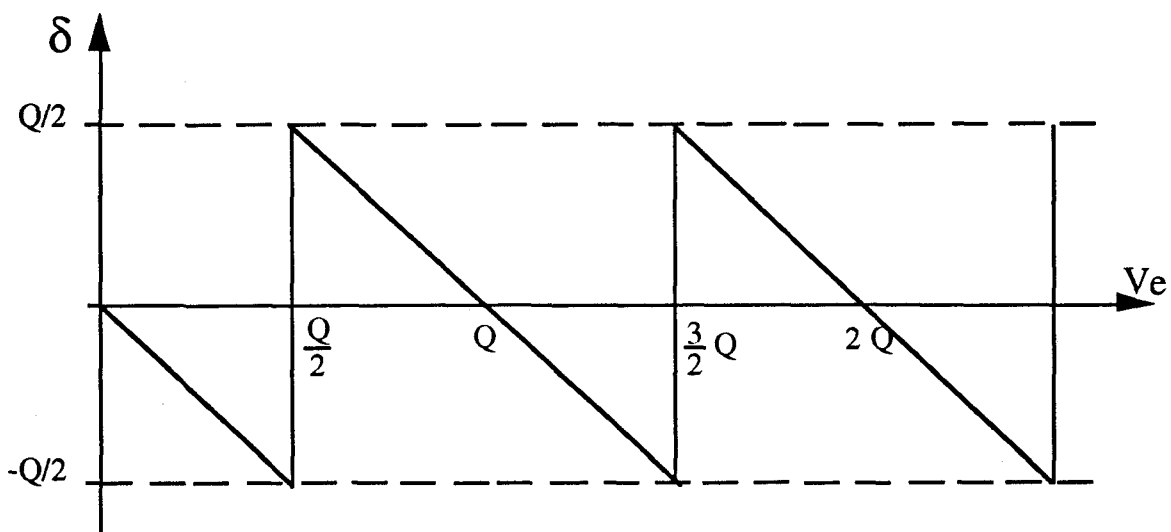


Figure 3-2 : Evolution de l'erreur d'arrondi en fonction de la tension analogique d'entrée.

3.2 Influence du bruit d'entrée : formulation aléatoire.

En pratique, même si le signal utile est constant, le signal qui se présente à l'entrée du convertisseur ne l'est pas. En effet, non seulement le signal à mesurer est toujours plus ou moins entaché de bruit, mais encore, le dispositif de mesure lui ajoute son propre bruit. Pour être réaliste, l'étude précédente doit donc être menée avec des méthodes probabilistes.

Désormais nous considérons que le signal présent à l'entrée du convertisseur est aléatoire avec une densité de probabilité $p(V_e)$. Sa valeur moyenne V_{me} , est le signal d'entrée (utile) tandis que son écart type σ_e est le bruit d'entrée.

A la sortie du convertisseur, plusieurs valeurs V_{sn} peuvent apparaître avec des probabilités respectives P_n : la sortie V_s est une variable aléatoire discrète. Sa valeur moyenne V_{ms} et son écart type σ_s sont respectivement appelés signal et bruit de sortie.

La conversion A/N établissant une correspondance non-linéaire, V_{ms} ne coïncide presque jamais avec V_{me} . Désormais, nous appelons erreur d'arrondi cette différence que nous notons δ avec :

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

Nous supposons que la densité de bruit d'entrée qui s'ajoute à V_{me} est gaussienne et centrée (figure 3-3). En définitive, les diverses grandeurs aléatoires définies ci-dessus sont liées par les relations suivantes :

$$p(V_e) = \frac{1}{\sigma_e \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(V_e - V_{me})^2}{2\sigma_e^2}} \quad (2)$$

$$P_n = \int_{\left(n - \frac{1}{2}\right)Q}^{\left(n + \frac{1}{2}\right)Q} p(V_e) dV_e$$

$$\begin{aligned} V_{ms} &= \sum_n V_{sn} \cdot P_n \quad \text{avec} \quad V_{sn} = n Q \\ \sigma_s^2 &= \sum_n (V_{sn} - V_{ms})^2 P_n \end{aligned} \quad (3)$$

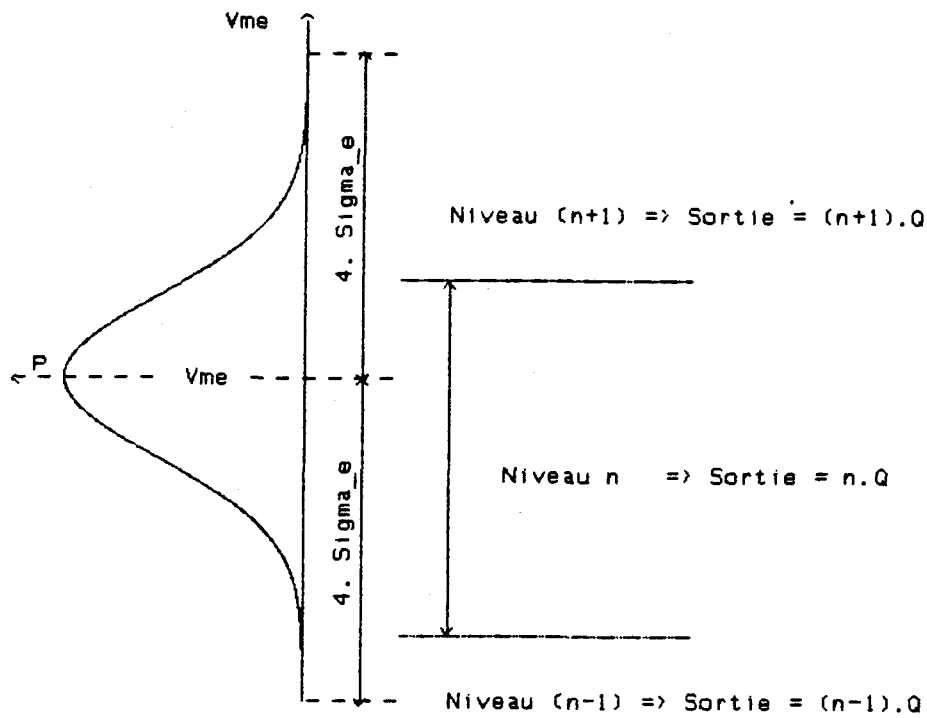


Figure 3-3 : Densité de probabilité du signal d'entrée.

3.3 Variation de l'erreur d'arrondi en fonction du bruit d'entrée.

A l'évidence, plus la densité de probabilité est étalée, plus le nombre de niveaux de sortie concernés est élevé. Autrement dit, le bruit de sortie croît avec celui d'entrée.

A l'opposé de cet effet néfaste, le bruit réduit l'erreur d'arrondi δ . Pour nous en convaincre, observons la figure 3-4.

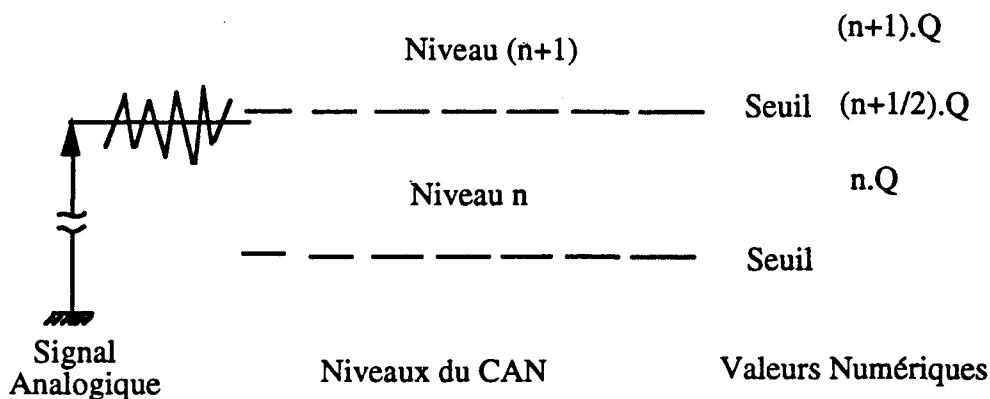


Figure 3-4 : Conversion en présence de bruit.

Le signal d'entrée V_{me} est légèrement inférieur au seuil séparant les niveaux n et $n+1$. En l'absence de bruit, la conversion donne invariablement nQ , alors que V_{me} est à peine

inférieur à $(n+1/2)Q$. Si un bruit suffisant se superpose au signal d'entrée, la sortie prend aléatoirement plusieurs valeurs voisines de V_{me} , principalement nQ et $(n+1)Q$. La moyenne de ces valeurs successives est ainsi plus proche de la valeur réelle de V_{me} qu'en l'absence de bruit (Principe de linéarisation statistique).

Afin de préciser ces effets, nous avons étudié les variations de V_{ms} et σ_s en fonction de V_{me} , la valeur σ_e étant considérée comme paramètre. Bien entendu, toutes ces fonctions de V_{me} présentent une période Q .

La figure 3-5 représente une période de la variation de l'erreur d'arrondi (1) en fonction de V_{me} . Les différentes courbes sont paramétrées par σ_e/Q et le cas limite ($\sigma_e = 0$) coïncide avec le résultat obtenu sans tenir compte du bruit (figure 3-2).

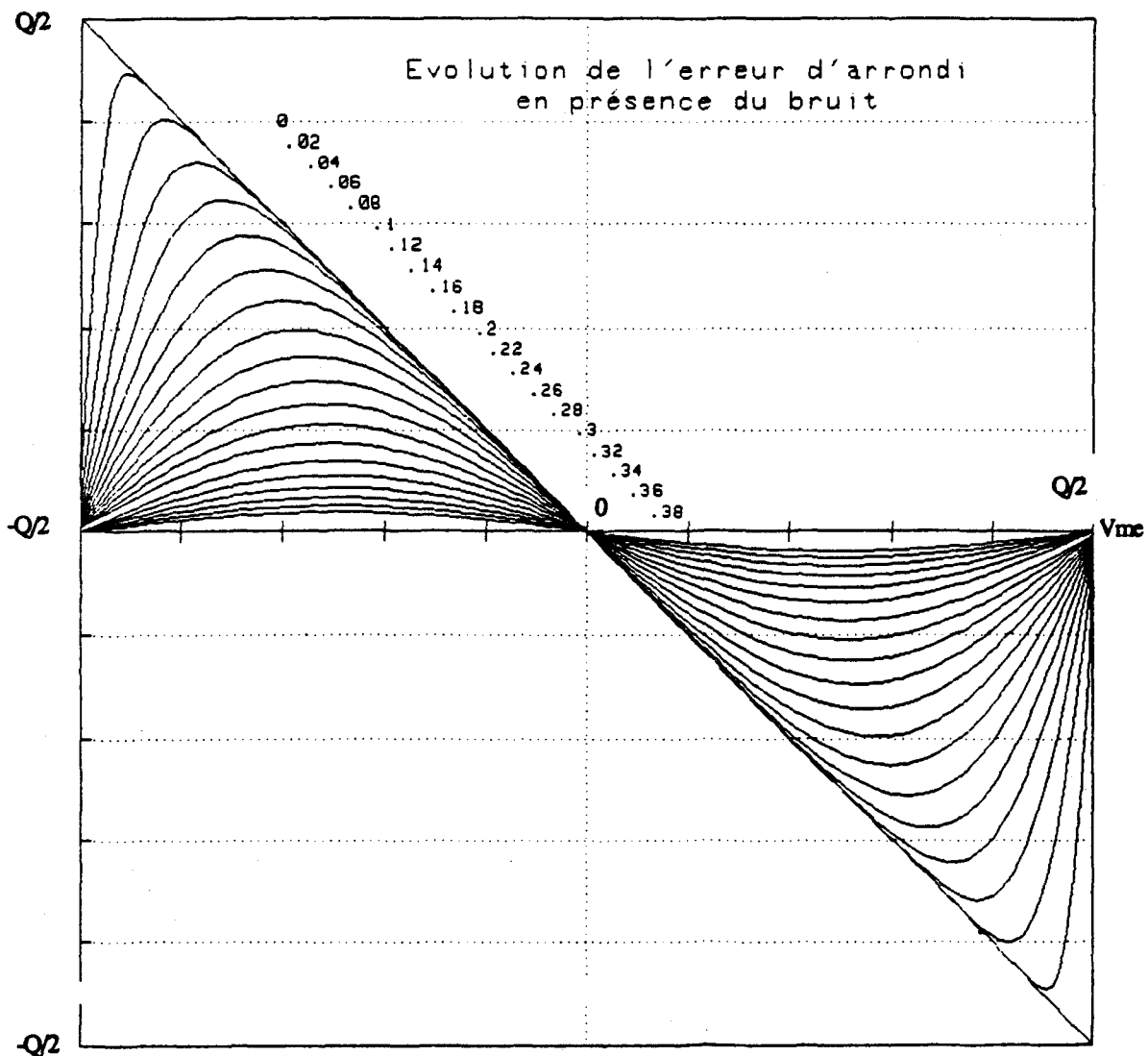


Figure 3-5 : Incidence du bruit d'entrée sur l'erreur d'arrondi.

Comme prévu, plus le bruit d'entrée est important, plus l'erreur d'arrondi est faible. Ce

phénomène est classique [26] mais nous en donnons ci-dessous une présentation originale s'appuyant sur des notions familières aux électroniciens.

3.4 Le bruit d'entrée vu comme un opérateur de filtrage.

L'observation du réseau de courbes $\delta(V_{me})$ (figure 3-5) incite à penser que la dent de scie périodique initiale (existant en l'absence de bruit) est filtrée par un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est d'autant plus basse que le bruit d'entrée est grand. Essayons d'étayer cette approche.

Au niveau n du convertisseur nous associons la tension de sortie $V_n = n.Q$ et la probabilité P_n telle que :

$$P_n = \int_{x_{1n}}^{x_{2n}} \frac{1}{\sigma_e \cdot \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{V_e - V_{me}}{\sigma_e} \right)^2} dV_e \quad (4)$$

avec :

$$\begin{cases} x_{1n} = \left(n - \frac{1}{2}\right).Q & \text{Seuil inférieur du niveau } n \\ x_{2n} = \left(n + \frac{1}{2}\right).Q & \text{Seuil supérieur du niveau } n \end{cases}$$

En regroupant les relations (1) et (3), l'erreur d'arrondi δ s'écrit :

$$\delta(V_{me}) = V_{ms} - V_{me} = \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} Q.n \int_{\left(n - \frac{1}{2}\right).Q}^{\left(n + \frac{1}{2}\right).Q} \frac{1}{\sigma_e \cdot \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{V_e - V_{me}}{\sigma_e} \right)^2} dV_e \right) - V_{me} \quad (5)$$

Pour $\sigma_e \rightarrow 0$ la gaussienne devient une fonction de Dirac de même axe de symétrie. On a alors:

$$\delta_o(V_{me}) = \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} Q.n \int_{\left(n - \frac{1}{2}\right).Q}^{\left(n + \frac{1}{2}\right).Q} \delta(V_e - V_{me}) dV_e \right) - V_{me} \quad (6)$$

L'intégrale est égale à 1 si V_{me} appartient à l'intervalle d'intégration :

$$\begin{aligned} \left(n - \frac{1}{2}\right).Q &< V_{me} < \left(n + \frac{1}{2}\right).Q \\ \text{soit : } n &< \frac{V_{me}}{Q} + \frac{1}{2} \\ n + 1 &> \frac{V_{me}}{Q} + \frac{1}{2} \end{aligned}$$

En définitive, cette intégrale vaut 1 lorsque n est égal à la partie entière de $(V_{me}/Q) + 1/2$ et 0

pour toute autre valeur. La somme (6) ne comprend donc qu'un seul terme non nul. En notant $\text{Ent}(x)$ la partie entière de x , la relation (6) prend la forme :

$$\delta_o(V_{me}) = Q \text{Ent}\left(\frac{V_{me}}{Q} + \frac{1}{2}\right) - V_{me} \quad (7)$$

Montrons maintenant que la fonction δ résulte du produit de convolution de la fonction δ_o par la densité de probabilité centrée p :

$$\delta(V_{me}) = \delta_o(V_{me}) * p(V_{me}) \quad (8)$$

La fonction p étant définie par (2), développons le produit de convolution :

$$\delta(V_{me}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[Q \text{Ent}\left(\frac{V_e}{Q} + \frac{1}{2}\right) - V_e \right] \frac{1}{\sigma_e \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(V_e - V_{me})^2}{2\sigma_e^2}} dV_e \quad (9)$$

Séparons les deux fonctions du crochet : δ apparaît comme la somme de deux intégrales I_1 et I_2 . La première fonction du crochet est constante sur un intervalle de largeur Q :

$$\text{Ent}\left(\frac{V_e}{Q} + \frac{1}{2}\right) = n \quad \text{si} \quad \left(n - \frac{1}{2}\right)Q < V_e < \left(n + \frac{1}{2}\right)Q$$

Il est donc intéressant de fractionner l'intervalle d'intégration :

$$I_1 = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{\left(n - \frac{1}{2}\right)Q}^{\left(n + \frac{1}{2}\right)Q} Q n \frac{1}{\sigma_e \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(V_e - V_{me})^2}{2\sigma_e^2}} dV_e \quad (10)$$

Par ailleurs, la seconde intégrale est au signe près, la moyenne statistique de la tension d'entrée :

$$I_2 = \int_{-\infty}^{+\infty} -V_e \frac{1}{\sigma_e \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(V_e - V_{me})^2}{2\sigma_e^2}} dV_e = -V_{me} \quad (11)$$

On vérifie aisément que la relation (5) s'identifie à $I_1 + I_2$, ce qui établit la relation (8). Ainsi, nous pouvons dire que $\delta(V_{me})$ est le résultat d'un filtrage appliqué à $\delta_o(V_{me})$. Ce filtrage se caractérise par sa réponse impulsionnelle $p(V_{me})$ ou par le gain fréquentiel $G(\alpha)$ qui s'en déduit :

$$G(\alpha) = \text{TF}[p(V_{me})] = e^{-\frac{(2\pi\sigma_e\alpha)^2}{2}} \quad \text{TF indique la transformation de Fourier} \quad (12)$$

Ici la grandeur qui correspond à la fréquence α a la dimension inverse d'une tension. Le gain est réel, le filtre ne déphase donc pas. La figure 3-6 représente la variation de ce gain en fonction de la fréquence α et met en évidence le filtrage passe-bas provoqué par le bruit d'entrée. La relation (12) permet de voir que la fréquence α subissant une atténuation fixée est inversement proportionnelle à σ_e . En d'autres termes, le filtre coupe d'autant plus bas que le bruit d'entrée est fort. Les fonctions $\delta_0(V_{me})$ et $\delta(V_{me})$ présentent une période Q . Puisqu'elles sont impaires, leurs décompositions en séries de Fourier ne font appel qu'à des fonctions sinus. Ainsi pour δ_0 l'amplitude de l'harmonique n , de fréquence n/Q , vaut :

$$B_n = Q/(\pi.n) \quad (13)$$

Après filtrage, cet harmonique est atténué de :

$$A_{dB} = 20 \log e^{-\frac{(2\pi\sigma_e n/Q)^2}{2}} = 197 \left(\frac{\sigma_e}{Q}\right)^2 n^2 \quad (14)$$

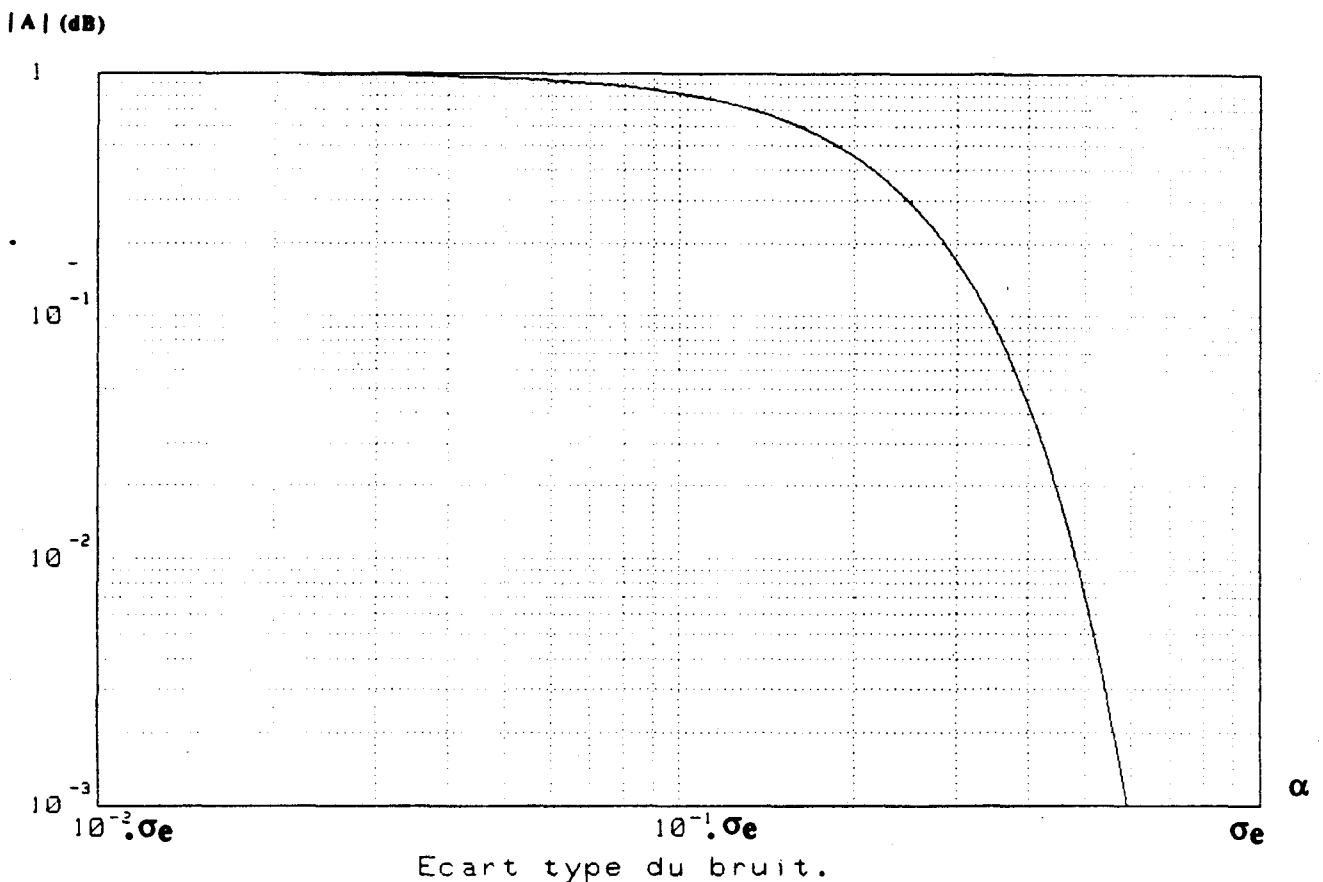


Figure 3-6 : Gain fréquentiel du filtrage apporté par le bruit.

En rapprochant (13) et (14) nous montrons que si $\sigma_e \geq 0,26.Q$, (15)

l'harmonique 2 de δ n'atteint même pas 1% de son fondamental. Comme cela apparaît sur la figure 3-5, δ peut alors être assimilée à une sinusoïde d'amplitude A (approximation du premier harmonique) :

$$A = \frac{Q}{\pi} \cdot e^{-\frac{(2 \cdot \pi \cdot \sigma_e Q)^2}{2}} \quad (16)$$

Lorsque la condition (15) est satisfaite, la relation (16) permet d'évaluer l'erreur d'arrondi maximum $\delta_{\max}$ en fonction du bruit d'entrée σ_e . Si σ_e est trop petit, le calcul de $\delta_{\max}$ doit prendre en compte la forme réelle des courbes de la figure 3-5. L'étude de la variation de $\delta_{\max}$ en fonction de σ_e a été menée numériquement et elle se résume par la figure 3-7. On vérifie que d'une part, lorsque $\sigma_e \rightarrow 0$, $\delta_{\max} \rightarrow Q/2$ et que d'autre part lorsque $\sigma_e \rightarrow 0,26.Q$, $\delta_{\max}$ est donnée par la relation (16).

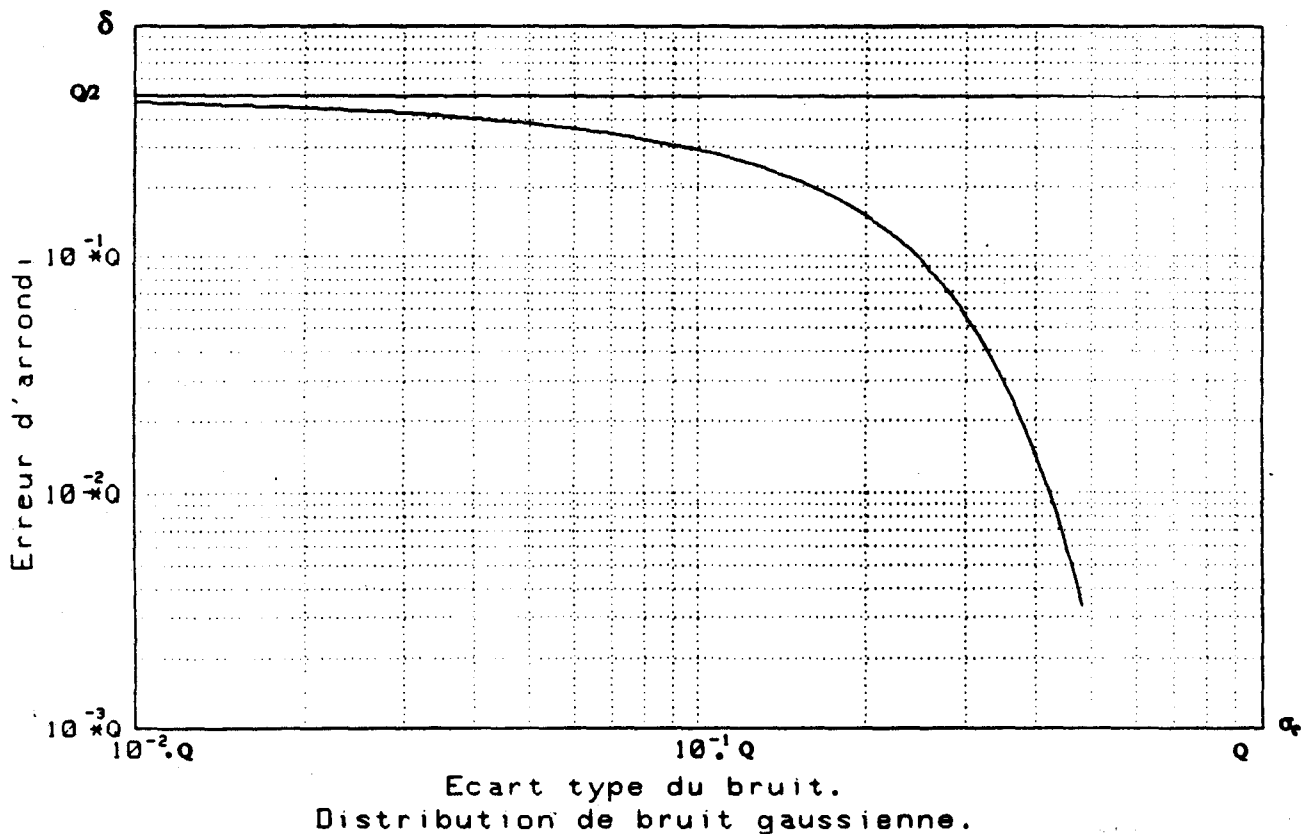


Figure 3-7 : Variation de l'erreur d'arrondi maximale en fonction du bruit d'entrée.

Sachant qu'en l'absence de bruit $\delta_{\max} = Q/2$, il est intéressant de chercher quelles valeurs du bruit d'entrée mènent à un $\delta_{\max}$ de 2 fois, 4 fois, 8 fois, ... plus faible. Ces valeurs sont rassemblées sur la figure 3-8. Imaginons que nous souhaitons obtenir avec un convertisseur 8 bits la précision d'un 10 bits (4 fois meilleure), la figure 3-8 nous montre que ceci est possible si le bruit d'entrée σ_e vaut au moins $0,22 \cdot Q$ (utilisation du moyennage), mais insistons sur le

fait qu'ici le convertisseur est supposé parfait.

$\delta_{\max}$	Gain de précision (en bit)	Rapport $\frac{\sigma_e}{Q}$
Q/4	1	$\geq 0,12$
Q/8	2	$\geq 0,22$
Q/16	3	$\geq 0,29$
Q/32	4	$\geq 0,34$
Q/64	5	$\geq 0,39$
Q/128	6	$\geq 0,43$

Figure 3-8 : Gain de précision en fonction du bruit d'entrée (en bits) .

3.5 Variation du bruit de sortie en fonction du bruit d'entrée.

La formulation mise en oeuvre en 3.3 permet d'étudier les variations du bruit de sortie σ_s , en fonction de σ_e et du signal d'entrée V_{me} .

La figure 3-9 montre comment varie σ_s lorsque σ_e est fixé (en fonction de V_{me}). Lorsque $\sigma_e \ll Q$, nous constatons que σ_s varie de $Q/2$ à 0 suivant que V_{me} est face à un seuil (deux valeurs de sortie équiprobables) ou au milieu d'un niveau (une seule valeur de sortie quasi-certaine). Si σ_e grandit, la courbe $\sigma_s = f(V_{me})$ présente la même tendance avec des variations moins marquées. Les courbes de la figure 3-9 montrent clairement que l'écart type des valeurs de sortie ne constitue pas une mesure du bruit d'entrée. Une méthode permettant de mesurer σ_e sera développée plus loin.

Etudions maintenant le cas le plus défavorable pour le bruit de sortie : celui où V_{me} est face à un seuil du convertisseur. La variation de ce bruit maximum $\sigma_{s \max}$ en fonction de σ_e est représentée à la figure 3-10. Cette courbe permet de vérifier que si $\sigma_e \gg Q$, $\sigma_{s \max} = \sigma_e$; la quantification n'intervient plus ! En revanche, pour $\sigma_e \ll Q$, $\sigma_{s \max} = Q/2$; cette valeur étant atteinte lorsque le signal d'entrée est face à un niveau du convertisseur.

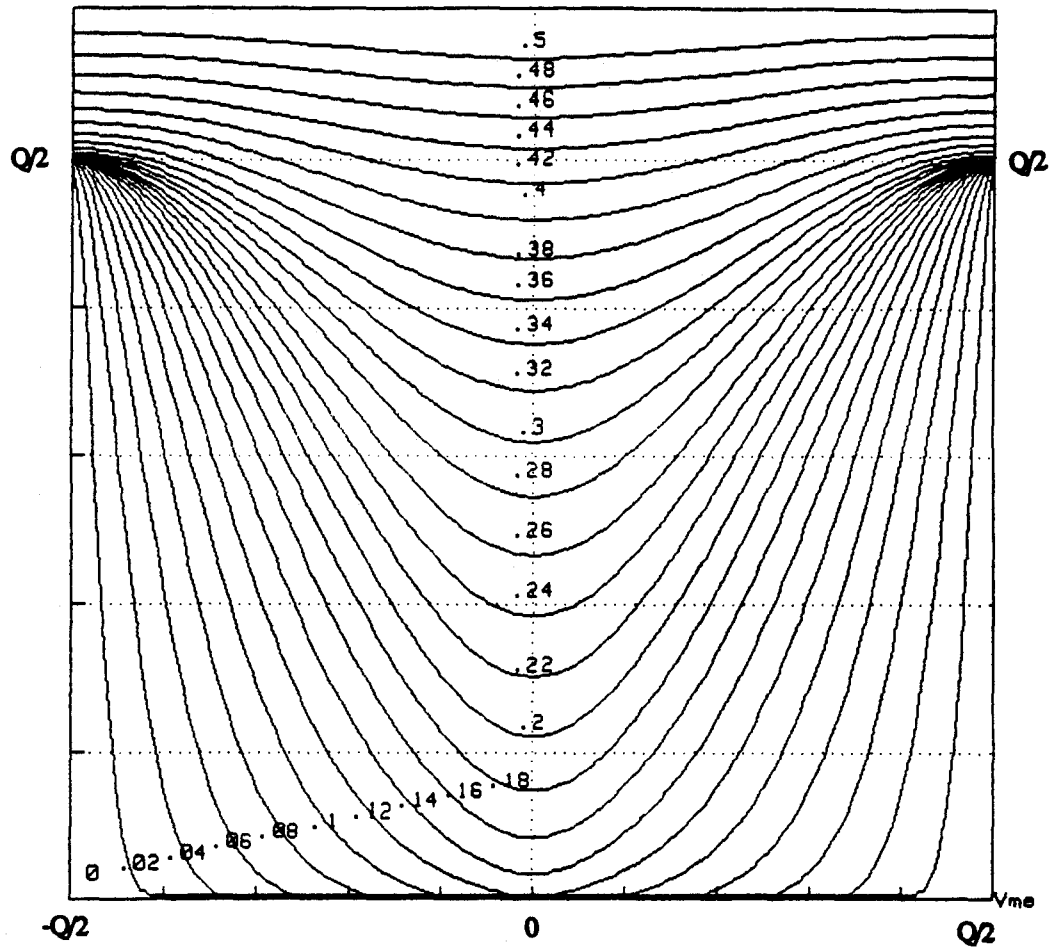


Figure 3-9 : Evolution du bruit de sortie en fonction du bruit d'entrée.
(paramètre utilisé : σ_e/Q).

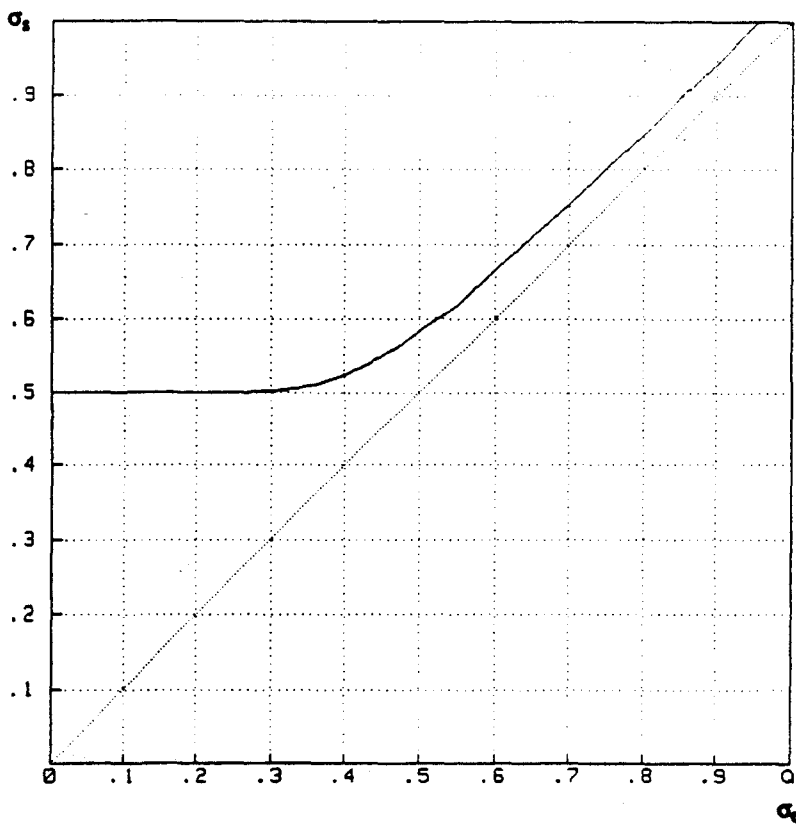


Figure 3-10 : Evolution de $\sigma_s(\max)$ en fonction de σ_e .

3.6 Acquisition en mode moyennage : choix du nombre optimum d'itérations.

Lorsque la mesure peut être répétée plusieurs fois (signal utile continu, périodique ou répétitif), la moyenne des résultats successifs présente une dispersion plus faible que celle des résultats pris séparément. De nombreux appareils numériques et en particulier de nombreux oscilloscopes numériques facilitent la mise en oeuvre de cette méthode appelée moyennage.

Puisque cette méthode réduit le bruit de sortie d'un facteur égal à la racine carrée du nombre d'acquisitions [5], il est tentant d'augmenter ce dernier considérablement afin d'obtenir une dispersion très faible du résultat. Ceci doit cependant être utilisé avec précaution pour plusieurs raisons.

Tout d'abord, même si une infinité d'itérations annule l'écart type en sortie, la valeur moyenne obtenue en sortie n'est pas identique à celle d'entrée. Si la valeur moyenne de sortie est directement assimilée à la valeur cherchée, il est superflu de vouloir rendre l'écart type de sortie inférieur à cette erreur ($V_{ms} - V_{me}$). L'égalité de ces valeurs est obtenue par un nombre d'itérations déduit de la figure 3-11 qui peut être considéré comme optimum.

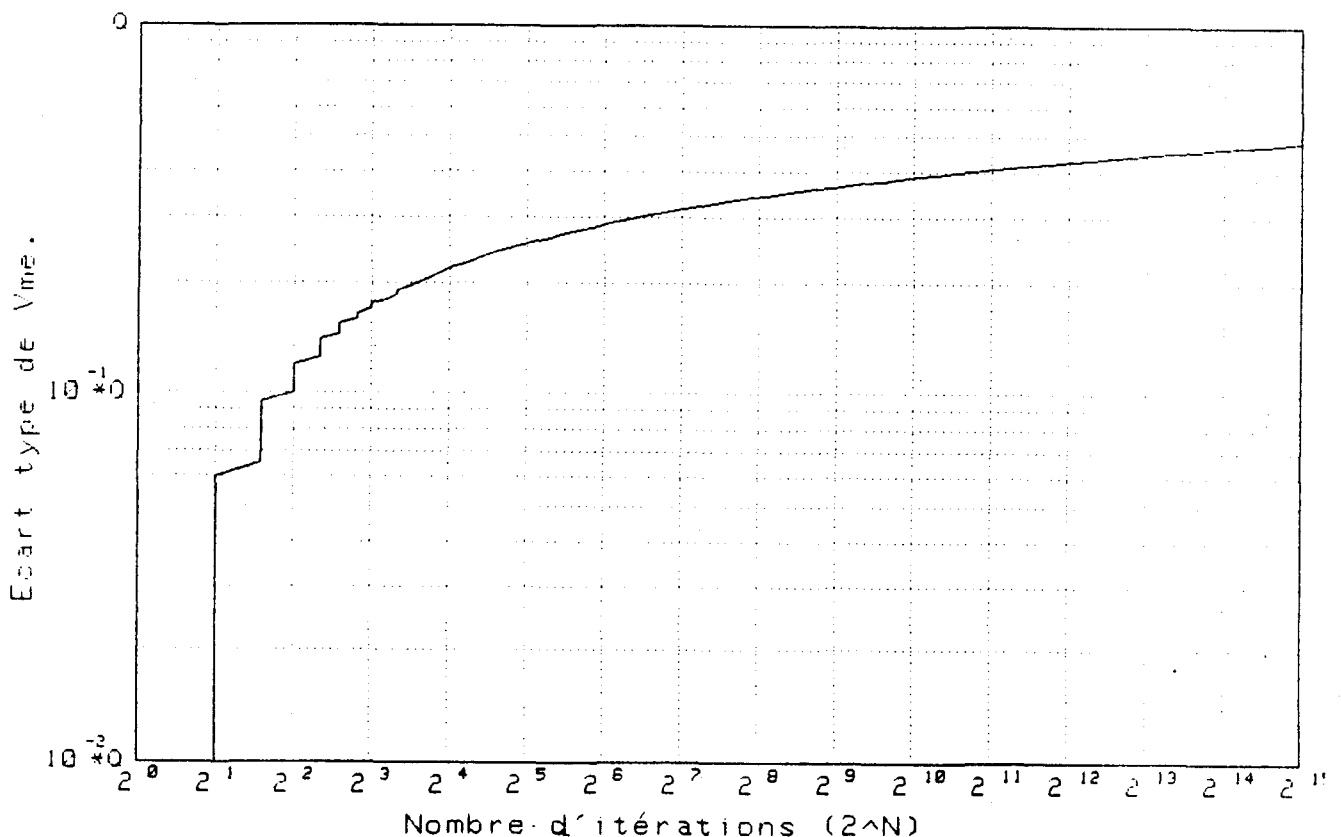


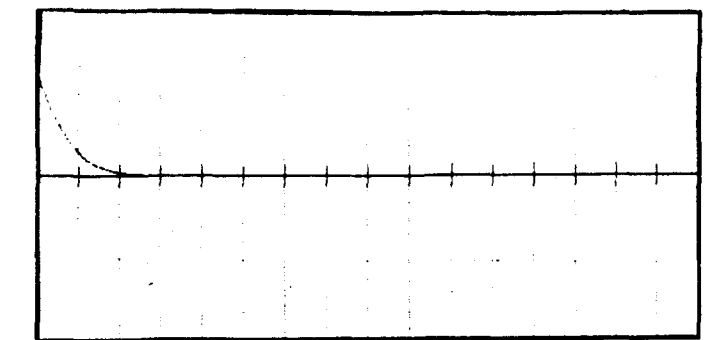
Figure 3-11 : Nombre optimum d'itérations en fonction du bruit d'entrée.

L'objection précédente peut toutefois être levée si V_{me} est déduit de V_{ms} au moyen d'une courbe d'étalonnage (obtenue par exemple en exploitant les résultats de la figure 3-5). Si la caractéristique du convertisseur est monotone et si le bruit d'entrée est connu, cette correction est possible et elle permet de s'affranchir de l'erreur d'arrondi.

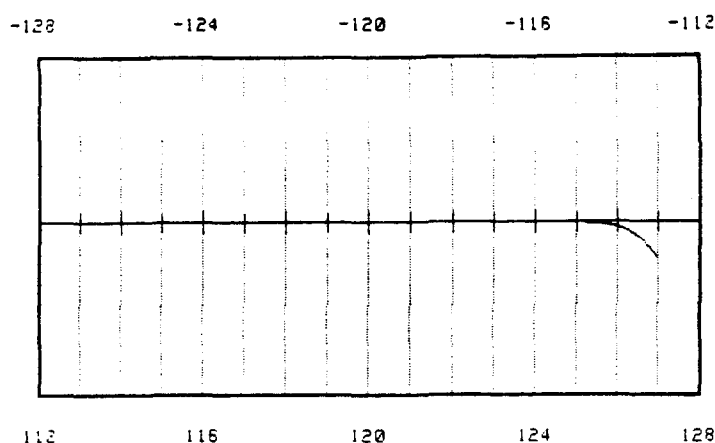
Si l'erreur d'arrondi ne constitue plus une limite, une autre apparaît : la dérive de la grandeur mesurée. En augmentant le nombre d'acquisitions, la durée de la mesure est augmentée et on s'expose davantage à des dérives importantes de l'appareil de mesure ou, plus fréquemment, de la grandeur mesurée. Quel est alors l'intérêt d'obtenir une faible dispersion sur une valeur entachée de dérives ?

3.7 Incidence du bruit d'entrée sur les saturations du convertisseur.

Intéressons nous maintenant à l'incidence du bruit sur les saturations du convertisseur. Prenons l'exemple d'un CAN 8 bits dont les valeurs numérique de sortie sont définies de -128 à 127. En l'absence du bruit, la fonction $\delta = f(V_{me})$ (figure 3-2) ne change pas tant que $V_{me} \leq 127 \cdot Q$. Lorsque le bruit s'ajoute au signal, la saturation du convertisseur est atteinte pour des valeurs de V_{me} plus faibles. Il en résulte une augmentation de δ lorsque V_{me} approche de $127 \cdot Q$ (figure 3-12). Bien entendu le même phénomène apparaît à l'approche de la limite négative.



a) Saturation inférieure.



b) : Saturation supérieure.

Figure 3-12 : Incidence du bruit d'entrée sur les saturations du CAN.

Saturations du CAN en présence de bruit (ici $\sigma_e = 40 \text{ mV}$).

Etant donné que l'extension de la densité de bruit est de l'ordre de $\pm 4 \cdot \sigma_e$, l'effet décrit ici est négligeable dès que l'écart de V_{me} par rapport aux limites $-128 \cdot Q$ et $127 \cdot Q$ est supérieur à $4 \cdot \sigma_e$. Cet effet de limitation dû à la présence du bruit, a pour conséquence de réduire le nombre de niveaux réellement utilisables. Cela nous amène à n'utiliser seulement que 252 niveaux ($-126 \rightarrow 125$) sur les 256 initiaux dans le cas où le bruit d'entrée est de 40 mV.

En conclusion, même en supposant que le CAN est idéal, il est judicieux de disqualifier toute valeur de V_{ms} qui s'approche à moins de $4 \sigma_e$ des tensions de saturation du convertisseur.

3.8 Augmentation de la résolution du convertisseur.

Supposons dans un premier temps, que le bruit d'entrée soit nul. En ajoutant au signal analogique une petite tension (par exemple $1/4$ de Q) et, en corrigeant en conséquence le résultat délivré par le CAN (en le minorant de $1/4$ de Q), l'erreur d'arrondi devient δ_1 et sa variation en fonction de V_e est translatée horizontalement de $Q/4$ (figure 3-13-b).

Reprenant quatre fois la même démarche, avec des décalages respectifs de 0, $1/4$, $1/2$ puis $3/4$ de Q , quatre courbes régulièrement décalées sont ainsi obtenues (figure 3-13). Les erreurs n'étant jamais simultanément maximales, la moyenne de ces quatre acquisitions permet d'obtenir l'erreur d'arrondi δ , représentée à la figure 3-13-e.

En généralisant cette méthode, nous pouvons dire que la moyenne de N acquisitions ainsi décalées de Q/N , conduit à diviser par N l'amplitude et la période de l'erreur d'arrondi δ .

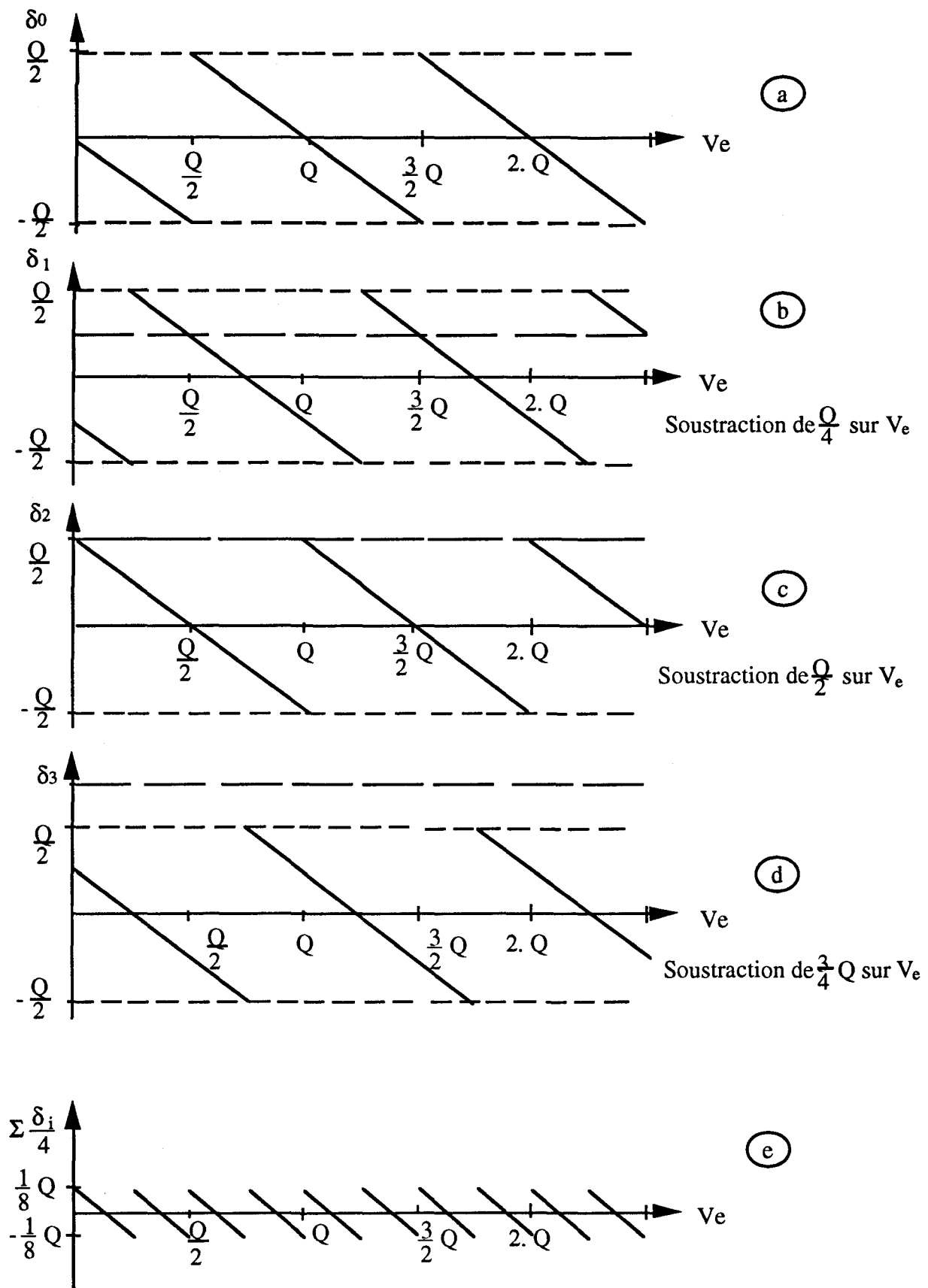


Figure 3-13 : Principe de l'augmentation de la résolution du CAN.

Afin d'évaluer le bénéfice réel de cette méthode, il faut prendre en considération les inégalités de largeur des niveaux et la précision accessible pour les décalages d'entrée.

En présence de bruit à l'entrée, le raisonnement précédent peut être reconduit avec toutefois une modification mineure : la fonction $\delta_o(V_{me})$ est remplacée par la fonction filtrée mais les opérations menées sur l'entrée et la sortie conduisent, comme en l'absence de bruit, à effectuer la moyenne de fonctions translatées de Q/N . Pour évaluer le résultat, revenons au développement en série de Fourier de $\delta(V_{me})$:

$$\delta(V_{me}) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{Q}{\pi n} \cdot e^{-\frac{(2\pi\sigma_e n/Q)^2}{2}} \cdot \sin \left[\frac{2\pi}{Q} n V_{me} \right]$$

Pour l'exemple de la figure 3-13 (4 décalages de $Q/4$), le résultat est :

$$\begin{aligned} \delta'(V_{me}) &= \frac{1}{4} \sum_{i=0}^3 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{Q}{\pi n} \cdot e^{-\frac{(2\pi\sigma_e n/Q)^2}{2}} \cdot \sin \left[\frac{2\pi}{Q} n \left(V_{me} - i \frac{Q}{4} \right) \right] \\ &= \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{Q}{\pi n} \cdot e^{-\frac{(2\pi\sigma_e n/Q)^2}{2}} \cdot \sum_{i=0}^3 \sin \left[\frac{2\pi}{Q} n V_{me} - \frac{\pi}{2} i n \right] \end{aligned}$$

La somme sur i est systématiquement nulle, sauf lorsque n est un multiple de 4. Nous en concluons que la fréquence fondamentale est maintenant $4/Q$ et, en posant $n=4k$ (k =entier positif) nous pouvons écrire :

$$\delta'(V_{me}) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Q/4}{\pi k} \cdot \sin \left[\frac{2\pi}{Q/4} k V_{me} \right] \cdot e^{-\frac{(2\pi\sigma_e k/(Q/4))^2}{2}}$$

On retrouve le développement de la fonction obtenue en l'absence de bruit (amplitude $\pm Q/8$, fréquence $4/Q$) filtrée comme précédemment.

Cette opération permet non seulement de gagner un facteur 4 sur l'amplitude de δ mais aussi d'améliorer l'efficacité du filtrage passe-bas (puisque la fréquence est multipliée par 4). L'utilisation de cette méthode peut donc rendre superflue la correction de l'erreur d'arrondi.

Notons tout de même que le bénéfice apporté par cette méthode doit s'apprécier en tenant compte de l'équidistance approximative des niveaux du CAN et de la précision des décalages successifs.

IV. CARACTERISATION DU CONVERTISSEUR ET DU BRUIT

4.1 Introduction.

Contrairement au convertisseur idéal, les niveaux d'un convertisseur analogique-numérique réel ne sont pas équidistants, ce qui entraîne des sources d'erreurs supplémentaires [20,21].

Selon le type d'erreur que l'on veut mettre en évidence, il existe différentes méthodes de caractérisation d'un convertisseur analogique numérique (Histogramme, Reconstitution de courbe, Transformée de Fourier) [19, 22, 23, 24].

Voulant connaître l'incidence de résolution et de la quantification de signaux à grande dynamique sur la mesure de faibles niveaux, nous caractériserons le CAN de façon globale en déterminant de façon statique :

- les valeurs des seuils des différents niveaux,
- l'écart type du signal d'entrée.

La méthode présentée peut être appliquée à n'importe quel ensemble de conversion analogique-numérique. Celui de l'oscilloscope 2430 Tektronix est constitué de la manière suivante :

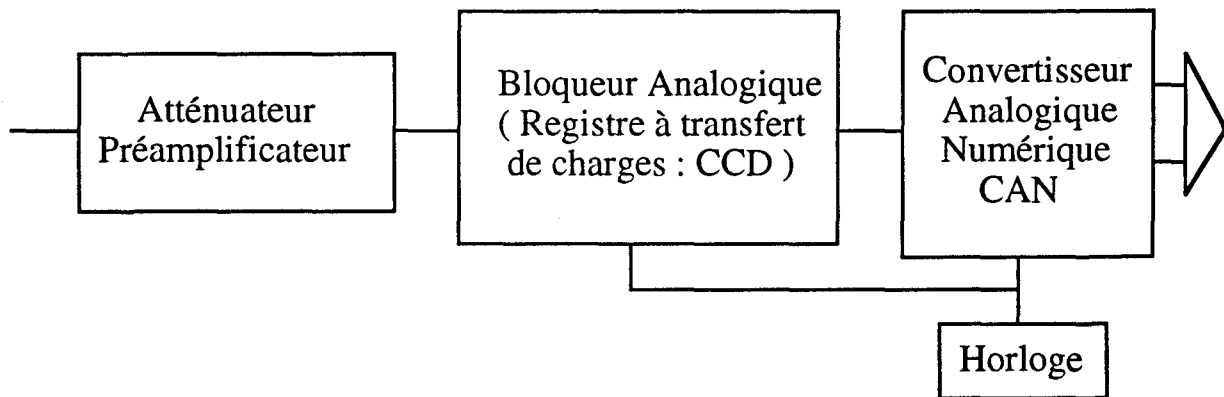


Figure 4-1 : Schéma bloc de l'oscilloscope 2430 (ensemble CAN).

4.2 Moyens expérimentaux.

Lors d'une première étude [2], nous avons déterminé la fonction de transfert $V_{ms} = f(V_{me})$ en ajustant V_{me} par un moyen interne à l'oscilloscope. La tension de cadrage du signal étant générée par un convertisseur numérique analogique 12 bits [13], nous avons fixé l'entrée du signal à la masse et incrémenté progressivement cette tension de cadrage afin d'obtenir la fonction de transfert. Cet étalonnage pouvait être qualifié de relatif.

A l'expérience, il s'est avéré nécessaire de prendre une référence plus précise que la tension délivrée par le CNA interne de cadrage : nous sommes passés à un étalonnage absolu décrit ci-dessous.

Une source étalon ADRET 104 A est utilisée pour générer la tension continue d'entrée (le cadrage étant fixé à zéro). Par précaution, nous utilisons un voltmètre numérique pour contrôler l'incrément correcte de la tension d'entrée. Les trois appareils sont reliés à un ordinateur HP 9000 modèle 345 par le bus d'instrumentation IEEE 488 .

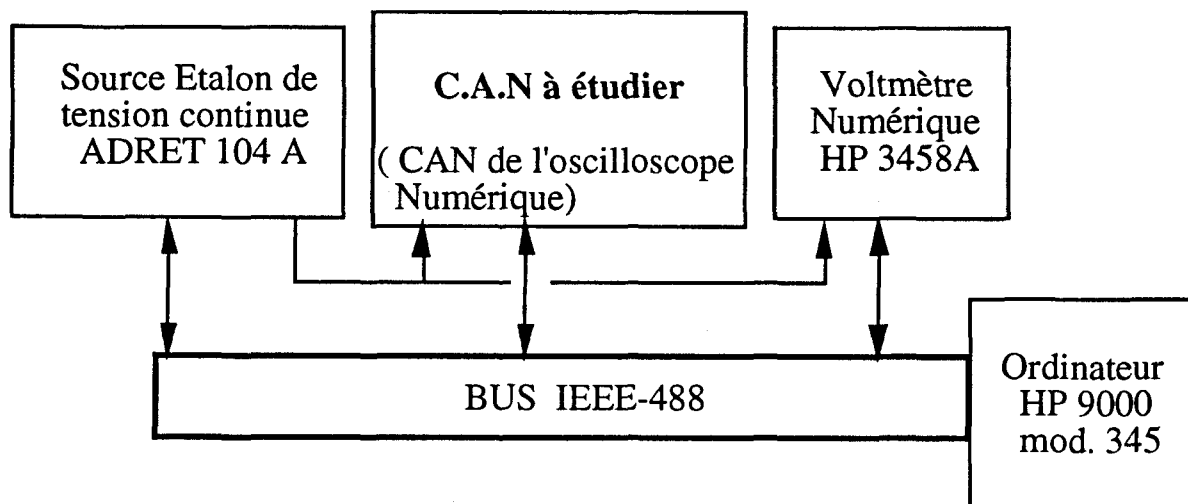


Figure 4-2 : Chaîne de caractérisation de l'ensemble CAN.

4.3 Caractérisation du CAN et du bruit d'entrée.

4.3.1 Recherche des seuils du CAN.

Après avoir choisi un calibre de tension peu sensible au bruit environnant (1 V par exemple), nous déterminons les valeurs des différents seuils du CAN.

Pour déterminer le seuil entre les niveaux N et $(N+1)$, nous étudions les fréquences relatives d'apparition de tous les niveaux, inférieurs ou égaux à N : f_N , et strictement supérieurs à N : f_{N+1} . En incrémentant régulièrement V_{me} , nous identifions la valeur de V_{me} qui rend f_N égale à f_{N+1} . Celle-ci est ensuite assimilée à la valeur du seuil de tension séparant les niveaux N et $(N+1)$. La précision de la détermination du seuil est du même ordre de grandeur que l'incrément choisi pour V_{me} soit $1/40$ du quantum théorique.

Afin d'utiliser des méthodes probabilistes, nous avons été amenés à relever, pour chaque valeur de V_{me} , un minimum de 10 000 valeurs de V_{ms} . La densité de probabilité d'une variable aléatoire physique ne peut être déterminée expérimentalement. Par contre, sa fréquence relative d'apparition peut être mesurée. La valeur de 10 000 points mesurés pour

chaque valeur V_{me} résulte d'un compromis pour avoir de faibles fluctuations sur la mesure tout en tenant compte d'une faible dérive de l'ensemble à caractériser. Pour cette raison, nous assimilons la fréquence relative d'apparition à la probabilité.

A partir de ces résultats nous déterminons les fréquences relatives d'apparition. Pour chaque seuil, nous relevons également la probabilité de chacun des deux niveaux adjacents. En supposant que la distribution du bruit du signal d'entrée est symétrique, les probabilités obtenues pour le niveau N lorsque V_{me} se trouve face aux seuils inférieur ou supérieur doivent être identiques. La vérification de cette égalité permet un contrôle de l'algorithme de recherche des seuils. Les 255 seuils du CAN ont été déterminés de cette manière.

4.3.2 Caractérisation du bruit d'entrée.

Conformément à l'étude théorique, le bruit d'entrée est supposé gaussien. La mesure de l'écart type du signal d'entrée se déduit de l'étude de la variation de la probabilité d'apparition d'un niveau en fonction de V_{me} .

Comme pour la mesure des seuils, l'incrémentation choisie pour V_{me} est de 1/40^{ème} du quantum moyen et chaque valeur de probabilité est déduite de 10000 acquisitions identiques.

La figure 4-4 montre la variation de fréquence d'apparition du niveau 60 en fonction de V_{me} . La figure 4-5 fait apparaître trois relevés successifs : on remarque la bonne reproductibilité de cette mesure.

Les seuils étant maintenant connus, σ_e est déduit de la valeur maximale de la courbe, comme indiqué ci-dessous.

Soit P_{Nmax} la valeur maximale de la régression $P_N(V_{me})$. P_{Nmax} est obtenue pour V_{me} situé au milieu des deux seuils et la valeur P_{Nmax} s'exprime facilement à l'aide de la fonction erreur $\text{erf}(x)$ (figure 4-3) [27] avec :

$$\text{erf}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

$$P_{Nmax} = 2 \cdot \left[\text{erf}\left(\frac{\Delta V_N}{2 \cdot \sigma_e}\right) - 0,5 \right]$$

$$\text{erf}(x) = \frac{P_{Nmax}}{2} + 0,5$$

avec $x = \frac{\Delta V_N}{2 \cdot \sigma_e}$

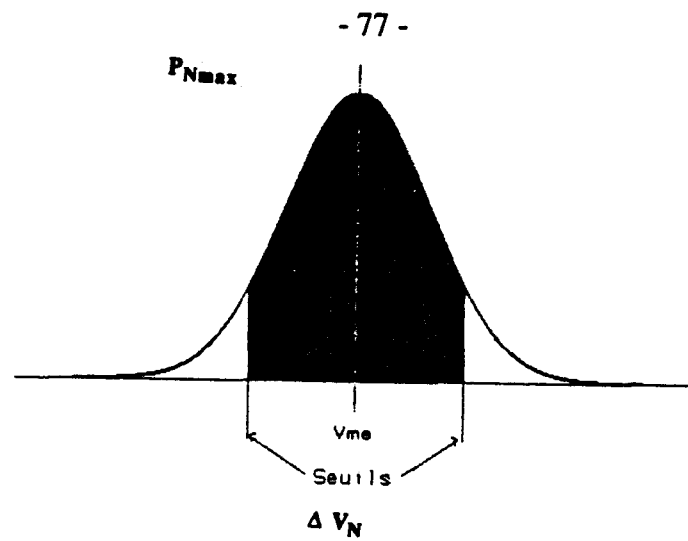


Figure 4-3 : Fonction erreur.

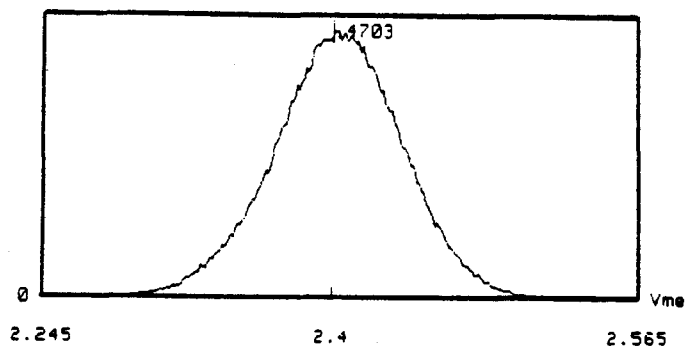


Figure 4-4 : Variation de la fréquence d'apparition (régression).

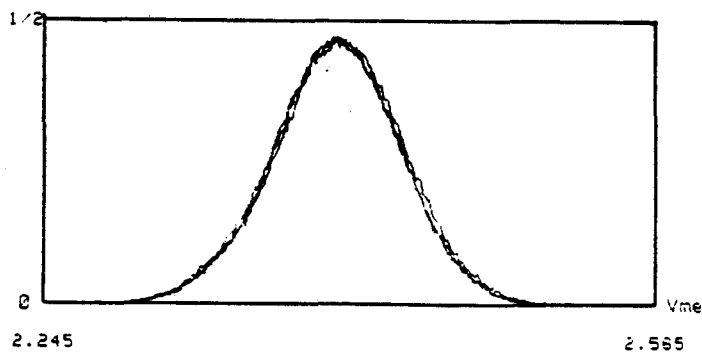


Figure 4-5 : Reproductibilité de la régression.

Exemple correspondant à la figure 4-4 :

$$\left(\begin{array}{l} \text{Pour } P_{N\max} = 0,4703, \quad x = 0,6285 = \frac{\Delta V_{60}}{2 \cdot \sigma_e} \\ \left\{ \begin{array}{l} \text{Seuil } 59/60 = 2,370 \\ \text{Seuil } 60/61 = 2,401 \end{array} \right\} \Delta V_{60} = 31 \text{ mV} \end{array} \right) \quad \sigma_e = 25 \text{ mV}$$

Une erreur de 1 % sur le calcul de $P_{N \max}$ entraîne une erreur de 2,5% sur σ_e soit :

$$P_{N \max} = 0,460 \rightarrow \sigma_e = 25,6 \text{ mV}$$

La courbe théorique à mettre en regard de ces résultats expérimentaux est représentée figure 4-6. Elle correspond à l'évolution de la probabilité du niveau N lorsque un bruit gaussien, d'écart type σ_e - centré sur V_{me} , passe devant la fenêtre que constitue le niveau étudié.

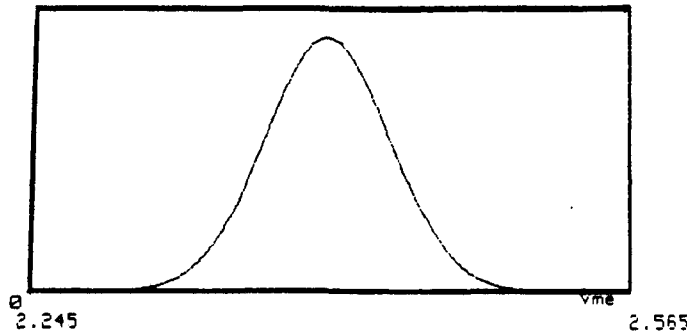


Figure 4-6 : Régression théorique du bruit d'entrée.

La très bonne concordance entre les résultats expérimentaux et simulés permet de valider :

- la méthode de détermination des seuils,
- la méthode de détermination de σ_e ,
- l'hypothèse d'un bruit centré de distribution gaussienne.

4.4 Déformation des signaux de faible amplitude.

A partir des paramètres précédemment caractérisés, nous nous intéressons à leurs répercussions sur des signaux de faibles amplitudes. La mesure fait apparaître une variation de la largeur des niveaux de $\pm 30 \%$ par rapport à la valeur du quantum moyen. Cette inégalité de largeur des niveaux est à l'origine de l'erreur de non-linéarité différentielle (ENLD) dont les effets peuvent être très importants avec des signaux de faibles amplitudes (peu de niveaux de conversion) [20,24]. Nous voulons étudier l'importance de cette erreur en utilisant le signal de test triangulaire proposé au paragraphe II.

4.4.1 Comparaison du signal de test simulé et mesuré.

A partir des valeurs de seuils du CAN, en considérant qu'un bruit gaussien d'écart type σ_e se

superpose à la valeur moyenne du signal d'entrée (V_{me}), la valeur moyenne du signal de sortie V_{ms} pour chaque valeur de V_{me} peut être déterminée. Pour cette simulation, la plage de variation de V_{me} est fixée de façon à correspondre à celle utilisée lors de l'expérimentation. Les illustrations proposées ne couvrent volontairement que quelques niveaux de quantification. En effet, les répercussions de ENLD ne peuvent être visiblement perçues que si l'on ne s'intéresse qu'à quelques niveaux (par exemple 5).

Les figures 4-7 mettent en évidence l'incidence de la non équidistance des niveaux de quantification sur la valeur moyenne de sortie.

En comparant la figure 4-7-e à la caractéristique d'un convertisseur idéal, il apparaît nettement la prédominance de certains niveaux sur d'autres. Ce comportement est d'autant plus net que le bruit du signal d'entrée augmente. Certains niveaux sont alors noyés dans la transition entre deux niveaux plus importants (figure 4-7-d et 4-7-c). Cette différence d'importance entre les niveaux (fonction de leurs largeurs) intervient tant que σ_e est inférieur à $Q_{moyen}/2$. A partir de cette valeur, nous nous rapprochons d'une droite ayant une ondulation très légère.

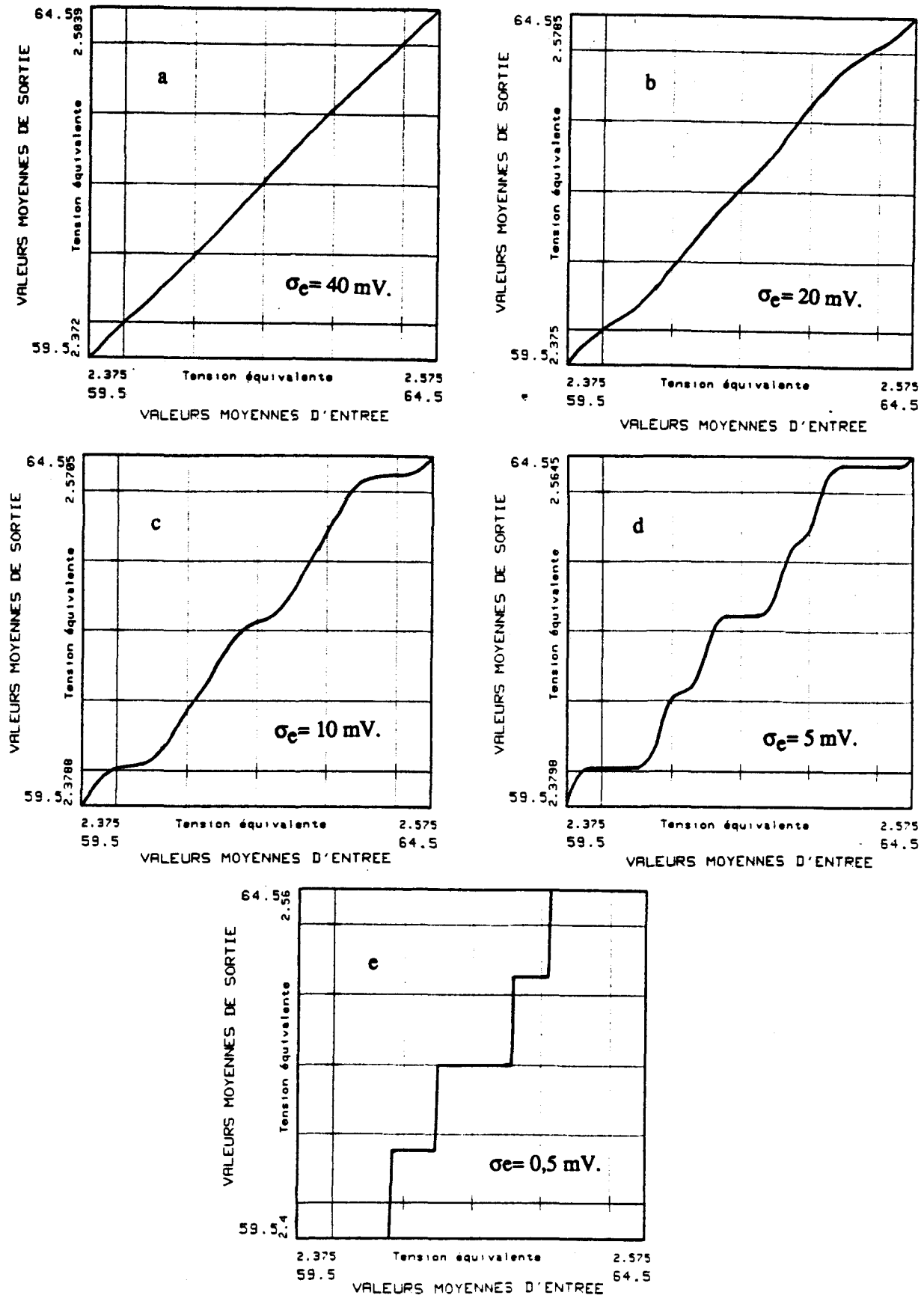


Figure 4-7 : Incidence de la non-équidistance des niveaux sur V_{ms} .

Dans le cas où l'évolution de V_{me} est définie par le signal de test de forme triangulaire (figure 4-8-a), la simulation aboutit à la figure 4-9. La mesure de ce même signal correspond à la figure 4-8-b. Il apparaît très nettement des déformations identiques à celles provoquées par l'inégalité des largeurs des niveaux de numérisation. Les erreurs relatives correspondantes sont ici de l'ordre de 40 %.

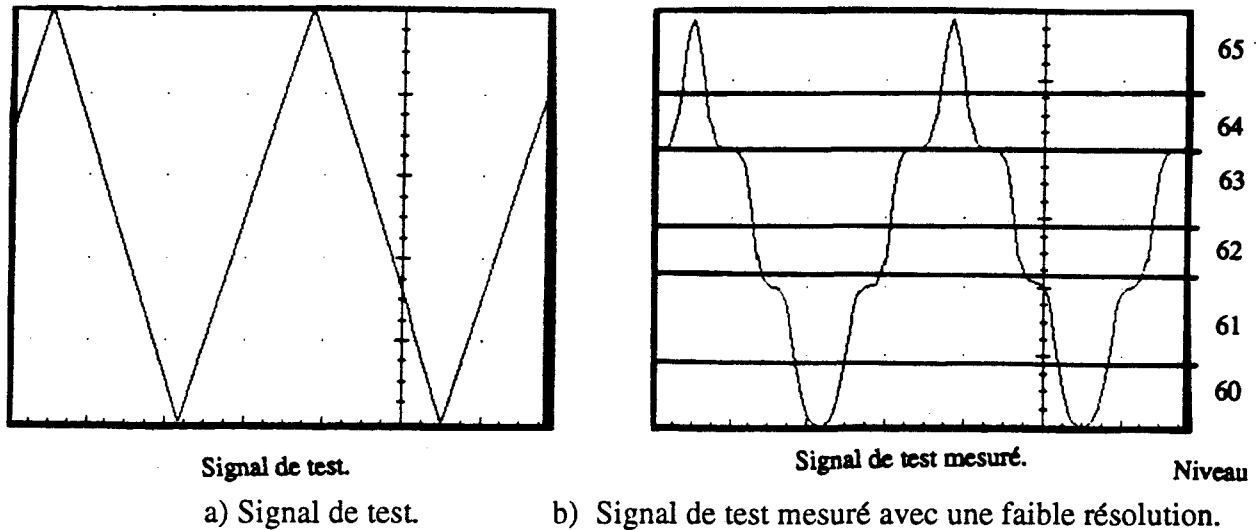


Figure 4-8 : Mesure du Signal de Test.

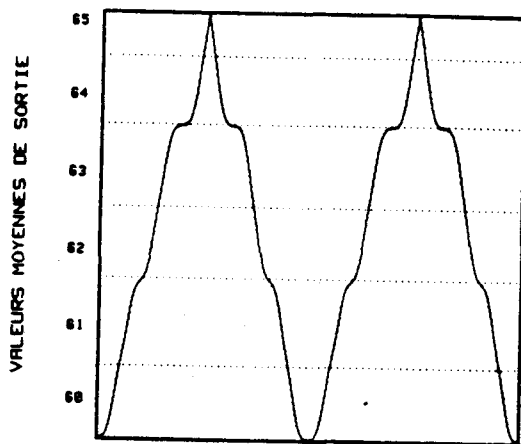


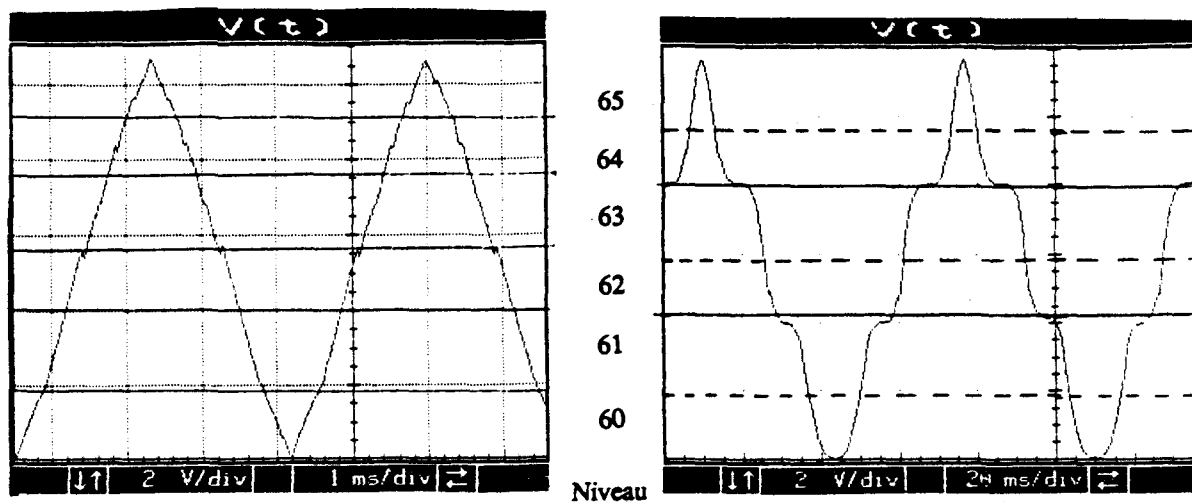
Figure 4-9 : Incidence calculée de la non-équidistance des niveaux sur la visualisation du signal de test..
($\sigma_e = 10 \text{ mV}$, soit 25 % de Q_{moy}).

L'évolution de l'erreur d'arrondi, dans le même contexte, est donnée en annexe. La limitation classique à $\pm 1/2 Q$ n'est plus vérifiée.

4.4.2 Incidence du réglage de la base de temps.

L'ensemble de conversion A/N étudié est constitué d'un CAN et d'un CCD (Registre à transfert de charge - Bloqueur analogique). Celui-ci possède deux fonctionnements distincts. Selon la base de temps utilisée, le CCD est en partie inhibé et le signal analogique passe directement des préamplificateurs d'entrée au convertisseur A/N. Ce n'est qu'à partir d'une période d'échantillonnage inférieure ou égale à $1 \mu s$ que l'ensemble fonctionne en totalité.

Pour comparer ces deux modes de fonctionnement, nous avons utilisé le signal de test en faisant varier la valeur de sa fréquence. Les mesures de ce signal à 270Hz puis à 15 Hz sont représentées figure 4-10.



a) Mode rapide.
(Signal à 270 Hz)

b) Mode Lent.
(Signal à 15 Hz)

Figure 4-10 : Comparaison des différents modes de fonctionnement du CAN.
Mesure du signal de test triangulaire avec (a) et sans (b) utilisation des CCD.

Cette expérience met en évidence l'apport positif du bruit analogique introduit par les CCD sur la linéarité. En pratique, il s'avère que l'utilisation des CCD modifie non seulement σ_e (qui augmente) mais aussi les seuils. Une nouvelle caractérisation de l'ensemble de conversion A/N est nécessaire. De nouvelles simulations déterminées à partir de ces paramètres sont données en Annexe 1.

4.5 Conséquence sur des signaux de grande amplitude.

Alors que l'étude précédente était limitée à quelques niveaux, nous nous intéressons désormais à la caractéristique globale de l'ensemble CAN. Pour cela, la plage de variation de V_{me} doit tenir compte :

- de tous les niveaux du CAN,
- des effets de saturations introduits par le bruit d'entrée sur les valeurs extrêmes de V_{ms} .

4.5.1 Elimination des erreurs linéaires (gain et décalage de tension).

L'étude sur des signaux de grande amplitude permet de mettre en évidence l'erreur de non-linéarité intégrale (ENLI). A partir des valeurs de seuils et du bruit d'entrée, nous pouvons déterminer ENLI.

Afin de mettre en évidence la non-linéarité du CAN, la présentation doit masquer les erreurs linéaires. Celles-ci sont de deux sortes :

- l'écart moyen entre deux niveaux consécutifs,
- le décalage de tension d'entrée.

* L'écart moyen entre deux niveaux consécutifs n'est pas tout-à-fait égal à celui que l'on déduit du calibre théorique (erreur de gain). L'évaluation de la tension de sortie fait appel à cette grandeur puisque la tension associée au nombre N vaut $N.Q$ où Q est l'écart de tension séparant deux niveaux consécutifs.

=> Dans les tracés suivants, nous utiliserons, pour évaluer V_s , le quantum moyen mesuré Q_m défini par :

$$Q_m = \frac{\text{Seuil}_{sup} - \text{Seuil}_{inf}}{254}$$

avec : Seuil_{inf} : Seuil le plus bas associé au nombre - 127,5.
 Seuil_{sup} : Seuil le plus haut associé au nombre 126,5.

* Le décalage de tension d'entrée (offset). Les deux seuils extrêmes permettent de définir la droite $V_{me}(N)$, et donc la valeur du décalage de la tension d'entrée à l'origine $\Delta V = V_{me}(0)$.

$$\Delta V = \text{Seuil}_{inf} + 127,5 \cdot Q_m = \text{Seuil}_{sup} - 126,5 \cdot Q_m$$

=> Par la suite, à chaque fois que nous étudierons la différence entre la tension d'entrée et sa représentation numérique, nous soustrairons le décalage constant ΔV ce qui aura pour effet d'annuler l'écart entre V_{ms} et V_{me} pour les deux points $V_{me} = \text{Seuil}_{inf}$ et $V_{me} = \text{Seuil}_{sup}$.

L'étude de V_{ms} en fonction de V_{me} s'étend alors de $-128.Q_m - 4\sigma_e$ à $128.Q_m + 4\sigma_e$ mais la représentation reste bornée de $-128.Q_m$ à $127.Q_m$.

En prenant pour variable d'entrée V_{me}/Q_m et en soustrayant de la caractéristique globale du CAN la droite idéale passant par les deux seuils extrêmes (-127,5 & 126,5), on déduit l'erreur de non-linéarité intégrale (ENLI) (figure 4-11).

La caractéristique de la figure 4-11 permet d'évaluer la variation d'amplitude que peut subir un signal carré, d'amplitude $128*Q_m$, en fonction de sa position sur l'écran. Cela peut aller de $-0,5 Q_m$ (cas (a) de la figure 4-11) à $+1,5 Q_m$ (cas (b) de la figure 4-11), ce qui est cohérent avec la spécification du constructeur (2 %) [13].

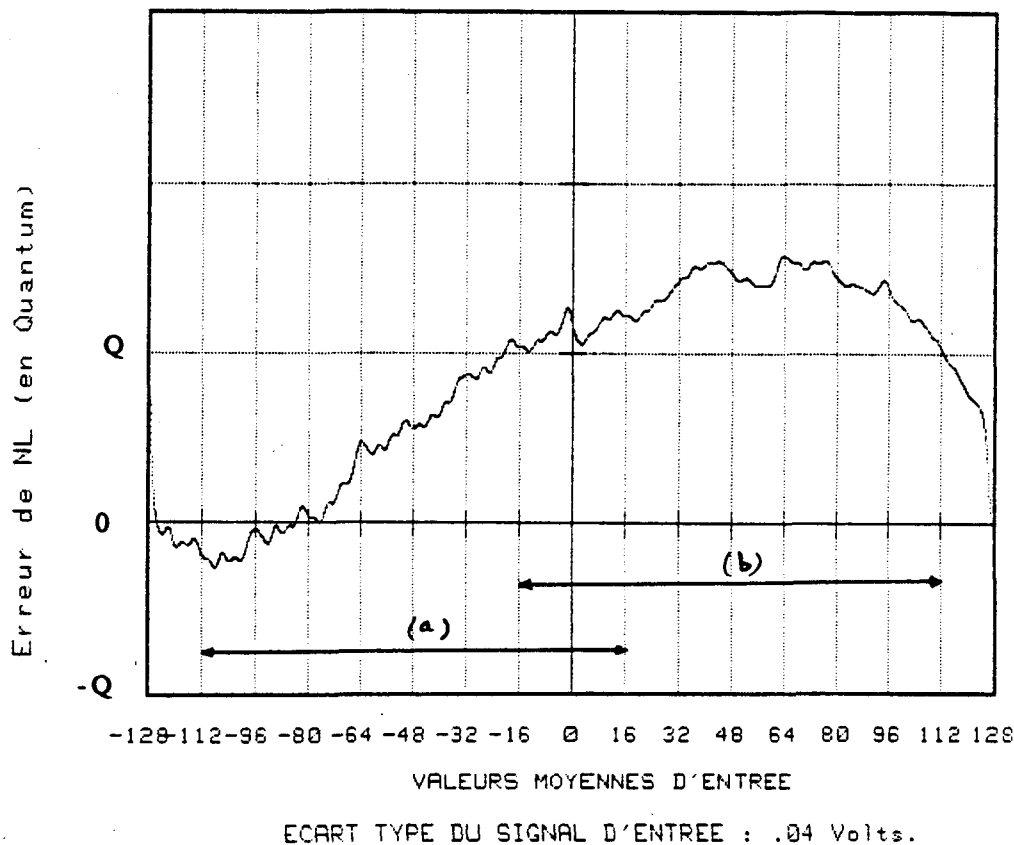


Figure 4-11 : Erreur de Non-Linéarité Intégrale du CAN.

4.5.2 Séparation des dérives non-linéaires.

Après s'être affranchi des dérives linéaires (gain - offset) des dispersions non-linéaires subsistent (figure 4-12). Pour toutes les caractérisations effectuées, l'allure de ENLI reste toujours la même. Une estimation de la dispersion de ENLI donne un écart type de $0,18 \cdot Q$. Pour tenir compte de cette limitation pratique, la caractéristique globale $V_{ms}=f(V_{me})$ a été calculée en incrémentant V_{me} de $Q_m/16$.

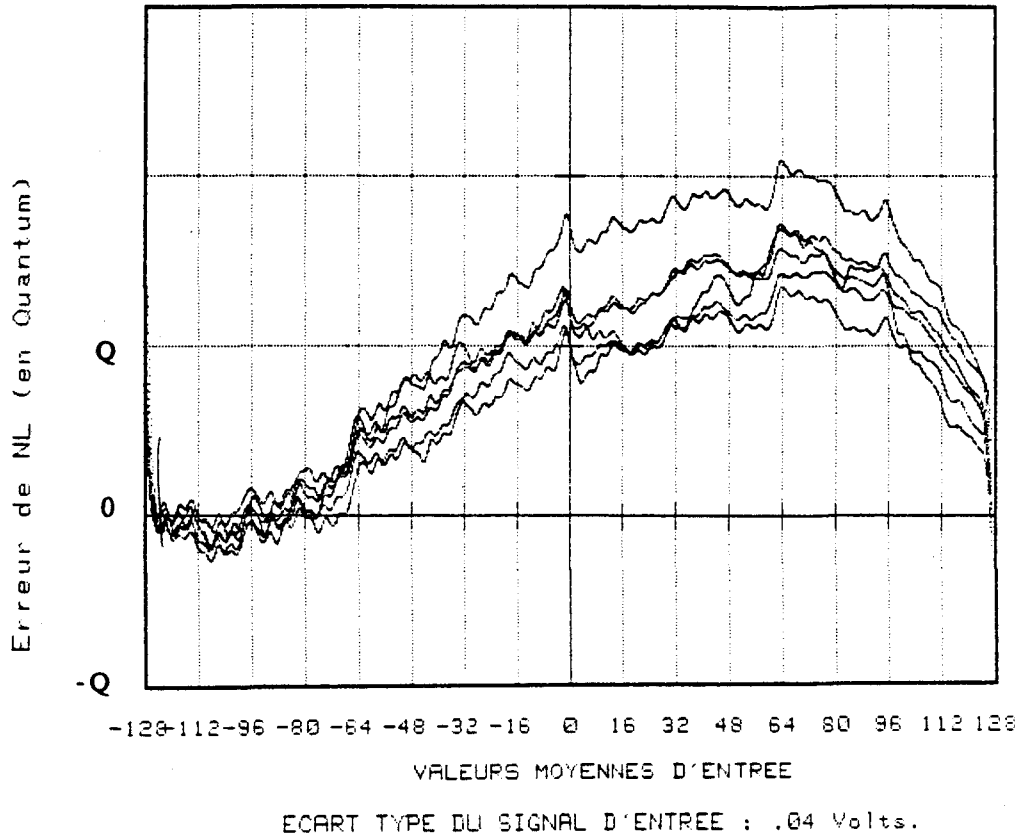


Figure 4-12 : Influence des dérives non-linéaires sur l'erreur de non linéarité du CAN.

Remarque : Une approximation correcte de la forme globale de ENLI peut être obtenue pour chaque caractérisation sous la forme d'un polynôme d'ordre trois passant par les seuils extrêmes.

V. CORRECTION DES NON-LINEARITES ET VALIDATION

Les erreurs introduites par la quantification et les non-linéarités du CAN étant connues et modélisées, leurs corrections peuvent être envisagées. Pour cela, deux méthodes sont proposées.

5.1 Table de correction.

La détermination des seuils et de la valeur du bruit d'entrée permet de connaître la fonction de transfert globale $V_{ms} = f(V_{me})$. Il est alors naturel d'utiliser cette fonction de transfert pour générer une table de correspondance qui permettra de retrouver V_{me} à partir de V_{ms} et ainsi de s'affranchir de toutes les non-linéarités.

Afin de tenir compte des dérives non-linéaires du CAN, nous utilisons une caractérisation globale moyenne, obtenue en moyennant plusieurs caractéristiques du même type. Prenons l'exemple de la figure 4-11. Les figures suivantes illustrent l'efficacité de cette correction sur un signal de test de forme triangulaire de 10 V d'amplitude crête-à-crête. Pour cela, une sensibilité équivalente à celle utilisée lors de la mesure de forts signaux est choisie (50 V/div).

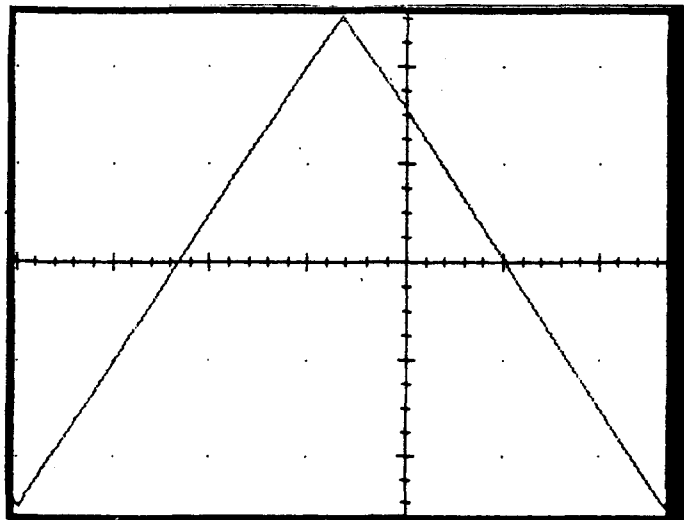


Figure 5-1 : Mesure du signal de test (10 V d'amplitude) sur un calibre de 1 V/div (grande résolution).

Les figures 5-2-a et 5-2-b permettent de comparer les valeurs mesurées à celles qui sont présentes à l'entrée du CAN.

L'importance de l'erreur relative commise sur la mesure d'une faible tension a été évaluée en prenant quelques points de mesure comme référence (figure 5-3). La dispersion sur les valeurs moyennes de la mesure est de 0,42 V.

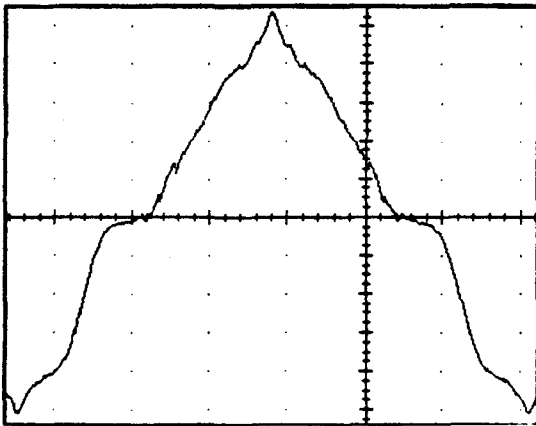
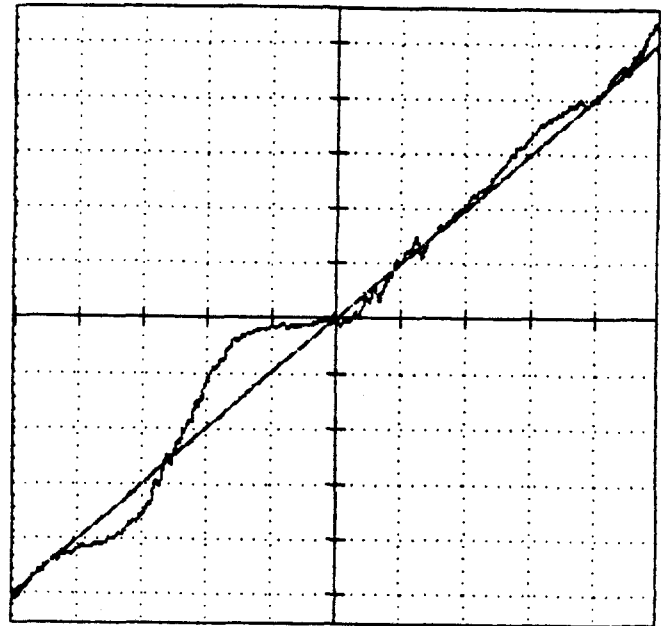


Figure 5-2-a : Forme du signal de test observée après un relevé sur un calibre de 50 V/div. L'amplitude crête à crête du triangle est alors de 5 Q_m .



Erreur sur la mesure d'un signal allant de -5 Volts à 5 Volts.
Dispersion sur les valeurs moyennes : .41374
Dispersion moyenne : .42505

Figure 5-2-b : Variation de la tension mesurée en fonction de la tension appliquée (déduite de 5-2-a).

Figure 5-2 : Mesure du signal de test sur un calibre de 50 V/div (faible résolution).

V_{ms} idéal = V_{me} (V)	V_{ms} mesuré (V)	Erreur relative
- 3,5	- 4	14,3 %
- 1,5	- 0,4	73,3 %
1	1,1	10 %
3	3,4	13 %

Figure 5-3 : Définition des erreurs relatives lors de la mesure avec faible résolution.

Les erreurs relatives sont considérables. Si ces mesures de tension sont exploitées dans le but de déduire une puissance instantanée, la précision relative de cette grandeur ne pourra pas être meilleure. La correction proposée, à partir de la table de correspondance est illustrée à la figure 5-4.

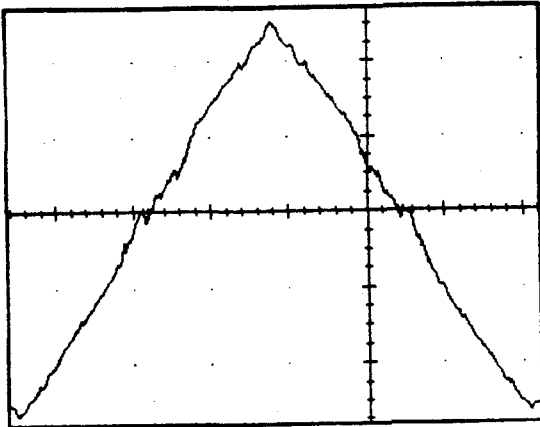


Figure 5-4-a : Forme du signal de test mesuré sur un calibre de 50 V/div, puis corrigé.

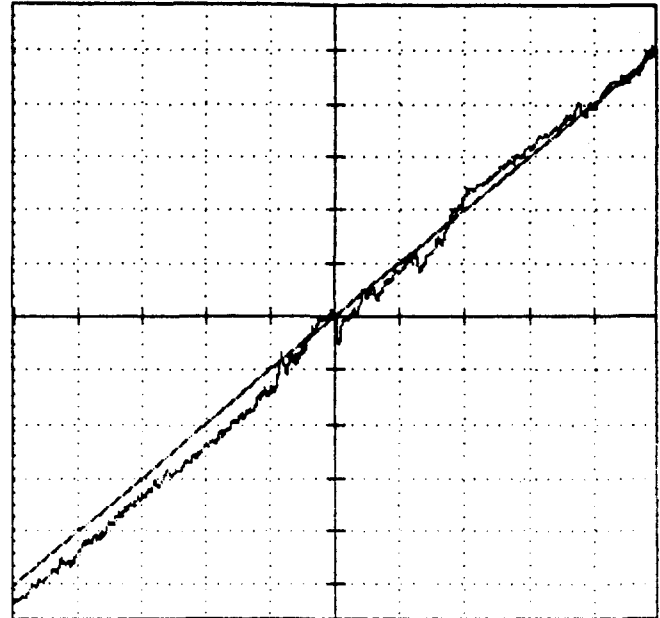


Figure 5-4-b : Variation de la tension mesurée puis corrigée en fonction de la tension appliquée (déduite de la fig. 5-4-a).

Figure 5-4 : Mesure et correction du signal de test à l'aide de la table de correction.

5.2 Augmentation de la résolution du CAN.

La méthode testée ici est présentée au paragraphe 3-8. Le décalage continu nécessaire, successivement égal à 0, 1/4, 1/2 puis 3/4 d'un quantum moyen, est généré par le convertisseur numérique analogique (CNA) de cadrage. Celui-ci dispose d'une résolution de 12 bits, un incrément minimum de $Q_m/4$ est donc accessible.

Le signal de test (figure 5-1) est appliqué à l'entrée du CAN. Pour chacune des quatre valeurs de la composante continue, la mesure est faite en 16 itérations. La moyenne de ces quatre acquisitions successives est ensuite calculée, et le décalage continu moyen compensé. Les figures 5-5-a et 5-5-b correspondent à la mise en application de cette méthode.

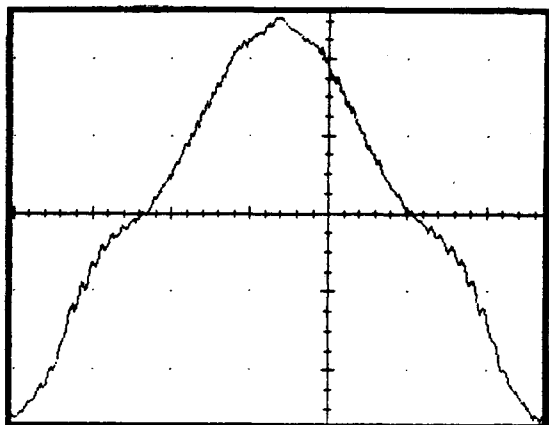


Figure 5-5-a : Forme globale du signal de test mesurée avec une augmentation de la résolution du CAN (décalage).

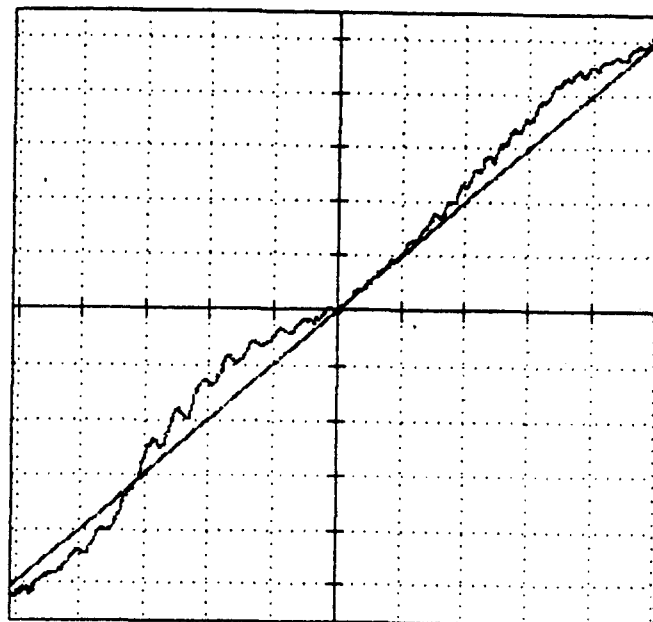


Figure 5-5-b : Variation de la tension mesurée puis corrigée en fonction de la tension appliquée (déduite de la fig 5-5-a).

Figure 5-5 : Mesure et correction du signal de test .

5.3 Comparaison des deux méthodes de correction.

Les deux méthodes étudiées apportent une amélioration très nette aux problèmes posés par la résolution et l'erreur de non-linéarité différentielle lors de la mesure de faibles signaux.

Les corrections proposées permettent de réduire la dispersion entre le signal mesuré et le signal final disponible, en la rendant beaucoup plus homogène. Elle passe ainsi d'une valeur initiale de 0,42 V à une valeur de :

- 0,27 V pour la correction par la table de correction,
- 0,40 V pour la méthode d'augmentation de la résolution (décalage).

La comparaison des deux méthodes peut être effectuée en reprenant les points précédemment étudiés. A partir des erreurs relatives obtenues, figure 5-6, une amélioration systématique de l'ordre de 20 % peut être envisagée.

V_{ms} idéal	Table de correction		Augmentation de la résolution	
	V_{ms} réel	Erreur relative	V_{ms} réel	Erreur relative
-3,5	- 4	14,3%	- 4	14,3 %
-1,5	-1,8	20 %	- 0,75	50 %
1	0,8	20 %	1	0 %
3	3,2	6 %	3,5	16,7 %

Figure 5-6 : Comparaison de l'apport des méthodes de correction sur l'erreur relative.

L'erreur relative initiale de l'ordre de 40 % est ramenée à une valeur équivalente à :

- 20 % pour la première méthode,
- 30 % pour la deuxième méthode.

Malgré les précautions prises pour tenir compte des dérives non-linéaires, il semble que la limite de la première méthode corresponde à la maîtrise de ces dérives. C'est sans doute pour cette raison que les résultats obtenus ne sont pas aussi bons que nous l'escomptions. Ainsi la cette méthode permet de définir de façon précise la valeur de quantification en tenant compte aussi bien des erreurs de non-linéarités intégrales que différentielles.

La deuxième méthode, beaucoup plus facile à mettre en oeuvre, est sujette à des fluctuations dues à l'inégalité des niveaux de conversion. En effet, l'offset qui est rajouté est égal à 0, 1/4, 1/2 ou 3/4 d'un quantum moyen d'un convertisseur idéal. L'apport de cette méthode réside essentiellement dans l'augmentation de la résolution. Nous passons ainsi d'un quantification de Q à $Q/4$ (pour 4 décalages), ce qui permet dans le cas où le rapport σ_e/Q est trop faible (σ_e trop petit), d'augmenter ce rapport sans introduire de bruit. Cette méthode ne prend pas en compte les erreurs de non-linéarités intégrales.

Aujourd'hui, afin d'augmenter le rapport σ_e/Q , les constructeurs d'oscilloscopes ont choisis comme solution d'introduire un bruit pseudo-aléatoire à l'entrée de l'appareil, on trouve ainsi cette fonctionnalité sur des oscilloscopes comme le 9450 de Lecroy (dithering). L'intérêt des méthodes de corrections proposées réside dans l'augmentation de ce rapport sans qu'il soit nécessaire d'introduire de bruit supplémentaire.

V. CONCLUSION

La numérisation d'un signal analogique introduit des erreurs systématiques. Leur étude a notamment mis en évidence l'importance du bruit du signal d'entrée ainsi que celle de la non équidistance de la largeur des niveaux de conversion sur la valeur moyenne du signal numérique mesurée.

Des méthodes de caractérisation des convertisseurs analogiques numériques (CAN) ont été mises en oeuvre. Elles permettent, à partir de la détermination des seuils et du bruit d'entrée, de connaître la fonction de transfert du CAN, ainsi que les erreurs qui y sont associées. Après avoir précisé l'importance relative des erreurs de non-linéarité différentielle et de résolution, deux méthodes de correction appropriées ont été développées.

Qualitativement, elles permettent de restituer correctement l'allure du signal.

Quantitativement, les erreurs relatives possibles sur la mesure de faibles signaux sont désormais limitées à une valeur connue. En plus, les fluctuations moyennes entre l'ensemble des valeurs mesurées et celles présentées à l'entrée du CAN (dispersions) se trouvent réduites et sont beaucoup plus homogènes.

Habituellement, afin d'augmenter le rapport σ_e/Q , un bruit aléatoire ou pseudo-aléatoire est ajouté au signal d'entrée (dithering). Cette technique efficace pour la linéarisation présente un inconvénient majeur : si nous multiplions le bruit par 4, il faudra 16 fois plus d'itérations pour parvenir à la même dispersion finale. Le temps d'acquisition est donc multiplié par 16.

L'intérêt des méthodes de correction proposées réside aussi dans le fait que pour augmenter le rapport σ_e/Q , il n'est pas nécessaire d'introduire de bruit supplémentaire. Pour une valeur de bruit d'entrée trop faible, la seconde méthode est préférable malgré le fait que contrairement à la première elle ne prenne pas en compte les erreurs de non-linéarité intégrales. il faut d'ailleurs remarquer qu'aujourd'hui certains oscilloscopes intègrent déjà cette méthode de décalage lorsque le bruit d'entrée est trop faible.

Une confrontation de l'intérêt des méthodes de corrections proposées pourrait être faite en utilisant le test de FFT classique retenu par les constructeurs pour définir le nombre de bits effectifs du CAN.

Bien que la première méthode de correction des erreurs de non-linéarités soit plus délicate à mettre en oeuvre que la seconde, après la caractérisation, une fois la caractérisation effectuée, il ne reste que des traitements mathématiques. La table de correction peut très bien être

directement implantée dans une mémoire associée au CAN.

La mesure de signaux à grande dynamique avec une bonne précision, nécessite de recourir à des CAN ayant au moins 10 à 12 bits. Cependant, pour de tels convertisseurs, une autre limite existe : la fréquence d'échantillonnage. En dehors de l'amélioration de la précision relative, les méthodes de correction proposées permettent de repousser la limite en résolution pour des signaux à fréquence élevée. Ainsi, il est désormais possible d'utiliser un CAN 8 bits pour mesurer des signaux à grande dynamique avec une précision équivalente à celle au moins d'un CAN 10 bits.

Chapitre III

REPONSE BASSE-FREQUENCE DES SONDES D'OSCILLOSCOPE

INTRODUCTION

Les études sur les semi-conducteurs et les structures en électronique de puissance nécessitent des mesures précises sur des signaux hautes fréquences ($f \geq 100$ kHz) à grandes dynamiques. Malgré les évolutions récentes des techniques et des moyens de mesure, la fiabilité des résultats reste toujours fonction de la qualité des conditionneurs de signaux.

Ainsi, les sondes de courant et de tension placées en amont de l'oscilloscope déterminent systématiquement la qualité et la précision maximums que l'on peut espérer lors d'une mesure. Les sondes de courant passives élaborées sur le principe du transformateur de courant, ainsi que les sondes de tensions atténuatrices (10X ou 100X) possèdent une limitation intrinsèque définie par leur réponse basse fréquence (BF).

Après avoir identifié la réponse fréquentielle de chaque type de sonde passive (courant-tension), nous illustrons les répercussions de ce comportement BF sur les mesures en électronique de puissance.

La modélisation de la fonction de transfert permet alors d'envisager des méthodes de corrections appropriées.

L'application des corrections proposées sur un montage classique d'électronique de puissance, parfaitement identifié, permet de valider ces méthodes.

I. INCIDENCE DE LA REPONSE BASSE FREQUENCE DES SONDES SUR LES MESURES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

1.1 Sonde de courant passive - Transformateur de courant.

1.1.1 Choix entre sonde active et passive.

Actuellement, l'électronique de puissance s'oriente vers des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées (réduction des éléments passifs...) nécessitant des études plus fines du comportement des différents composants [28,29]. Les bandes passantes intervenant dans les signaux à mesurer s'étendent alors au delà de la centaine de MHz. Pour observer ces courants, des sondes actives ou passives peuvent être utilisées.

Les sondes actives - comme par exemple le modèle P 6302 avec son amplificateur AM 503 de Tektronix ou encore les sondes PIERSON, LEM - sont constituées autour de deux éléments [17]. Le premier, (à effet Hall) permet de mesurer la composante continue et les basses fréquences (DC→ 1 kHz). Le second, (transformateur de courant) permet d'étendre la gamme de mesure jusqu'à 50 MHz. Une électronique appropriée est associée à la sonde de façon à obtenir une réponse "satisfaisante" sur l'ensemble de la gamme de mesure (DC→ 50 MHz).

Contrairement aux sondes actives, de nombreux modèles de sondes passives sont disponibles dans le commerce. Celles-ci sont uniquement constituées d'un transformateur de courant (TC) [30]. Elles ne permettent évidemment ni la mesure des basses fréquences, ni celle de la composante continue. En revanche, leur fréquence de coupure haute est parfois très élevée. Certaines permettent d'appréhender des signaux ayant des composantes fréquentielles allant jusqu'à la centaine de MHz, voire plus ...

Ce type de capteurs est aussi souvent utilisé pour la mesure de signaux de grande amplitude (200, 400 A ...). En règle générale, plus le capteur est apte à traiter de forts signaux, plus sa bande passante est réduite. Heureusement les signaux de fortes amplitudes sont souvent générés par les semi-conducteurs les plus lents.

1.1.2 Réponse BF des sondes de courant passives.

Les sondes de courant passives sont notamment intéressantes en raison de leurs comportements haute fréquence plus performants que ceux des sondes actives [14,16,17]. En revanche, elles se comportent comme un filtre passe-haut. Malheureusement, elles ne permettent pas la mesure des courants continus et elles atténuent fortement les composantes BF. La réponse BF d'une sonde passive est illustrée par la figure 1-1.

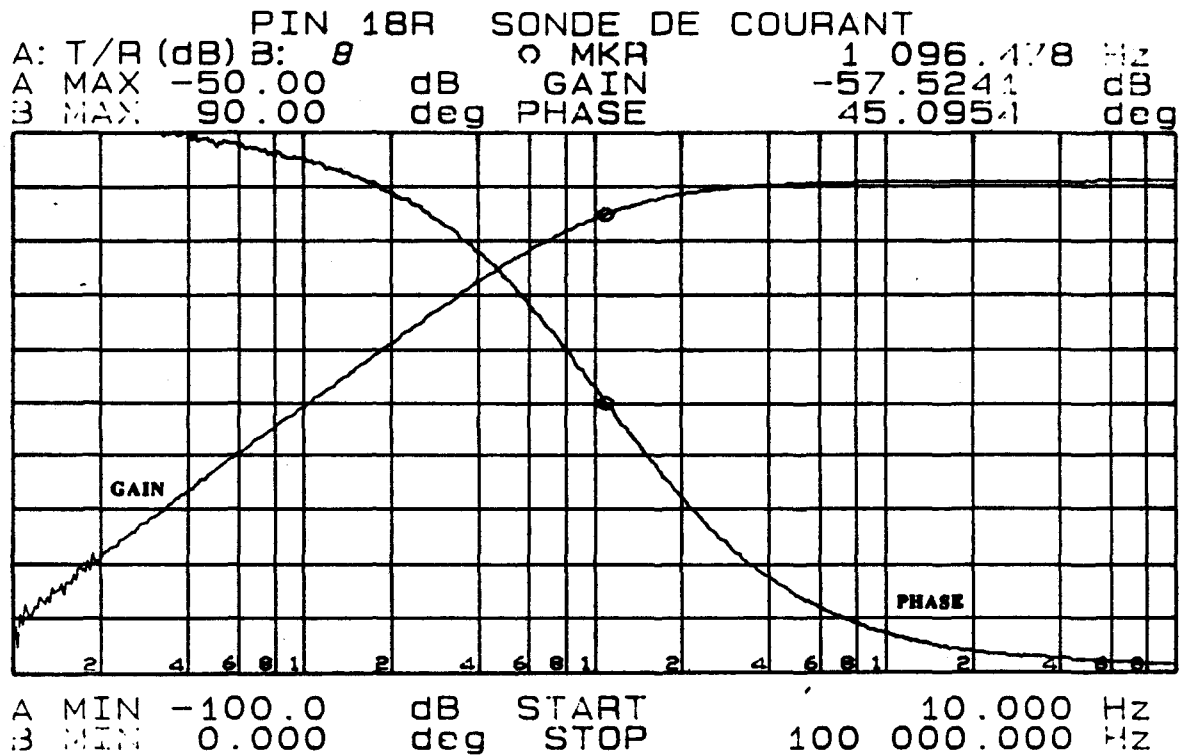


Figure 1-1 : Réponse basse Fréquence d'une sonde de courant passive.

1.1.3 Incidence sur les mesures en électronique de puissance.

En basse fréquence, la mesure effectuée à l'aide d'une sonde active est prise comme référence. Les figures 1-2-a et 1-2-b mettent en évidence le filtrage passe-haut des sondes passives. Les répercussions de la réponse BF sur la mesure d'un signal carré étalon apparaissent clairement [35]. Le signal observé est alors systématiquement déformé.

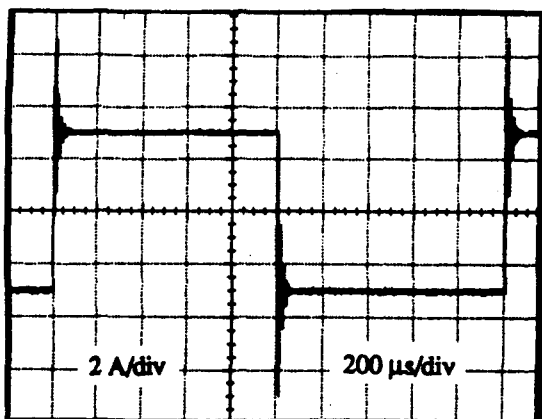


Figure 1-2-a : Mesure de référence : Signal carré ± 3 A relevé avec une sonde active P6302 et amplificateur AM503 Tek.

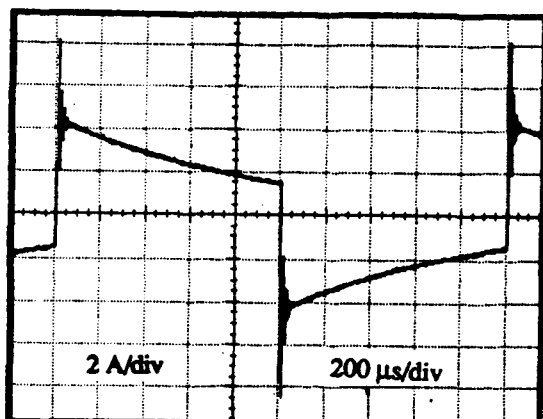


Figure 1-2-b : Mesure d'un signal carré ± 3 A avec une sonde passive P6021 Tek.

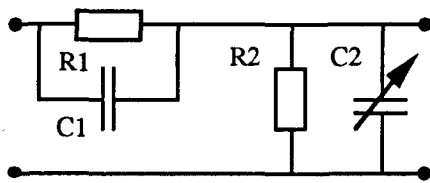
Figure 1-2 : Incidence du filtrage passe-haut sur les mesures en électronique de puissance.

Les figures 1-2 montrent qu'il est nécessaire de corriger la forme du signal issu d'une sonde passive afin de la rendre plus proche du signal réel. Si cela est nécessaire, la restitution de la composante continue peut être envisagée à condition de disposer d'un point de repère sur le signal. Un calcul correct de la puissance instantanée est alors possible.

1.2 Sonde de tension atténuatrice.

1.2.1 Réponse BF des sondes de tension (10X,100X)

Classiquement, une sonde de tension atténuatrice peut être représentée par le schéma suivant figure 1-3 [14,15] :



R1&C1 : Tête de sonde.
R2&C2 : Circuit d'entrée de la sonde sur l'oscilloscope (sonde + oscilloscope).

Figure 1-3 : Schéma équivalent d'une sonde.

La fonction de transfert de ce circuit équivalent est : $H(p) = G_{BF} \frac{1+\tau_1 p}{1+\tau_2 p}$ (1)

avec : $G_{BF} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$ $G_{HF} = \frac{C_1}{C_1+C_2}$ (2)

$\tau_1 = R_1 C_1$ (3)

$\tau_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} (C_1+C_2)$ (4)

L'utilisation d'une sonde de tension atténuatrice impose un réglage tel que τ_1 soit égal à τ_2 (réglage de compensation) [3, 31]. L'influence de cet ajustement est illustrée par la figure 1-4. Classiquement, la sonde est dite "sous compensée" si $\tau_1 < \tau_2$; "surcompensée" dans le cas contraire.

Pour cela, la valeur de C_2 est ajustée à l'aide d'un signal carré généré par l'oscilloscope. De la précision de cet ajustement dépend la linéarité de la réponse fréquentielle de la sonde. Malheureusement la méthode usuelle (signal de calibration de l'oscilloscope) ne permet pas d'obtenir une précision supérieure à 1 %. Les conséquences de cette faible qualité de réglage peuvent être désastreuses pour les mesures effectuées.

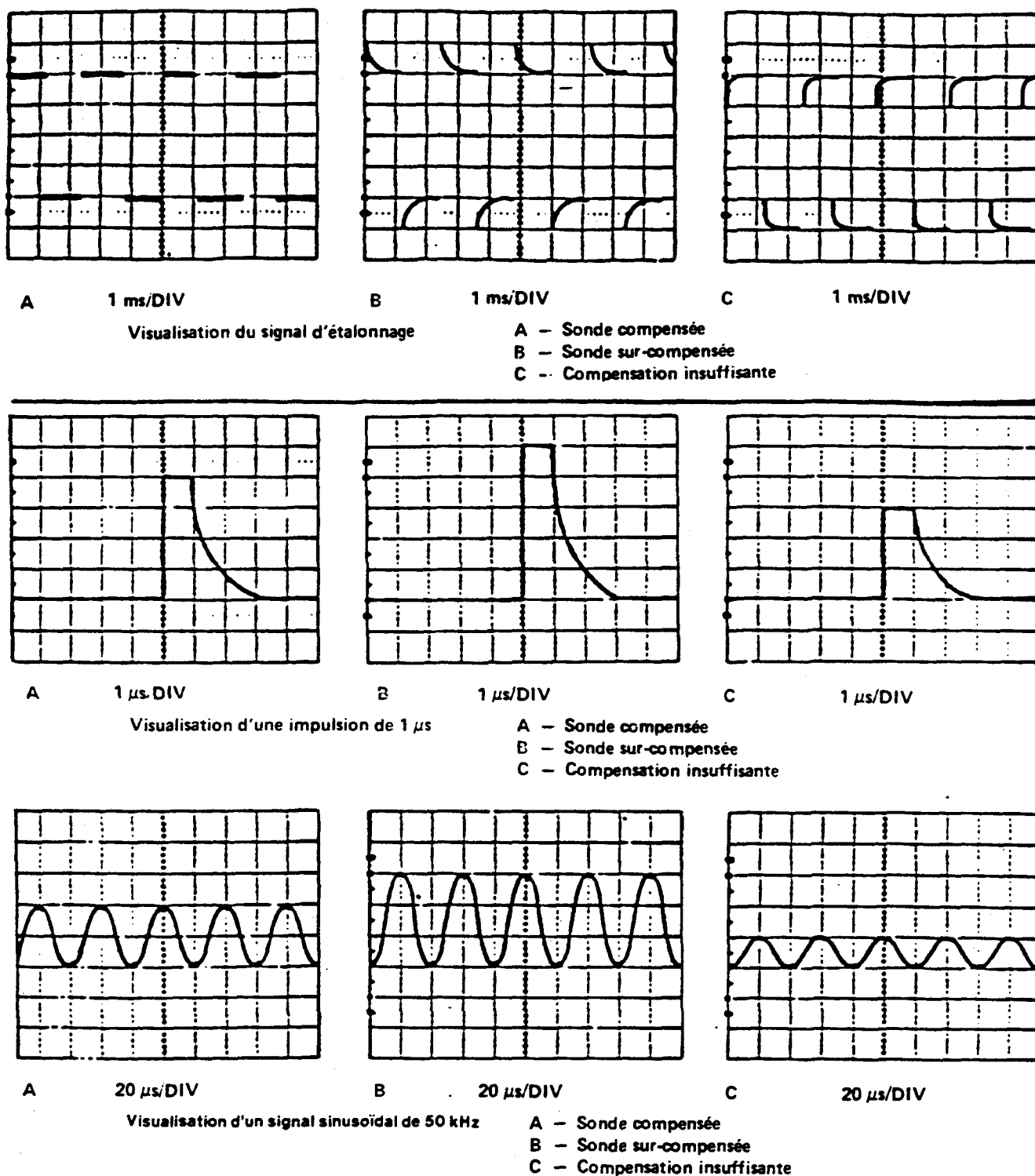


Figure 1-4 : Nécessité de la compensation d'une sonde de tension.

- a) Signal de test de l'oscilloscope.
- b) Effet de la compensation sur une impulsion.
- c) Effet de la compensation sur une sinusoïde.

1.2.2 Incidence de la réponse basse fréquence sur les mesures.

Considérons la tension collecteur-émetteur d'un transistor, représentée sur la figure 1-5. Elle est la somme d'une composante moyenne de 200 V et d'une tension alternative en créneau d'amplitude 199 V. La tension minimum $V_{CE\text{ sat}}$ qui doit être mesurée avec soin pour évaluer les pertes par conduction est égale à la différence des composantes continue (200 V) et alternative (199 V). Or ces composantes sont respectivement multipliées par G_{BF} et G_{HF} avant l'observation.

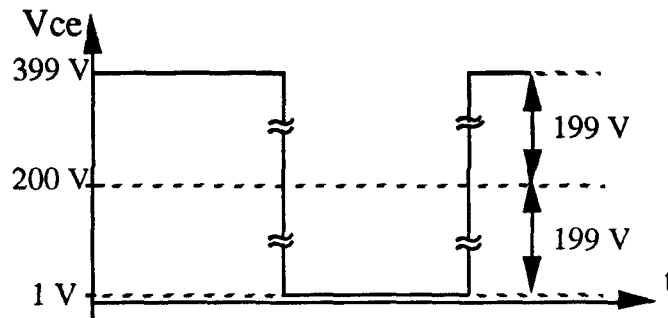


Figure 1-5 : Forme de la tension V_{CE} à mesurer. Signal : $f = 100\text{ kHz}$.

Si l'on considère que la sonde (10X) est compensée avec une précision de 1%, deux cas limites peuvent être observés :

- * Sonde surcompensée : La mesure de $V_{CE\text{ sat}}$ ou V_{ON} lors de la phase de conduction est alors négative : $200 - (199 \cdot 1,01) = -0,99 \Rightarrow \underline{-0,99\text{ V}}$.
(Ce résultat conduit à une conclusion aberrante selon laquelle le transistor fournirait de la puissance pendant la conduction...).
- * Sonde sous compensée : Cette fois, la mesure de $V_{CE\text{ sat}}$ est trop forte :
 $200 - (199 \cdot 0,99) = 2,99 \Rightarrow \underline{2,99\text{ V}}$.

Ainsi, une différence de 1 % entre G_{BF} et G_{HF} conduit à une erreur de 1,99 V sur $V_{CE\text{ sat}}$ et de 200 % sur la puissance pendant la conduction. Inversement, l'obtention du niveau minimum de V_{CE} à 1 % près nécessite une précision sur l'ajustement de G_{HF} et G_{BF} de 0,05 %.

La variation du gain basse fréquence n'est pas nécessairement provoquée par les sondes atténuatrices ; les atténuateurs internes de l'oscilloscope peuvent présenter les mêmes défauts. L'observation, sans sonde atténuatrice du signal de calibration est quelquefois très instructive ! Cette caractéristique qui varie suivant la sensibilité utilisée, n'est pas spécifiée par les constructeurs.

II. FONCTIONS DE TRANSFERT DES SONDES - PRINCIPE DE CORRECTION

2.1 Sonde de courant.

2.1.1 Modèle.

La réponse fréquentielle d'une sonde passive ou d'un transformateur de courant en basse fréquence, présentée précédemment à la figure 1-1, peut être identifiée par une fonction de transfert passe-haut du premier ordre, de fréquence de coupure basse f_c (figure 2-1) (Annexe 2).

$$G(p) = G_0 \frac{\tau p}{1 + \tau p} \quad \text{où} \quad \tau = \frac{1}{2\pi f_c}$$

2.1.2 Principe de correction - Paramètre à identifier.

Le principe de la correction consiste à réaliser le filtrage inverse de celui imposé par la sonde. Ce filtrage inverse présente un diagramme de Bode symétrique à celui de la sonde par rapport à l'axe 0 dB. Il est du type Proportionnel Intégral (PI).

$$H_{cc}(p) = \frac{1 + \tau p}{\tau p}$$

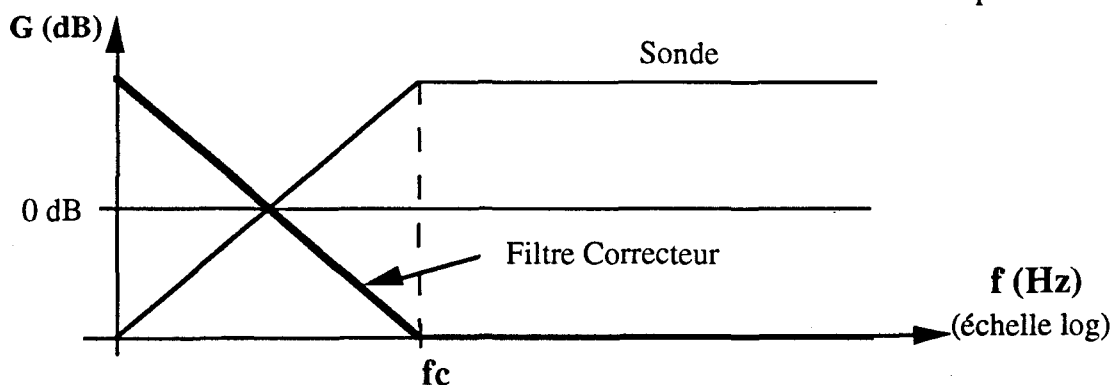


Figure 2-1 : Réponse basse fréquence de la sonde de courant et du filtre correcteur (PI).

2.2 Sonde de tension atténuatrice.

2.2.1 Modèle.

La relation (1) permet d'établir qu'une sonde de tension mal compensée ($\tau_1 \neq \tau_2$) ne présente pas un gain constant sur toute la gamme de fréquence qu'elle doit couvrir. Selon que la sonde est sous ou surcompensée, son gain basse fréquence (G_{BF}) est supérieur ou inférieur à son gain haute fréquence (G_{HF}).

La sonde étant systématiquement associée à un oscilloscope, c'est l'ensemble sonde plus

oscilloscope qui doit être identifié pour que la correction soit efficace. Dans un premier temps l'ensemble est modélisé par la réponse de la sonde.

2.2.2 Principe de correction - Paramètre à identifier.

- Dans le cas restrictif où le signal mesuré présente un fondamental de période faible devant la plus petite des constantes de temps τ_1 ou τ_2 , il est possible de corriger l'amplitude des composantes alternatives en les multipliant par G_{BF}/G_{HF} . La composante continue est déduite du signal d'entrée, puis ajoutée, sans modification, aux composantes alternatives corrigées.

⇒ Détermination de G_{HF} en supposant que G_{BF} reste constant et indépendant du réglage de la capacité C_2 .

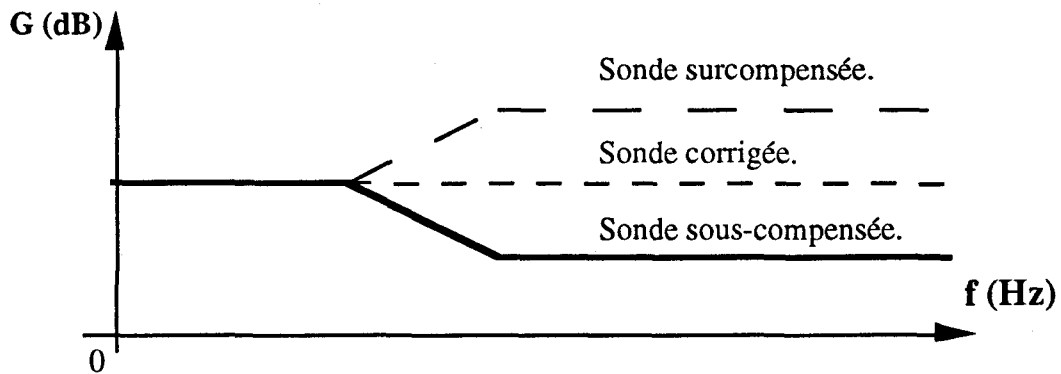


Figure 2-2 : Réponse d'une sonde de tension atténuatrice.

- Pour s'affranchir de la restriction précédente, une autre méthode de correction est envisageable. Elle consiste à réaliser le filtrage inverse de celui opéré par la sonde. Il sera donc de la forme : $H_{cv}(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}$. (5)

⇒ Détermination de τ_1 et τ_2 ou de τ_1 et G_{HF}
ou encore de τ_2 et G_{HF} avec $G_{HF} = \tau_1/\tau_2$ (6)

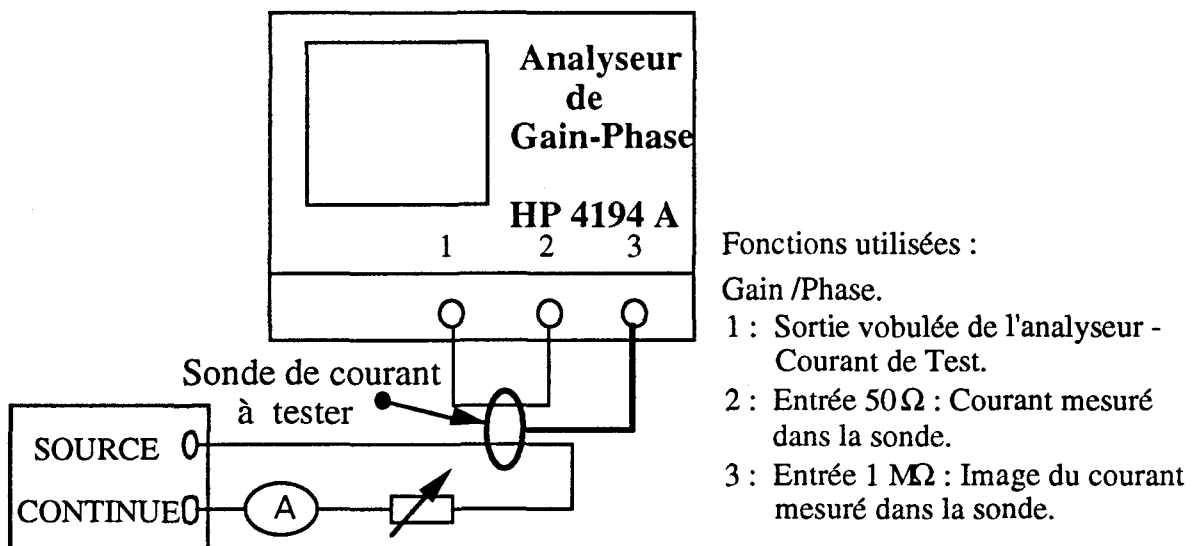
III. DETERMINATION DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DES FONCTIONS DE TRANSFERT

3.1 Sonde de courant - Détermination de f_c .

La fonction de transfert de la sonde de courant dépend d'un seul paramètre : τ (ou f_c). Pour des raisons pratiques, notamment afin de pouvoir mettre en oeuvre une méthode du type "double pesée", nous avons été amenés à utiliser des pinces ampèremétriques (sondes à noyau magnétique ouvrable). Différents paramètres influent sur la valeur de f_c :

- la valeur de l'entrefer résiduel du circuit magnétique.
- le courant moyen qui traverse la sonde,

La caractérisation de la sonde est organisée à partir d'un pont de mesure Gain/Phase (HP 4194A), figure 3-1 [32]. Un générateur auxiliaire de courant continu permet de modifier la composante continue qui traverse la sonde. Les modifications que la valeur du courant continu entraîne sur l'état de la saturation et sur la valeur de la fréquence de coupure de la sonde de courant peuvent ainsi être déterminées. Cette caractérisation en petits signaux permet de ne pas prendre en compte les problèmes liés aux non-linéarités. En effet, l'utilisation de capteurs nécessite un usage hors du domaine non-linéaire, souvent défini par une limite en $A_{\mu s}$ (ou $V_{\mu s}$). Cette organisation permet de déterminer f_c par rapport à l'évolution du courant moyen.



La valeur de l'entrefer a une influence importante sur la valeur de f_c . En effet, ce paramètre n'est pas mesurable et surtout varie de façon aléatoire d'une manipulation à l'autre. Ses variations intempestives entraînent une non reproductibilité de f_c (variation de $\pm 50\%$). Afin

de rendre ce phénomène observable, la géométrie du câble portant le signal vobulé issu de l'analyseur a dû être fixée. Une étude mécanique de la pince ouvrable a abouti à renforcer l'effort presseur par adjonction d'une pièce de clinquant de 50 μm sous la partie fixe de la sonde [33]. La dispersion de f_c a été ainsi limitée à $\pm 10\%$. A la vue de ces problèmes, une caractérisation systématique de toutes les sondes passives utilisables sur la chaîne de mesure est nécessaire. Les différents réseaux de caractéristiques f_c (I_{moyen}), Annexe 3, font apparaître des disparités notoires entre deux sondes de modèles identiques.

3.2 Sonde de tension atténuatrice.

Pour la caractérisation des sondes de tension atténuatrices, il est nécessaire de déterminer deux paramètres : τ_1 et τ_2 .

3.2.1 Caractérisation de la constante de temps de la tête de sonde: τ_1 .

L'utilisation du pont de mesure Gain/Phase permet d'obtenir la réponse fréquentielle de la sonde, d'où une détermination directe de τ_1 . Cette valeur peut être considérée comme constante puisqu'elle correspond à la tête de sonde où il n'existe aucune possibilité de réglage (ou de dérèglage).

3.2.2 Caractérisation de la seconde constante de temps : τ_2 .

Après avoir réglé au mieux la compensation par la méthode classique, nous relevons très précisément un signal parfaitement connu et très sensible au moindre dérèglage de la compensation (figure 3-2). Connaissant τ_1 , la relation (6) permet de retrouver τ_2 à partir de la valeur de G_{HF} . Ce signal de test doit permettre de mesurer $G_{\text{HF}}/G_{\text{BF}}$ avec la précision nécessaire de 1‰.

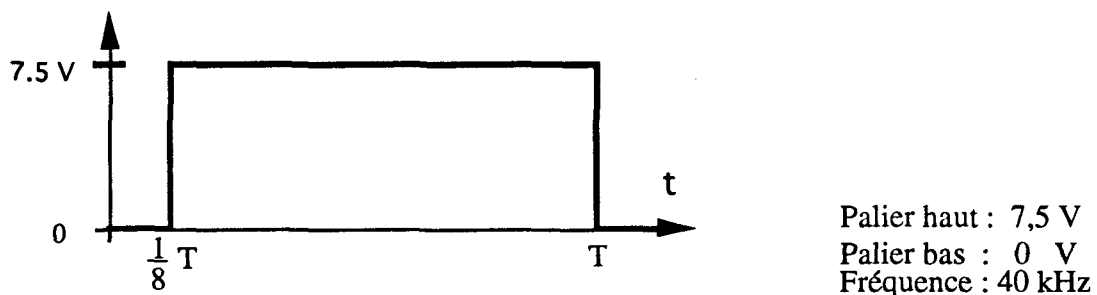


Figure 3-2 : Signal de test pour la caractérisation du gain haute fréquence G_{HF} .

Ce signal a été défini de manière à satisfaire les conditions suivantes :

- * $f = 40$ kHz : le fondamental du signal de test doit se trouver largement au-delà des fréquences pour lesquelles le gain peut varier (zone critique : quelques kHz).
- * La valeur du rapport cyclique (7/8) est définie de façon à avoir une grande sensibilité lors de la détermination de G_{HF} . Toute variation de G_{HF} par rapport à G_{BF} entraîne un déplacement important du palier bas.
- * L'amplitude du signal doit permettre l'utilisation d'une sensibilité verticale peu sensible au bruit environnant.

Avec ce signal, on montre que :

$$\frac{G_{HF}}{G_{BF}} = \frac{\tau_1}{\tau_2} = \frac{\text{Valeur moyenne du signal} - \text{Valeur du palier bas mesuré}}{\text{Valeur moyenne du signal}} \quad (7)$$

G_{BF} étant connu, on peut ainsi obtenir G_{HF} .

Pour respecter la précision demandée et tenir compte d'un éventuel décalage (offset), les mesures effectuées doivent être faites en deux temps (méthode du type de la double pesée) :

- Mesure du Signal + Bruit + Offset + Dérives,
- Mesure du Bruit + Offset + Dérives.

Par rapport à la précision demandée, l'expression (7) implique une fourchette de variation possible de la valeur du palier bas du signal de test : $\pm \frac{1}{1000} \times \frac{7}{8} \times 7,5 = \pm 6,6$ mV

Remarque : La valeur du palier bas définie par le niveau de signal de test a été vérifiée sur un oscilloscope beaucoup plus performant que le 2430, le DSA 602 Tektronix avec ses tiroirs amplificateurs 11A32. En effet, il faut préciser qu'en utilisant l'oscilloscope 2430 Tektronix, nous sommes limités par la précision de la valeur des gains des amplificateurs d'entrée définie par le constructeur, soit 1 %.

IV. DEFINITION DU FILTRAGE NUMERIQUE DE COMPENSATION

4.1 Sonde de courant.

Nous devons réaliser un filtrage du type PI. Le filtre désiré a pour fonction de transfert :

$$H_{cc}(p) = \frac{1 + \tau_1 p}{\tau_1 p} = 1 + \frac{1}{\tau_1 p}$$

Sa réalisation est effectuée par un filtre numérique récursif. La forme récursive de ce filtrage Proportionnel Intégral est obtenue à l'aide de la transformée en z [34].

$$S_n = \left(\frac{T_e}{\tau_1} + 1 \right) E_n - E_{n-1} + S_{n-1}$$

avec : S_n : sortie corrigée à l'instant n.

E_n : entrée brute, signal non corrigé à l'instant n.

T_e : période d'échantillonnage de l'oscilloscope.

$\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_c}$: Constante de temps déterminée à partir de la fréquence de coupure basse de la sonde.

La présence de l'intégration aboutit au calcul des S_n à une constante additive près (constante fixée pour S_0). La valeur moyenne du signal mesuré (V_m) par la sonde étant nulle, nous soustrayons du signal corrigé sa valeur moyenne. Nous disposons ainsi en sortie d'un signal à valeur moyenne nulle.

4.2 Sonde de tension atténuatrice

4.2.1 Décomposition de la compensation.

Nous devons établir un filtrage de la forme : $H_{cv}(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}$

Cette expression se décompose sous la forme : $H_{cv}(p) = \frac{\tau_2}{\tau_1} + \left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_1} \right) \left(\frac{1}{1 + \tau_1 p} \right)$

Le schéma bloc correspondant est représenté figure 4-1.

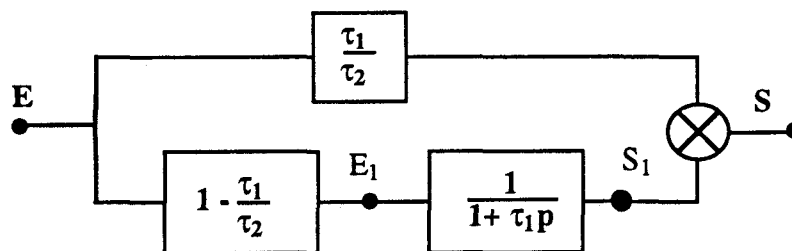


Figure 4-1 : Schéma bloc du filtrage numérique de correction de la sonde de tension.

La forme récursive de ce filtre peut être décomposée de la façon suivante $\frac{S_1(p)}{E_1(p)} = \frac{1}{1 + \tau_1 p}$

$$S_1(n) = \frac{T_e}{\tau_1 + T_e} E_1(n) + \frac{\tau_1}{\tau_1 + T_e} S_1(n-1)$$

$$E_1(n) = \left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}\right) E(n)$$

$$S(n) = S_1(n) + \frac{\tau_2}{\tau_1} E(n)$$

avec : $S(n)$: Signal corrigé,

$E(n)$: Signal brut,

T_e : Période d'échantillonnage,

τ_1 et τ_2 : Constantes de temps du filtre.

L'utilisation d'un filtrage itératif présente un inconvénient. Le régime établi que nous recherchons ne va apparaître qu'après un régime transitoire plus ou moins long.

Prenons un exemple : $\tau_1 = 92 \mu s$ et $T = 40 \mu s$ (période du signal mesuré).

Si on considère que le régime établi est atteint au bout de $3.\tau_1$, il faut effectuer le calcul sur environ 7 périodes du signal ce qui implique un calcul sur 28 000 échantillons ($T_e=10 ns$).

Il est donc nécessaire de rechercher le régime établi par une autre méthode que la méthode itérative.

4.2.2 Méthode de détermination rapide du régime établi.

Un filtre linéaire stationnaire stable donne, lorsqu'il est soumis à une entrée périodique, une sortie périodique. Pour trouver la forme du signal de sortie en régime établi, il serait idéal de pouvoir limiter les calculs à un intervalle de temps égal à une période. Ceci n'est possible que si on se donne correctement les conditions initiales. C'est pourquoi une méthode permettant la détermination rapide de ces conditions est développée ci-dessous.

Nous cherchons les valeurs prises par la fonction $s(t)$ et ses dérivées aux instants $t=N.T$, en supposant que celles-ci tendent vers une limite finie pour $N \rightarrow \infty$ (filtre stable).

La fonction de transfert du filtre h étant causale, la relation entre l'entrée (e) et la sortie (s) s'écrit : $s = h \otimes e$; avec $\otimes$: produit de convolution

$$\text{Soit : } s(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) e(t-\tau) d\tau \quad (8)$$

Calculons maintenant $s(NT)$:

$$s(NT) = \int_0^{\infty} h(\tau) e(NT-\tau) d\tau$$

$$s(NT) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{nT}^{(n+1)T} h(\tau) e(NT-\tau) d\tau$$

Posons $\tau' = \tau - nT \Rightarrow d\tau = d\tau'$ et $\tau = \tau' + nT$

$$s(NT) = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{\infty} h(\tau' + nT) e((N-n)T - \tau') d\tau'$$

Prenant en compte la périodicité de $e(t)$, il apparaît dans l'intégrale que seul h dépend de n , ce qui permet d'introduire la sommation sous l'intégrale.

$$s(nT) = \int_0^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} h(\tau + nT) e(T - \tau) d\tau \quad (9)$$

Appelons "réponse impulsionnelle contractée" la fonction $h_c(t)$ définie par :

$$h_c(t) = \sum_{n=0}^{\infty} h(t + nT) \quad \text{pour } t \geq 0$$

$$= 0 \quad \text{pour } t < 0$$

(10)

En outre, associons à la fonction périodique $e(t)$ une fonction causale définie par :

$$e_c(t) = e(t) \cdot u(t) \quad \text{avec } u(t) : \text{échelon unitaire.}$$

$$\text{alors : } s(nT) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_c(\tau) e_c(T - \tau) d\tau \quad (11)$$

Ainsi la valeur de $s(nT)$ en régime établi est égale à la valeur prise par la sortie d'un filtre dont la réponse impulsionnelle est la fonction $h_c(t)$, (10), au bout d'une seule période du signal d'entrée. Les dérivées successives de $s(t)$ aux instants NT en régime établi s'obtiennent en

remplaçant e par e' puis e'' , puisque $s' = h \otimes e'$ et $s'' = h \otimes e''$.

4.2.3 Application de la méthode au filtrage voulu.

Nous voulons maintenant appliquer cette méthode à notre filtre. La décomposition du filtre en éléments simples a abouti à une expression en 3 termes (4.2.1). Deux de ceux-ci sont constants. Seul le troisième de la forme $1/(1+\tau_1 p)$ nécessite une recherche des conditions initiales.

Soit $h_1(t)$ sa réponse impulsionnelle : $h_1(t) = \frac{1}{\tau_1} e^{-t/\tau_1}$

Sa réponse impulsionnelle contractée $h_{1c}(t)$ vaut :

$$h_{1c}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{\tau_1} e^{-\frac{(t+nT)}{\tau_1}} = \frac{1}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}}} ; \quad h_{1c}(t) = h_1(t) \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}}} \quad (12)$$

la sortie de ce filtre à l'instant T s'écrit alors : $s(T) = \int_0^{\infty} h_{1c}(\tau) e_1(T-\tau) d\tau$

$$\text{ou encore : } s(T) = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}}} \int_0^{\infty} h_1(\tau) \cdot e_1(T-\tau) d\tau \quad (13)$$

Remarquons que e_1 étant causale, $e_1(T-\tau) = 0$ pour $\tau > T$. La borne supérieure d'intégration peut être posée égale à T .

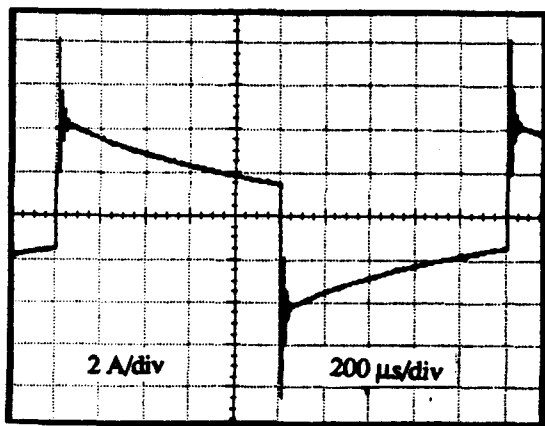
$\int_0^T h_1(\tau) \cdot e_1(T-\tau) d\tau$ correspond bien à la sortie à l'instant T du terme intégrateur ayant pour fonction de transfert $\frac{1}{1+\tau_1 p}$. Par un calcul qui ne couvre qu'une seule période (≈ 4000 échantillons points), nous trouvons ainsi la condition initiale correspondant au régime établi. Partant de cette valeur s_0 , l'algorithme récursif permet de calculer les valeurs successives s_n du signal filtré. Grâce au bon choix de s_0 , on retrouve, à l'issue d'un temps T , la valeur s_0 .

V. VALIDATION ET ILLUSTRATION DES CORRECTIONS

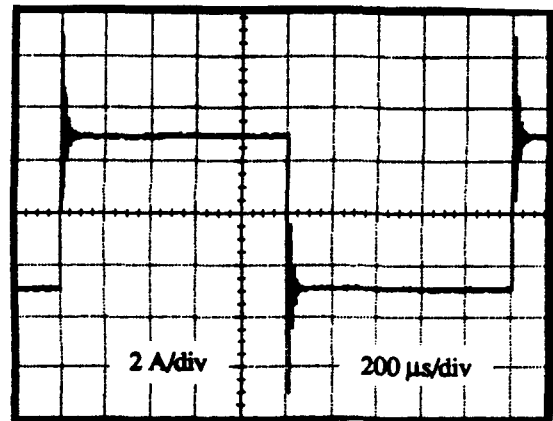
5.1 Sonde de courant - Signal test.

On se propose d'étudier la correction des sondes de courant passives sur un signal de référence. Celui-ci est obtenu à partir d'un générateur basse fréquence associé à une source de courant étalon du type 3200/PCS-2B de chez EDC [35] délivrant ± 10 A. Un signal carré de fréquence 500 Hz et d'amplitude ± 3 A a été choisi afin d'illustrer l'efficacité de la correction proposée.

La mesure de ce signal effectuée à l'aide d'une sonde passive P 6021 Tektronix est illustrée à la figure 5-1-a. Sa correction aboutit à une mesure "correcte", figure 5-1-b, comparable à celle obtenue dans le cas d'une mesure avec une sonde active, figure 5-2.



a) Mesure brute.



b) Mesure corrigée ($f_c=115$ Hz).

Figure 5-1 : Mesure d'un signal carré ± 3 A avec une sonde passive , puis correction.

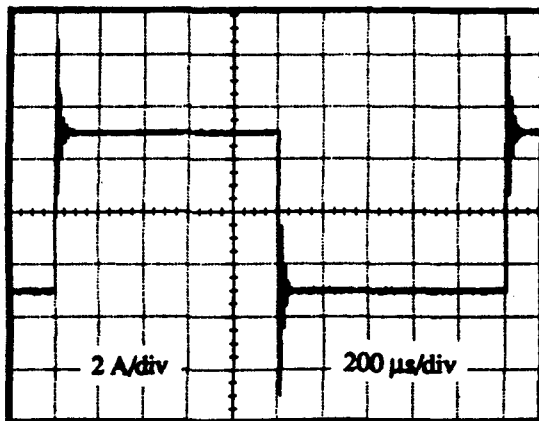
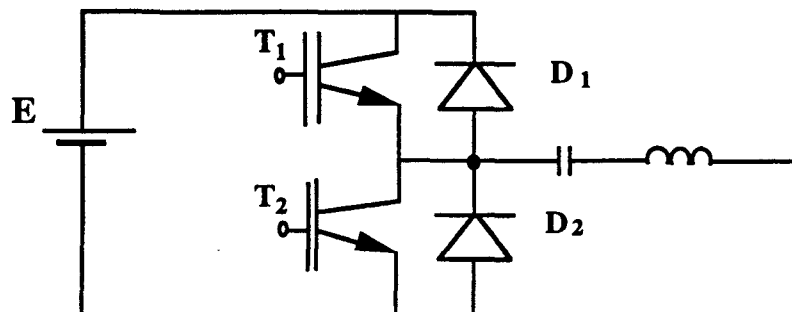


Figure 5-2 : Référence - Mesure d'un signal carré ± 3 A avec une sonde active.

5.2 Applications des corrections à l'électronique de puissance.

5.2.1 Montage utilisé.

Pour illustrer l'apport de ces correction en électronique de puissance nous prendrons comme exemple un demi-bras d'onduleur [36].



T_1 et T_2 : RCP 10N50
 D_1 et D_2 : BTY 08PI400

Figure 5-3 : Montage étudié.

5.2.2 Correction de la mesure de courant.

La mesure initiale, figure 5-4, peut être comparée à celle corrigée figure 5-5-b. Remarquons tout d'abord que la déformation initiale autour du palier du zéro n'est pas aussi importante que celle précédemment mise en évidence sur le signal carré. Ceci provient de la fréquence de fonctionnement du montage (30 kHz), très grande devant f_c ($f_c \approx 200$ Hz).

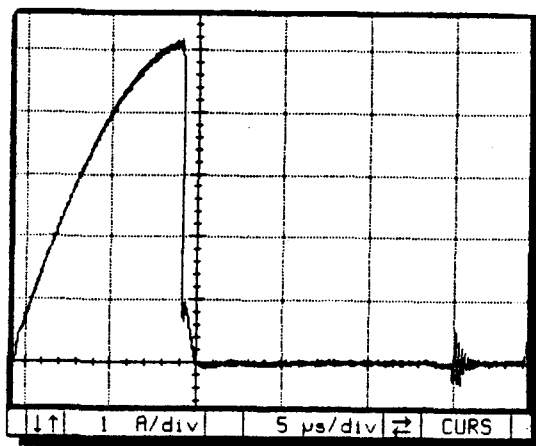


Figure 5-4 : Signal expérimental mesuré avec une sonde active.

Une illustration plus concrète de l'amélioration apportée est possible en utilisant une sonde passive d'un autre modèle. La P6022 de Tektronix possède en effet une fréquence de coupure BF beaucoup plus élevée (≈ 1 kHz). Des mesures similaires sous un courant plus faible peuvent être conduites (figure 5-6). La comparaison entre mesure active et passive est alors possible. Les courbes brutes observées correspondent à des acquisitions sur 8 itérations sans aucun traitement graphique (moyenne).

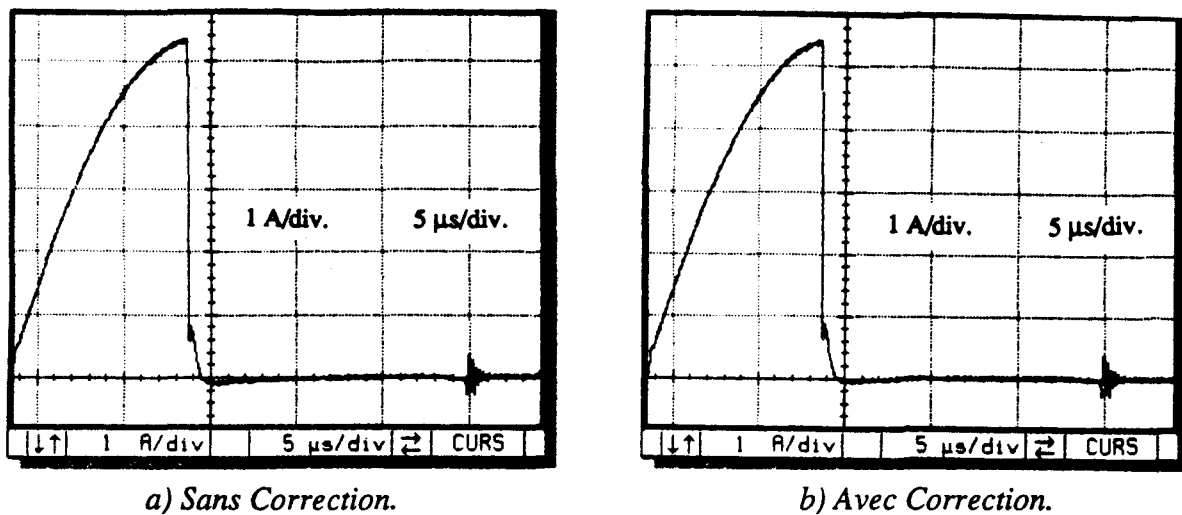
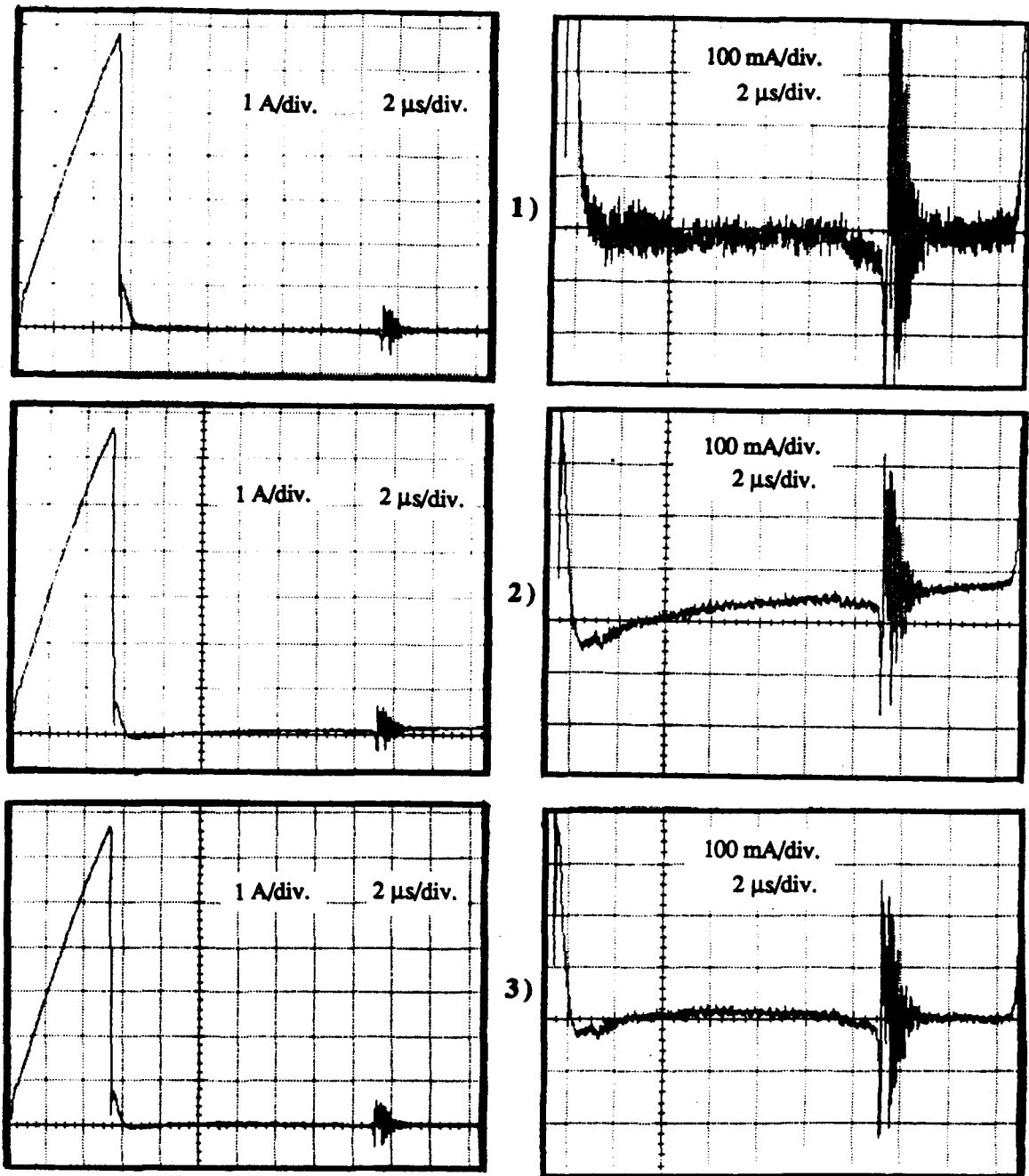


Figure 5-5 : Correction de la réponse BF sur un signal expérimental mesuré avec une sonde passive P6021 (restitution de la valeur moyenne).

Remarquons tout de suite le grand niveau de bruit existant sur la mesure "active". Ceci constitue une raison supplémentaire d'utiliser une sonde passive. Nous constatons l'efficacité de la correction proposée en comparant les agrandissements 1 & 3 de la figure 5-6.

Remarque : La dispersion de $\pm 10\%$ sur f_c s'avère très peu gênante tant que la fréquence de fonctionnement des montages observés reste grande devant f_c . De la même façon, cette correction est applicable pour une fréquence de fonctionnement au moins égale à deux fois la valeur de f_c .



a) Mesure sur une période
avec différents sondes.

b) Agrandissement de la zone de
blocage (Zoom).

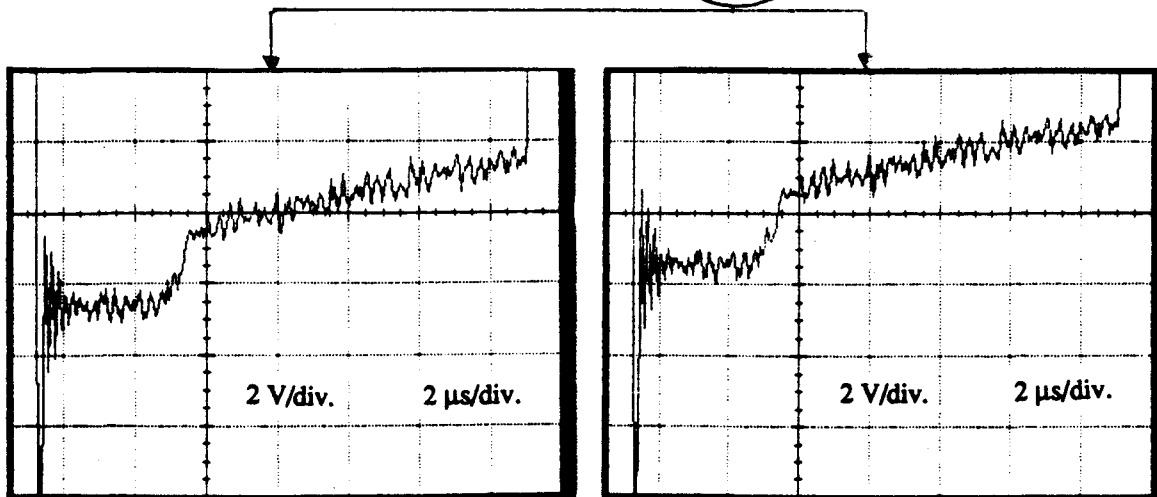
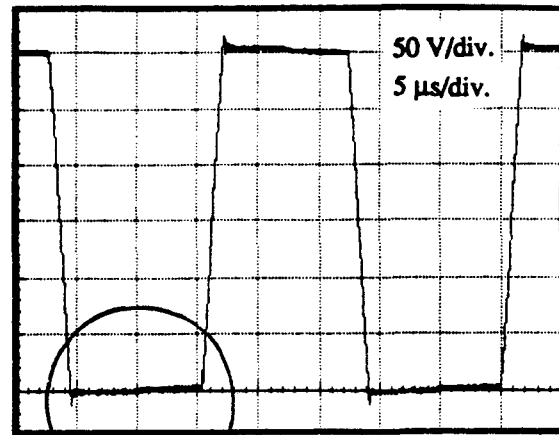
- 1) Sonde active P6302 et Ampli AM 503.
- 2) Mesure brute - Sonde passive P6022.
- 3) Mesure corrigée - Sonde passive P6022.

Figure 5-6 : Illustration & Comparaison de l'apport de la correction d'une sonde passive .

5.2.3 Correction de la mesure de tension.

L'allure générale de la courbe observée, correspondant à la tension aux bornes de l'interrupteur T_2 est représentée figure 5-7. Un agrandissement du palier bas (zone de conduction) aboutit à la figure 5-8.

Figure 5-7 : Forme de la tension aux bornes de l'interrupteur.



a) Mesure brute avec une sonde surcompensée d'environ 1 %.

- * tension inverse de diode trop importante,
- * la tension durant la phase de conduction est négative..

b) Mesure corrigée.

- * la tension inverse de diode est comparable à celle donnée par le constructeur : -1,5 V,
- * la tension durant la phase de conduction est désormais positive.

Figure 5-8 : Mesure de la phase de conduction avec et sans correction.

Un ajustement classique de la compensation de la sonde peut très bien déboucher sur une mesure semblable à celle représentée figure 5-8-a. Une sonde surcompensée de 1% introduit des erreurs relatives très grandes.

La figure 5-8-b correspond à la même mesure après correction. Les résultats sont cohérents. En effet, la tension négative correspond à la zone de conduction de la diode BYT 08PI400 et son ordre de grandeur est comparable avec celui donné par le constructeur : 1,5 V. Ensuite la phase de conduction de l'interrupteur s'effectue sous une tension positive. Son ordre de grandeur est correct (0,5 → 2 V). Nous remarquons, en particulier, une partie proportionnelle au courant traversant l'interrupteur (IGBT).

Cette correction apporte une amélioration effective de la qualité du réglage de compensation et les différents essais effectués pour valider son application n'ont jamais contredit son opportunité.

Pour ce type de mesure, il semble tout-à-fait judicieux de combiner cette précision supplémentaire à celle introduite par la prise en compte effective des non-linéarités dues à la conversion analogique numérique (chapitre II). La mesure de tension à grande dynamique sans écrêteur se trouve alors simplifiée

5.2.4 Répercussion sur la puissance.

Ces mesures servent au calcul de puissance. Considérons par exemple la puissance moyenne dissipée dans l'interrupteur T_2 (P_{moy}). Quelles sont quantitativement les répercussions des différentes corrections proposées sur P_{moy} ? Le tableau 5-9 apporte des éléments de réponses.

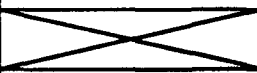
Puissance moyenne (W)	Type de correction de sondes.		
	Aucune	Tension	Tension & Courant
Sonde Active	1,93	3,10 *	
Sonde Passive	- 0,76	0,64	3,09 *

Figure 5-9 : Influence des corrections des réponses BF sur la détermination de P_{moy} .

Considérons la détermination de P_{moy} obtenue à partir d'une mesure de courant avec une sonde active. Dans ce cas, seule la correction de la sonde de tension est possible. Cela nous amène à une détermination optimale de la puissance moyenne (précisée par *).

Prenons maintenant le cas d'une mesure de courant réalisée avec une sonde passive. L'électronicien de puissance n'accepte pas la mesure quand celle-ci aboutit à une valeur de P_{moy} négative (aucune correction). Par contre, il est intéressant d'observer l'apport de chacune des corrections. Dans le cas optimal, (repéré par *) -correction de la sonde de courant et de

tension- la valeur obtenue pour P_{moy} est comparable à celle obtenue avec une sonde active.

Les variations que nous pouvons observer ici sur la valeur de P_{moy} interviennent nécessairement sur celles de la puissance instantanée (P_{inst}). La détermination de P_{inst} étant encore plus restrictive, il est tout-à-fait opportun d'envisager l'application de ces corrections de façons systématiques.

5.3 Application au transformateur de courant.

La méthode de compensation de la réponse basse fréquence des sondes passives a été appliquée à l'utilisation des transformateurs de courant (TC). La correction apportée donne toujours une amélioration et permet de restituer le signal original (forme et amplitude). L'utilisation de cette correction pour des TC est conditionnée par trois problèmes, qui sont :

- le domaine de fonctionnement doit être linéaire,
- la valeur de la fréquence de fonctionnement du montage doit être au moins deux fois plus grande que la fréquence de coupure basse du TC,
- la valeur de la fréquence de coupure basse, f_c doit être connue.

Pour caractériser la valeur nécessaire à l'application de cette correction (f_c), il s'est avéré que l'utilisation du signal de test carré, comme celui utilisé au paragraphe 5.1, d'une amplitude crête-à-crête égale à celle du signal mesuré, est la mieux appropriée. En connaissant le fonctionnement du montage (zone où le courant a une valeur connue), il est alors possible de restituer le comportement BF avec la composante continue.

VI. CONCLUSION

Les réponses basse fréquence des sondes d'oscilloscope ne sont pas toujours identiques. Les écarts constatés introduisent des erreurs non négligeables sur les mesures de courant et de tension et par conséquent sur la détermination de la puissance instantanée.

L'étude et la caractérisation fréquentielles ont permis de mettre en oeuvre des méthodes de corrections appropriées.

Nous avons pu ainsi nous affranchir de la limitation de la précision à 1% du réglage de la compensation par le signal de calibration de l'oscilloscope. La réponse basse fréquence des sondes de tension étant corrigée, il serait intéressant de combiner l'apport de cette nouvelle précision accessible pour la mesure, à celle introduite par la prise en compte des non-linéarités du CAN. La mesure de tension à grande dynamique se trouverait alors simplifiée car l'utilisation d'un écrêteur serait encore moins justifiée.

Pour les sondes passives et les transformateurs de courant les mesures effectuées, après correction, sont équivalentes à celles obtenues à l'aide d'une sonde active. La limitation de l'utilisation des transformateurs de courant (TC), à cause de leur réponse basse fréquence n'existe donc plus. Profitant de cette correction, le choix d'un TC présentant une faible fréquence de coupure ne s'impose plus. L'utilisation du transformateur haute fréquence est alors envisageable.

La correction du comportement basse fréquence permet d'obtenir des mesures de courant et de tension plus précises. Grâce à cette amélioration, une détermination plus exacte de la puissance instantanée est désormais possible.

SYNTHESE & CONCLUSION

Fréquemment, les spécialistes de l'électronique de puissance mettent en cause la validité des mesures faites sur des interrupteurs et des convertisseurs en fonctionnement. A l'opposé, d'après la documentation des constructeurs d'oscilloscopes, ces mesures sont très simples. Dans le but de faciliter la compréhension mutuelle de ces différents spécialistes, nous avons analysé le problème expérimental d'un électronicien de puissance; puis nous l'avons exprimé en utilisant le vocabulaire du concepteur d'oscilloscope. Ainsi, le premier peut maintenant faire un choix motivé de l'appareil adapté à ses besoins et mieux faire comprendre ses attentes au second.

Nous avons développé une chaîne de mesure oscilloscopique dans le but d'obtenir une précision meilleure que 5 % sur la détermination de la puissance instantanée. Les spécifications des constructeurs d'appareillage de mesure ne permettent pas de déduire la précision sur cette mesure. Les spécifications habituelles des oscilloscopes ne sont pas exhaustives et elles ne permettent pas, à elles seules, ni de déterminer les causes de ces défauts de précision, ni d'y remédier. Elles sont là pour quantifier et donner une idée sur la qualité globale du matériel. Elles doivent répondre de manière générale aux besoins d'un public d'utilisateur et à des conditions de mesures variés.

Quelles que soient les qualités de l'appareillage retenu, des imprécisions subsistent. Afin de répondre aux besoins liés à la mesure, notamment en électronique de puissance rapide, nous avons cherché l'origine de ces erreurs de façon à pouvoir y remédier. Notre approche a été systématique. Ainsi, des méthodes de caractérisation, spécifiques à chaque erreur, ont été élaborées. Elles ont conduit à la définition de méthodes de correction appropriées. Certaines erreurs ont nécessité une investigation approfondie. Dans de nombreux cas, l'apport de ces corrections a été vérifié à l'aide de signaux de test particuliers. Après avoir corrigé les erreurs les plus importantes (bruits, ...) d'autres erreurs, plus fines (effet inductif ...), sont apparues et ont été, à leur tour, étudiées et corrigées.

Le processus de mesure retenu permet de mettre en oeuvre toutes ces corrections. Il guide aussi l'utilisateur vers un choix des conditions et de configurations de mesure connues lui permettant d'obtenir des mesures reproductibles. Toutes les corrections proposées sont optionnelles : suivant le montage étudié, l'expérimentateur est libre de mettre en oeuvre celles qui lui semblent utiles. Ainsi par exemple, le retard différentiel est essentiel pour l'étude de commutations rapides, mais il l'est moins pour des commutations lentes.

Pour étalonner ... il faut un étalon. En outre, pour que l'étalonnage soit fiable, il faut que l'étalon ait un comportement aussi proche que possible de la grandeur à mesurer (amplitude, vitesse de variation ...). Pour disposer d'un signal étalon ressemblant à un signal d'électronique de puissance, nous avons envisagé d'utiliser un générateur de fonctions arbitraires. L'examen des spécifications de ces appareils nous en a dissuadé car, ils ne permettent pas d'avoir simultanément une grande rapidité et une grande précision. En fait leurs performances sont naturellement limitées par celles des convertisseurs qu'ils exploitent. Ainsi, il est impossible de disposer d'un signal unique qui regroupe toutes les difficultés de mesures d'un signal d'électronique de puissance et qui soit connu avec une précision suffisante pour être considéré comme un étalon. C'est pourquoi nous avons utilisé plusieurs test indépendants pour montrer l'apport des diverses corrections. Tous ces tests ont été définis en partant d'un problème type posé par une mesure d'électronique de puissance.

Allons un peu plus loin : si notre appareillage est idéalement corrigé, on est certain que l'affichage de l'écran est l'image de ce qui est vu par la sonde. Pour autant, est-ce identique à ce qui est attendu lorsque aucun appareil de mesure n'est connecté ? La réponse est bien entendu négative : les expérimentateurs connaissent notamment les perturbations apportées par l'introduction d'un capteur de courant. D'autres points mériteraient une étude approfondie et en particulier le lien entre les différentes masses des appareils (terre de l'alimentation secteur, masse de mesure, masse du bus d'instrumentation ...).

En dépit des réserves exprimées ci-dessus, une comparaison rassurante a été effectuée à plusieurs reprises [8,38] : la valeur moyenne de la puissance évaluée ici a été comparée à celle obtenue directement par calorimétrie. Les écarts ne sont pas supérieurs à 5 %. En outre, de nombreux chercheurs de l'équipe ont exploité cette chaîne de mesure [6,7,8,9], ce qui confirme sa versatilité et sa fiabilité. Les outils développés dans ce travail ont facilité les recherches concernant le comportement thermique transitoire des interrupteurs de puissance.

Dans ce travail, nous avons dégagé de nombreux principes de mesure applicables à d'autres domaines que l'électronique de puissance. La correction du décalage temporel entre sondes, que nous réalisons grâce à l'ordinateur, est aujourd'hui implantée dans quelques oscilloscopes récents. Il est probable que, suivant l'évolution technologique, une part de plus en plus grande des méthodes de mesure et des corrections proposées ici seront intégrées dans l'appareil de mesure. Les fréquences d'échantillonnage des nouveaux appareils sont beaucoup plus élevées (500 MHz) mais la résolution verticale reste limitée à 8 bits. Il serait intéressant de pouvoir implanter dans ces d'appareils les méthodes d'augmentation de la résolution verticale et de correction des non-linéarités proposées au chapitre II, ainsi que la correction de

la réponse basse fréquence des sondes présentée au chapitre III.

Les capteurs de courant sont encore insuffisamment connus. Le travail préliminaire effectué ici a permis de poser certains problèmes. Une étude visant à modéliser et à comprendre le comportement de ces capteurs ainsi qu'à en comparer les performances est en cours au laboratoire.

Aujourd'hui une nouvelle chaîne de mesure va être mise en oeuvre. Elle exploitera un oscilloscope et un ordinateur plus moderne. Les traitements désormais intégrés à l'oscilloscope permettront d'alléger le traitement logiciel extérieur mais, en dépit des avancées technologiques, l'essentiel des méthodes présentées ici reste d'actualité.

Annexe 1 : Incidence des non-équidistances des niveaux en mode de fonctionnement rapide du CCD.

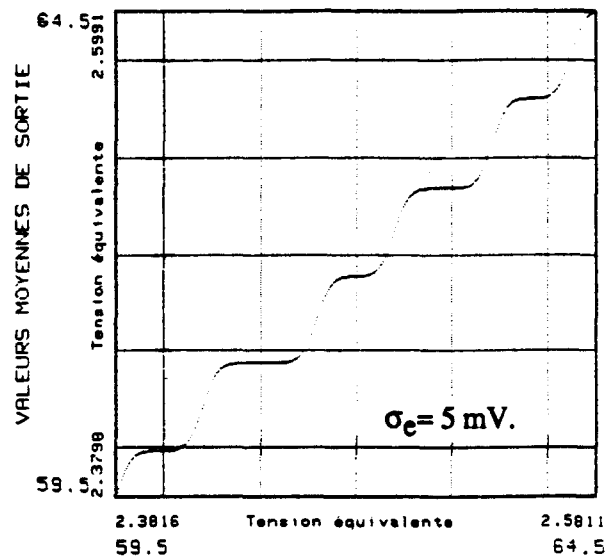
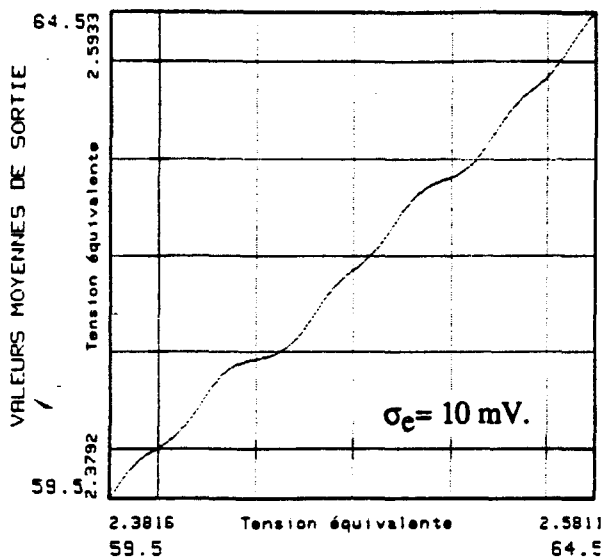
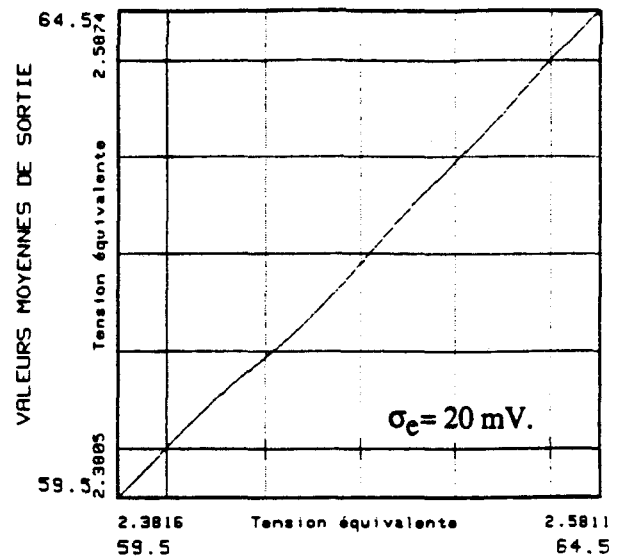
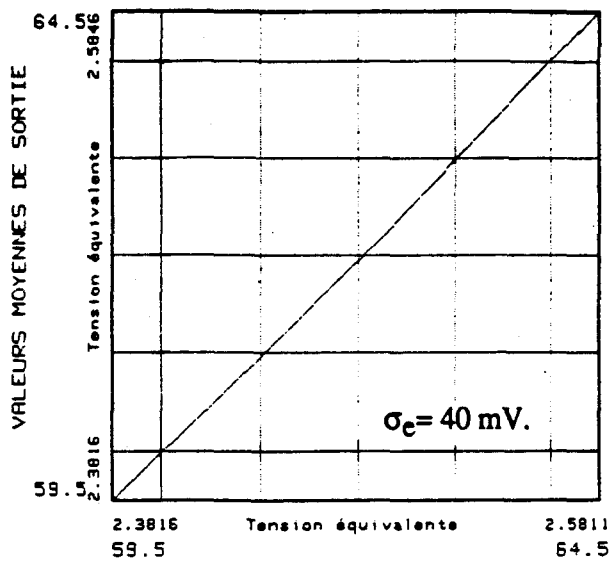
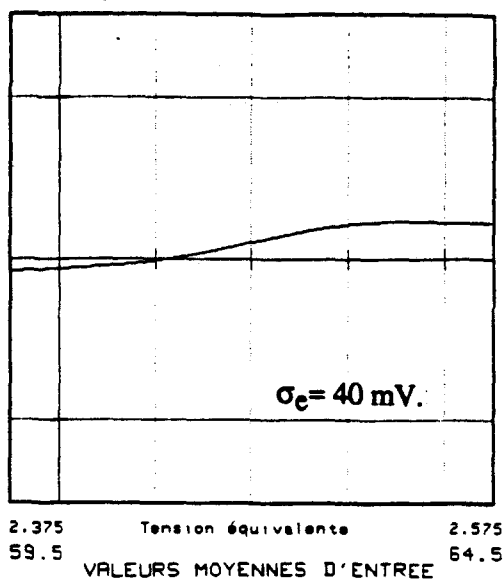
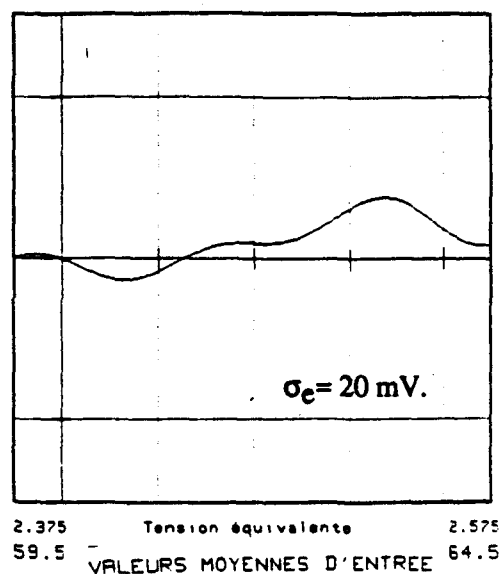


Figure A-1-1 : Incidence des non équidistances des niveaux sur V_{ms} , en fonction de V_{me} et σ_e .
(Mode de fonctionnement rapide du CCD).

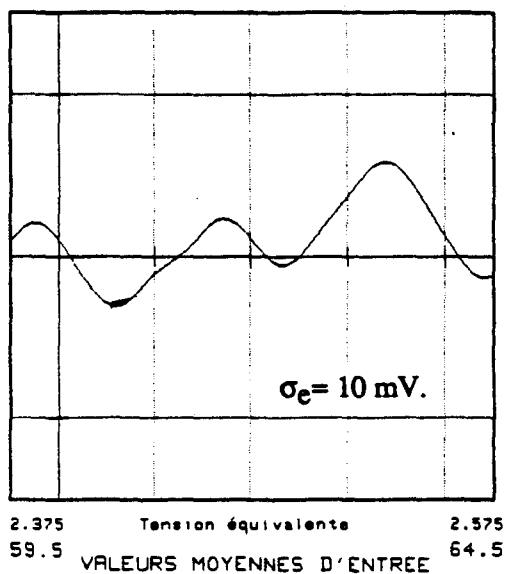
Erreur de NL



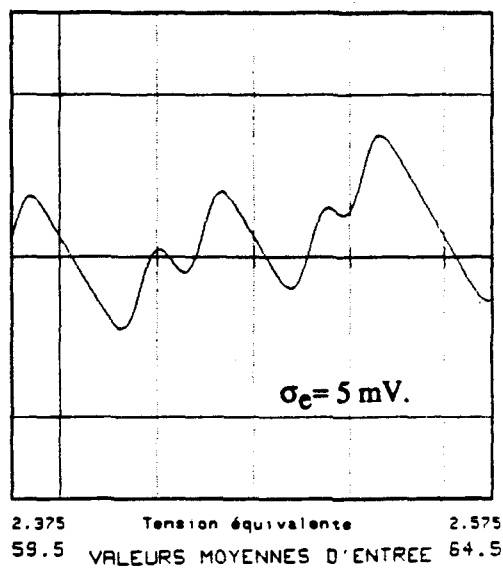
Erreur de NL



Erreur de NL



Erreur de NL



Erreur de NL

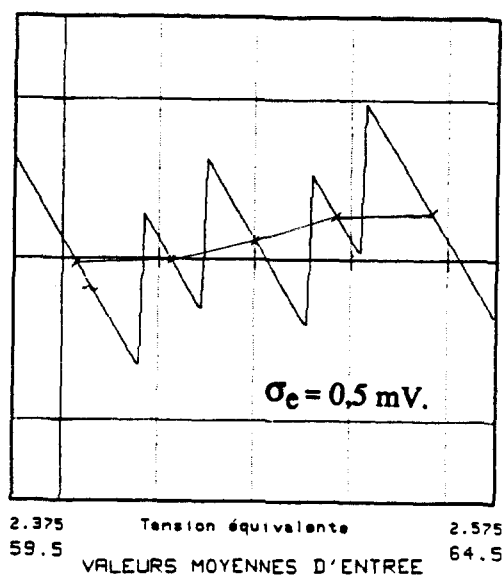
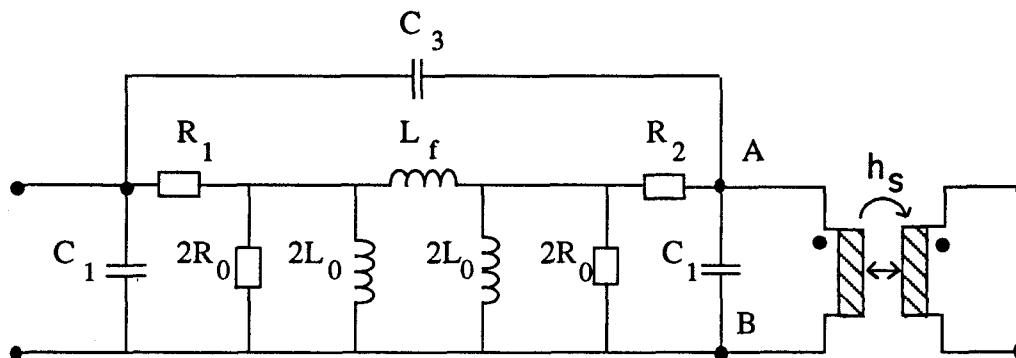


Figure A-1-2 : Incidence des non-équidistances des niveaux sur l'erreur de non-linéarité différentielle en fonction de V_{me} et σ_e (Mode de fonctionnement rapide du CCD).

Annexe 2 : Etude du comportement basse fréquence des sondes passives et des transformateurs de courant.

A partir des travaux menés au Laboratoire sur la modélisation des transformateurs, nous pouvons représenter le transformateur de courant à l'aide de circuits à constantes localisées [37].



L_0 : Inductance magnétisante.

L_f : Inductance de fuite globale du transformateur (inductance de court-circuit).

R_1 : Résistance série au primaire.

R_2 : Résistance série au secondaire.

R_0 : Résistance équivalente aux pertes fer.

C_1, C_2, C_3 : Représentation des phénomènes capacitifs pour un transformateur à deux enroulements.

η_s : Rapport de transformation.

Figure A-2-1 : Sonde de courant passive : schéma général.

Limite BF

Si nous nous intéressons au domaine basse fréquence, nous pouvons nous ramener au schéma suivant :

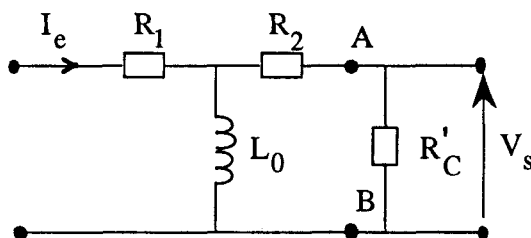


Figure A-2-2 : Schéma équivalent de la sonde de courant passive en basse fréquence où R'_C est la résistance de charge (au secondaire) ramenée au primaire.

Nous pouvons alors établir :

$$V_s = R'_c \cdot \frac{L_o p}{L_o p + R_2 + R'_c} \cdot I_t$$

$$\frac{V_s}{I_e} = R'_c \cdot \frac{\frac{L_o}{R_2 + R'_c} \cdot p}{1 + \frac{L_o}{R_2 + R'_c} \cdot p} \cdot \eta_s$$

avec $R'_c = \frac{R_c}{\eta_o^2}$ et $\frac{I_s}{I_e} = \frac{R_c}{\eta_o^2} \frac{1}{R'_c}$

En basse fréquence, le transformateur se comporte bien comme un filtre passe-haut du premier ordre de fréquence de coupure $f_{c \text{ inf}}$:

$$f_{c \text{ inf}} = \frac{R_2 + R'_c}{2 \pi L_o}$$

R_2 et L_o sont la résistance et l'inductance série qui peuvent être mesurées au secondaire du transformateur, son primaire étant à vide et R_c est la résistance de charge du transformateur de courant (TC).

Produit I.T.

Si on applique au circuit simplifié un échelon de courant très important, le courant dans l'inductance magnétisante (L_o) va atteindre la saturation au bout d'un temps d'autant plus court que l'échelon est grand.

Amplitude de l'échelon : I_o $\Rightarrow$ Tension aux bornes de L_o : $V_o = I_o (R_2 + R'_c)$

$$I_L = \frac{I_o (R_2 + R'_c)}{L} \cdot t$$

$$I_L = I_{L \text{ max}} \quad \text{si} \quad \boxed{(I_o \cdot t)_{\text{max}} = I_{L \text{ max}} \cdot \frac{L}{R_2 + R'_c}}$$

Conclusion sur le comportement BF d'un transformateur de courant :

Afin d'obtenir f_c inf la plus faible possible et le produit $(I.t)_{\max}$ le plus grand possible, il faut diminuer la constante de temps

$$\frac{L}{R_2 + R'_c}$$

Ceci est équivalent à avoir un enroulement peu résistif et une charge équivalente à un court-circuit. Pour le produit $(I.t)$ les paramètres $I_{L \max}$ et L ne sont pas indépendants. $I_{L \max}$ est fixé par la valeur de $B_{\max}$ à partir de laquelle commence la non-linéarité

$$I_{L \max} = \frac{N I_{L \max}}{R} = B_{\max} \cdot S$$

donc $I_{L \max} \cdot L = B_{\max} \cdot S \cdot N$

Pour repousser les limites de saturation on peut augmenter $B_{\max} \cdot S$ et N mais, en jouant sur ces deux derniers, il faut faire attention de ne pas augmenter R_2 car on augmente la longueur du fil.

Dans le cas d'un débit du transformateur sur un court-circuit (cas limite) :

$$(I_o \cdot t)_{\max} = B_{\max} \frac{N \cdot S}{R_2}$$

Annexe 3 : Caractérisation de différentes sondes passives de la chaîne de mesure.

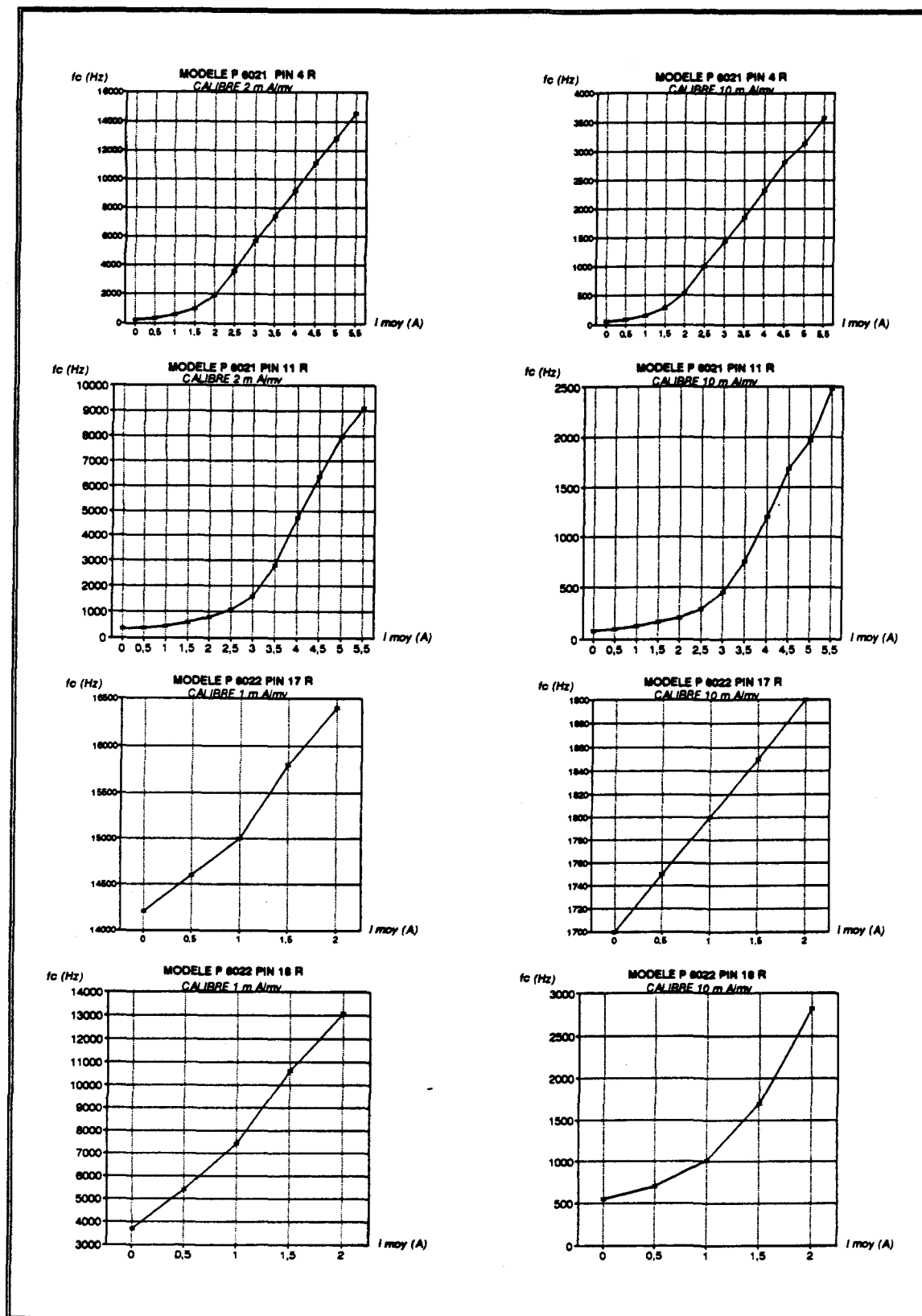


Figure A-3: Evolution de la fréquence de coupure basse-fréquence en fonction du courant moyen qui la traverse.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.P. Keradec, J.P. Ferrieux, J. Roudet
"Mesure de la puissance instantanée en électronique de puissance rapide".
Revue Générale de l'Electricité, RGE, n°8, pp 35-37, Sept. 89.

- [2] M. Bensoam, G. Cauffet, E. Laveuve, J. Barbaroux
"Métrologie en électronique de puissance. Analyse des erreurs relatives aux sondes et à la conversion analogique numérique".
Conférence SEE - Electronique de puissance du futur, EPF'90, Toulouse, Oct. 1990.

- [3] Encyclopédie des Techniques de Mesures.
Tektronix, 1989.

- [4] High Speed Amplifier Techniques.
Application Note - AN 47 - Linear Technology, August 1991.

- [5] J. Max
"Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques".
Tome 1, Masson.

- [6] J. Roudet
"Analyse et comparaison des divers modes de conversion DC-DC : modes de commutation et sûreté de fonctionnement performances CEM".
Thèse de l'INP de Grenoble, 22 Nov. 1990.

- [7] Ch. Schaeffer
"Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride."
Thèse de l'INP de Grenoble, Jan. 1992.

- [8] J. Pautrieux
"Conception d'un banc de mesures pour semi-conducteurs de puissance. Application à la caractérisation de l'IGBT."
Mémoire CNAM, Grenoble, Avril 1992.

- [9] M. Bensoam
"Alimentations à découpage pseudo-résonnant".
Thèse de l'INP de Grenoble, Jan. 1991.

- [10] G. Cauffet, J.P. Keradec
"Incidence of the Resolution and the Differential Non-Linearity of a A/D Converter on High Dynamic Signal Measurement".
IEEE-International/Masurement Technology Conference-IMTC'92, pp 295-298, May 12-14 1992, NY, USA.
- [11] G. Cauffet, Y. Lembeye, J.P. Keradec
"Numerical Correction of the Low-Frequency Response for Oscilloscope Probes".
Power Conversion and Intelligent Motion, PCIM'92, pp 230-240, 28-30 April 1992, Nuremberg, Allemagne.
- [12] G. Cauffet, J.P. Keradec
"Digital Oscilloscope Measurements in High-Frequency Power Electronics".
IEEE-International/Masurement Technology Conference-IMTC'92, pp 445-447, May 12-14 1992, NY, USA.
Accepté pour paraître dans la revue IEEE "Instrumentation Measurement Transaction" en décembre 1992 sous l'intitulé:
"Digital Oscilloscope Measurements in High-Frequency Switching Power Electronics".
- [13] 2430 Digital Oscilloscope Operators
Tek Operator Manual, 070-4918-00 Product Group 37, Tektronix, oct 1985.
- [14] The ABC's of Probes.
Application Note, AN 60W-6053-2, Tektronix, May 1990.
- [15] TEK Instruction Manual P6131 10X Passive Probe.
Part n° 070-4210-00 Product Group 60, Tektronix, Sept. 1983.
- [16] TEK Instruction Manual P6022 Current Probe and Termination.
Part n° 070-0948-00, Product Group 60, Tektronix, Janvier 1989.
- [17] TEK Instruction Manual A6302 Current Probe.
Part n° 070-3905-01 Product Group 60, Tektronix, Dec. 1986.
- [18] E. Bourgoin
"Analyse spectrale de signaux périodiques par FFT".
Rapport de DEA, INP de Grenoble 1989.

- [19] "Dynamic Performance Testing of A to D Converter."
Product Note 5180A-2, Hewlett Packard.
- [20] "Voltage and Time Resolution in Digitizing Oscilloscopes".
Application Note 348, Hewlett Packard, 1990.
- [21] "High Speed Data Conversion".
Application Bulletin AB-027A - Burr Brown, June 1991.
- [22] "Testing of Analog to Digital Converters".
Application Note, AN-100 - Burr Brown, Nov 1981.
- [23] "Effective Bits Testing Evaluate Dynamic Performance of Digitizing Instruments".
Application Note, AN 45-N7527, Tektronix, Dec 1989.
- [24] "Dynamic Test for A/D Converter Performance."
Application Note - AN 113 - Burr Brown, Oct 1985.
- [25] E.I. Carroll, R.S. Chokhawali, R.J. Huard.
"Accurate Measurement of Energy Loss in Power Semiconductors".
PCIM'90, May 1990, pp 16-27.
- [26] Albert Gee and Ronald W. Young
"Signal Conditioning and Analog to Digital Conversion for a 4 MHz 12 Bits
Waveform Recorder".
Hewlett Packard Journal, February 1988 ,p 15-22.
- [27] Murray R. Spiegel
Formules et Tables de Mathématiques
Série SCHAUM, Mac Graw Hill, 1979.
- [28] Ch. Schaeffer, J.P. Ferrieux, M.L. Locatelli, S.H. Gamal, S. Volut
"Investigation on High Temperature Operation for IGBT Composants".
European Power Electronics, EPE 1991, Vol.2, pp 484-490, 12-13 Sept 1991, Florence,
Italie,.

- [29] E. Laveuve, M. Bensoam, J.P. Keradec
"Wound Component Parasitic Elements : Calculation, Simulation and Experimental Validation in High-Frequency Power Supply".
European Power Electronics, EPE'91, Vol.2, pp 480-483, 12-13 Sept 1991, Florence, Italie.
- [30] J.P. Ferrieux, F. Forest
"Alimentation à découpage, convertisseur à résonance".
Edition Masson, 1987.
- [31] Thomas, K. Bohley, M. E. Mathews, L. R. Dove, J. K. Millard, D. W. Bigelow, D. D. Skarke
"Front End Signal Conditioning for a High Speed Digitizing Oscilloscope".
Hewlett Packard Journal,, pp 67-69, June 1988.
- [32] Operating Manual 4194 A.
"Impedance / Gain-Phase Analyser".
Hewlett Packard, Nov. 1990.
- [33] Yves Lembeye
"Caractérisation et correction numérique de la réponse fréquentielle des sondes d'oscilloscope". Rapport de DEA, LEG/ENSIEG, Juin 1991.
- [34] H. Bühler
"Réglage échantillonné Vol.1, Traitement par la transformation en z".
Presses Polytechniques Romandes, complément au traité d'électricité, 1986.
- [35] 3200/PCS-2B Operators Manual.
Electronic Development Corporation, EDC May 1990, BOSTON, USA.
- [36] J.P. Ferrieux, J.P. Keradec, Y. Baudon
"A Serie Resonant Inverter for Induction Heating".
European Power Electronic, EPE '87, Vol 1, pp 263-269, 22-24 sept 1987, Grenoble.
- [37] B. Cogitore, J.P. Keradec, E. Laveuve
"Des circuits à constantes localisées pour représenter les transformateurs hautes fréquences".
Revue Générale d'Electricité RGE juin 1992.

- [38] J. Roudet, O. Normand, J.P. Keradec, L. Pierrat
"Improving Analysis of Frequential Performances of Power Components : a Method of Measuring Instantaneous Electrical Stresses".
IEE Power Electronic and Variable Speed Drives, 16-18 Jul 1990, pp 269-274, London.
- [39] R.Feuillet, J.P. Keradec, J. Perard, T. Rafesthain
"Buck Converter Modelling for Harmonic Interaction Study".
European Power Electronic, EPE'91, Vol 4, pp 505-508, 12-13 Sept 1991, Florence, Italie.
- [40] F. Costa
"Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques hautes fréquences."
Thèse de l'Université de Paris Sud - Orsay, avril 1992.

- [10] G. Cauffet, J.P. Keradec
"Incidence of the Resolution and the Differential Non-Linearity of a A/D Converter on High Dynamic Signal Measurement".
IEEE-International/Masurement Technology Conference-IMTC'92, pp , May 12-14 1992, NY, USA.

- [11] G. Cauffet, Y. Lembeye, J.P. Keradec
"Numerical Correction of the Low-Frequency Response for Oscilloscope Probes".
Power Conversion and Intelligent Motion, PCIM'92, pp , 28-30 April 1992, Nuremberg, Allemagne.

- [12] G. Cauffet, J.P. Keradec
"Digital Oscilloscope Measurement in High-Frequency Power Electronics".
IEEE-International/Masurement Technology Conference-IMTC'92, pp , May 12-14 1992, NY, USA.

- [13] 2430 Digital Oscilloscope Operators
Tek Operator Manual, 070-4918-00 Product Group 37, Tektronix, oct 1985.

- [14] The ABC's of Probes.
Application Note, AN 60W-6053-2, Tektronix, May 1990.

- [15] TEK Instruction Manual P6131 10X Passive Probe.
Part n° 070-4210-00 Product Group 60, Tektronix, Sept. 1983.

- [16] TEK Instruction Manual P6022 Current Probe and Termination.
Part n° 070-0948-00, Product Group 60, Tektronix, Janvier 1989.

- [17] TEK Instruction Manual A6302 Current Probe.
Part n° 070-3905-01 Product Group 60, Tektronix, Dec. 1986.

- [18] E. Bourgoïn
"Analyse spectrale de signaux périodiques par FFT".
Rapport de DEA, INP de Grenoble 1989.

- [19] "Dynamic Performance Testing of A to D Converter."
Product Note 5180A-2, Hewlett Packard.

- [20] "Voltage and Time Resolution in Digitizing Oscilloscopes".
Application Note 348, Hewlett Packard, 1990.
- [21] "High Speed Data Conversion".
Application Bulletin AB-027A - Burr Brown, June 1991.
- [22] "Testing of Analog to Digital Converters".
Application Note, AN-100 - Burr Brown, Nov 1981.
- [23] "Effective Bits Testing Evaluate Dynamic Performance of Digitizing Instruments".
Application Note, AN 45-N7527, Tektronix, Dec 1989.
- [24] "Dynamic Test for A/D Converter Performance."
Application Note - AN 113 - Burr Brown, Oct 1985.
- [25] E.I. Carroll, R.S. Chokhawali, R.J. Huard.
"Accurate Measurement of Energy Loss in Power Semiconductors".
PCIM'90, May 1990, pp 16-27.
- [26] Albert Gee and Ronald W. Young
"Signal Conditioning and Analog to Digital Conversion for a 4 MHz 12 Bits
Waveform Recorder".
Hewlett Packard Journal, February 1988 ,p 15-22.
- [27] Murray R. Spiegel
Formules et Tables de Mathématiques
Série SCHAUM, Mac Graw Hill, 1979.
- [28] Ch. Schaeffer, J.P. Ferrieux, M.L. Locatelli, S.H. Gamal, S. Volut
"Investigation on High Temperature Operation for IGBT Composants".
EPE 1991, Florence, Italie, vol.2, pp 484-490.
- [29] E. Laveuve, M. Bensoam, J.P. Keradec
"Wound Component Parasitic Elements : Calculation, Simulation and Experimental
Validation in High-Frequency Power Supply".
European Power Electronics, EPE'91, Vol.2, pp 480-483, 12-13 Sept 1991, Florence,
Italie.

- [30] J.P. Ferrieux, F. Forest
"Alimentation à découpage, convertisseur à résonance".
Edition Masson, 1987.
- [31] Thomas, K. Bohley, M. E. Mathews, L. R. Dove, J. K. Millard, D. W. Bigelow,
D. D. Skarke
"Front End Signal Conditioning for a High Speed Digitizing Oscilloscope".
Hewlett Packard Journal,, pp 67-69, June 1988.
- [32] Operating Manual 4194 A.
"Impedance / Gain-Phase Analyser".
Hewlett Packard, Nov. 1990.
- [33] Yves Lembeye
"Caractérisation et correction numérique de la réponse fréquentielle des sondes
d'oscilloscope". Rapport de DEA, LEG/ENSIEG, Juin 1991.
- [34] H. Bühler
"Réglage échantillonné Vol.1, Traitement par la transformation en z".
Presses Polytechniques Romandes, complément au traité d'électricité, 1986.
- [35] 3200/PCS-2B Operators Manual.
Electronic Development Corporation, EDC May 1990, BOSTON, USA.
- [36] J.P. Ferrieux, J.P. Keradec, Y. Baudon
"A Serie Resonant Inverter for Induction Heating".
European Power Electronic, EPE '87, Vol 1, pp 263-269, 22-24 sept 1987, Grenoble.
- [37] B. Cogitore, J.P. Keradec, E. Laveuve
"Des circuits à constantes localisées pour représenter les transformateurs hautes
fréquences".
Revue Générale d'Electricité RGE juin 1992.
- [38] J. Roudet, O. Normand, J.P. Keradec, L. Pierrat
"Improving Analysis of Frequential Performances of Power Components : a Method
of Measuring Instantaneous Electrical Stresses".
IEE Power Electronic and Variable Speed Drives, 16-18 Jul 1990, pp 269-274, London.

- [39] R.Feuillet, J.P. Keradec, J. Perard, T. Rafesthain
"Buck Converter Modelling for Harmonic Interaction Study".
European Power Electronic, EPE'91, Vol 4, pp 505-508, 12-13 Sept 1991, Florence,
Italie.
- [40] F. Costa
"Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques
hautes fréquences."
Thèse de l'Université de Paris Sud - Orsay, avril 1992.



INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

46, AVENUE FELIX VIALLET 38031 GRENOBLE CEDEX

TEL : 76.57.45.00

PRESIDENT DE L'INSTITUT
MONSIEUR G. LESPINARD

ANNEE 1990-1991

PROFESSEURS DES UNIVERSITES

ENSERG	BARIBAUD	MICHEL
ENSIEG	BARRAUD	ALAIN
ENSPG	BAUDELET	BERNARD
UFR PGP	BAUDIN	GERARD
ENSIEG ILL	BEAUFILS	JEAN-PIERRE
ENSERG	BLIMAN	SAMUEL
ENSHMG	BOIS	PHILIPPE
ENSPG	BONNET	GUY
ENSEEG	BONNETAIN	LUCIEN
ENSIEG	BRISSONNEAU	PIERRE
CUEFA	BRUNET	YVES
ENSHMG	CAILLERIE	DENIS
ENSPG	CAVAIGNAC	JEAN-FRANCOIS
ENSPG	CHARTIER	GERMAIN
ENSERG	CHENEVIER	PIERRE
UFR PGP	CHERADAME	HERVE
ENSIEG	CHERUY	ARLETTE
ENSERG	CHOVET	ALAIN
ENSHMG	COGNET	GERARD
ENSEEG	COLINET	CATHERINE
ENSIEG	CORNUT	BRUNO
ENSIEG	COULOMB	JEAN-LOUIS
ENSIMAG	CROWLEY	JAMES
ENSEEG	DALARD	FRANCIS
ENSHMG	DARVE	FELIX
ENSIMAG	DELLA DORA	JEAN
ENSERG	DEPEY	MAURICE
ENSPG	DEPORTES	JACQUES
ENSEEG	DEROO	DANIEL
ENSEEG	DESRE	PIERRE
ENSEEG	DIARD	JEAN-PAUL
ENSERG	DOLMAZON	JEAN-MARC
ENSEEG	DURAND	FRANCIS
ENSPG	DURAND	JEAN-LOUIS
ENSHMG	FAUTRELLE	YVES
ENSIEG	FOGGIA	ALBERT
ENSIMAG	FONLUPT	JEAN
ENSIEG	FOULARD	CLAUDE
ENSEEG	GALERIE	ALAIN

UFR PGP	GANDINI	ALESSANDRO
ENSPG	GAUBERT	CLAUDE
ENSERG	GENTIL	PIERRE
ENSIEG	GENTIL	SYLVIANE
ENSERG	GUERIN	BERNARD
ENSEEG	GUYOT	PIERRE
ENSIEG	IVANES	MARCEL
ENSERG	JANOT	MARIE-THERESE
ENSIEG	JAUSSAUD	PIERRE
ENSPG	JOST	REMY
ENSPG	JOUBERT	JEAN-CLAUDE
ENSIEG	JOURDAIN	GENVIEVE
UFR PGP	LACHENAL	DOMINIQUE
ENISEG	LACOUME	JEAN-LOUIS
ENSIEG	LADET	PIERRE
ENSIEG	LIENARD	JOEL
ENSHMG	LESIEUR	MARCEL
ENSHMG	LESPINARD	GEORGES
ENSPG	LONGUEQUEUE	JEAN-PIERRE
ENSHMG	LORET	BENJAMIN
ENSEEG	LOUCHET	FRANCOIS
ENSEEG	LUCAZEAU	GUY
ENSIMAG	LUX	AUGUSTIN
ENSIEG	MASSE	PHILIPPE
ENSIEG	MASSELOT	CHRISTIAN
ENSIMAG	MAZARE	GUY
ENSIMAG	MOHR	ROGER
ENSHMG	MOREAU	RENE
ENSIEG	MORET	ROGER
ENSIMAG	MOSSIERE	JACQUES
ENSHMG	OBLED	CHARLES
ENSERG	PANANAKAKIS	GEORGES
ENSEEG	PAULEAU	YVES
ENSIEG	PERRET	ROBERT
ENSHMG	PIAU	JEAN-MICHEL
ENSERG	PIC	ETIENNE
ENSIMAG	PLATEAU	BRIGITTE
ENSERG	POUPOT	CHRISTIAN
ENSEEG	RAMEAU	JEAN-JACQUES
ENSPG	REINISCH	RAYMOND
UFR PGP	RENAUD	MAURICE
ENSIMAG	ROBERT	FRANCOIS
ENSIEG	ROYE	DANIEL
ENSIEG	SABONNADIERE	JEAN-CLAUDE
ENSERG	SAGUET	PIERRE
ENSIMAG	SAUCIER	GABRIELE
ENSPG	SCHLENKER	CLAIRE
ENSPG	SCHLENKER	MICHEL
UFR PGP	SILVY	JACQUES
ENSHMG	SIRIEYS	PIERRE
ENSEEG	SOHM	JEAN-CLAUDE
ENSIMAG	SOLER	JEAN-LOUIS
ENSEEG	SOUQUET	JEAN-LOUIS
ENSHMG	TICKIEWITCH	SERGE
ENSHMG	TROMPETTE	PHILIPPE
ENSIMAG	VERJUS	JEAN-PIERRE
ENSPG	VINCENT	HENRI
ENSERG	ZADWORNYY	FRANCOIS

SITUATION PARTICULIERE
PROFESSEURS D'UNIVERSITE

DETACHEMENT

ENSPG	BLOCH	DANIEL.....	RECTEUR	21.12.1993
ENSIMAG	LATOMBE	J.CLAUDE.....	DETACHEMENT	01.05.1993
ENSHMG	PIERRARD	J.MARIE.....	DETACHEMENT	01.05.1991
ENSIMAG	VEILLON	GERARD.....	DISPONIBLE	01.10.1993

SURNOMBRE

ENSHMG	BOUVARD	MAURICE	30.09.1990
--------	---------	---------------	------------

PERSONNES AYANT OBTENU LE DIPLOME

D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

BALESTRA
BALME
BECKER
BIGEON
BINDER
BOE
BOUVIER
CHASSERY
CHOLLET
COEY
COMMAULT
CORNUEJOLS
COURNIL
DALLERY
DESCOTES-GENON
DUGARD
DURAND
FERRIEUX
GAUTHIER
GHIBAUDO
HAMAR
HAMAR
HORAUD
KUENY
LATOMBE
LE HUY
LE GORREC
LOZANO-LEAL
MAHEY
MEUNIER
MICHEL
MONMUSSON-PICQ
MULLER
MULLER
NGUYEN TRONG
NIEZ
PASTUREL
PERRIER
PLA
RECHENMANN
ROGNON
ROUGER
TCHUENT
TRYSTRAM

FRANCIS
LOUIS
MONIQUE
JEAN
ZDENECK
LOUIS-JEAN
GERARD
JEAN-MARC
JEAN-PIERRE
JEAN-PIERRE
CHRISTIAN
GERARD
MICHEL
YVES
BERNARD
LUC
MADELEINE
JEAN-PAUL
JEAN-PAUL
GERARD
SYLVIANE
ROGER
PATRICE
JEAN-LOUIS
CLAUDINE
HOANG
BERNARD
ROGELIO
PHILIPPE
GERARD
GERARD
GEORGETTE
JEAN
JEAN-MICHEL
BERNADETTE
JEAN-JACQUES
ALAIN
PASCAL
FERNAND
FRANCOIS
JEAN-PIERRE
JEAN
MAURICE
DENIS

DIRECTEURS DE RECHERCHE DU CNRS

ALEMANY
 ALLIBERT
 ALLIBERT
 ANSARA
 ARMAND
 AUDIER
 BERNARD
 BINDER
 BONNET
 BORNARD
 CAILLET
 CARRE
 CHATILLON
 CLERMONT
 COURTOIS
 CRISTOLOVEANU
 DAVID
 DION
 DRIOLE
 DURAND
 EUSCUDIER
 EUSTATHOPOULOS
 FINON
 FRUCHARD
 GARNIER
 GIROD
 GLANGEAUD
 GUELIN
 HOPFINGER
 JORRAND
 JOUD
 KAMARINOS
 KLEITZ
 KOFMAN
 LANDAU
 LEJEUNE
 LEPROVOST
 MADAR
 MARTIN
 MERMET
 MICHEL
 NAYROLLES
 PASTUREL
 PEUZIN
 PHAM
 PIAU
 RENOARD
 SENATEUR
 SIFAKIS
 SIMON

ANTOINE
 COLETTE
 MICHEL
 IBRAHIM
 MICHEL
 MARC
 CLAUDE
 GILBERT
 ROLAND
 GUY
 MARCEL
 RENE
 CHRISTIAN
 JEAN-ROBERT
 BERNARD
 SORIN
 RENE
 JEAN-MICHEL
 JEAN
 ROBERT
 PIERRE
 NICOLAS
 DOMINIQUE
 ROBERT
 MARCEL
 JACQUES
 FRANCOIS
 PIERRE
 EMIL
 PHILIPPE
 JEAN-CHARLES
 GEORGES
 MICHEL
 WALTER
 IOAN
 GERARD
 CHRISTIAN
 ROLAND
 JEAN-MARIE
 JEAN
 JEAN-MARIE
 BERNARD
 ALAIN
 JEAN-CLAUDE
 ANTOINE
 MONIQUE
 DOMINIQUE
 JEAN-PIERRE
 JOSEPH
 JEAN-PAUL

SUERY
 TEODOSIU
 VACHAUD
 VAUCLIN
 WACK
 YAVARI
 YONNET

MICHEL
 CHRISTIAN
 GEORGES
 MICHEL
 BERNARD
 ALI-REZA
 JEAN-PAUL



Président de l'Université :

M. NEMOZ Alain

ANNEE UNIVERSITAIRE 1990 - 1991

MEMBRES DU CORPS ENSEIGNANT DE SCIENCES ET DE GEOGRAPHIE

PROFESSEURS DE 1ERE CLASSE

ADIBA Michel
ANTOINE Pierre
ARVIEU Robert
AURIAULT Jean Louis
BARRA Jean René
BECKER Pierre
BEGUIN Claude
BELORISKY Elie
BENZAKEN Claude
BERARD Pierre
BERNARD Alain
BERTRANDIAS Françoise
BERTRANDIAS Jean Paul
BILLET Jean
BLANCHI Jean Pierre
BOEHLER Jean Paul
BOITET Christian
BORNAREL Jean
BRUANDET Jean François
CARLIER Georges
CASTAING Bernard
CHARDON Michel
CHIBON Pierre
COHEN ADDAD Jean Pierre
COLIN DE VERDIERE Yves
CYROT Michel
DEBELMAS Jacques
DEMAILLY Jean Pierre
DENEUVILLE Alain
DEPORTES Charles
DOLIQUE Jean Michel
DOUCE Roland
DUCROS Pierre
FINKE Gerde
GAUTRON René
GENIES Eugène
GERMAIN Jean Pierre
GIDON Maurice
GIGNOUX Claude
GILLARD Roland
GUITTON Jacques

Informatique
Géologie I.R.I.G.M.
Physique Nucléaire I.S.N.
Mécanique
Statistiques - Mathématiques Appliquées
Physique
Chimie Organique
Physique
Mathématiques Pures
Mathématiques Pures
Mathématiques Pures
Mathématiques Pures
Mathématiques Pures
Géographie
A.P.S.
Mécanique
Informatique et Mathématiques Appliquées

Physique
Biologie Végétale
Physique
Géographie
Biologie Animale
Physique
Mathématiques Pures
Physique du Solide
Géologie Générale
Mathématiques Pures
Physique
Chimie Minérale
Physique des Plasmas
Physiologie Végétale
Cristallographie
Informatique
Chimie
Chimie
Mécanique
Géologie
Sciences nucléaires
Mathématiques
Chimie

.. / ...

HERAULT Jeanny
 HICTER Pierre
 JANIN Bernard
 JOLY Jean René
 JOSELEAU Jean Paul
 KAHANE André
 KAHANE Josette
 KRAKOWIAK Sacha
 LAJZEROWICZ Jeanine
 LAJZEROWICZ Joseph
 LAURENT Pierre Jean
 LEBRETON Alain
 DE LEIRIS Joël
 LHOMME Jean
 LOISEAUX Jean Marie
 LONGEQUEUE Nicole
 LUNA Domingo
 MACHE Régis
 MASCLE Georges
 MAYNARD Roger
 NEMOZ Alain
 OMONT Alain
 PELMONT Jean
 PERRIER Guy
 PIERRE Jean Louis
 RENARD Michel
 RICHARD Jean Marc
 RIEDTMANN Christine
 RINAUDO Marguerite
 ROBERT Jean Bernard
 ROSSI André
 SAXOD Raymond
 SENDEL Philippe
 SERGERAERT Francis
 SOUCHIER Bernard
 STUTZ Pierre
 TRILLING Laurent
 VALLADE Marcel
 VAN CUTSEM Bernard
 VIALON Pierre
 VIDAL Micheal

Physique
 Chimie
 Géographie
 Mathématiques Pures
 Biochimie
 Physique
 Physique
 Mathématiques Appliquées
 Physique
 Physique
 Mathématiques Appliquées
 Mathématiques Appliquées
 Biologie
 Chimie
 Sciences Nucléaires I.S.N.
 Physique
 Mathématiques Pures
 Physiologie Végétale
 Géologie
 Physique du Solide
 Physique
 Astrophysique
 Biochimie
 Géophysique
 Chimie Organique
 Thermodynamique

Mathématiques
 Chimie C.E.R.M.A.V.

Biologie
 Biologie Animale
 Biologie Animale
 Mathématiques Pures
 Biologie
 Mécanique
 Mathématiques Appliquées
 Physique
 Mathématiques Appliquées
 Géologie

APPARU Marcel
 ARMAND Gilbert
 ARNAUD Hubert
 ARTRU Marie Christine
 ATTANE Pierre
 BARATE Robert
 BARET Paul
 BARGE Jean
 BARLET Roger
 BERTIN José
 BLOCK Marc
 BLUM Jacques
 BOITET Christian
 BORRIONE Dominique
 BOULON Marc
 BOUTRON Claude
 BOUVET Jean
 BROSSARD Jean
 BRUGAL Gérard
 CAMPILLO Michel
 CAVAILLE Jean Yves
 CERFF Rudiger
 CHIARAMELLA Yves
 CHOLLET Jean Pierre
 COLOMBEAU Jean François
 COTTET Georges-Henri
 COURT Jean
 CUNIN Pierre Yves
 DAVID Jean
 DEROUARD Jacques
 DHOUAILLY Danielle
 DUFRESNOY Alain
 DUPUY Claude
 DURAND Mireille
 FONTECAVE Marc
 FOURNIER Jean Marc
 GASPARD François
 GIDON Maurice
 GIORNI Alain
 GONZALEZ SPRINBERG Gérardo
 GOURC Jean Pierre
 GUIGO Maryse
 GUMUCHIAN Hervé
 HACQUES Gérard
 HAMMOU Abdelkader
 HERBIN Jacky
 HERINO Roland
 HERZOG Michel
 JARDON Pierre
 JUTTEN Christian
 KERCKHOVE Claude
 KOSAREW Siegmund
 KLINGER Jurgen
 LAURENT Christine
 MANDARON Paul
 MARTINEZ Francis
 MERCHEZ Fernand
 MILAS Michel
 MOREL Alain
 MORIN Pierre
 NGUYEN HUY Xuong
 OUDET Bruno

Chimie
 Géographie
 Géologie
 Physique
 Mécanique
 Sciences Nucléaires
 Chimie
 Mathématiques
 Chimie
 Mathématiques
 Biologie
 Mathématiques Appliquées
 Mathématiques Appliquées
 Automatique informatique
 Mécanique
 Glaciologie
 Biologie
 Mathématiques
 Biologie
 Géophysique
 Chimie
 Biologie
 Mathématiques Appliquées
 Mécanique
 Mathématiques (ENSL)
 Modélisation, calcul scientifique, statis.
 Chimie
 Informatique
 Géographie
 Physique
 Biologie
 Mathématiques Pures
 Chimie
 Sciences Nucléaires
 Chimie
 Physique
 Physique
 Géologie
 Sciences Nucléaires
 Mathématiques Pures
 Mécanique
 Géographie
 Géographie
 Mathématiques Appliquées
 Chimie
 Géographie
 Physique
 Biologie
 Chimie
 Physique
 Géologie
 Math. fondamentales et appliquées
 Glaciologie
 Mathématiques
 Biologie
 Mathématiques Appliquées
 Physique
 Chimie
 Géographie
 Physique
 Informatique
 Mathématiques Appliquées

PAUTOU Guy
 PECHER Arnaud
 PELLETIER Guy
 PERRIN Claude
 PFISTER Claude
 PIBOULE Michel
 PORTESEIL Jean Louis
 PUECH Laurent
 RAYNAUD Hervé
 REGNARD Jean René
 ROBERT Claudine
 ROBERT Danielle
 ROBERT Gilles
 SAJOT Gérard
 SARROT REYNAULD Jean
 SAYETAT Françoise
 SERVE Denis
 STOECKEL Frédéric
 SCHOLL Pierre Claude
 SUBRA Robert
 TEMPERVILLE André
 TISSUT Michel
 TOURNIER Evelyne
 VALLADE Marcel
 VALLON Michel
 VICAT Jean
 VINCENS Maurice
 VINCENT Gilbert
 VIVIAN Robert
 VOTTERO Philippe
 WITOMSKI Patrick

Biologie
 Géologie
 Astrophysique
 Sciences Nucléaires I.S.N.
 Biologie
 Géologie
 Physique
 Physique
 Mathématiques Appliquées
 Physique
 Didactique des disciplines scientifiques
 Chimie
 Mathématiques Pures
 Physique
 Géologie
 Physique
 Chimie
 Physique
 Mathématiques Appliquées
 Chimie
 Mécanique
 Biologie
 Informatique et Mathématiques appliquées
 Physique
 Glaciologie
 Physique
 Chimie
 Physique
 Géographie
 Chimie



Grenoble, le 18 JUIN 1992

ECOLE DOCTORALE

Affaire suivie par
Tél : 76 57 45 25
Michèle SIMEON

N/Réf. :

Objet :

AUTORISATION de SOUTENANCE

Vu les dispositions de l'arrêté du 23 Novembre 1988 relatif aux Etudes Doctorales
Vu les rapports de présentation de :

Mr MERLE Pierre Professeur Labo Electrotechnique - Université de MONTPELLIER

Mr FOREST François Maître de conférence Labo Elect.Sign.Robotique CACHAN

Mr CAUFFET Gilles

est autorisé(e) à présenter une thèse en soutenance en vue de l'obtention du diplôme
de DOCTEUR de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE de GRENOBLE* spécialité :
"Génie électrique"

Pour le Président de l'INPG
et par délégation
le Directeur de l'Ecole Doctorale
J.L. LACOURNE

Résumé : Optimisation d'une chaîne de mesures électriques pour l'Electronique de Puissance.
Analyse des problèmes de mesure, Caractérisation, Correction et Validation.

L'amélioration de la fiabilité des convertisseurs hautes fréquences nécessite la connaissance de la puissance instantanée fournie dans chaque interrupteur. Cette grandeur est très difficile à mesurer et le travail présenté ici vise à obtenir une bonne précision sur sa détermination en utilisant un oscilloscope numérique.

Bien qu'en théorie la grandeur cherchée soit simplement le produit du courant par la tension, aucun oscilloscope ne permet d'atteindre la précision requise. Au long de cette étude, de nombreuses causes d'erreurs sont identifiées. Pour la plupart d'entre elles, des améliorations faisant appel soit à des procédures d'étalonnage - correction, soit à des techniques de traitement du signal, sont présentées et testées.

Les erreurs introduites par les convertisseurs analogique-numérique de l'oscilloscope (quantification, non-linéarités) ainsi que par les sondes de tension et de courant sont étudiées avec un soin particulier.

Enfin, l'ensemble de cette étude permet de dégager des méthodes de mesures et des critères pour le choix d'un oscilloscope numérique pour ce type d'application. Ce travail s'est concrétisé par le développement et la mise au point d'une chaîne de mesure pour l'électronique de puissance.

Abstract : Optimization of an Electrical Measurement Bench for Power Electronics.
Measurement Error Analysis, Characterization, Correction and Validation.

Improvement of the reliability of high frequency converters requires the definition of supplied instantaneous power on each switch. Since the sensing of the relevant quantities is very tricky and prone to many errors, the present study aims at an enhanced accuracy in their determination.

Although in theory the instantaneous power is only the current/voltage product, with none of today's available oscilloscopes can the required accuracy be obtained. In this present study, many error sources are identified. For most of them, improvements using correction-calibration procedures or signal processing techniques are presented and tested.

Particular attention is paid to errors introduced by the analog to digital converter (ADC) of the oscilloscope (quantization, non-linearity) and those related to voltage and current probes.

The study as a whole provides measurement methods and criteria for choosing a suitable digital oscilloscope for this application. This work leads to the development and the enhancement of a power electronic measurement bench .

Mots clés :

Electronique de Puissance

Puissance instantanée

Mesure

Capteurs et Instrumentations

Caractérisation expérimentale

Oscilloscope numérique

Conversion analogique numérique (CAN)

Traitement du signal.

