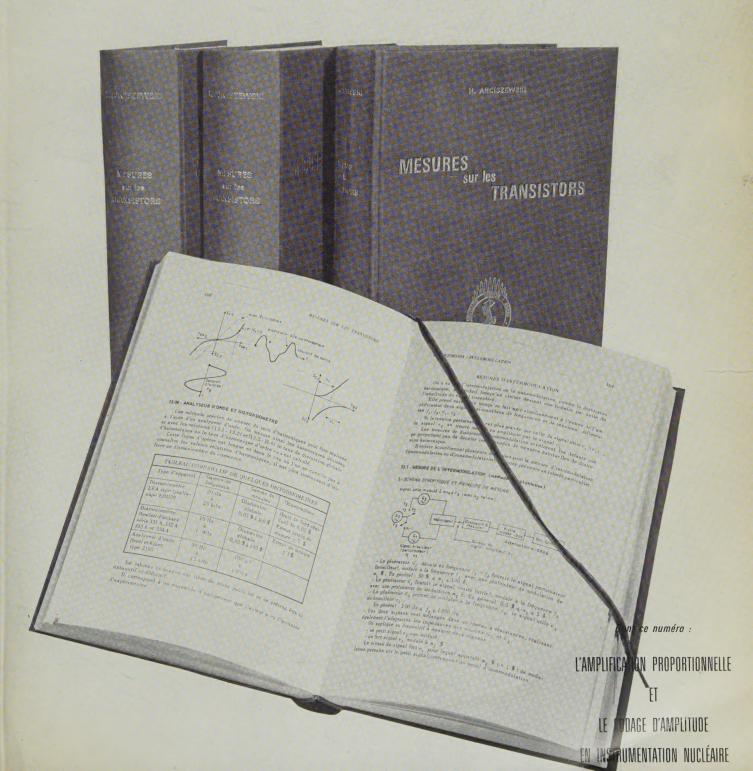
47e ANNÉE - Nº 488 bis revue mensuelle de la

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS





Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

47° année

6 F

1395

Supplément au n° de novembre 1967

Nº 488 bis

SOMMAIRE

L'amplification proportionnelle et le codage d'amplitude en instrumentation nucléaire

Amplif	icateurs pour spectrométrie nucléaire.	
.J. SAMUELI, J.C	BALLAND, J. PIGNERET, A. SARAZIN	1357
Résolut	ion d'un préamplificateur à transistor	
à effet de cha	mp dans une chaîne de spectrométrie.	
	J. Freycenon, G. de Rosny	1363
Préampli	ficateur de charges à haute résolution.	
	G. Libs	1368
	Linéarité intégrale et différentielle.	
G. André, L.	BLOQUET, J.C. BRUN, A. HRISOHO	1372
	Comparaison de quelques procédés	
	de conversion analogique numérique.	
	P.F. GOULÉE	1378
	Mesures de linéarité différentielle.	
	V. Goursky, H. Guillon	1385

Compte rendu sommaire des journées de la SFER sur l'utilisation de calculateurs en physique nucléaire.

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD, Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture, M. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef, M. J. DUSAUTOY, Ing. E. S. E. Tél. 225-24-19.

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A., 40, rue de Seine, 75 - PARIS 6°. Tél. 633-18-93.

A b o n n e m e n t (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 68 F. — Étranger 78 F. C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

PUBLICITÉ

Exclusivité:
M. R. G. DOMENACH,
Tél. 222-41-97 et 98

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J.J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.). J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales,

M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

M. R. CABESSA, Directeur à la Compagnie Internationale pour l'Informatique

Secrétaires Généraux Adjoints

MM. B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E. A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

M. J.M. MOULON, Directeur Général Adjoint de la Société MECI.

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

J. DUMONT Ingénieur des Télécommunications à l'O.R.T.F.

GROUPES RÉGIONAUX

GROUPE DE BOURGOGNE - FRANCHE-COMTÉ

Président. — M. J. BOUCHARD, Professeur et Directeur du Département de Physique de la Faculté des Sciences de Dijon. Vice-Président. — M. J. PEYSSOU, Directeur du Centre R.P.C. de la C.S.F. à Dijon. Secrétaires. — MM. L. GODEFROY, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Dijon, J.M. GRANG É, Ingénieur à la C.S.F.

GROUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L.J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes. — M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest.

Secrétaire. — M. J.M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

GROUPE DE L'EST

Président. - M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy. Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble,
Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut
Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Scien-

ces de Grenoble

GROUPE DE LYON

Président. — M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon.

Secrétaire. — M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

GROUPE DE MARSEILLE

Président. - M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S. Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GROUPE DU NORD

Président. - M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N. Vice-Présidents. — M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques Ré-gionaux de l'O.R.T.F. — M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique.

Secrétaire. - M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

GROUPE DE TOULOUSE-MIDI-PYRÉNÉES

Président. - M. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse.

Vice-Président. - M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec.
Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences

de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

No	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Problèmes d'enseigne- ment. Formation et per- fectionnement des In-		*
_	génieurs et Techniciens	M. Ch. DUFOUR	M. A. PETITCLERC
2	Etudes scientifiques gé- nérales	M. J.C. SIMON	M. E. SPITZ
3	Physique de l'état solide	M. CI. DUGAS	M. G. PARICARD
3	Tubes électroniques	M. G. MOURIER	M. A. M. SHROFF
5	Composants électroni-		
	ques	M. F. DUMAT	M. JM. HUBERT
6	Propagation des ondes	M. F. DU CASTEL	M. BOISCHOT
7	Electroacoustique. Enre-		
•	gistrement des sons	M. G. FERRIEU	M. P. RIETY
8	Télécommunications - Radiodiffusion		
	- Télévision	M. L. GOUSSOT	
9	Radiodétection et locali-		
	sation. Radionavigation	M. A. VIOLET	
10	Calculateurs électroni-		
	ques. Automatismes	M. J. BAUDFERNAU	M. J. DUSSINE
11	Electronique nucléaire et		
	corpusculaire	M. J. POTTIER	M. Ch. GUYOT
12	Electronique biologique		
	et médicale	M. P.M. SCHURR	M. R. DISTEL

EXTRAITS DES STATUTS -

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but:

1º De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électroni-

que théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent

D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion de ques-tions concernant la radioélectricité et tout ce qui s'y rattache.

ART, 2. — La Société se compose de membres titulaires, dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1º Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres,
non étudiants, de la Société*.

2º Etre agréé par le bureau de la Société.

Tout membre titulaire qui, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, aura pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, une cotisation égale à dix fois la cotisation annuelle, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, verseront une cotisation égale à cinq fois la cotisation annuelle, seront inscrits en qualité de donateurs.

Tous les membres de la Société, sauf les membres d'honneur, paient une cotisation dont le montant est fixé par une décision de l'Assemblée Géné-

rale.
Les membres âgés de moins de 25 ans, en cours d'études, pourront, sur leur demande, bénéficier d'une réduction de 50 % sur leur cotisation. Cette réduction ne leur sera accordée que pendant cinq années au plus.
Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un

caractère technique*.

Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

MONTANT DES COTISATIONS

à adresser à la S.F.E.R., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40	F
moins de 25 ans	20	F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux.	45	F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de		
moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25	F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200	F
ou	500	F
ou	1000	F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

^{*}Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés, recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.).

^{**} Cette publication est la revue « l'Onde Electrique ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

PRÉAMPLIFICATEUR DE CHARGES * HAUTE RÉSOLUTION

PRÉAMPLIFICATEUR DE CHARGES A HAUTE RÉSO-LUTION, par G. LIBS. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1368 à 1371).

On décrit un préamplificateur de charges de 1,1 keV (Ge) de résolution électronique équivalente, à la température ambiante. Il est muni à l'entrée de deux transistors à effet de champ connectés en parallèle.

Ce préamplificateur présente une dynamique de sortie $de \pm 10$ volts sur une impédance de $100~\Omega$ et peut être utilisé dans des expériences où la probabilité d'empilements est élevée.

AMPLIFICATEURS POUR SPECTROMÉTRIE NUCLÉAIRE **
RÉSEAUX DE FILTRAGE

AMPLIFICATEURS POUR SPECTROMÉTRIE NU-CLÉAIRE, par J.J.. Samueli, J.C. Balland, J. Pigneret et A. Sarazin. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1357 à 1362).

Les performances des chaînes d'amplification utilisées en spectrométrie nucléaire ainsi que les limitations inhérentes aux principes adoptés sont examinées. Une attention particulière a été portée aux réseaux de filtrage et les caractéristiques d'un certain nombre de filtres linéaires délivrant des signaux unipolaires ou bipolaires, ont été calculés.

PRÉAMPLIFICATEUR A TRANSISTOR * TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

RÉSOLUTION D'UN PRÉAMPLIFICATEUR A TRAN-SISTOR A EFFET DE CHAMP DANS UNE CHAINE DE SPECTROMÉTRIE, par J. Freycenon et G. de ROSNY. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1363 à 1367).

On expose le calcul de la résolution électronique équivalente d'un préamplificateur de charges équipé d'un transistor à effet de champ. On en tire des conclusions pour guider la réalisation de ces préamplificateurs. CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE *
LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE * LINÉARITÉ INTÉGRALE * RAPIDITÉ *
ANALYSEUR DE WILKINSON

COMPARAISON DE DIFFÉRENTS PROCÉDÉS DE CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE. RÉSULTATS OBTENUS SUR UN ANALYSEUR DE WILKINSON A GRAND NOMBRE DE CANAUX, par P.F. GOULÉE. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1378 à 1384).

Différents types de convertisseurs analogiques-numériques destinés à l'analyse d'amplitude d'impulsions d'origine nucléaire sont passés en revue. Les caractéristiques examinées sont principalement la linéarité différentielle, la linéarité intégrale et la rapidité. Quelques définitions et méthodes de mesure sont indiquées. On donne enfin quelques résultats obtenus sur un modèle industriel d'un analyseur de Wilkinson à grand nombre de canaux.

LINÉARITÉ INTÉGRALE ET DIFFÉRENTIELLE *
CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

LINÉARITÉ INTÉGRALE ET DIFFÉRENTIELLE D'UN CONVERTISSEUR ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE A COMPOSITION DE POIDS, par G. ANDRÉ, L. BLOQUET, J.C. BRUN, A. HRISOHO. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1372 à 1377).

Les auteurs étudient un convertisseur analogique numérique à composition de poids, destiné à la mesure d'amplitudes d'impulsions, en provenance de détecteurs nucléaires.

Ils analysent les causes qui perturbent la linéarité différentielle de l'appareil et les conditions nécessaires pour les éliminer.

Enfin ils proposent quelques applications de ce type d'analyseur.

LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE 🛨 ANALYSEURS EN AMPLITUDE

MESURES DE LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE, par V. Goursky et H. Guillon. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1385 à 1394).

La connaissance précise de la linéarité différentielle des analyseurs en amplitude est d'autant plus nécessaire que leur résolution est élevée.

Au cours de ces dernières années, les méthodes et l'appareillage de mesure ont subi des perfectionnements successifs; il est aujourd'hui possible d'apprécier des défauts de linéarité inférieurs à 1 % dans les cas courants et aussi petits que 0,1 % moyennant certaines précautions, la durée de mesure étant seulement de quelques minutes.

SUMMARIES OF THE PAPERS

NUCLEAR SPECTROMETRIC AMPLIFIERS * FILTER NETWORKS

NUCLEAR SPECTROMETRIC AMPLIFIERS, by J.J. SAMUELI, J.C. BALLAND, J. PIGNERET, A. SARAZIN. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1357 to 1362).

This paper describes the operating principles of nuclear pulse amplifiers. The shaping of the pulse, so as to minimize the noise and pile-up distorsion is studied.

The performances of some networks, giving unipolar or bipolar pulses, have been computed.

CHARGE SENSITIVE PREAMPLIFIER * HIGH RESOLUTION

A CHARGE SENSITIVE PREAMPLIFIER WITH A HIGH RESOLUTION, by G. Libs. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1368 to 1371).

A charge sensitive preamplifier with a resolution of 1,1 keV fwhm (Ge) at room temperature is described. The input stage is mounted with two paralleled field effect transistors. It has an output capability of ± 10 volts through a 100 Ω load impedance.

The amplitude distortion due to pile-up effects is low.

ANALOG TO DIGITAL CONVERSION * DIFFERENTIAL LINEARITY *
INTEGRAL LINEARITY * CONVERSION SPEED *
WILKINSON ANALYSER

COMPARISON OF VARIOUS ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION METHODS. RESULTS OBTAINED WITH A LARGE NUMBER OF CHANNELS WILKINSON PULSE HEIGHT ANALYSER, by P.F. Goulee. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1378 to 1384).

Several analog-to-digital converters using various techniques, and designed for nuclear pulse height analysis, are reviewed.

This survey mainly compares characteristics such as: differential linearity, integral linearity and conversion speed. Some definitions and measurements methods are given. Finally results obtained with an industrial Wilkinson analyser featuring a large number of channels are given.

TRANSISTOR PREAMPLIFIER * FIELD EFFECT TRANSISTOR

RESOLUTION OF A FIELD EFFECT TRANSISTOR PREAMPLIFIER IN A SPECTROMETRY UNIT, by J. Freycenon and G. de Rosny. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1363 to 1367).

The calculus of the resolution of a charge sensitive preamplifier equipped with a field effect transistor is exposed.

Conclusions are drawn to direct the realization of these preamplifiers.

DIFFERENTIAL LINEARITY * PULSE-HEIGHT ANALYSERS

DIFFERENTIAL LINEARITY MEASUREMENTS, by V. Goursky and H. Gullon. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1385 to 1394).

Growing resolution of pulse-height analysers requests a better knowledge of their differential linearity.

During the two past years, successive improvements have been brought to the methods and instrumentation; nowadays few minutes are enough to evaluate non-linear defects of less than 1% in usual practice, and as small as 0.1% with special procedure.

INTEGRAL AND DIFFERENTIAL LINEARITY *
ANALOG TO DIGITAL CONVERTER

INTEGRAL AND DIFFERENTIAL LINEARITY OF AN ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER USING THE SUCCESSIVE APPROXIMATION METHOD, by G. Andre, L. Bloquet, J.C. Brun, A. Hrisoho. L'Onde Electrique, NOV. 1967 (pp. 1372 to 1377).

The authors describe an analog to digital converter designed for nuclear pulse height analysis, using the successive approximation method.

The causes producing differential non linearity and the necessary conditions for their elimination are examined.

Some applications for this type of converter are suggested.

AMPLIFICATEURS POUR SPECTROMÉTRIE NUCLÉAIRE *

PAR

J.J. SAMUELI, J.C. BALLAND, J. PIGNERET et A. SARAZIN

Institut de Physique Nucléaire de Lyon

Introduction

Les progrès récents des détecteurs à semiconducteurs ont entraîné de nouvelles exigences quant aux performances des instruments destinés au traitement des informations en provenance de ces détecteurs.

On sait que les diodes P.I.N. au germanium permettent d'atteindre, en spectroscopie gamma, des résolutions en énergie de l'ordre de 0,1 %. L'instrumentation associée doit donc présenter des défauts de linéarité ou de stabilité inférieure à quelques 0,01 %. On conçoit que les performances de la chaîne d'amplification doivent être examinées avec beaucoup de soin et que de nouvelles solutions, parfois complexes, doivent être adoptées pour permettre la pleine exploitation des possibilités offertes par les détecteurs actuels.

1. Amplificateurs pour détecteurs nucléaires

Considérons le signal fourni par un détecteur nucléaire : l'interaction de la particule avec l'élément détecteur proprement dit entraı̂ne l'apparition d'une quantité de charge électrique Q. Cette charge se manifeste aux bornes du détecteur par un courant ayant une durée dépendant essentiellement du type de détecteur utilisé (0,1) ns à quelques μ s). Il est évident que l'énergie déposée est proportionnelle à la charge Q et que le courant est la dérivée de la charge par rapport au temps.

Le signal recueilli aux bornes du détecteur dépend de la constante de temps formée par la résistance Ret la capacité C qui shuntent le détecteur. Si cette constante de temps est faible par rapport à la durée du courant, la forme de celui-ci est préservée et un signal dit « en courant » est obtenu. Si la constante de temps est grande par rapport à la durée du courant, ce dernier est intégré et un signal dit « en tension » est disponible. L'amplitude de l'échelon de tension obtenu est Q/C, le temps de montée étant sensiblement égal à la durée du courant, et la descente exponentielle avec la constante de temps RC. L'inconvénient majeur du mode « en tension » est qu'à des taux de comptage même modérés le phénomène d'empilement apparaît, à cause des temps de descente très longs des signaux. Le mode « en courant » permet d'éviter cet inconvénient et l'on peut, dans ce cas, effectuer certaines opérations logiques (fonction porte) avant l'intégration. Par contre, à cause des faibles amplitudes mises en jeu, le rapport signal/bruit est moins bon qu'avec le mode « en tension ».

Les résultats que l'on trouvera dans les paragraphes qui suivent concernent le mode d'amplification en tension, et plus précisément les configurations sensibles à la charge, ce qui correspond pratiquement à la majorité des cas d'utilisation.

1.1. Sources de bruit dans les préamplificateurs

Si l'on suppose que toute la charge produite dans le détecteur est collectée, la seule limitation de la résolution réside dans les fluctuations statistiques du nombre de charges [1]. Cependant le bruit des circuits qui suivent le détecteur peut limiter la résolution ultime qu'il est possible d'atteindre. Actuellement deux types de composants actifs sont susceptibles d'être placés en tête d'un préamplificateur : transistor à effet de champ (FET) ou tube à vide. Dans les deux cas, la tension de bruit peut être représentée, en fonction de la fréquence f, par une formule du type :

$$\overline{e^2} = \left(a^2 + \frac{d^2}{2\pi f} + \frac{g^2}{(2\pi f)^2}\right) \Delta f.$$

^{*} Communication présentée à la « Demi-Journée d'Etudes de la S.F.E.R. sur « Amplification proportionnelle et codage d'amplitude en instrumentation nucléaire », Paris, 11 mai 1966.

Le bruit en 1/f (effet de scintillation) est généralement considéré comme négligeable par rapport aux autres types de bruit, et l'on peut toujours définir, pour l'élément d'entrée considéré, une résistance équivalente aux sources de bruit placées en parallèle (Rp) et une résistance équivalente aux sources de bruit placées en série (Rs). Dans le cas d'un filtrage par différentiation et intégration de même constante de temps τ_0 , la valeur optimale de τ_0 est telle que les deux sources de bruit (parallèles et série) aient la même valeur quadratique moyenne.

1.2. EXPRESSION DU FACTEUR DE MÉRITE POUR LES PRÉAMPLIFICATEURS SENSIBLES A LA CHARGE

Le bruit pour les préamplificateurs sensibles à la charge est généralement exprimé par une charge équivalente au bruit (CEB).

C'est l'amplitude d'un échelon de charge appliqué à l'entrée du préamplificateur et qui produirait une impulsion de sortie dont l'amplitude de crête serait égale à la valeur quadratique moyenne de la tension de bruit en sortie.

La valeur de la CEB est exprimée en coulomb v.q.m. ou en électrons v.q.m.

Soient CEBp et CEBs les charges équivalentes aux bruits parallèle et série. On peut démontrer que [2]:

$$BECp = \frac{(KT\varepsilon^2/2)^{1/2}}{q} \left(\frac{\tau_0}{Rp}\right)^{1/2} \tag{1}$$

$$BECs = \frac{(KT\varepsilon^2/2)^{1/2}}{q} \left(\frac{Rs}{\tau_0}\right)^{1/2} C_T \tag{2}$$

et
$$\tau_0 = (RpRs)^{1/2}C_T$$
 (3)

Soit:

$$BEC_{total} = \frac{(KT\varepsilon^2)^{1/2}}{a} \left(\frac{Rs}{Rp}\right)^{1/4} C_T^{1/2}$$
 (4)

où:

C_T est la capacité totale d'entrée du dispositif

K la constante de Boltzmann

T la température Kelvin

ε la base des logarithmes népériens

q la charge de l'électron.

La constante de temps τ_0 est alors égale à a/g.

Compte tenu des facteurs de conversion d'énergie, 2,8 eV par paire électron-trou pour le germanium et 3,6 eV pour le silicium, on peut également exprimer ce bruit en largeur totale à mi-hauteur (*LTMH*) d'un pic gaussien (largeur : 2,35 écart q.m.); on obtient ainsi :

1 keV (LTMH) Si
$$\simeq$$
 118 e (v.q.m.) et 1 keV (LTMH) Ge \simeq 150 e (v.q.m.)

Soit:

C.E.B.
$$(v.q.m. \text{ électrons}) = \frac{R \text{ (keV } LTMH \text{ Si)}}{8.48 \cdot 10^{-3}}$$

C.E.B.
$$(v.q.m. \text{ électrons}) = \frac{R \text{ (keV } LTMH \text{ Ge)}}{6.66 \cdot 10^{-3}}$$

et R (keV LTMH Si) = 5,3 · 10¹⁶ CEB (coulomb v.q.m.).

1.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX CONCERNANT LES PRÉ-AMPLIFICATEURS SENSIBLES A LA CHARGE

a) Caractéristiques essentielles

Les performances en bruit d'un préamplificateur sensible à la charge sont caractérisées par deux paramètres : la CEB précédemment définie pour une capacité extérieure (détecteur) nulle et le taux d'accroissement de cette CEB avec la capacité extérieure.

Les autres caractéristiques importantes sont le gain de conversion (exprimé en μV par paire d'ion ou en μV par coulomb) et le coefficient de température de l'appareil.

Un tel préamplificateur est généralement constitué par un amplificateur de gain (-A) contre-réactionné par une capacité C_F , suivi d'un adaptateur d'impédance.

b) Principes généraux de conception

Le gain en boucle ouverte (-A) de l'amplificateur doit être aussi élevé que possible. En effet le gain de conversion varie comme A/C_F et l'indépendance vis-à-vis de la capacité extérieure comme $A \cdot C_F$. La bande passante doit être la plus élevée possible pour permettre toutes les constantes de temps de mise en forme. L'amplificateur doit comporter le minimum d'étages pour concilier un gain élevé en évitant les micro-oscillations. Les techniques permettant d'augmenter le gain dynamique telles que le « bootstraping » peuvent être utilisés.

Enfin l'élément adaptateur d'impédance doit avoir un très faible bruit, un bon coefficient de température et une large dynamique pour éviter les distorsions en cas d'empilement des signaux.

c) Etat actuel de la technique

Actuellement le meilleur résultat avec des tubes a été obtenu avec le type 6922 (CEB = 175 e + 6 e/pF) [2] et le meilleur résultat avec des FET a été obtenu avec le type 2 N 3823 refroidi à -110 °C (CEB = 57 e + 7 e/pF) [3].

2. Les amplificateurs pour spectrométrie

La fonction de l'amplificateur est de prendre en charge le signal à bas niveau disponible aux bornes du préamplificateur pour l'amener, après amplification et mise en forme, aux caractéristiques qui le rendent le plus apte à l'analyse ou à la mesure.

Afin de préserver l'information originale, les défauts de linéarité, les instabilités, le bruit de l'amplificateur ainsi que l'effet des surcharges et de l'empilement aux taux de comptage considéré doivent introduire une erreur totale inférieure à la résolution intrinsèque du détecteur.

Nous allons donc analyser les diverses sources de distorsion et d'erreur et indiquer les principes de conception qui permettent l'obtention de performances élevées.

2.1. BRUIT DE L'AMPLIFICATEUR

Le bruit de l'amplificateur proprement dit doit avoir une contribution négligeable au bruit total de la chaîne. Le bruit ramené à l'entrée de l'amplificateur doit donc être faible comparé au bruit présent à la sortie du préamplificateur. Bien entendu, les deux bruits n'étant pas corrélés leur addition s'effectue quadratiquement.

Considérations concernant l'étage d'entrée d'un amplificateur

On sait que, dans les circuits bien conçus, le bruit d'un étage d'amplification se réduit au bruit de l'élément d'entrée (transistor ou tube).

Les semiconducteurs ayant largement dépassé les tubes dans le domaine de l'amplification, nous limiterons les considérations qui vont suivrent aux transistors bipolaires et aux dispositifs à effet de champ.

Les résultats les plus importants qu'il est nécessaire d'avoir en mémoire lors de l'étude de l'étage d'entrée d'un amplificateur sont les suivants :

a) Le facteur de bruit d'un transistor bipolaire en base commune et en émetteur commun est identique, pour une même impédance de source :

$$F_{EC} \simeq F_{BC} \simeq 1 + \frac{r_b' + r_e/2}{R_s} + \frac{(r_e + r_b' + Z_s)^2}{2\beta_0 r_e R_s} \left(1 + \frac{\beta_0 \omega^2}{\omega_\alpha^2}\right)$$

où Z_s est l'impédance de source et R_s sa partie réelle

 r_h' résistance répartie de base

 r_e résistance d'émetteur dans le montage base KT 1

$$commune = \frac{KT}{q} \frac{1}{I_E}$$

IE courant d'émetteur

 β_0 gain en courant, basse fréquence, montage émetteur commun.

b) Pour de faibles impédances de source, le transistor bipolaire présente un meilleur facteur de bruit que le transistor à effet de champ et réciproquement (transition vers quelques $k\Omega$).

L'impédance de source R_g au-dessus de laquelle le FET de pente g_m est préférable au transistor bipolaire de gain β et de résistance d'émetteur r_e est [4]:

$$R_g^2 \simeq 1.4 \, \beta \, r_e \, \frac{1}{g_m} \, . \label{eq:Rg}$$

c) La contre-réaction en tension ne modifie pas le bruit [5].

d) En montage émetteur commun, toute résistance dans l'émetteur (dégénération) augmente le bruit. La tension de bruit e^2 double pour une résistance d'émetteur [4].

$$R_e = r_b' + r_e + \left[2r_b'^2 + (\beta + 2)r_e^2 + 4r_b'r_e\right]^{1/2}.$$

Cette résistance est de l'ordre de 370 Ω pour le transistor 2 N 3251 à $I_E = 1,6$ mA.

e) La technique d'augmentation du gain dynami-

que par « bootstrap par émetteur suiveur » n'augmente pratiquement pas le bruit.

f) Un montage différentiel est plus bruyant d'un facteur $\sqrt{2}$ qu'un montage émetteur commun dans les mêmes conditions de polarisation.

g) Les circuits intégrés monolithiques sont plus bruyants que les montages à éléments discrets. Les collecteurs des transistors sont en effet isolés du substrat par des diodes polarisées en inverse qui sont elles-mêmes bruyantes.

2.2. FILTRAGE

Le filtrage ou la mise en forme des signaux dans un amplificateur d'impulsions linéaires est une fonction d'une extrême importance.

Le filtrage a essentiellement deux buts :

1) Rendre maximal le rapport signal/bruit en réduisant la bande passante.

2) Rendre minimal le temps de résolution de l'amplificateur, ce temps de résolution étant défini comme le rapport entre la surface et l'amplitude maximale d'une impulsion.

En fait les circuits de mise en forme affectent non seulement le rapport signal/bruit et le temps de résolution, mais également les caractéristiques de recouvrement en impulsions saturantes, la précision avec laquelle une information temporelle peut être extraite du signal et la linéarité du convertisseur analogique numérique qui suit habituellement l'amplificateur.

Faisons à nouveau les hypothèses habituelles sur la forme du signal à la sortie du détecteur (ces hypothèses seront discutées plus loin) : le temps de montée de l'impulsion est déterminée par les caractéristiques du détecteur, et plus précisément par le temps de collection des charges, le temps de descente est de son côté déterminé par la résistance et la capacité constituant le circuit de charge du détecteur. Comme on l'a vu au chapitre consacré aux préamplificateurs, le meilleur rapport signal/bruit est obtenu en choisissant la valeur de résistance la plus élevée possible et la valeur de capacité la plus faible. Dans ces conditions, le temps de descente est très long, 10 à 100 us dans les conditions habituelles, et cela implique que l'effet d'empilement existe, même à des taux de comptage modérés. On est ainsi amené à réduire la durée des impulsions par un circuit de différentiation convenablement placé dans l'amplificateur.

Considérons un échelon de tension appliqué à un circuit différentiation. L'impulsion résultante est monopolaire, c'est-à-dire ne présente pas de retour (« undershoot »). Dans le cas d'un différentiateur R_0C_0 par exemple, la réponse à l'échelon unité est e^{-t/R_0C_0}

Par contre si une seconde constante de temps de couplage RC existe dans l'amplificateur, l'impulsion est suivie d'un retour, de telle sorte que la composante continue est nulle. Si T_1 et T_2 sont les deux constantes de temps présentes, la réponse à l'échelon unité est :

$$R(t) = \frac{1}{T_1 - T_2} \left[T_1 e^{-t/T_2} - T_2 e^{-t/T_1} \right]$$

et l'amplitude du retour est

$$\delta = \lambda^{\frac{1+\lambda}{1-\lambda}} \qquad \text{où} \qquad \lambda = \frac{T_1}{T_2} \,.$$

Lorsque $\lambda = 1$ l'amplitude du retour est de 13,5 % et lorsque λ est grand, cette amplitude tend vers $1/\lambda$.

Si, en plus du différentiateur, deux constantes de temps existent, c'est-à-dire si trois constantes de temps, au total, sont présentes, l'impulsion coupe deux fois l'axe des temps et, en plus du « retour », un rebond (« overshoot ») existe.

Plus généralement pour n constantes de temps de couplage, il y a une succession de retours et de rebonds avec n-1 passages par zéro (zero crossing). Dans le cas où ces n constantes de temps sont identiques et égales à τ , la réponse à l'échelon unité est, en posant $x = t/\tau$:

$$R(x) = e^{-x} \sum_{j=0}^{j=n-1} \frac{(-1)^{j} (n-1)! x^{j}}{(j!)^{2} (n-1-j)!}.$$

Une caractéristique importante des passages à zéro est leur invariance dans le temps par rapport au départ de l'impulsion ; lorsque l'amplitude varie, ce fait est largement utilisé pour la réalisation de coïncidences.

2.2.1. Formulation du problème du filtrage

Divers paramètres relatifs au filtrage sont essentiels pour définir les performances des amplificateurs.

- 1) La réponse R(t) du filtre à l'échelon unité. Etant donné les hypothèses faites sur la forme du signal à l'entrée d'un circuit sensible à la charge, cette réponse R(t) va caractériser la forme des signaux à la sortie de l'amplificateur. La connaissance de R(t) permet de préciser le temps de résolution, le comportement en impulsions saturantes, la réponse du convertisseur analogique numérique, etc.
- 2) L'expression du bruit à la sortie du filtre, donc la résolution en amplitude (c'est-à-dire en énergie) de l'ensemble de l'appareil.

Dans les lignes qui suivent nous allons calculer l'expression générale du rapport signal/bruit après filtrage et indiquer le processus mathématique à suivre pour la détermination des divers paramètres.

2.2.2. Détermination de R(t), du bruit après filtrage et du temps de résolution

Le filtre est caractérisé par sa réponse en fréquence $G(\omega)$ qui est le module de son gain complexe $G(j\omega)$.

Le calcul de la réponse à l'échelon unité fait généralement appel au calcul symbolique (transformation de Laplace), qui fait correspondre à une fonction V(t) une autre fonction $v(p) = \int e^{-pt} V(t) dt$.

Les propriétés d'une telle transformation sont bien connues.

Pour passer du gain complexe $G(j\omega)$ au gain symbolique G(p) il suffit de remplacer $j\omega$ par p.

Dans le cas de la réponse à l'échelon unité, la réponse symbolique est G(p)/p et R(t) correspond à l'original de G(p)/p.

Soit e^2 la tension de bruit à l'entrée du préamplificateur pour une bande de fréquence df. En introduisant le gain de l'amplificateur ou du filtre $G(\omega)$, la tension de sortie due au bruit, pour tout le spectre, est :

$$\overline{v^2} = \int \overline{e^2} |G(\omega)|^2 df.$$

Comme nous l'avons déjà indiqué, on peut confondre le signal à l'entrée du préamplificateur avec l'échelon

de charge $\frac{Q}{C_T}\Gamma(t)$, $\Gamma(t)$ étant l'échelon unité. Soit F(0)

l'amplitude maximale de la réponse de l'amplificateur ou du filtre à l'échelon unité $\Gamma(t)$, le rapport signal/bruit peut alors se mettre sous la forme :

$$\frac{S}{B} = \frac{QF(0)}{C_T \left[\int_{-\overline{e^2}}^{\overline{e^2}} G(\omega)^2 df \right]^{1/2}}.$$

Posons Q = Nq (q charge électronique).

Si nous faisons S/B = 1, N sera égal à la charge équivalente au bruit CEB, précédemment définie. Soit :

$$CEB_{vqm} = \frac{C_T}{q F(0)} \left[\int e^{\overline{2}} G(\omega)^2 df \right]^{1/2}. \tag{1}$$

WILSON [7] d'une part et GENIN [6] d'autre part ont calculé l'expression de la CEB en fonction de la réponse R(t) de l'amplificateur (ou du filtre) à l'échelon unité et de la réponse R'(t) à l'impulsion unité. Si l'on pose :

$$\overline{e^2} = \left(a^2 + \frac{g^2}{\omega^2}\right)$$

la tension de bruit après filtrage s'exprime comme suit :

$$\overline{v_b^2} = \int \overline{e^2} |G(\omega)|^2 df = \frac{a^2}{2} \int [R'(t)]^2 dt + \frac{g^2}{2} \int [R(t)]^2 dt$$

et la charge équivalente au bruit :

$$CEB_{vqm} = \frac{C_T}{qF(0)} \left[\frac{a^2}{2} \int [R'(t)]^2 dt + \frac{g^2}{2} \int [R(t)]^2 dt \right]^{1/2}.$$

Le calcul du temps de résolution résulte de sa définition : c'est le rapport entre la surface de R(t) et son amplitude maximale F(0).

2.2.3. Principaux réseaux de filtrage

La théorie du filtre optimal (Cf. par ex. réf. [8]) appliquée à la détection d'un échelon de tension noyé

dans un bruit de densité spectrale
$$\left(a^2 + \frac{g^2}{\omega^2}\right)$$
 conduit

à un filtre dont la réponse percussionnelle est constituée de deux exponentielles symétriques par rapport à un temps T_0 . Cette réponse est malheureusement irréalisable physiquement car elle est non nulle pour t < 0, mais on peut s'en rapprocher au moyen de circuits très simples. Le tableau I dresse les perfor-

TABLEAU I

Différentiation $(T_1, 2T_R)$		F(0)	q_n min (pair ion)	Contribution à $\overline{v_b^2}$		
Intégration (T ₂)	$ au, T_1, T_2, (a/g)$	F(0)	(ag) 1/2	bruit blanc	1/f au min.	1/f2
RC - RC RC - RC2 RC2 - RC RC - RC2 RC - RC3 RC - RC4 RC2 - RC RC2 - RC RC2 - RC RC2 - RC2 RC2 - RC4 DL - RC.	$T_1 = 0.6; T_2 = 0.57$ $T_1 = 1.4 T_2 = 1.93$ $\tau = 0.58$ $\tau = 0.45$ $\tau = 0.38$ $\tau = 1.732$ $\tau = 1$ $\tau = 0.775$ $\tau = 0.655$ $\tau = 1.29$	0,368 0,27 0,29 0,272 0,224 0,195 0,23 0,132 0,09 0,068 0,32	1,36 1,215 1,406 1,22 1,185 1,16 1,43 1,34 1,37 1,39 1,1	$\begin{array}{c} a^2/8 \ \tau \\ \simeq a^2/32 \ \tau \\ \frac{1}{8} \left(\frac{\lambda}{\lambda+1}\right)^2 \frac{2\lambda+1}{\lambda} \frac{a^2}{T_2} \\ a^2/32 \ \tau \\ a^2/32 \ \tau \\ a^2/32 \ \tau \\ 3 \ a^2/32 \ \tau \\ a^2/64 \ \tau \\ 3 \ a^2/512 \ \tau \\ 3 \ a^2/512 \ \tau \\ 3 \ a^2/1024 \ \tau \\ \frac{1}{8} (1-e \ \lambda) \frac{a^2}{T_2} \\ \frac{1}{16} (1-(\lambda+1)e^{-\lambda}) \frac{a^2}{T_2} \end{array}$	$d^{2}/4\pi$ $d^{2}/8 \pi$ $d^{2}/25,7$ $d^{2}/8 \pi$ $d^{2}/12 \pi$ $d^{2}/16 \pi$ $d^{2}/4 \pi$ $d^{2}/24 \pi$ $d^{2}/80 \pi$ $d^{2}/80 \pi$ $d^{2}/12,9$ $d^{2}/24$	$\begin{array}{c} g^2 \tau/8 \\ 3 g^2 \tau/32 \\ \frac{1}{8} \left(\frac{\lambda}{\lambda+1}\right)^2 \lambda g^2 T_2 \\ 3 g^2 \tau/32 \\ 5 g^2 \tau/64 \\ 35 g^2 \tau/64 \\ 35 g^2 \tau/512 \\ \tau g^2/32 \\ \tau g^2/64 \\ 5 \tau g^2/512 \\ 7 \tau g^2/1 024 \\ \frac{1}{8} (e^{-\lambda} + \lambda - 1) g^2 T_2 \\ \frac{T_2}{16} [2\lambda - 3 + \frac{1}{8} (e^{-\lambda} + \lambda - 1) g^2 T_2] \\ \end{array}$
DL ₂ - RC		0,16	1,37	$\frac{a^2T_2}{32}(3-e^{-\lambda})(1-e^{-\lambda})$	d ² /24,3	$\frac{(\lambda+3)e^{-\lambda}]g^{2}}{32}[2\lambda-(3-e^{-\lambda}).$ $(1-e^{-\lambda})]$

mances de quelques réseaux utilisables par rapport au filtre optimal. Celui qui s'en rapproche le plus est constitué d'une ligne à retard (longueur électrique T_r) et d'un intégrateur RC de constante de temps T_2 . Toutefois lorsque deux différentiations sont nécessaires, le meilleur réseau comporte deux cellules RC d'intégration (T_2) , la différentiation étant faite également par cellule RC (de constante de temps T_1 , avec $T_2/T_1 = \lambda$). Le tableau I donne également le gain F(0) ainsi que les contributions des diverses sources de bruit lorsqu'on ne se place pas à l'optimal. (Dans tous les cas, on peut remarquer que la contribution du bruit en 1/f est indépendante des constantes de temps choisies).

2.2.4. Effet d'empilement

Avec des signaux distribués dans le temps d'une façon aléatoire l'effet d'empilement (« pile-up ») est inévitable et il est la cause d'une dispersion dans les amplitudes mesurées qui se traduit par un élargissement des pics en spectrométrie.

Dans le préamplificateur, l'empilement se produit sur les temps de descente des signaux et cela peut donner lieu à des excursions dynamiques importan-

tes. Si
$$\frac{Q}{C}e^{-t/RC}$$
 représente le signal en sortie du pré-

amplificateur, le théorème de CAMPBELL [9] permet de calculer la valeur quadratique moyenne de la tension engendrée par des impulsions aléatoires dont la fréquence moyenne est n par seconde :

$$\overline{v^2} = n \int \left(\frac{Q}{C} e^{-t/RC}\right)^2 dt.$$
 Soit
$$v_{vqm} = \frac{Q}{C} \left(\frac{nRC}{2}\right)^{1/2}.$$

Pour un détecteur germanium, 2,8 eV/paire él. trou, 10 000 détections par seconde de particules de 5 MeV

d'énergie donnent pour RC = 1 ms et C=1 pF : $v_{vqm}=0,6$ V. On voit que la dispersion résultante dépendra de la linéarité du préamplificateur sur cette dynamique.

Dans l'amplificateur proprement dit, l'empilement a lieu sur les retours des impulsions. Dans un amplificateur à double différentiation, les retours ont une durée très courte et seul l'empilement ayant lieu dans la section de l'amplificateur précédant le second différentiateur, donne lieu à une dispersion des amplitudes.

3. Comportement de l'amplificateur en surcharge

L'utilisation de détecteurs à semiconducteurs dont la dynamique en énergie est très importante, a rendu nécessaire l'examen du comportement en surcharge des amplificateurs linéaires.

Divers niveaux de saturation sont à envisager. Par exemple, dans un amplificateur utilisant une double différentiation et constitué par un préamplificateur, le premier différentiateur, un étage d'amplification, le second différentiateur et un étage de sortie, trois niveaux de saturation sont à considérer:

- a) Saturation de l'étage de sortie,
- b) Surcharge telle que le « retour » du signal atteigne aussi la saturation avant le second différentiateur,
 - c) Saturation du préamplificateur.

4. Place des réseaux de filtrage dans la chaîne d'amplification

Dans le but d'éviter l'empilement, le premier circuit de différentiation doit être placé immédiatement après le préamplificateur. Cependant, du point de vue du bruit, cette place est très défavorable puisqu'elle réduit l'amplitude utile du signal et n'a aucun effet

de filtrage sur le bruit de l'amplificateur proprement dit. Si donc l'empilement n'est pas à redouter, le premier différentiateur pourra être avantageusement placé plus loin dans la chaîne.

Le second différentiateur, lorsqu'il est utilisé, est placé non loin de la sortie. En effet, afin de préserver l'égalité des surfaces du signal et de son retour c'està-dire d'éviter les variations de la ligne de base, il est préférable qu'une éventuelle limitation des signaux intervienne avant le second différentiateur plutôt qu'après.

Les intégrateurs sont généralement placés, eux aussi près de la sortie. Cela permet d'avoir disponible avant intégration, un signal rapide à haut niveau pouvant être utile pour des mesures temporelles.

5. Conclusion

Comme nous l'avons vu, le problème de l'amplification en spectrométrie nucléaire est complexe à résoudre quand on veut atteindre la résolution la meilleure possible à des taux de comptage élevés. L'amélioration des performances a été obtenue en tenant compte de tous les paramètres susceptibles d'influencer la résolution.

C'est d'une part la stabilisation dans le temps et en fonction de la température des circuits linéaires par l'emploi de la contre-réaction et des techniques de compensation. Les coefficients de température sont actuellement de quelques 10⁻⁵/°C, et le problème de la stabilité se pose maintenant au niveau de la conversion amplitude-numérique à grand nombre de canaux.

L'apparition de nouveaux composants, tels les transistors à effet de champ, a permis la réalisation de circuits d'entrée de préamplificateurs rapides et peu bruyants. Pour les amplificateurs proprement dits, un bruit de $10~\mu V$ (v.q.m.) sur une bande de 5~MHz est courant.

Le problème le plus délicat à résoudre reste celui du filtrage qui optimalise la résolution en énergie et le temps de résolution. Des techniques pleines de promesses sont actuellement mises au point pour éviter l'empilement à haute récurrence par restauration du niveau continu (résolution de 5 keV à 100 kHz moyen annoncée) ainsi que pour diminuer les temps morts en fonctionnement saturé.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] FANO U. Phys. Rev. 70, (1946) 44 et 72, (1947) 26.
- [2] BLANKENSHIP J.L. IEEE Trans. NS 11 (1964) 373.
- [3] BLALOCK T.V. IEEE Trans. NS 13 (1966) 457.
- [4] BALLAND J.C. et al. Nuclear Instr. and Meth. 37 (1965), 276.
- [5] GILLESPIE A.B. Signal noise and resolution in nuclear counter amplifier. *Pergamon Press* (1953).
- [6] GENIN R. Electronique et physique nucléaire, Herman
- [7] WILSON. Phil. Mag 41 (1950), 66.
- [8] Blanc-Lapierre A. et Al. Propriétés statistiques du bruit de fond. *Masson* (1961).
- [9] CAMPBELL N.R. et al. J. Inst. Elec. Eng. 3, 93 (1946) 45.

RÉSOLUTION D'UN PRÉAMPLIFICATEUR A TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP DANS UNE CHAINE DE SPECTROMÉTRIE

PAR

J. FREYCENON et G. DE ROSNY

Service d'instrumentation nucléaire Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

Le pouvoir de résolution d'une chaîne de spectrométrie est limité par le bruit de fond des circuits, et principalement par celui de l'étage d'entrée du préamplificateur. Deux critères sont couramment utilisé pour le caractériser :

- la précision naturelle (PN), nombre de charges électroniques qui, appliquées à l'entrée du préamplificateur, donneraient; en sortie de la mise en forme, une impulsion d'amplitude égale à la valeur efficace du bruit (*).
- la résolution électronique équivalente (REE), valeur (exprimée en électron-volts) de la largeur totale à mi-hauteur d'une raie fictive engendrée dans la chaîne de spectrométrie à partir d'un générateur d'impulsions.

La PN est une grandeur qui caractérise les performances intrinsèques du préamplificateur, indépendamment du détecteur qui peut lui être associé. C'est un usage établi en électronique nucléaire d'admettre implicitement, lorsqu'on traite de la PN, que la mise en forme utilisée consiste en un filtre CR-RC où les constantes de temps de différentiation et d'intégration sont égales. En matière de bruit de fond, les qualités, de différents préamplificateurs sont ainsi directement comparables.

Au contraire, la REE n'est parfaitement définie que si l'on indique en même temps le type de détecteur envisagé ainsi que les conditions expérimentales où l'on se place. Il est cependant admis, sauf indication contraire, que l'on utilise la mise en forme simple CR-RC.

Pour un détecteur idéal supposé de capacité nulle et dénué de courant de fuite, la connaissance de la PN permet de calculer la REE par la relation:

REE (keV) =
$$\frac{2,35 \times 10^{-3}}{w}$$
 PN (charges)

où w est l'énergie nécessaire à la libération d'une charge électronique dans le détecteur envisagé (2,8 eV dans le germanium, 3,6 eV dans le silicium, 30 eV environ dans les gaz), et 2,35 le rapport entre la largeur à mi-hauteur et l'écart quadratique moyen d'une courbe de Gauss.

Bien qu'il soit donc plus naturel à un électronicien de parler de PN que de REE, c'est de cette dernière qu'il sera question dans cet article où l'on cherche à montrer quels sont les facteurs déterminants de la REE d'une chaîne de spectrométrie dans le cas où l'étage d'entrée du préamplificateur est constitué par un transistor à effet de champ. On admet que seul le bruit de cet étage d'entrée et du détecteur détermine la REE de l'ensemble de la chaîne, et que la mise en forme est faite par un filtre réalisant une différentiation et une intégration de constantes de temps égales.

Suivant le type de détecteur, on utilise un préamplificateur de tension ou de charges ; ce dernier, qui comporte une contre-réaction capacitive, est préférable lorsque la capacité du détecteur n'est pas très stable. La contre-réaction ne modifiant pas le rapport signal à bruit, les résultats du calcul développé dansc et article s'appliquent à ces deux types de préamplificateurs.

^{*} La précision naturelle est identique à la charge équivalente au bruit CEB exprimée en électrons v.q.m. définie dans l'article précédent.

2. Principe du calcul de la REE

Le calcul de la résolution comporte les étapes suivantes :

- 1. On détermine quelle est l'amplitude v_s du maximum de l'impulsion à la sortie du circuit de mise en forme correspondant à la libération d'une paire électron-trou dans le détecteur.
- 2. On calcule la densité spectrale énergétique $\overline{e^2}(f)$ des fluctuations de tension à la sortie du préamplificateur.
- 3. On calcule la moyenne quadratique $\sqrt{\bar{E}^2}$ des fluctuations de tension en sortie de la mise en forme.
 - 4. La REE est alors obtenue par :

REE =
$$\frac{2,35 \times 10^{-3}}{w} \frac{\sqrt{\overline{E^2}}}{v_s}$$
 keV.

Pour faire ressortir l'influence des caractéristiques électriques du détecteur (courant de fuite, capacité, résistance parallèle), on le représentera par son schéma équivalent dans le circuit de l'étage d'entrée (fig. 1).

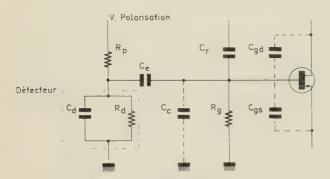


Fig. 1. — Schéma du circuit d'entrée d'un préamplificateur.

2.1. CALCUL DE v_8

Soit q la charge d'un électron ($q=1,6\cdot 10^{-19}$ coulomb). L'apparition d'une paire d'ions dans le détecteur se traduit par un échelon de tension, à l'entrée du préamplificateur, d'amplitude $v_e=q/C_T$.

 C_T désigne la capacité totale d'entrée qui comprend :

- la capacité C_d du détecteur.
- la capacité C_e d'entrée du transistor à effet de champ, somme de la capacité grille-drain C_{gd} et de la capacité grille-source C_{gs} .
 - la capacité répartie du câblage C_c.
- la capacité de contre-réaction C_r qui existe dans un préamplificateur de charges, mais non dans un préamplificateur de tension.

$$C_T = C_d + C_{gs} + C_{gd} + C_c + C_r$$

La réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme RC-CR est telle qu'à un échelon de tension d'amplitude unité à l'entrée, correspond en sortie une impulsion d'amplitude maximale 1/e (e, base des logarithmes naturels). Une paire d'ions libérée dans le détecteur cor-

respond donc à une impulsion d'amplitude $v_s = \frac{1}{e} \frac{q}{C_T}$ à la sortie du filtre de mise en forme.

2.2. CALCUL DE $\overline{e^2}(f)$

La figure 1 montre le schéma électrique de l'ensemble formé par le détecteur et l'étage d'entrée du préamplificateur. La résistance R_d représente, dans le cas d'un détecteur semiconducteur, la résistance de la diode polarisée en inverse. Le condensateur C_e de liaison entre le détecteur et la grille figure seulement pour mémoire car il n'intervient pas dans le calcul.

On peut classer les bruits de l'étage d'entrée en deux catégories (fig. 2) :

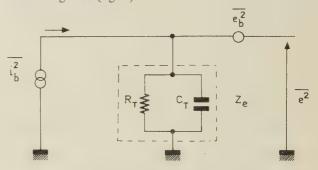


Fig. 2. — Représentation synthétique des sources de bruit.

- les bruits qui ont leur source dans le détecteur, dans la grille du transistor à effet de champ, et dans les résistances du circuit (bruits parallèles). On les représentera par un générateur de courant de densité spectrale $i_b^2(f)$ débitant sur l'impédance Z_ℓ du réseau d'entrée.
- les bruits qui prennent naissance entre la source et le drain du transistor (bruits séries). On les représentera par une tension de bruit de densité spectrale $\overline{e_b^2}(f)$.

La densité spectrale $\overline{e^2}(f)$ du bruit à la sortie du préamplificateur a donc pour expression :

$$\overline{e^2}(f) = \overline{i_b^2}(f) |Z_e|^2 + \overline{e_b^2}(f).$$

En appelant R_T la résistance résultant de la mise en parallèle de R_g , R_p et R_d , on obtient pour $|Z_e|^2$ l'expression :

$$Z_e^2 = \frac{R_T^2}{1 + R_T^2 C_T^2 \omega^2}.$$

On verra plus loin que la valeur de R_T doit être aussi élevée que possible. Dans la bande de fréquence délimitée par la mise en forme, on aura toujours $R_T^2 \gg 1/C_T^2 \omega^2$, et l'on peut remplacer $|Z_e|^2$ par $1/C_T^2 \omega^2$.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\overline{e^2}(f) = \frac{1}{C_T^2 \omega^2} \overline{i_b^2}(f) + \overline{e_b^2}(f).$$

Il faut maintenant déterminer $\overline{e_b^2}(f)$ et $\overline{i_b^2}(f)$.

• En première approximation, la tension de bruit $\overline{e_b^2}$ comprend les éléments suivants :

a) la tension de bruit thermique e_c^2 engendrée par la résistance du canal. Ramenée à l'entrée de l'étage, cette tension s'écrit :

$$\overline{e}_c^2(f) = 4kT R_{eq}$$

 $(k = 1,38 \cdot 10^{-23})$ joules/degré Kelvin est la constante de Boltzmann et T est la température absolue du dispositif). Suivant la référence [1], on doit prendre :

$$R_{eq} = \frac{0.7}{g_m}$$

 $(g_m : pente du transistor en A/V)$.

La valeur du coefficient numérique fixée à 0,7 dépend de la tension grille-source, et n'est pas définie avec une très grande précision : elle est généralement comprise entre 0,6 et 0,8.

b) la tension de bruit basse fréquence, $\overline{e_f^2}$ due à l'effet de scintillation. Elle s'exprime par

$$\overline{e_f^2}(f) = A \frac{1}{f}.$$

- Le courant de bruit $\overline{i_b^2}$ est la somme des courants suivants :
- a) un courant de bruit $\overline{i_{gc}^2}$ particulier aux transistors à effet de champ. C'est un courant engendré dans la grille par une réaction des fluctuations du courant du canal. Le calcul de ce courant a été effectué par VAN DER ZIEL [2] qui a montré que la corrélation avec $\overline{e_c^2}$ est négligeable. Fonction de la fréquence, ce courant peut s'exprimer par :

$$\overline{i}_{gc}^2(f) = \frac{1}{3} 4kT \frac{0.7}{q_m} C_{gs}^2 \ \omega^2.$$

Le coefficient 1/3 est une approximation de la valeur prise par une fonction complexe de la tension grillesource.

b) le courant de bruit dû au courant de fuite de grille I_g qui donne un bruit de grenaille :

$$\frac{-1}{i_a^2}(f) = 2q I_a.$$

c) de même, le courant de fuite du détecteur I_d donne un courant de bruit :

$$\overline{i_d^2}(f) = 2q \overline{I_d}.$$

d) les différentes résistances en parallèle équivalentes à une résistance R_T engendrent un courant de bruit :

$$\overline{i_R^2}(f) = \frac{4kT}{R_T}.$$

On ne considèrera pas ici d'autres sources de bruit, négligeant ainsi, par exemple :

— la tension de bruit HF du transistor : si la fréquence de coupure du transistor est assez élevée pour que la fréquence à partir de laquelle ce bruit prend de

l'importance soit grande devant la fréquence de coupure haute de la mise en forme, cette approximation est tout à fait justifiée.

— la résistance de faible valeur que l'on place parfois en série avec la grille du transistor pour éviter des accrochages HF intempestifs, en particulier lorsqu'on met en parallèle plusieurs transistors.

On a donc, en faisant la somme des bruits pris en considération :

$$\overline{i_b^2}(f) = 2q(\overline{I_g + I_d}) + \frac{4kT}{R_T} + \frac{1}{3}4kT\frac{0.7}{g_m}C_{gs}^2\omega^2$$

$$\overline{e_b^2} = 4kT\frac{0.7}{g_m} + \frac{A}{f}.$$

Ce qui donne donc pour la densité spectrale du bruit $\overline{e^2}(f)$ en sortie du préamplificateur :

$$\begin{split} \overline{e^2}(f) &= \frac{A}{f} + 4kT \frac{0.7}{g_m} + \frac{1}{C_T^2 \omega^2} \left[2q \left(I_g + I_d \right) + \frac{4kT}{R_T} \right. \\ &\left. + \frac{1}{3} 4kT \frac{0.7}{g_m} C_{gs}^2 \ \omega^2 \right] \end{split}$$

soit:

$$\begin{split} \overline{e^2} &= \frac{A}{f} + 4kT \frac{0.7}{g_m} \left[1 + \frac{1}{3} \left(\frac{C_{gs}}{C_T} \right)^2 \right] \\ &+ \frac{1}{C_T^2 \omega^2} \left[2q \left(\overline{I_g} + \overline{I_d} \right) + \frac{4kT}{R_T} \right]. \end{split}$$

En posant:

$$B = 4kT \frac{0.7}{g_m} \left[1 + \frac{1}{3} \left(\frac{C_{gs}}{C_T} \right)^2 \right]$$

et

$$C = \frac{1}{C_T^2} \left[2q \left(\overline{I_g} + \overline{I_d} \right) + \frac{4kT}{R_T} \right],$$

on écrira :

$$\overline{e^2}(f) = B + A \times \frac{1}{f} + \frac{C}{4\pi^2} \times \frac{1}{f^2}.$$

2.3. CALCUL DE $\sqrt{\overline{E^2}}$

En désignant par τ la valeur commune des constantes de temps d'intégration et de différentiation, la réponse en fréquence du filtre de mise en forme a pour expression :

$$R(\omega) = \frac{j\omega\tau}{(1+j\omega\tau)^2} \ (\omega = 2\pi f).$$

Ceci donne:

$$|R|^2 = \frac{\omega^2 \tau^2}{(1 + \omega^2 \tau^2)^2}.$$

La densité spectrale énergétique des fluctuations de tension à la sortie de la mise en forme a donc pour expression $R^2\overline{e^2}$, et la valeur quadratique moyenne globale du bruit sera :

$$\overline{E^2} = \int_0^\infty |R|^2 \, \overline{e^2} \, \mathrm{d}f$$

soit

$$\overline{E^2} = B \int_0^\infty |R|^2 df + A \int_0^\infty |R|^2 \frac{df}{f} + \frac{C}{4\pi^2} \int_0^\infty |R|^2 \frac{df}{f^2}$$

On trouve:

$$\overline{E}^2 = \frac{B}{8\tau} + \frac{A}{2} + \frac{C\tau}{8}$$

D'où l'expression de la résolution :

REE ~ 1,11
$$C_T$$
 (pF) $\sqrt{\frac{A}{2} + \frac{B}{8\tau} + \frac{C\tau}{8}} \times 10^{+5}$ keV (Ge)

qui donne la résolution en keV pour un détecteur au germanium. Pour le silicium, le coefficient serait 1,4 au lieu de 1,11.

3. Discussion

Cette expression de la REE ne permettra pas de déterminer rigoureusement la résolution d'une chaîne de spectrométrie pour une application numérique concernant un transistor à effet de champ et un détecteur déterminés. Son intérêt n'en est pas moins évident en ce qu'elle constitue un guide sûr et efficace dans le choix des composants en vue de la réalisation d'un pré-amplificateur de charges à faible résolution.

Il faut noter tout d'abord qu'il existe une valeur optimale τ_0 de τ qui minimalise la REE.

Elle est donnée par

$$\tau_0 = \sqrt{\frac{B}{C}}$$
.

Pour cette valeur de τ , l'expression de la REE devient*:

REE ~ 1,11
$$C_T \sqrt{\frac{A}{2} + \frac{1}{4} \sqrt{BC}} \times 10^{+5} \text{ keV (Ge)}.$$

Il est intéressant, pour faire bien ressortir l'importance relative des différents paramètres dont dépend la REE, d'en effectuer le calcul dans quelques cas particuliers.

On envisagera deux types de transistors [3].

— le FSP 401 (Fairchild) $g_m=0.2$ mA/V, $I_g=10^{-11}$ A, $A=1.35\times 10^{-11}$ (volts)² (constante du bruit BF). Capacité grille $C_{gs}+C_{gd}=2$ pF.

— le 2N2500 (Texas Instrument) $g_m = 1,5$ mA/V, $I_g = 5 \times 10^{-11}$ A. $A = 10^{-13}$ (volts)². Capacité grille $C_{gs} + C_{gd} = 26$ pF.

* Par référence avec l'article précédent, on a :

$$CEB_r = \sqrt{\frac{C\tau}{8}} \text{ et } CEB_s = \sqrt{\frac{B}{8\tau}}$$
.

Le tableau I indique les résultats de calculs concernant le FSP401, et le tableau II, le 2N2500.

TABLEAU 1

Cas n°	C _T pF	R_T Ω	B V²/Hz	C V ² /s	τ ₀ μs	τ μs	REE keV (Si)
1	4	109	5,6 × 10 ¹⁷	1,2 × 10 ⁶	6,8	τ_0	1,65
2	_	_	_			1	2
3		108	_	10-5	2,4	τ_0	2
4	_	1010	_	3×10^{-7}	13,5	_	1,55
5	10	109	_	1.9×10^{-7}	17		3,8
6	7_	_	_	´ —		10	3,9

TABLEAU II

Cas n°	C_T pF	R_T Ω	B V²/Hz	C V ² /s	το μs	τ μs	REE keV (Si)
7	29	109	$7,5 \times 10^{-18}$	3.8×10^{-8}	14	opp	1,75
8			_		I —	10	1,8
9		108	_	$2,1 \times 10^{-7}$	6	opp	2,4
10		1010	_	$ 2,1 \times 10^{-8}$	16		1,65
11	35	109	_	2.85×10^{-8}	16		2
12		_	_		_	10	2,1

L'absence de données numériques concernant C_{gs} n'a pas permis de tenir compte dans les calculs numériques, du terme i_{gs}^2 . La contribution de ce bruit est d'ailleurs assez faible.

La comparaison des résultats donnés dans ces tableaux conduit aux remarques suivantes :

- les valeurs obtenues pour τ_0 sont en général élevées ; cela tient surtout à la faible valeur de $\overline{I_g}$. En réalité, le courant de fuite $\overline{I_d}$ du détecteur est souvent supérieur de plusieurs ordres de grandeur à 10^{-11} A, ce qui diminue la valeur de τ_0 .
- la REE varie assez lentement en fonction de τ au voisinage de τ_0 (cas 1 et 2, 5 et 6, 7 et 8, 11 et 12).
- en l'absence de détecteur, le FSP401 donne une REE plus faible que le 2N2500 (cas 1 et 7), mais un détecteur ayant une capacité de 6 pF (cas 5 et 11) suffit à inverser l'ordre de mérite des deux transistors.
- l'influence de la valeur de R_T n'est pas négligeable (cas 3 et 4, 9 et 10).
- la faible valeur de son coefficient A (bruit en 1/f) contribue bien plus que la valeur relativement forte de sa pente à rendre le 2N2500 plus favorable que le FSP401 à la réalisation d'un préamplificateur de charge à faible bruit.
- dans tous les cas, il serait intéressant de disposer de transistors à effet de champ ayant une pente élevée et une capacité d'entrée faible. Malheureusement, ces deux conditions favorables ne peuvent être réalisées simultanément. On peut alors être tenté, dans le cas où C_T est élevé (détecteurs de forte capacité) de mettre en parallèle plusieurs transistors à effet de champ de capacité d'entrée faible : l'augmentation relative de la pente globale de l'étage d'entrée serait ainsi plus importante que l'augmentation relative de C_T . La résolution devrait être ainsi améliorée pour les détecteurs de forte capacité. L'expérience prouve [4 et art. suivant]

qu'il en est bien ainsi et certains préamplificateurs de charges du commerce sont équipés de deux transistors à effet de champ en parallèle.

Enfin, la valeur T de la température apparaît au numérateur dans les expressions de B et de C indiquant que la REE doit diminuer à basse température. Mais, par suite des variations de la pente g_m , le rapport T/g_m présente un minimum pour une valeur de T dépendant du type de transistor. L'expérience montre que la température conduisant à la meilleure résolution se situe généralement entre $-80\,^{\circ}\mathrm{C}$ (température de la glace carbonique) et $-180\,^{\circ}\mathrm{C}$ (température de l'azote liquide).

4. Conclusion

La réalisation d'un préamplificateur destiné à une chaîne de spectrométrie à haute résolution est tributaire des caractéristiques des transistors à effet de champ disponibles. La dispersion des caractéristiques, obtenues dans une fabrication d'éléments semiconducteurs, oblige à rechercher par un tri sévère les meilleurs de ces éléments pour cette application. Il serait souhaitable que cette sélection soit effectuée à la sortie de la chaîne de fabrication.

Les transistors à effet de champ ne sont pas les seuls composants actifs susceptibles d'entrer dans la réalisation d'un préamplificateur. Une publication récente [5] décrit un préamplificateur de charges paramétrique utilisant des diodes varactor. Les performances annoncées sont intéressantes, et il est probable que cette technique sera appelée à se développer.

Dans l'article suivant sont donnés les récents résultats expérimentaux obtenus au Département d'Electronique Générale dans la réalisation de préamplificateurs de charges à faible bruit.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] VAN DER ZIEL A. Thermal noise in field effect transistors. Proceedings of the IRE Vol 50, août 1962, pp. 1808-1812.
- [2] VAN DER ZIEL A. Gate noise in field effect transistors at moderately high frequencies. Proceedings of the IEEE Vol. 51 mars 1963, pp. 461-467.
- [3] RADEKA V. Field effect transitors in charge sensitive preamplifiers. Rapport BNL 6953 (1963).
- [4] SMITH K.F., CLINE J.E. A low noise charge sensitive preamplifier for semiconductor detectors using paralleled field effect transistors. *IEEE Transactions on Nuclear Science* Vol NS 13 n° 3, juin 1966, pp. 468-476.
- [5] RADEKA V., CHASE R.L. A parametric radiation detector preamplifier. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. NS 13, n° 3, juin 1966, pp. 477-494.

Nous informons nos lecteurs qu'un colloque aura lieu à l'instigation du Commissariat à l'Energie Atomique sous le patronage de la Sté Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, sous la dénomination de

Colloque International sur l'Électronique Nucléaire 1968

Le programme détaillé paraîtra dans l'Onde Electrique, les sujets proposés se rapporteront à l'Electronique associée à l'Energie nucléaire et corpusculaire, c'est-à-dire qu'ils engloberont les activités de notre 11^e Section.

PRÉAMPLIFICATEUR DE CHARGES A HAUTE RÉSOLUTION

PAR

G. LIBS

Service d'Instrumentation Nucléaire Centre d'Études Nucléaires de Saclay

Introduction

Le préamplificateur de charges présenté ici a été étudié en vue d'obtenir une faible résolution et une large dynamique de sortie.

Le schéma électrique adopté pour le circuit d'entrée est semblable à celui qui a été proposé par SMITH et CLINE [1]: il comporte deux transistors à effet de champ connectés en parallèle.

Après avoir donné les principales caractéristiques du préamplificateur, on indique les résultats de deux expériences qui ont permis d'effectuer une mesure physique de la résolution et de vérifier la stabilité du spectre en présence de variations importantes du taux de comptage. Ces résultats ont été relevés à la température ambiante. On indique en annexe quelques dispositions susceptibles d'améliorer la résolution.

1. Caractéristiques du préamplificateur

Les principales caractéristiques du préamplificateur (fig. 1), sont :

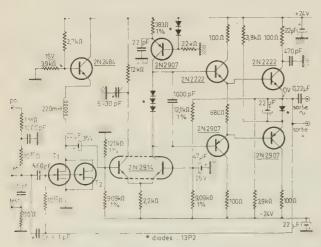


Fig. 1. — Schéma du préamplificateur de charges.

- résolution électronique équivalente : 1,1 keV (Ge),
- variation de la résolution avec la capacité du détecteur : voir figure 2,
- sensibilité: environ 50 mV/MeV,

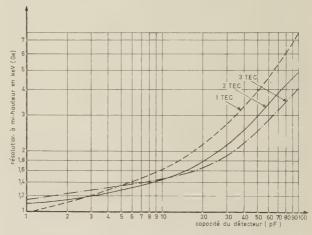


Fig. 2. — Résolution en fonction de la capacité du détecteur (température ambiante).

- perte relative de sensibilité en fonction de la capacité du détecteur : 1,5 % pour 50 pF, 3,5 % pour 100 pF,
- linéarité : 10^{-3} pour 8 V sur 100 Ω ,
- temps de montée minimal : 20 ns,
- temps de montée pour un détecteur de capacité 50 pF: 45 ns,
- temps de descente avec couplage continu : 10⁻² s,
- impédance minimale de charge : 100 Ω ,
- tension de sortie maximale : \pm 10 V sur 100 Ω ,
- alimentation: \pm 24 V (\pm 20 %).

Remarques

La résolution dépend beaucoup des performances des transistors à effet de champ qui équipent le cir-

cuit d'entrée. Les résultats indiqués ici ont été obtenus avec deux 2 N 3823 (Texas Instruments) sélectionnés parmi 10 pièces. Le transistor 144 BF YA (Radiotechnique) semble donner des résultats tout à fait comparables. Une sélection qui pourrait être faite sur la chaîne de production de ces transistors devrait permettre d'obtenir, dans une réalisation industrielle de ce préamplificateur, des caractéristiques équivalentes à celles données ici.

La figure 2 montre que la résolution, pour un détecteur de capacité inférieure à 3 pF, est meilleure avec un seul transistor à effet de champ. Au contraire, pour un détecteur de très forte capacité, il peut être favorable de connecter plusieurs transistors en paral-lèle. On a choisi d'équiper ce préamplificateur de deux transistors, et de réserver dans le circuit de l'étage d'entrée l'espace permettant à l'utilisateur d'en connecter deux autres. La présence d'une self (ayant une faible résistance) comme impédance de charge de cet étage est nécessaire pour maintenir constante la tension de polarisation drain-source, quel que soit le nombre de transistors montés en parallèle.

La pente et la capacité grille-source des transistors à effet de champ dépendent de la tension de polarisation de grille. Cette tension pourrait donc être ajustée à une valeur optimale correspondant au minimum de bruit pour une capacité extérieure donnée. Cependant, cette valeur optimale n'est pas critique pour une capacité extérieure supérieure à quelques picofarads, et elle est très voisine de 0 V. C'est pourquoi la source des transistors d'entrée est mise directement à la masse.

La capacité ajustable de 5 à 30 pF qui se trouve dans l'étage différentiel est accessible de l'extérieur du boîtier. Elle permet d'atténuer l'augmentation du temps de montée du signal qui survient lorsqu'on utilise un détecteur de forte capacité.

Une application du théorème de CAMPBELL permet de montrer que la valeur efficace des fluctuations de la tension en sortie du préamplificateur est proportionnelle à $\sqrt{N\theta}$, N étant le taux de comptage moyen des impulsions, et θ la constante de temps du préamplificateur.

Quand la résistance de fuite de grille Rg des transistors d'entrée est reliée à la masse, θ à la valeur $Rg \times GCr$ (G, gain en tension du préamplificateur sans contre-réaction; Cr, capacité de contre-réaction). En mettant Rg en parallèle avec Cr, on donne à θ la valeur G fois plus faible $Rg/G \times GCr = Rg Cr$. On diminue ainsi la probabilité pour que la crête des impulsions atteigne une amplitude telle que le régime de fonctionnement de l'étage de sortie ne soit plus linéaire.

Le potentiel continu en sortie est très voisin de 0V, ce qui permet de réaliser une liaison directe avec l'amplificateur qui suit.

2. Résultats expérimentaux

Les résultats suivants ont été relevés au cours d'une expérience de spectrométrie utilisant cet appareil :

2.1. MESURE DE RÉSOLUTION SUR UN SPECTRE OBTENU AVEC UNE SOURCE DE $_{57}\mathrm{Co}$

Caractéristiques de la jonction utilisée

Type: germanium compensée au lithium

Surface: 1 cm² Epaisseur: 4 mm.

Conditions de mesure

Température de la jonction : -180 °C Tension de polarisation : -200 V

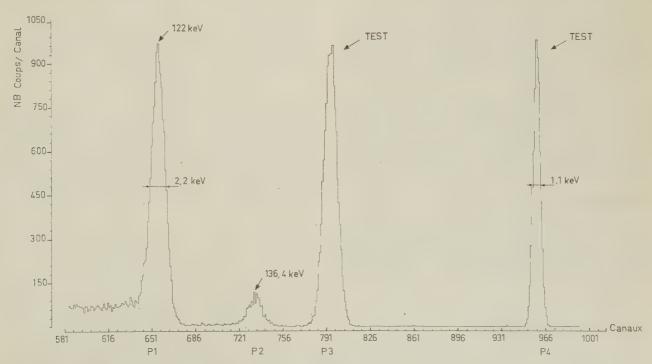


Fig. 3. — Spectre du 57Co.

Résistance de polarisation de la jonction : $10^{10} \Omega$ Constante de temps de mise en forme : $3,2 \mu s$ (valeur commune des constantes de temps de différentiation et d'intégration).

La chaîne de spectrométrie comprend le préamplificateur de charges, un amplificateur TC 200 (Tennelec) et un convertisseur C A 13 (Intertechnique) associé à un bloc mémoire BM 96 (Intertechnique). On obtient sensiblement les mêmes résultats avec un amplificateur type MAP 11 du standard Renatran).

Le spectre enregistré est représenté sur la figure 3. Les pics P_1 et P_2 correspondent respectivement aux rayonnements d'énergies 124 keV et 136,4 keV. La résolution à mi-hauteur est de 2,2 keV.

Le pic P_3 est engendré par un générateur d'impulsions branché sur l'entrée « test » pendant la mesure. Le pic P_4 correspond au spectre de ces impulsions en l'absence du détecteur. Cette mesure permet de connaître la résolution électronique de la chaîne (1,1 keV).

2.2. MESURE DE LA STABILITÉ DU PIC TEST EN FONCTION DU TAUX DE COMPTAGE

Conditions de mesure

jonction au silicium, épaisseur 1 mm source $\alpha \to Am^{241}$ (Energie ~ 5 MeV)

amplificateur comportant deux circuits différenciateurs et un circuit intégrateur de même constante de temps égale à $1~\mu s$.

sélecteur S A 40 B (Intertechnique).

Résultat de mesure

En faisant varier la distance de la source au détecteur, on modifiait le taux de comptage qui pouvait atteindre 40 000 coups/s. L'impulsion test issue d'un générateur type IEV 3 était enregistrée pendant le même temps. Le déplacement du pic correspondant sur le sélecteur n'a pas atteint 1 %.

Le théorème de Campbell montre que, dans les conditions de l'expérience, la valeur efficace de la fluctuation de la tension de la ligne de base était voisine de 3 V. Quant à l'amplitude du signal d'entrée, elle était voisine de 0,25 V (sensibilité du préamplificateur 50 mV/MeV).

Dix exemplaires de cet appareil (fig. 4) ont été construits au CEN de Saclay et confiés à différents laboratoires de physique. Les expériences effectuées ont montré que ce préamplificateur répond aux besoins d'un assez grand nombre de physiciens : son industrialisation est en cours sous le sigle PS C 20.

Remerciements

L'auteur tient à remercier Monsieur J.P. LEGRAND (DEG-LMR) et Monsieur R. CHAMINADE (SPNME) pour les précieux conseils qu'ils lui ont donnés, et pour les facilités matérielles qu'ils lui ont apportées au cours des expériences.

ANNEXE

Amélioration de la résolution

Les dispositions suivantes permettent d'améliorer la résolution :



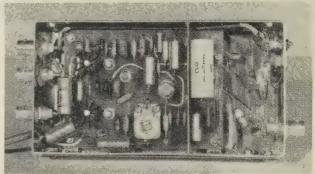


Fig. 4.

- Placer l'étage d'entrée dans le cryostat utilisé pour refroidir le détecteur. Les conditions de bruit minimal sont réalisées en portant les transistors d'entrée à la température qui donne à leur pente sa valeur maximale. Cette température dépend en général du type de transistor utilisé, elle est comprise entre $-80\,^{\circ}\mathrm{C}$ et $-180\,^{\circ}\mathrm{C}$.
- Supprimer la résistance de polarisation du détecteur et la capacité de liaison entre le détecteur et les grilles des transistors (fig. 5). Dans ce cas, la tension grille-source des transistors est (voir figure) :

$$Vgs = Rg (Ig - Id).$$

Cette tension est, en général, négative et tributaire de *Id*. La tension d'alimentation de la source doit être réglable pour pouvoir ajuster *Vgs* en fonction de la tension du détecteur, afin d'obtenir le bruit minimal.

Au cours du réglage, il faut veiller à ne pas dépasser les limites de fonctionnement des transistors.

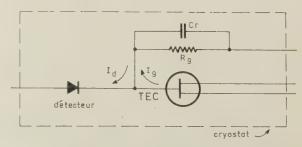


Fig. 5. — Vgs = Rg(Ig-Id).

Cette disposition permet d'utiliser des détecteurs de type P ou N.

• Supprimer la résistance R_g . Cela n'est possible que pour des détecteurs ayant un très faible courant de fuite et une faible capacité. Cette disposition ne convient qu'aux basses énergies et à des taux de comptage faibles car la constante de temps θ est très élevée.

Un tel montage (en supprimant R_g) a pu être utilisé avec le détecteur au germanium précédent (fig. 6). L'impulsion de test peut être injectée sans perturber la résolution.

Pour rendre plus homogène la densité de charges et pour diminuer la capacité du détecteur, celui-ci a subi un traitement approprié. On estime que sa capacité est inférieure à 5 pF. La figure 7 montre le montage mécanique du détecteur et du transistor à effet de champ à l'intérieur du cryostat.

Mesure de résolution sur un spectre obtenu avec une source de 57 Co.

- Température de la jonction : −180 °C.
- Température du TEC : voisine de −130 °C.
- -- Tension de polarisation du détecteur : -450 V.
- Taux de comptage : 1 000 coups par seconde.
- Constante de temps de mise en forme : 1,6 μ s.

Le spectre enregistré est représenté sur la figure 8. Le pic P_3 est engendré par un générateur d'impulsions branché en « Test » pendant la mesure.

L'amélioration de la résolution sur le pic P_1 du $_{57}$ Co est due principalement au refroidissement du transis-

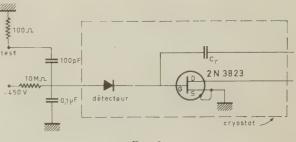


Fig. 6.

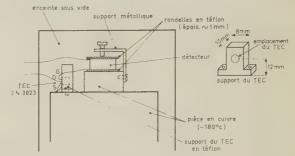


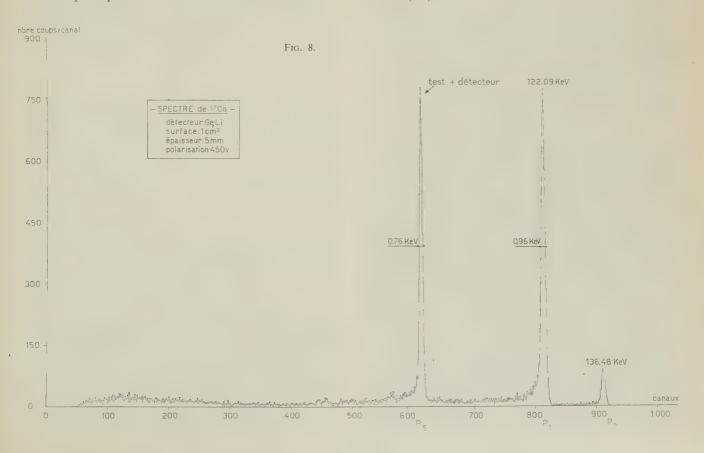
Fig. 7. - Montage du détecteur et du TEC.

tor d'entrée et à la diminution des capacités parasites dues au câblage.

La résolution électronique du préamplificateur sans le détecteur est inférieure à 0,6 keV.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] SMITH K.F., CLINE J.E. A low-noise charge sensitive preamplifier for semiconductor detectors using paralleled FET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1966, NS 13.3.
- [2] ELAD E., NAKAMURA M. Low-energy spectra mesured with 0,7 keV resolution. (Nuclear Instruments and methods), 1966, 42, 315.



LINÉARITÉ INTÉGRALE ET DIFFÉRENTIELLE

PAR

G. ANDRÉ*, L. BLOQUET, J.C. BRUN et A. HRISOHO

Institut de Physique Nucléaire Orsay

1. Introduction

Nous avons étudié depuis 1962, et développé depuis 1964, un certain nombre de convertisseurs analogiques à composition de poids, souvent appelés convertisseurs à approximations successives.

Avant d'étudier les qualités et les défauts de ce type d'appareil, il faut expliquer pourquoi nous avons engagé ce travail alors que nous disposions et que nous disposons toujours au Laboratoire de Physique Nucléaire, de nombreux convertisseurs à rampe (Type Wilkinson).

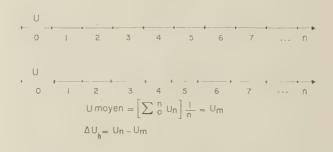
Nous avons ressenti vers 1961-1962, le besoin d'un puissant système d'analyse multiparamétrique et nous nous sommes orientés vers une solution à calculateur en ligne et en temps réel [1].

Cet analyseur, prévu au départ pour plus d'un million de canaux, nécessitait un grand nombre de convertisseurs. Le mot à l'entrée était de 26 bits et il fallait pouvoir répartir les bits selon les besoins entre les convertisseurs. Du fait de sa logique, le convertisseur à poids est plus économique pour arriver à ce résultat [2]. Ensuite, l'analyse multiparamétrique, du fait même de la corrélation entre les paramètres mesurés dans les applications que nous envisagions, ne conduit pas à des histogrammes avec beaucoup d'événements à chaque adresse, bien que le travail auprès d'accélérateurs pulsés nécessite un temps de conversion bref. Pour une analyse biparamétrique de 1 000 x 1 000 canaux, nous n'arrivons que très rarement à 103 coups dans les pics les plus élevés. L'erreur statistique reste donc grande. Dès le départ, de telles considérations nous ont conduits à choisir des appareils à pesées successives dont la supériorité manifeste est la rapidité, passant outre leur réputation de linéarité

Avant de poursuivre l'étude, il nous faut définir la linéarité différentielle et la linéarité intégrale (fig. 1). Quand une échelle est quantifiée, on s'attend à ce qu'elle soit formée de « n » unités égales ; en pratique l'échelle vraie de l'appareil est formée de segments inégaux U_0 , U_1 ... U_n .

On définit
$$U$$
 moyen = $\frac{I}{n} \sum_{n=0}^{n} U_n = U_m$.

L'écart entre U_n et U moyen est : $\Delta U_n = U_n - U_m$.





* Ingénieur à la Société d'Application Industrielle de la Physique.

FtG. 1.

différentielle médiocre. En effet, à technologie semblable, ils sont plus rapides et coûtent moins cher que les Wilkinson. On peut dire en gros que si un Wilkinson a « n » canaux, son temps mort maximal est de « $n\Delta t$ » Δt étant l'unité de temps). Le système à poids équivalent a un temps mort de Log_2 $n \cdot \Delta t$.

La distribution « ΔU » de « n » définit complètement la linéarité différentielle. S'il n'y avait que du bruit statistique comme perturbation des « U_n », on pourrait prendre le σ de la distribution, mais il y a des erreurs systèmatiques et nous prenons donc l'écart maximal de la distribution, soit $\pm \Delta u(\max)$ comme mesure de linéarité différentielle.

La linéarité intégrale peut se définir de la même façon. Un nombre U_n de l'échelle vraie n'est pas à sa place.

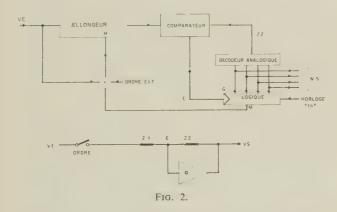
L'erreur relative sur la place s'écrit :

$$\lambda_n = \frac{\sum_{0}^{n} U_n - nU_m}{nU_m} = \frac{\sum_{0}^{n} \Delta U_n}{nU_m}$$

 $((\lambda_n))$ est aussi une distribution de n.

2. Etude générale du convertisseur à poids

Le diagramme bien connu de cet appareil est représenté à la figure 2, joint à une représentation d'amplificateur opérationnel, cela afin de marquer clairement l'analogie entre les deux systèmes.



Remarquons la présence de l'allongeur qui doit garder la mémoire de l'information analogique (ici l'amplitude d'impulsion). Le comparateur doit délivrer des signaux « plus grands » ou « plus petits » à la logique, elle-même pilotée par une horloge (dans les systèmes synchrones, les seuls dont nous parlerons ici). Le convertisseur numérique-analogique dont la tension de sortie doit être proportionnelle au nombre affiché est l'organe de pesée ; c'est la « boîte de poids ».

Reprenant l'analogie avec l'amplificateur opérationnel, nous voyons que le système « comparateur → logique » est équivalent à un amplificateur à très grand gain (la plus petite décision doit donner une information logique standard).

Les impédances Z_1 et Z_2 sont analogues aux impédances de l'allongeur et du codeur numérique-analogique à impédance constante. Tout se passe comme si nous avions un amplificateur opérationnel fonctionnant avec un temps quantifié, avec une distribution de transfert et non une fonction de transfert Cette question, très intéressante du point de vue théorique, sort du cadre de cet article. L'essen-

tiel est que l'on voie bien qu'il y a identité entre la tension de l'allongeur et le nombre. Le système n'est pas libre, il est bouclé. C'est à cause de cette structure que la linéarité intégrale est excellente. Autrement dit, les non-linéarités différentielles consécutives se compensent.

La notion de réponse transitoire dans un temps quantifié introduit aussitôt l'idée qu'un nombre calculé par l'appareil a une histoire et que le nombre, résultant du calcul, dépend sans doute de cette histoire qui est en quelque sorte le patrimoine de chaque canal du convertisseur.

Voici un diagramme de cette histoire dans un cas simple de 4 bits '(fig. 3).

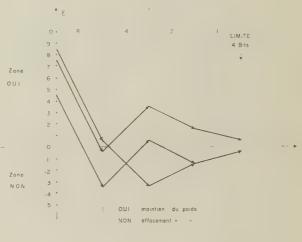


Fig. 3

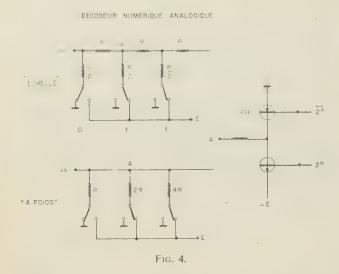
- L'axe des abscisses que nous n'avons pas voulu appeler ici l'axe des temps car c'est un diagramme et non une représentation réelle des tensions) est traversé par les zones « poids 8 » « poids 4 » « poids 2 » « poids 1 ».
- L'ordonnée représente la tension d'erreur ε délivrée par le comparateur.

L'axe des abscisses divise l'espace du diagramme en deux zones (décision « oui », c'est-à-dire laisser le poids; décision « non », c'est-à-dire retirer le poids). Les vecteurs représentent l'histoire de la mesure. On voit la convergence de la série.

En résumé, à la vue du diagramme général, on comprend pourquoi la linéarité intégrale est assurée par l'asservissement et on se rend compte de l'importance de l'histoire du calcul du nombre, ce qui va permettre de trouver les causes de non-linéarité différentielle.

1.2. CODEUR NUMÉRIQUE ANALOGIQUE

Les poids sont des tensions obtenues en faisant circuler du courant dans des résistances ; il faut déterminer le rôle des erreurs sur les tensions du générateur et des erreurs sur les résistances. Deux dispositifs de codeurs existent et sont en compétition (fig. 4).



Tous deux sont évidemment des réseaux à impédance apparente constante [3]. Le circuit en échelle utilise les mêmes résistances tout au long de la chaîne, alors que le circuit dit « à poids » exige des résistances de valeur croissante.

Le calcul complet des deux réseaux en tenant compte des capacités parasites est fastidieux et ne donne pas de résultats exploitables; en effet, les capacités qui jouent le rôle prépondérant sont inaccessibles à une modification favorable. Néanmoins, on peut mettre en évidence que le circuit à poids est favorable pour peu de bits (le rapport entre les poids extrêmes ne doit pas dépasser 32); d'autre part, le réseau en échelle est très intéressant si son impédance caractéristique est basse.

Cette étude nous a conduits à utiliser un circuit alliant les avantages des deux types de réseaux (fig. 5). L'existence de l'élément « 8-4-2-1 » et sa répétition est un avantage très grand pour la réalisation pratique. Les valeurs de Z, R, z du schéma permettent de faire soit un appareil binaire, soit un appareil décimal, ou duodécimal, etc...

Z, R, z répondent aux conditions suivantes :

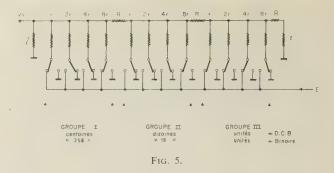
$$Z = R + \frac{I}{\alpha + \frac{I}{Z}}$$

$$z = \frac{I}{\alpha \frac{I}{R + z}}$$

$$\alpha = \frac{I}{r} \frac{2n - I}{2(n - I)}$$

A titre d'exemple, pour un circuit décimal codé binaire (1-2-4-8) :

$$Z = \frac{24}{5} r$$
, $z = \frac{24}{50} r$, $R = \frac{108}{25} r$.



Nous utilisons des résistances « Vishay-Sfernice » dont la variation de résistance est inférieure à 10⁻⁵ entre 20 °C et 30 °C.

Une dernière question se pose : peut-on régler les poids ? Le tableau suivant montre quelques propriétés très intéressantes.

Canal	Composition	Largeur
50	(50+1)-50	1
51	(50+2)-(50+1)	2-1
52	(50+2+1)-(50+2)	1
53	(50+4)-(50+2+1)	4-2-1
54	(50+4+1)-(50+4)	1
55	(50+4+2)-(50+4+1)	2-1
56	(50+4+2+1)-(50+4+2)	1
57	(50+8) - (50+4+2+1)	8-4-2-1

On voit que les canaux pairs dépendent uniquement de la valeur du poids 1, que les canaux 1 et 5 sont égaux, etc.

Cette remarque permet d'effectuer très simplement un réglage de linéarité différentielle. La figure 6 donne, par exemple, des résultats obtenus dans cette voie en ne faisant varier que le plus petit poids (0,98; 1;1,01); la valeur 1,01 donnant dans ce cas, la meilleure linéarité différentielle.

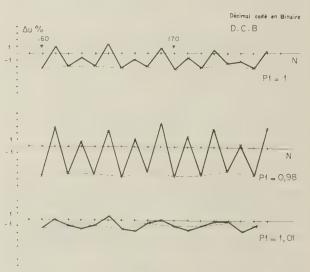


Fig. 6.

2.2. Interrupteur de commutation du circuit

Il ne s'agit pas de relais mais de transistors. Le principe en est représenté à côté des réseaux, en figure 4. La résistance est connectée soit à E, soit à la masse. Dans les deux cas apparaît un V_{CE} résiduel lorsque l'on sature l'un ou l'autre des transistors. Ce V_{CE} résiduel semble être une cause d'erreur car il dépend du courant.

Si on calcule un réseau du type à poids, on voit que l'erreur apportée par cette tension de déchet pour le poids (n) est de la forme :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta E} = \frac{K}{Rn}$$

 V_s = tension de sortie

 $\Delta E = V_{CE}$ résiduel

K = impédance apparente du réseau

 $R_n = \text{poids d'ordre } n.$

Or, V_{CE} résiduel est une fonction de I_c donc de R_n et I_b . Selon le poids R_n , en ajustant les courants de saturation de base, on arrive à réduire cette cause d'erreur.

Nous avons donc étudié les réseaux de courbes de V_{CE} résiduel en fonction de I_b pour diverses charges apparentes et pour de nombreux transistors. Malheureusement, après avoir effectué ces corrections, la linéarité différentielle ne s'est pas sensiblement améliorée : les erreurs principales ont donc une autre origine.

2.3. Comparateur

Le comparateur est l'organe de mesure ; il doit être sensible (200 μV environ), rapide (une décision par unité de temps), enfin, il doit être stable et fidèle. Son hystérésis doit être réduite au minimum car il travaille souvent et selon des cycles variables.

Nous ne nous étendrons pas sur les difficultés et les déboires que nous avons eus en reproduisant des comparateurs classiques. Nous avons, en fin de compte, réalisé un comparateur à hystérésis contrôlée, d'une sensibilité de 100 μ V pouvant travailler à 50 MHz. Les idées de base qui ont présidé à sa réalisation sont les suivantes :

- 1º Séquence de travail bien définie
 - a) Etablissement des niveaux,
 - b) Lecture,
 - c) Remise au repos (contrôle de l'hystérésis),
 - d) Transmission du signal logique de décision.

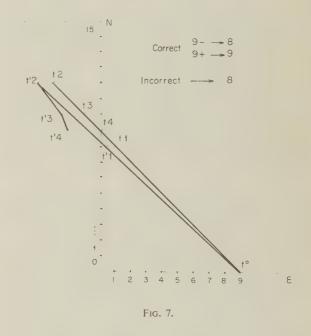
On voit qu'il n'y a jamais de mesure pendant une transition : cela est extrêmement important pour la précision.

- 2º II s'agit d'une mesure de courant et non de tension.
- 3º La stabilité en température est obtenue par une correction différentielle de température moyenne.

- 4º L'organe bistable de précision est une diode d'Esaki.
- 5º La comparaison se fait sur un circuit linéaire algébrique (réseau de résistances).
- 6° L'échauffement instantané de la base dans l'étage différentiel pendant une transition est très faible (le courant est limité : la puissance maximale dissipée dans la base est de 4·10⁻⁴ W pendant 10⁻⁶ s).

2.4. ALLONGEUR

C'est la cause principale des perturbations de la linéarité différentielle. Pour comprendre l'effet d'une variation, même très petite de la tension « allongée », il est nécessaire de représenter sur un diagramme, en ordonnée le nombre « N » de sortie et, en abscisse, la tension au niveau du comparateur et d'examiner sur ce diagramme l'évolution du calcul et des tensions de l'allongeur, en particulier lorsque l'on se trouve à la limite de deux canaux. C'est ce qui est représenté sur les figures 7 et 8.



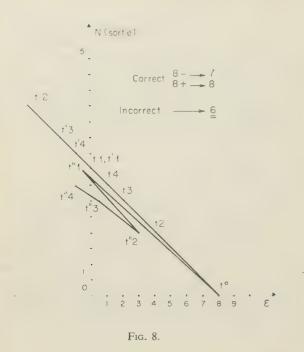
Sur la figure 7, on voit le diagramme d'analyse correcte à la limite (9-) (9+) et d'analyse incorrecte si la tension mesurée a baissé pendant la conversion ; ici on a supposé une grossière diminution de l'ordre de 0,5 V par unité de temps.

Sur la figure 8, on voit le diagramme d'analyse correcte pour la limite (8—) (8+) et le diagramme d'analyse incorrecte.

On trouve les résultats suivants :

Figure 7 Analyse correcte
$$9 + \rightarrow \text{canal } 9$$

Analyse incorrecte $9 + \rightarrow \text{canal } 8$
 $9 + \rightarrow \text{canal } 8$
 $9 + \rightarrow \text{canal } 8$
 $9 + \rightarrow \text{canal } 8$
Analyse correcte $9 + \rightarrow \text{canal } 8$
 $9 + \rightarrow \text{canal } 8$
 $8 + \rightarrow \text{canal } 8$
 $8 - \rightarrow \text{canal } 7$
Analyse incorrecte $8 + \rightarrow \text{canal } 6$
 $8 + \rightarrow \text{canal } 6$
 $8 + \rightarrow \text{canal } 6$



L'erreur est considérable et elle porte sur les canaux correspondant aux poids voisins d'une puissance de 2 d'exposant élevé (en binaire canaux 512 - 256 - 128; en décimal codé binaire canaux 800 - 400 - 200).

L'expérience confirme cette analyse : pour obtenir une linéarité différentielle de \pm 3 % sur 1 000 canaux avec une vitesse de conversion de 1 μ s par décision, il est absolument nécessaire que l'allongeur ne varie pas de \pm 3 % de la largeur d'un canal pendant toute l'analyse (12 μ s). Cela donne une valeur de constante de temps pour la fuite de l'allongeur qui est très réalisable.

Malheureusement, l'allongeur est affecté de quelques effets parasites considérables devant les spécifications précédentes. Citons par exemple le temps de restitution de la diode de charge de la capacité de mémorisation : si le condensateur a une valeur élevée : 1 000 pF par exemple, la diode de charge est parcourue par un courant intense pendant le temps de montée de l'impulsion analysée; il s'ensuivra une légère variation de tension après la fermeture de la diode, variation qui est supérieure à 3 % du canal pendant les premières décisions du comparateur. De même une charge trop rapide de la capacité va exciter le circuit « capacité self de câblage » dans des proportions telles qu'une oscillation va apparaître dont l'amplitude dépasse les erreurs tolérées pendant les premières décisions. C'est pourquoi, l'effet observé pratiquement est surtout sensible sur les poids exacts les plus élevés, c'est-à-dire ceux qui sont mis en œuvre au début de l'allongement.

La figure 9 montre une portion de courbe de linéarité différentielle réalisée avec un appareil ayant un mauvais allongeur. On voit en particulier que les canaux 400 et 800 ne sont plus alignés avec les canaux pairs. Cet effet n'est pas modifiable en réglant des poids. Il disparaît si on améliore l'allongeur en limitant le courant de charge du condensateur par réduction de sa capacité à une valeur aussi faible que possible, compatible avec les fuites de courant pendant le temps d'allongement.

En développement, nous avons un circuit allongeur utilisant des diodes à faible courant inverse (I < 5 nA), et à faible temps de restitution, l'information étant prélevée sur la capacité par un transistor à effet de champ.

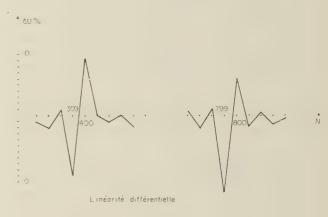


FIG. 9.

3. Résultats actuels

Actuellement, sans réglage autre que le poids 1 et les diviseurs par 10, nous réalisons des 1 000 canaux à 1 μ s par bit, soit 12 μ s pour 1 000 canaux et \pm 3 % de linéarité différentielle.

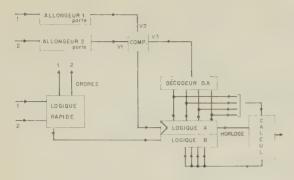
Un autre modèle (binaire) en micromodules donne $1\,024$ canaux à $0,50\,\mu s$ par bit, soit $5\,\mu s$ avec $\pm\,3\,\%$ de linéarité différentielle. Signalons au sujet de ce type de convertisseur une variante publiée récemment par M. Gorbatenko (IBM System Dev. Division) [4]. Il atteint une conversion à 15 bits sans recouvrement, ce qui équivaut sensiblement à une linéarité différentielle de $2\,\%$ pour $1\,000$ canaux.

Nous n'utilisons pas de dispositif à échelle glissante (principe proposé par le Professeur GATTI) [5], bien que cela soit peu onéreux pour nous, l'essentiel de ce travail pouvant être fait par le calculateur auquel sont reliés nos convertisseurs.

4. Perspectives

Poussant plus loin la comparaison des convertisseurs à pesées successives avec les amplificateurs opérationnels, nous allons mettre en service, dans les jours qui suivent, des circuits réalisant directement les additions et les soustractions d'impulsions. La rapidité de fonctionnement permet en outre de faire analyser plusieurs allongeurs par le même bloc de conversion. Cela représente une très sérieuse économie pour l'analyse multiparamétrique (fig. 10).

Enfin, nous allons utiliser, d'une façon plus puissante, l'organe logique en le pilotant par le calculateur. Ainsi nous pourrons analyser les impulsions répondant aux conditions fixées par le calculateur et les conditions elles-mêmes seront variables. Un système convergent peut ainsi être réalisé ce qui reporte la puissance du calculateur en ligne au niveau même du convertisseur. Ce dernier avantage montre pourquoi le convertisseur à poids doit être rapide car il



Logique A : CONVERGENCE DE CONVERSION
Logique B : DETERMINATION DES ZONES D'INTERET
SOUS CONTRÔLE DU CALCULATEUR

Fig. 10.

est nécessaire que l'horloge du calculateur (cycle de base) pilote le convertisseur. Un ensemble ayant des propriétés de choix d'impulsions par auto-apprentissage peut ainsi être programmé.

Ces deux derniers exemples montrent qu'il n'est pas inutile de travailler à l'amélioration des convertisseurs à poids ; des perspectives intéressantes sont ouvertes pour ce genre d'appareil dans un secteur que ne recouvre pas exactement celui des Wilkinson.

Nous attachons, pour notre part, beaucoup d'importance à l'organe d'acquisition numérique et nous orientons nos travaux actuels vers la création d'outils ayant des possibilités plus vastes que la seule conversion numérique de données.

Notre étude des convertisseurs à poids nous a fait déboucher ainsi sur des voies ouvrant quelques perspectives nouvelles en électronique nucléaire.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Brun J.C., Verroust G., Victor C. Journal de Physique et le Radium. Tome 23, n° 6129A, juin 1962.
 Brun J.C., Victor C. Journal de Physique et le Radium. Tome 24, n° 11954, novembre 1963.
- [2] PEARMAN C.R., PAPADI A.E. Electronics, vol. 37, 1964, n° 8, page 28.
 STEPHENSON Barbara W. — Publication E5100 7/64. Digital Equipment Corporation, Maynard, Massachussett.
- [3] PAUMARD A. Onde Electrique, nº 450, page 906, septembre 1964.
- [4] GORBATENKO G.G. I.E.E.E. part 3 (Computers), mars 1966, page 39.
- [5] COTTINI C., GATTI E., SVELTO V. Nuclear Instruments and Methods, n° 24, 1963, page 241.

COMPARAISON DE QUELQUES PROCÉDÉS DE CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE

PAR

P. F. GOULÉE

Société Intertechnique

1. Introduction

Les récents progrès effectués dans la détection des rayonnements γ grâce aux détecteurs à jonctions (germanium-lithium) ont permis de prétendre à des résolutions en énergie de l'ordre de 1 keV.

Pour obtenir une bonne précision d'une mesure d'énergie, la largeur totale occupée par le pic, mesurée à mi-hauteur, doit être de plusieurs « canaux » (ou divisions élémentaires de codage de la gamme d'énergie étudiée).

On en déduit aisément que plusieurs milliers de canaux sont nécessaires au convertisseur analogique - numérique pour couvrir une gamme d'énergie de l'ordre de 1 MeV.

Ce grand nombre de canaux est donc une nouvelle caractéristique des convertisseurs analogique-numérique modernes utilisés dans le domaine de la spectrométrie nucléaire.

Les caractéristiques d'un tel convertisseur, que l'on doit rendre optimales, sont :

- la linéarité intégrale,
- la linéarité différentielle.
- la stabilité vis-à-vis des variations de température,
- la stabilité vis-à-vis du taux de comptage,
- la vitesse de conversion.

Si les trois dernières ont une définition presque implicite, les deux premières méritent un peu plus d'attention.

1.1. Définition de la linéarité intégrale

On appelle erreur de linéarité intégrale l_i (ou plus simplement « linéarité intégrale ») l'écart relatif maxi-

mal entre la courbe de réponse entrée-sortie et une droite idéale ne passant généralement pas par l'origine.

Sur la figure 1, on a représenté la courbe de réponse réelle e=f(c) où e représente l'énergie (entrée); et c

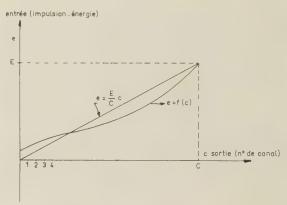


Fig. 1

le numéro de canal (sortie), et pour simplifier, la droite d'équation $e = \frac{E}{C}c$ joignant l'origine au point d'éner-

gie maximale E (dernier canal C). Par simplification on a représenté des courbes continues au lieu de courbes en escalier, comme c'est le cas en réalité (à cause de la quantification).

On a ainsi pour définition de l'écart de linéarité intégrale :

$$l_i = \frac{f(c) - \frac{E}{C}c}{E} \times 100 \%$$
 (1)

avec un écart nul pour le dernier canal.

Le maximum de la valeur absolue de l_t , $|l_t|_{\text{max}}$, est l'erreur de linéarité intégrale.

^{*} Conférence prononcée au cours de la demi-journée d'études de la 12° Section de la SFER, le 11 mai 1966, sur l'Amplification proportionnelle et le Codage d'amplitude, en Instrumentation nucléaire.

1.2. Définition de la linéarité différentielle

N° 488 bis, novembre 1967

L'erreur de linéarité différentielle (ou plus simplement linéarité différentielle) exprime le maximum de l'écart relatif de largeur d'un canal par rapport à la largeur moyenne des canaux. La largeur d'un canal est la différence entre les énergies (ou, pratiquement, les amplitudes des impulsions de tension qui les représentent) correspondant aux deux limites de ce canal.

L'écart de linéarité différentielle a pour définition :

$$l_d = \frac{\Delta e_c - \overline{\Delta e}}{\Delta e} \times 100 \text{ (en \%)}$$
 (2)

où Δe_c représente la largeur du canal de rang c;

et Δe représente la largeur moyenne des canaux.

Le maximum de la valeur absolue de l_a soit $|l_a|_{\text{max}}$ est l'erreur de linéarité différentielle.

Pratiquement, la mesure de la linéarité différentielle s'effectue à l'aide d'une dent de scie lente et supposée parfaitement linéaire échantillonnée par des impulsions récurrentes, à une fréquence telle que le plus d'impulsions possible soient codées dans le même « canal » au cours d'un balayage de la dent de scie. Il est facile de démontrer et on devine que, au bout d'un certain nombre de balayages, le nombre d'impulsions N_c dans le canal c est proportionnel à la largeur Δe_c de ce canal.

On peut ainsi donner une définition de l'écart de linéarité différentielle correspondant à la façon de la mesurer :

$$l_d = \frac{N_c - \overline{N}}{\overline{N}} \times 100 \text{ (en \%)}$$
 (3)

 N_c = nombre d'impulsions accumulées dans le canal de rang C

 \overline{N} = nombre moyen d'impulsions accumulées par canal.

La courbe obtenue par le procédé décrit ci-dessus affecte l'allure de celle de la figure 2.

Une droite horizontale correspondrait à une erreur nulle.

La définition que nous avons donnée comporte deux termes dont l'un représente la dérivée de la courbe de réponse moyenne et l'autre des accidents autour de cette dérivée, dus à des causes diverses dont nous



Fig. 2

parlerons plus loin. C'est uniquement ce deuxième terme qui est original dans la notion de linéarité différentielle car il exprime, en quelque sorte, la difficulté plus ou moins grande qu'aura le physicien à distinguer des pics physiques d'une certaine largeur, d'une certaine activité et séparés par une certaine « distance » en énergie.

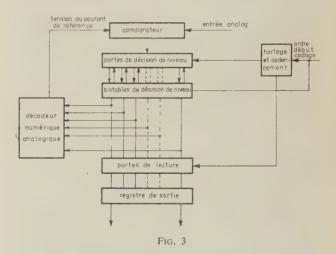
C'est sur cette notion de linéarité différentielle, propre à la conversion analogique numérique appliquée à l'instrumentation nucléaire, que portera principalement, dans ce qui va suivre, la comparaison des différents procédés.

2. Comparaison de différents procédés de conversion analogique-numérique

Dans notre exposé, on supposera que la représentation électrique de l'énergie à coder est une tension.

2.1. MÉTHODE D'APPROXIMATIONS SUCCESSIVES OU PAR POIDS

Cette méthode est la plus couramment utilisée en dehors de l'instrumentation nucléaire (voltmètres numériques). La figure 3 représente le diagramme fonctionnel général.



Soit v la tension à coder et V la valeur maximale qui peut être codée dans la gamme de fonctionnement.

Dans le domaine qui nous intéresse, la tension v est celle correspondant au sommet d'une impulsion de courte durée. Un dispositif de mémoire doit donc maintenir l'entrée analogique du convertisseur au potentiel v pendant toute la durée du processus de « pesées » successives.

Première opération

On compare v à V/2 par positionnement à 1 du bistable libérant la tension de plus fort poids V/2 (les autres étant à 0).

Si v > V/2 le bistable est maintenu à 1 ; si v < V/2 le bistable est mis à 0.

Deuxième opération

Le bistable de plus fort poids étant à la position choisie à la fin de la première opération, on met à 1 le bistable de poids immédiatement inférieur dont la tension correspondante V/4 est additionnée à 0 ou V/2 (suivant le résultat de la précédente opération).

Le résultat de cette comparaison indique si le bistable sera mis à 1 ou à 0 pour la comparaison suivante ;

Troisième opération

On ajoute V/8 à la tension correspondant aux résultats précédents et on compare à v.

On comprend immédiatement qu'il y aura autant de comparaisons que le nombre binaire comporte de digits.

Si l'on veut coder en 1 024 points, il faut 10 opérations de comparaison puisque 1 024 = 2^{10} .

La vitesse de conversion est, en gros, proportionnelle à $\log_2 N = n$ où N représente le nombre de canaux $(N = 2^n)$.

C'est le principal avantage du système ; cet avantage est payé par une linéarité différentielle intrinsèque généralement mauvaise. On peut s'en faire une idée en essayant d'imaginer à quoi correspond physiquement la largeur des différents canaux.

Donnons-nous un exemple concret : on se propose de coder en 1 024 canaux avec une linéarité différentielle de l'ordre de 1 %.

La tension de référence (schéma fig. 3) fournie par le décodeur analogique numérique après la comparaison du digit de plus petit poids est déterminée par une combinaison parmi 1 024 possibles de 10 résistances de précision dont chacune peut être ou non mise en service.

Les deux frontières qui déterminent la largeur d'un canal correspondent à la limite de changement d'une combinaison finale des résistances. La largeur du canal est déterminée par la différence de deux combinaisons successives. On se rend compte que l'égalité des largeurs de canaux à 1 % près nécessite que les résistances soient d'une précision telle que la différence entre deux combinaisons successives soit de 1 % de la largeur de canal. La précision nécessaire à chacune des 10 résistances est de plus en plus faible à mesure que le poids correspondant décroît. Pour le poids le plus élevé, la précision de la résistance sera de l'ordre de 10-5 pour tomber à 10-2 pour le poids le plus faible.

Bien entendu, par «précision» il faut entendre ici précision maintenue dans les conditions d'utilisation c'est-à-dire stabilité en fonction du temps, de la température, etc.

Nous nous sommes volontairement limités à cette cause de non-linéarité différentielle ; il en existe d'autres mais cet exemple permet de mettre en évidence la difficulté. Cette difficulté, naturellement, s'accroît avec le nombre de canaux et il paraît presque impensable d'atteindre 4 096 canaux pour ce type de codeur avec une linéarité différentielle acceptable.

La difficulté de réalisation d'un tel codeur n'est donc à affronter que si la vitesse de conversion est un élément fondamental et le nombre de canaux, raisonnable. Il est en effet relativement facile de convertir en 1 024 points en 5 à 10 μ s (0,5 à 1 μ s par bit) sans compter le temps fixe.

2.2. Convertisseur a poids avec correction de linéarité différentielle type « Telefunken »

Pour pallier les inconvénients du convertisseur décrit ci-dessus en ce qui concerne la linéarité différentielle, la firme Telefunken a eu l'idée suivante : soit un convertisseur à poids du type décrit ci-dessus et supposons que le résultat de conversion d'un échantillon analogique d'amplitude A soit le nombre N. On engendre une nouvelle conversion de l'échantillon A qu'on a gardé en mémoire (élargisseur) en lui ajoutant une grandeur analogique a légèrement inférieure à celle correspondant au plus petit canal du codeur.

Supposons que le résultat de la conversion de la grandeur analogique A+a soit le nombre N+1.

Dans ce cas, le résultat de codage N de l'échantillon A sera conservé. Si, par contre, le résultat de la conversion de (A+a) est toujours N, le résultat de la conversion de A sera rejeté.

On peut voir sur la figure 4 que tout se passe comme si les canaux comportaient une partie utile de largeur a et une partie inutile correspondant à des rejets de l'impulsion. La largeur des « trous » ainsi créés dans

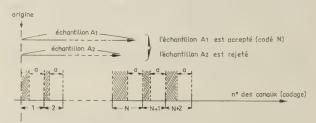


Fig. 4. — Méthode Telefunken (la partie hachurée dans chaque canal, correspond aux rejets.

la courbe de réponse, variable d'un canal à l'autre, peut être de quelques % de la largeur moyenne de canal et d'autant plus faible que la linéarité différentielle intrinsèque du codeur est bonne.

Ce processus permet théoriquement d'obtenir une linéarité différentielle parfaite.

La vitesse de conversion est réduite d'un facteur supérieur à 2 par rapport au codeur à poids normal puisque, outre les 2 conversions nécessaires par opération, il faut un temps supplémentaire pour les opérations logiques et de décision. Malgré celà, la vitesse est encore intéressante.

Cependant la mise en œuvre d'un tel procédé, comportant sans doute des difficultés (stabilité de l'échantillon a, conservation de la mémoire de l'échantillon à coder pendant le temps de deux conversions) et surtout la répulsion des physiciens à l'égard de la courbe de réponse comportant des trous systématiques mais mal connus font que ce système n'a pas, à notre connaissance, fait l'objet d'un développement industriel significatif.

2.3. CONVERTISSEUR A POIDS AVEC MÉTHODE DE LISSAGE DU PR. GATTI

Référons-nous à la figure 5 qui représente un bloc diagramme très simplifié du système.

Chaque impulsion à analyser fait avancer un compteur numérique de une unité. Le nombre auquel se

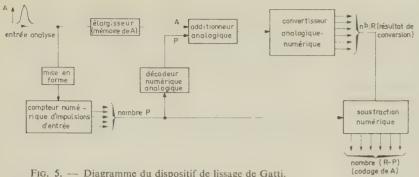


Fig. 5. — Diagramme du dispositif de lissage de Gatti.

trouve positionné le compteur est alors P. Par souci de simplification, nous négligerons les retards et les temps de positionnement des différents organes. Ainsi P est l'état nouveau du compteur provoqué par l'impulsion d'amplitude A que nous avons représentée sur le schéma.

Le résultat du décodage numérique analogique de P est une tension analogique p qui est ajoutée à la tension A représentant l'amplitude de l'impulsion après élargissement. La somme analogique (A+p) est présentée à l'entrée d'un convertisseur analogique numérique à pesées successives conforme à celui décrit en 2.1. Soit R le nombre correspondant au résultat de la conversion. Un soustracteur numérique effectue la différence entre les nombres R et P pour donner le nombre N correspondant au codage numérique de l'amplitude A. En résumé, on a ajouté analogiquement une quantité à l'impulsion à coder et on a soustrait numériquement du résultat le nombre correspondant.

Jusqu'ici on ne voit pas quelle est la contre-partie de cette complexité. Un raisonnement simple permet de l'imaginer. Intéressons-nous à une famille d'impulsions, d'amplitudes comprises entre la limite inférieure et la limite supérieure du canal N, propre du convertisseur analogique numérique à poids, sans dispositif de correction. Supposons que la largeur ΔN de ce canal soit différente de la largeur moyenne des canaux ΔC : Si $\Delta N > \Delta C$, toutes les impulsions de cette famille seront classées dans le canal N (par hypothèse) en l'absence du dispositif étudié. Or toutes ces impulsions devraient se répartir entre les trois canaux (N-1), N et (N+1) dans le cas le plus général (si ce canal n'est pas anormalement large).

Si $\Delta N < \Delta C$, le canal N ne comptera que les impulsions de la famille alors que certaines impulsions classées dans les canaux voisins devraient lui appar-

Si maintenant on fait intervenir le processus du Professeur GATTI, on imagine que, compte tenu de l'absence de corrélation entre l'état du compteur (P) et le rang d'apparition des impulsions de la famille définie ci-dessus, celles-ci, au lieu de tomber dans le même canal N, intrinsèque du convertisseur proprement dit, seront traitées dans des canaux absolument différents bien que le résultat après soustraction soit constant à une unité près (en + ou en -). La largeur apparente de canal, pour les impulsions, tend à être la moyenne de la largeur réelle des différents canaux et celà d'autant mieux que le nombre d'impulsions par canal est élevé.

En principe, si l'on veut coder en C canaux, la capacité du convertisseur doit être 2 C. Mais pratiquement, compte tenu que les défauts de linéarité différentielle les plus importants se produisent avec une périodicité due à la commutation des poids les plus élevés, on se contente d'une capacité de C + C/2 ou C + C/4 ou C + C/8suivant le cas, c'est-à-dire que la capacité du compteur numérique générateur de piédestal est respectivement de C/2, C/4 ou C/8.

Ce système, partant d'une idée très séduisante, ne présente a priori d'intérêt que lorsque le nombre de canaux est élevé, disons à partir de 1 000 car, nous le verrons dans le paragraphe suivant, le convertisseur de Wilkinson, beaucoup plus simple, peut être d'une vitesse moyenne comparable pour 512 canaux et plus rapide en dessous.

Or il se trouve, hélas ! que ce principe de lissage est d'autant moins efficace que le nombre de canaux est plus élevé, en effet :

- a) Comme pour tout système compensé, la qualité atteinte est d'autant meilleure que les défauts intrinsèques que l'on se propose de corriger sont faibles. Or la linéarité différentielle d'un codeur à poids est d'autant plus mauvaise que le nombre de canaux est grand, toutes choses égales par ailleurs.
- b) L'efficacité du « lissage » est d'autant meilleure que le nombre d'échantillons par canal est grand. Or ce nombre décroît lorsqu'on augmente le nombre de canaux pour une durée d'expérience donnée et pour un taux de comptage donné.

On tend à retrouver une linéarité différentielle voisine de celle du codeur à poids non corrigé. Ceci peut être une difficulté supplémentaire pour la détection d'un pic de faible activité. On peut remarquer à ce sujet que lorsqu'un tel pic est superposé à un fond continu intense, la situation n'est pas améliorée comme on pourrait le penser en considérant simplement le nombre de coups par canal ; en effet, dans ce cas, le lissage ne s'applique qu'aux seuls événements ayant contribué à la formation du pic.

2.4. Convertisseur de WILKINSON

Rappelons brièvement le principe de ce convertisseur, le plus usité en spectrométrie nucléaire. Ce principe est le plus simple qui soit : l'impulsion à analyser charge une capacité à une valeur proportionnelle à sa crête, à travers un circuit à faible impédance interne. Soit V_c cette tension. Dès que le maximum de charge est atteint (ou à un instant ultérieur), on force la capacité à se décharger linéairement en même temps qu'on ouvre une porte, à travers laquelle un compteur numérique reçoît des impulsions récurrentes d'un oscillateur auxiliaire. Dès que la charge de la capacité devient nulle (ou atteint un potentiel de référence), on ferme la porte de comptage. L'état du registre-compteur représente alors le codage de l'amplitude de l'impulsion.

Si l'on suppose que la linéarité intégrale est bonne, il n'y a pas a priori dans ce système, de raisons fondamentales pour que la linéarité différentielle soit mauvaise (comme c'est le cas pour un codeur par poids).

En fait, une analyse expérimentale plus précise montre qu'il existe une cause de non-linéarité différentielle systématique : celle due au changement d'état du registre (compteur d'impulsions d'horloge) pour certaines configurations des bistables de ce registre. Ces changements d'état particuliers, lorsqu'ils surviennent au voisinage de l'instant où la décision de fin de décharge doit être prise, produisent un parasite électrique qui a pour effet d'avancer ou de retarder cet instant.

Ces effets parasites, qui rendent certains canaux systématiquement plus larges ou plus étroits que la moyenne, sont beaucoup plus faibles que ceux dus à des commutations de poids (§ 2.1).

On peut les minimaliser par des précautions prises dans l'implantation et la conception des circuits.

2.5. Convertisseur a marche d'escalier

Nous ne citerons ce type de convertisseur que pour mémoire, car son principe, assez voisin globalement du précédent, ne comporte, du point de vue qui nous intéresse, que des inconvénients supplémentaires dus aux commutations trop nombreuses dans le processus de comparaison.

2.6. MÉTHODE DE MESURE DE LA LINÉARITÉ INTÉGRALE

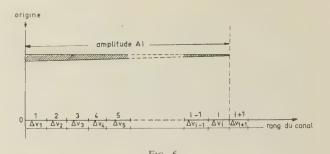
Pour tous les types de convertisseurs décrits cidessus, il est possible, sans difficultés particulières, d'obtenir une bonne linéarité intégrale. Les points qui concourent à un défaut de la linéarité intégrale sont les non-linéarités des circuits de charge, celles du circuit de décharge (Wilkinson), les fuites des dispositifs de mémoire analogique, etc. La qualité que l'on peut atteindre en ce qui concerne cette caractéristique est telle que l'on a beaucoup de mal à la mesurer dans toute l'étendue de la gamme. En particulier, la méthode qui consiste à utiliser des impulsions délivrées par un générateur à relais à mercure dont on fait varier l'amplitude à l'aide d'un vernier mécanique manque totalement de précision surtout dans le bas de la gamme.

Le problème de la mesure de la linéarité différentielle ayant été résolu, comme le mentionne par ailleurs M. GUILLON, à l'aide d'une dent de scie échantillonnée, une méthode pratique permet d'utiliser ces résultats pour le calcul de la linéarité intégrale.

En effet admettons, comme on l'a dit en 1.2 que le contenu de chaque canal de rang i, après un nombre convenable de balayages, soit un nombre n_i proportionnel à la largeur Δv_i de ce canal :

$$n_i = K \, \Delta v_i \tag{4}$$

Considérons, d'autre part, (fig. 6) une impulsion d'amplitude A_i correspondant à la limite du canal



de rang i et du canal de rang (i+1), il est évident que:

$$A_i = \Delta v_1 + \Delta v_2 + \Delta v_3 + \dots + \Delta v_i = \sum_{j=1}^{j=i} \Delta v_j$$
 (5)

qui, d'après la relation (4), peut s'écrire :

$$A_i = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^{j=i} n_j \ . \tag{6}$$

Le terme $\sum_{j=1}^{j=i} n_j$ n'est autre chose que le « sous-total » ST_i (ou l'intégrale) des contenus des canaux 1 à i. Les dispositifs classiques de sortie des résultats de la mémoire à tores (dans laquelle ont été stockées les impulsions de test) permettent d'obtenir facilement ST_i .

Le tracé de la courbe d'écart de linéarité intégrale ne nécessite pas plus d'une vingtaine ou même d'une dizaine de points par spectre ; il suffira donc d'avoir autant de fois le sous-total.

On a ainsi remplacé la mesure de l'amplitude A_i d'une impulsion par le nombre ST_i qui lui est proportionnel.

Si ST_N est le sous-total au dernier canal N, la droite de réponse idéale qui joint l'origine au dernier point de la courbe de réponse réelle a pour équation

$$A = \frac{i}{K} \frac{ST_N}{N} .$$

D'après la définition donnée plus haut l'écart de linéarité intégrale peut s'exprimer en % par :

$$l_i = \frac{ST_i - i \frac{ST_N}{N}}{ST_N} \times 100 \qquad . \tag{7}$$

3. Résultats expérimentaux obtenus sur un convertisseur analogique-numérique du type Wilkinson

3.1. Introduction

La Société Intertechnique a réalisé industriellement un convertisseur de Wilkinson de caractéristiques particulièrement soignées et en a poursuivi l'étude de base entreprise au Service d'Instrumentation Nucléaire du C.E.N. de Saclay. La fréquence d'horloge relativement élevée (20 MHz) diminue le handicap de ce type de codeur par rapport aux codeurs à poids. En effet, si l'on admet que le « centre de gravité » du spectre d'amplitude est grossièrement situé au milieu de la gamme analysée, le temps mort moyen de conversion est de 25 μ s pour 1 024 canaux.

Remarquons à ce propos que, dans ce type de codeurle temps mort augmente avec l'amplitude analyséed'une part, et avec la précision d'analyse (nombre de canaux), d'autre part ; cela constitue, en quelque sorte, une auto-protection (partielle) contre une analyse prématurée avant le retour à la ligne de base de la dernière impulsion analysée.

Sans aller trop loin dans ce sens, disons simplement, pour mémoire, que le principe du convertisseur de Wilkinson se rapproche des systèmes de protection d'amplificateurs à temps mort proportionnel.

Les premiers modèles industriels de ce type de convertisseur, comportent 2 048 canaux. Deux prototypes à 4 096 canaux ont été réalisés, permettant de penser que, sous peu, seul ce modèle industriel subsisterait. D'autre part, le SIN a effectué des essais démontrant la possibilité de porter la fréquence d'horloge à 100 MHz, sans porter préjudice aux autres performances de l'appareil.

3.2. Examen de quelques particularités du schéma

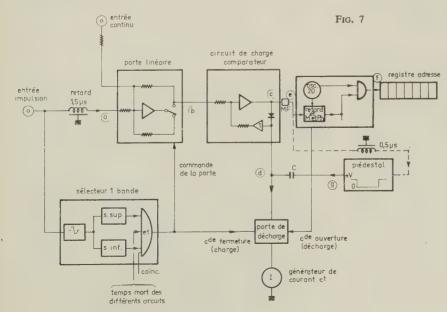
On se référera au bloc-diagramme (fig. 7) et aux diagrammes de temps correspondants (fig. 8).

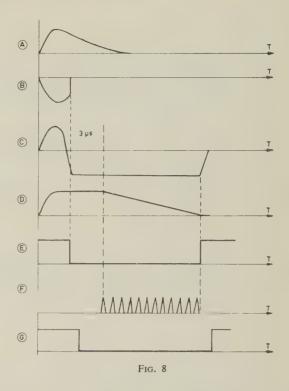
3.2.1. Porte linéaire

Cette porte linéaire, dont l'étude a été particulièrement soignée, a un gain de -1.

La commutation de cette porte est telle que, passante ou non, elle a les mêmes constantes de contreréaction, minimalisant ainsi les effets parasites.

Elle est commandée par le signal d'un sélecteur à une bande incorporé à l'appareil. Ce sélecteur « une





bande» permet de choisir analogiquement, mais avec précision, la zone d'énergie qui sera analysée par le convertisseur.

Un accès « continu » à cette porte permet l'échantillonnage de tensions lentement variables par un signal appliqué à l'entrée « impulsion ».

3.2.2. Circuit de charge-comparateur

C'est encore une contre-réaction particulièrement efficace qui a permis de minimaliser les non-linéarités de cette partie qui constitue le « cœur » de l'appareil.

Tant que l'impulsion au point (b) devient de plus en plus négative, la tension au point (c) croît linéairement en fonction de la tension d'entrée, grâce à la boucle de contre-réaction fermée à travers la diode et le séparateur de gain 1 (impédance d'entrée très

> élevée), assurant ainsi la charge de la capacité C sous une très faible impédance.

Peu après que la tension en (b) ait atteint son minimum, la tension en (c) devient moins positive, et la capacité C s'étant chargée à la crête de l'impulsion, la diode se bloque et la boucle de contre-réaction du circuit de charge s'ouvre. A cet instant, le gain de l'amplificateur étant très grand, le processus s'accélère et la tension positive au point (d) conduit l'amplificateur à la saturation, le point (c) devenant brusquement négatif.

Pendant toute la durée de la décharge linéaire du condensateur qui commence un peu après la fin du processus ci-dessus (voir graphique de tension au point (d), la tension en (c) garde la même valeur négative (saturation).

Dès que la tension de décharge au point (d) atteint son potentiel de référence, l'amplificateur sort rapidement de la saturation, la chaîne de contre-réaction se referme et, à cet instant (fin du signal (e), le comptage des impulsions de l'oscillateur s'arrête.

3.2.3. Seuil initial

Une tension de seuil très précise et très stable (piédestal, point (g)) peut être appliquée à la capacité (c) de façon à analyser seulement la partie de l'impulsion excédant ce seuil.

3.2.4. Oscillateur-mise en phase

Un dispositif de « mise en phase » permet de commencer la décharge en synchronisme avec une impulsion de l'oscillateur libre à 20 MHz. Cette opération permet de réduire le « jitter » à une faible fraction de canal, disons inférieure au dixième.

3.3. RÉSULTATS OBTENUS

Ces résultats ci-après ont été obtenus soit sur des appareils de série, soit sur les prototypes industriels pour ceux portant sur 4096 canaux.

3.3.1. Linéarité différentielle

On a porté (fig. 9) l'histogramme des écarts de linéarité différentielle, c'est-à-dire le graphique donnant le nombre de canaux écartés d'un pourcentage donné de la moyenne.

3.3.2. Courbe de linéarité intégrale

Cette courbe figure 10 a été tracée par la méthode indiquée au paragraphe 2.6. Comme on peut le voir, ces courbes ont des formes qui peuvent varier suivant la gamme, le courant constant de décharge diminuant lorsque le nombre de canaux analysés augmente. Ces formes peuvent également différer quelque peu d'un appareil à l'autre, toutes choses égales par ailleurs.

3.3.3. Stabilité en fonction de la température

3.3.3.1. Stabilité de la pente de conversion

Cette stabilité en fonction de la température est de l'ordre de 10^{-4} /°C.

3.3.3.2. Stabilité du « seuil canal zéro »

Une dérive du « seuil canal zéro » se manifeste par une translation de l'ensemble du spectre. On la sépare de l'effet précédent en la mesurant dans les premiers canaux, alors que les canaux de rang le plus élevé sont affectés à la fois par la dérive du gain et la dérive de ce seuil.

La stabilité de ce « zéro » est actuellement de 2,5 mV/°C mais les essais en cours permettent d'espérer un abaissement de ce terme à moins de 1 mV/°C.

4. Conclusion

Précurseur des analyseurs d'amplitude modernes,

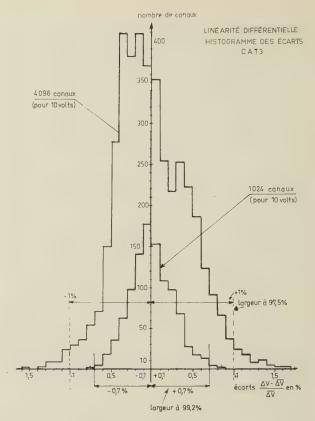


Fig. 9

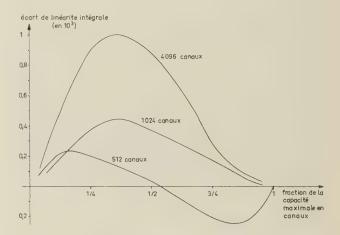


Fig. 10. - Ecarts de linéarité intégrale

l'appareil de Wilkinson utilisait le principe qui n'a jamais cessé d'être le plus largement appliqué depuis.

Les qualités fondamentales des codeurs basés sur ce principe n'ont pas été dépassées — du moins dans le domaine industriel — par les codeurs du type « parallèle » dont seule la rapidité a pu parfois constituer un pôle d'attraction.

Les progrès récents, concernant tout aussi bien la rapidité que les autres caractéristiques, consolident, dans la compétition technique et industrielle, la position des analyseurs du type Wilkinson dans un domaine qui couvre 1 000 ou 2 000 canaux. Au delà seulement, un choix est offert entre l'une ou l'autre de ces techniques, selon que l'on opte pour une rapidité relativement faible ou pour une linéarité différentielle médiocre.

MESURES DE LINÉARITÉ DIFFÉRENTIELLE

PAR

V. GOURSKY et H. GUILLON

Département d'Electronique Générale Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay

1. Introduction

La connaissance de la linéarité de réponse est primordiale lorsqu'il s'agit d'apprécier la qualité d'une chaîne de spectrométrie nucléaire. Celle-ci ayant pour rôle de déterminer la densité spectrale d'énergie du flux de particules étudié, toute non-linéarité introduit une distorsion sur l'échelle des énergies et, corrélativement, une altération de la densité mesurée.

L'intérêt qu'on attache à la mesure différentielle de la non-linéarité tient à deux causes principales :

- la description différentielle de la réponse est plus fine et plus précise que l'intégrale ; on remarquera en particulier que l'intégration d'une courbe empirique présente moins d'aléas que sa différentiation.
- la fonction *linéarité différentielle* s'introduit dans les résultats comme une « modulation » de la densité du spectre réel ; en conséquence, il est particulièrement aisé de déterminer cette fonction à l'aide d'une source de rayonnements à densité spectrale constante sur un certain intervalle (ou à l'aide d'un générateur d'impulsions à densité d'amplitude constante).

La non-linéarité différentielle est une mesure du manque d'uniformité des bandes d'énergies telles qu'elles sont déterminées par l'analyseur d'amplitude, compte tenu de tous les défauts de la chaîne. Pour une meilleure compréhension de ce qui suit il est nécessaire, dès maintenant, de faire la distinction entre deux types de non-linéarités présentant des caractéristiques différentes; nous les caractériserons d'après leur origine : analogique ou numérique.

Les défauts de linéarité apportés par les éléments analogiques de la chaîne (tendance à la saturation d'un amplificateur, par exemple) affectent, d'une façon très graduelle, de larges proportions du spectre.

Les défauts numériques s'introduisent au niveau de l'analyseur d'amplitude et résultent d'imperfections dans les processus arithmétiques mis en jeu lors du codage d'amplitude ; ils se présentent sous forme de discontinuités à caractère périodique, dépendant essentiellement du numéro de canal (exemple : canaux pairs de largeur systématiquement inférieure, ou supérieure, à celle des canaux impairs). Quoique ces défauts aient peu d'incidence sur la précision des mesures, ils peuvent constituer une gêne lors du traitement mathématique des données expérimentales, si leur amplitude dépasse notablement les fluctuations aléatoires de comptage. Seule la présentation différentielle de la non-linéarité est naturellement capable de les mettre en évidence.

Remarquons pour finir que les considérations précédentes s'adaptent tout aussi bien aux mesures de temps (spectrométrie par temps de vol).

Après avoir rappelé quelques notions de base, nous nous proposons d'exposer le principe de la mesure de la linéarité différentielle pour un analyseur d'amplitude, de présenter les difficultés rencontrées dans son application et la façon dont ces dernières ont été surmontées pour parvenir à une précision satisfaisante.

2. Définition de la non-linéarité différentielle

Un appareil de mesure dont on désire une réponse m linéaire en fonction de la grandeur g à mesurer, présente, en général, dans la gamme utile, une réponse de la forme :

$$m = f(g) = ag + b + \varepsilon(g) \tag{1}$$

où a et b sont des constantes et $\varepsilon(g)$ représente l'erreur de linéarité intégrale.

Il va de soi que la fonction $\varepsilon(g)$ dépend du choix des constantes a et b, dont la détermination reste quelque peu arbitraire. Même dans le cas fréquent où l'on s'impose b=0, il subsiste plusieurs façons de choisir a. On détermine alors, en général, la valeur qui permet d'exprimer de la façon la plus avantageuse

l'erreur maximale de l'appareil, soit en valeur relative, soit en valeur absolue.

Par contre, l'erreur de linéarité différentielle se définit facilement et sans ambiguïté. En effet, son expression résultant de la différentiation de (1), s'écrit :

$$\varepsilon'(g) = f'(g) - a \tag{2}$$

La constante b ayant disparu, il est indifférent que la courbe de réponse f(g) passe ou non par l'origine (ce dernier cas est la règle générale pour les analyseurs d'amplitude).

La non-linéarité différentielle d'un appareil peut être caractérisée par l'erreur absolue maximale qu'elle est susceptible de provoquer, qui est la différence

$$\varepsilon_{M}' - \varepsilon_{m}' = f_{M}'(g) - f_{m}'(g)$$

entre les valeurs extrêmes de ε' ; cette erreur est indépendante du choix de la constante a. Il est cependant plus significatif de l'exprimer en valeur relative, donc sous la forme :

$$L_{d} = \frac{\varepsilon_{M}^{'} - \varepsilon_{m}^{'}}{a} = \frac{f_{M}^{'}(g) - f_{m}^{'}(g)}{a}$$
(3)

avec $f'_m(g) < a < f'_M(g)$. Le choix arbitraire de a se retrouve ici, mais avec une incidence plus faible sur le résultat. Il semble correct d'adopter pour a la valeur moyenne de f'(g) dans l'intervalle spécifié; mais il est infiniment plus commode de prendre la moyenne arithmétique entre les valeurs extrêmes de f'(g), d'où le critère de non-linéarité:

$$L_d = 2 \frac{f'_M(g) - f'_m(g)}{f'_M(g) + f'_m(g)}.$$
 (4)

Dans la suite de cet exposé, nous exprimerons les résultats numériques d'après cette formule, et non pas sous la forme $\pm \frac{L_d}{2}$, qui est plutôt commerciale.

Dans le cas d'un analyseur d'amplitude, la grandeur à mesurer est l'amplitude A d'une impulsion et sa mesure s'exprime par un nombre entier qui est le numéro de la bande d'amplitude correspondante. La courbe de linéarité différentielle se réduit donc, dans ce cas, à une suite discrète de points représentant la largeur de bande ΔA en fonction de A. Mais comme ΔA s'écarte peu de sa valeur moyenne il n'y a pas d'inconvénient à porter ces points sur une échelle linéaire en fonction du numéro de canal (ou adresse de la mémoire de l'analyseur).

3. Méthode de mesure

3.1. PRINCIPE

Pendant longtemps, faute de mieux, on a déterminé les largeurs individuelles des bandes en mesurant les frontières de chacune d'elles. C'est un procédé extrêmement fastidieux, qui n'est pas totalement praticable pour un très grand nombre de canaux et qui exige beaucoup de soin si l'on veut obtenir des résultats significatifs. C'est ainsi qu'a été relevée jadis la courbe de linéarité différentielle sur 150 canaux d'un analyseur, avec des impulsions dont l'amplitude était réglée par bonds à partir d'un atténuateur de précision [1].

La méthode moderne consiste à appliquer à l'analyseur un ensemble d'impulsions dont la densité d'amplitude est constante et à examiner le spectre résultant. Ce faisant, on élimine pratiquement l'effet des erreurs accidentelles qui survenaient lorsque chaque seuil était déterminé par une mesure unique et qui, même minimes, conduisaient à une précision médiocre sur la mesure de la linéarité différentielle; on voit, en effet, que pour un nombre d'impulsions suffisamment grand, la détermination d'un seuil résulte maintenant de la moyenne d'un nombre de mesures élevé, chaque impulsion d'amplitude voisine du seuil y apportant sa contribution.

Cette méthode supprime également les erreurs qui autrement seraient dues aux dérives des appareils de mesures causées par des variations de température ou de tensions d'alimentation, par exemple. Ceci résulte du fait que la durée de la mesure est courte et également du fait que l'amplitude absolue de chacune des impulsions de test n'est plus significative (toute opération linéaire sur les amplitudes conserve l'uniformité du spectre).

En outre, l'application de cette méthode est d'une facilité remarquable, dès lors qu'on a construit, ou acquis, le matériel adéquat.

Les considérations de base auxquelles elle fait appel sont les suivantes. La formule (4) définissant la linéarité différentielle doit être modifiée pour les analyseurs, en tenant compte du caractère discontinu de la mesure qui conduit à travailler avec des accroissements finis;

il convient de remplacer
$$f'(g) = \frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}g}$$
 par $F'(A) = \frac{\Delta C}{\Delta A}$,

C étant le numéro de canal. Le plus petit accroissement sur C étant une unité, ΔA est précisément la largeur de bande.

Si l'on applique à l'analyseur un ensemble d'impulsions représentant un spectre à densité δ constante en fonction de l'amplitude, le nombre d'impulsions comptées dans un canal est $N=\delta$. ΔA et l'on peut écrire :

$$L_d = 2 \frac{\left(\frac{1}{\Delta A}\right)_M - \left(\frac{1}{\Delta A}\right)_m}{\left(\frac{1}{\Delta A}\right)_M + \left(\frac{1}{\Delta A}\right)_m}$$

$$=2\frac{\frac{\delta}{N_m} - \frac{\delta}{N_M}}{\frac{\delta}{N_m} + \frac{\delta}{N_M}} = 2\frac{N_M - N_m}{N_M + N_m}.$$
 (5)

La non-linéarité de l'analyseur peut ainsi, en principe, être mesurée d'une façon très directe en relevant simplement le contenu maximal et le contenu minimal d'impulsions enregistrées parmi les différents canaux.

Profitant de cette commodité, on peut encore mesurer la non-linéarité différentielle d'un élément de la chaîne de spectrométrie, en procédant à la soustraction de deux spectres, l'un obtenu avec, et l'autre sans l'élément en question.

3.2. MISE EN ŒUVRE

La difficulté majeure à laquelle on doit s'attendre est naturellement d'obtenir un ensemble d'impulsions dont la densité d'amplitude soit constante, avec une approximation suffisante pour mesurer convenablement des distorsions minimales de 1 pourcent. Il est donc désirable que la non-linéarité du spectre engendré ne dépasse pas 0,2 pourcent. Le problème ne se pose d'ailleurs que pour les analyseurs d'amplitude, puisque tous les autres éléments sont l'objet d'une mesure différentielle.

Comme on le verra plus loin, la répartition statistique des impulsions entre les canaux introduit des fluctuations gênantes ; afin que le hasard joue le moindre rôle, les impulsions de test doivent présenter un grand caractère de régularité, c'est-à-dire être périodiques et constamment croissantes, ou décroissantes. On balaye ainsi d'une manière ordonnée la gamme de l'analyseur ; pour la même raison, il est conseillé d'effectuer le nombre minimal de balayages, compatible avec les nécessités pratiques.

L'appareil destiné à la mesure de la linéarité différentielle est donc constitué essentiellement par un générateur de rampe linéaire très lente, suivi d'un dispositif à échantillonnage destiné à la découper en impulsions (fig. 1).

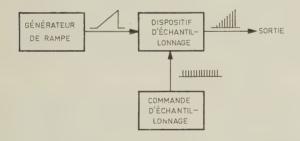


Fig. 1. — Principe des générateurs d'impulsions à densité d'amplitude constante.

Il existe un autre procédé courant qui vient à l'encontre des principes exposés ci-dessus et dont le seul avantage est de faire travailler l'analyseur d'amplitude dans des conditions plus proches de l'exploitation réelle : il consiste à lui appliquer une petite portion de spectre dû à l'effet Compton en utilisant une source de cobalt 60, par exemple, et un détecteur à scintillations ; les impulsions de test sont alors appliquées d'une façon parfaitement désordonnée, tant en ce qui concerne leur instant d'arrivée, que leur amplitude. Il en résulte des fluctuations à caractère gaussien, avec une variance égale au contenu moyen des canaux,

variance qui peut servir de référence pour évaluer l'amplitude des fluctuations dans des cas plus favorables.

Quoique nettement plus lent et plus difficile à mettre en œuvre, ce second procédé n'est pas à rejeter car il peut servir à vérifier les résultats obtenus par le premier. Par ailleurs, l'application d'impulsions régulièrement croissantes ou décroissantes est susceptible d'introduire des erreurs systématiques si des effets de mémoire à persistance suffisamment longue existent dans la chaîne de mesure; on doit notamment choisir convenablement les constantes de temps des liaisons à capacité-résistance. Des effets thermiques transitoires peuvent également jouer un rôle néfaste.

Quoi qu'il en soit, la méthode par accroissement régulier des impulsions est la plus commode et la plus rapide. Nous l'employons depuis environ deux ans et l'avons constamment perfectionnée jusqu'à ce qu'elle soit en mesure de nous satisfaire.

4. Générateur de test

4.1. Problèmes spécifiques

Les deux qualités primordiales d'un générateur destiné aux mesures de linéarité différentielle sont sa linéarité intrinsèque et la rapidité avec laquelle il permet d'obtenir le résultat, compte tenu de la précision demandée.

On ne peut pas négliger ce second aspect si l'on considère que, selon les circonstances et la qualité de l'équipement, une mesure peut durer quelques secondes ou quelques heures. La rapidité d'acquisition du résultat est fonction de l'intensité des phénomènes générateurs de fluctuations, de la fréquence d'échantillonnage de la rampe et de la précision désirée.

Des fluctuations sont toujours introduites par l'analyseur d'amplitude, mais le bruit affectant la rampe peut, dans certains cas, constituer la contribution prépondérante. Ceci se comprend aisément si l'on calcule l'ordre de grandeur de l'accroissement d'amplitude d'une impulsion de test par rapport à la précédente : si l'on doit accumuler 1 000 coups par canal et par balayage, cet accroissement est égal à 40 μ V pour un analyseur à 256 canaux répartis sur 10 V.

Le bruit de fond provoque une distribution aléatoire des coups entre deux canaux adjacents lors du passage à la frontière ; l'effet résultant sur les fluctuations peut devenir notable pour des valeurs efficaces de l'ordre du millivolt.

L'amplitude relative des fluctuations peut naturellement être réduite en deçà de toute limite si l'on prolonge l'expérience suffisamment longtemps; pratiquement il est difficile de dépasser l'heure, sauf cas exceptionnel, et l'on a intérêt à accroître la cadence d'accumulation des résultats.

Or, la fréquence d'échantillonnage de la rampe a été longtemps limitée à des valeurs très faibles parce que l'on ne savait pas mesurer la linéarité du générateur ; ce dernier devait donc être linéaire par construction. La rampe était alors engendrée par un intégrateur opérationnel recevant un saut (ou un créneau) de

tension; on pouvait ainsi assigner, tout au moins théoriquement, une valeur maximale calculée à la non-linéarité de la rampe. Pour effectuer l'échantillonnage, on n'accordait de confiance qu'aux relais électro-mécaniques à contacts mouillés au mercure, dont la fréquence d'excitation ne doit pas dépasser 200 Hz.

L'échantillonnage par dispositif électronique, sans limitation pratique de rapidité, mais beaucoup plus complexe, n'a pu être admis qu'en prenant les générateurs primitifs comme référence. Moyennant une étude préalable soignée, il a donné d'excellents résultats.

Cependant, lorsqu'il s'agissait de mesurer de faibles distorsions (inférieures à un pourcent) une grande incertitude régnait encore sur la contribution du générateur de test à la non-linéarité globale, seule accessible à l'expérience.

C'est alors que l'application d'une méthode de mesure qui sera décrite plus loin, a permis d'isoler et de déterminer la linéarité intrinsèque du générateur de test, avec une exactitude suffisante pour porter la précision des mesures de linéarité différentielle à 0,1 pourcent.

Les trois sujets essentiels à approfondir sont donc : le bruit de fond, la rapidité d'échantillonnage et la connaissance de la linéarité du générateur. Ils sont dans une certaine mesure interdépendants. Il semble notamment qu'en accroissant la fréquence d'échantillonnage on tende indirectement à réduire le bruit de fond; on est en effet conduit à rendre la rampe plus rapide et les fréquences mises en jeu pour l'engendrer échappent à la région où existe l'effet de scintillation ; d'autre part, la résistance déterminant la constante d'intégration étant plus petite engendre un bruit de fond inférieur. On peut également dire que les générateurs rapides, à échantillonnage par voie électronique, toujours susceptibles d'évoluer au cours du temps, sont rendus viables par la possibilité qu'on a maintenant de vérifier leur linéarité.

Ces problèmes ont reçu des solutions satisfaisant les besoins actuels et avant d'exposer de quelle manière, il est intéressant de faire ressortir l'intérêt des progrès accomplis.

Nous avons débuté avec un intégrateur d'un type commercial équipé de tubes électroniques, qui pouvait engendrer des rampes d'une durée de 5 mn (pour une résistance d'entrée de $80\,000\,\mathrm{M}\Omega$) avec un bruit de fond qui a été évalué à 30 mV crête à crête. L'échantillonnage était obtenu par un relais travaillant à 50 Hz. La variance des fluctuations obtenues, fonction des conditions expérimentales, était couramment comprise entre N/4 et N/2, N étant le nombre de coups accumulés par canal. La linéarité était sans doute assurée à mieux que un pour cent.

Nous disposons actuellement d'un appareil équipé exclusivement de transistors, délivrant des impulsions à des fréquences très largement suffisantes; le bruit de fond est insignifiant et la non-linéarité a été trouvée égale à 0,2 %, ce qui, après correction des résultats, permet d'atteindre une précision meilleure que 0,1 %.

Si l'on considère que l'on travaille couramment maintenant sur la fréquence de 10 kHz et que l'amplitude des fluctuations a été réduite dans un rapport de plusieurs unités, typiquement trois, on trouve que, toutes choses égales, la durée d'un test est environ 2 000 fois moindre; un test qui est effectué en 20 s (moins de temps que pour enregistrer le résultat) aurait donc autrefois demandé plus de 10 h.

4.2. SOLUTIONS

a) Bruit de fond

Cette question a été résolue d'une façon satisfaisante et, assez paradoxalement, par l'emploi d'un générateur de rampe à transistors. Aucune étude particulière n'ayant été entreprise sur le bruit, on ne peut que noter l'amélioration obtenue en fonction des différences essentielles par rapport à l'ancien générateur : la durée de la dent de scie qui est très courte (20 s) et le schéma basé sur la décharge d'un condensateur par un courant constant, selon une technique de « bootstrap ».

b) Fréquence d'échantillonnage

Il n'y avait guère de difficulté à réaliser l'échantillonnage électronique à haute cadence puisque nous disposions d'une porte linéaire de bonne qualité [2], dont le temps de commutation $(0,2 \mu s)$ permettrait, s'il en était besoin, de monter jusqu'à la fréquence de 1 MHz.

c) Connaissance de la linéarité

Pour vérifier et même connaître avec précision le spectre d'amplitude fourni par le générateur de test, nous avons développé une méthode appropriée, qui sera appelée « méthode des créneaux ».

Les défauts de linéarité différentielle à mesurer sur l'analyseur et ceux qui sont inhérents au générateur se superposent dans les résultats expérimentaux ; ils ne peuvent donc être distingués les uns des autres, que si l'on procède à un changement dans la façon d'appliquer l'ensemble des impulsions représentant le spectre de test. L'idée primitive consiste à procéder à une autovérification de ce spectre en lui imposant une translation, d'amplitude connue.

Ainsi en faisant deux expériences successives, dont l'une en ajoutant une amplitude constante aux impulsions de test, et en effectuant ensuite la différence entre les résultats, on peut acquérir les données nécessaires pour la reconstruction du spectre des impulsions délivrées par le générateur; le traitement de ces données consiste en une intégration numérique canal par canal le long de l'axe des amplitudes, intégration qui risque d'être assez pénible si on l'effectue manuellement.

Une autre idée consiste à confronter, en un certain nombre de points, la rampe et une forme d'onde périodique (*) constituant d'une quelconque façon une référence de pente; les formes anguleuses sont particulièrement favorables.

^{*} On supposera implicitement dans ce qui suit que ces signaux sont échantillonnés et qu'ils représentent donc l'enveloppe des impulsions fournies.

La dent de scie (fig. 2) qui semble tout indiquée conduirait à des difficultés pratiques pour les faibles distorsions, du fait que les impulsions seraient concentrées dans des régions en général plus étroites que la largeur de bande de l'analyseur.

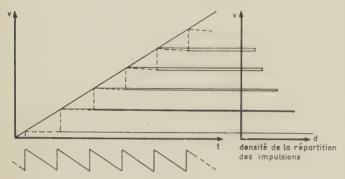


Fig. 2. - Méthode de la dent de scie.

La méthode des créneaux (fig. 3) consiste à ajouter à la rampe une onde rectangulaire à alternances d'égale durée, représentant une pente de référence P_r définie par la figure 3a.

On voit d'après la figure 3b que, si l'on a affaire à une rampe rigoureusement rectiligne de pente $P_0 = P_r$, le spectre injecté dans le sélecteur est uniforme, puisque chacune de ses parties déplacées par l'application du créneau, vient s'imbriquer exactement dans le creux laissé par une autre. Si l'on suppose maintenant que la pente de la rampe subit un accroissement ΔP (fig. 3c), les projections des segments de droites sont disjoints ; il en résulte un spectre dentelé (fig. 3d), avec des régions très étroites où la densité d'amplitude est nulle ou double. En raison de la largeur relativement grande des bandes de l'analyseur d'amplitude, ces régions se traduisent finalement dans le spectre expérimental par un léger déficit ou un léger excédent de coups (fig. 3e) ; ce spectre est modelé

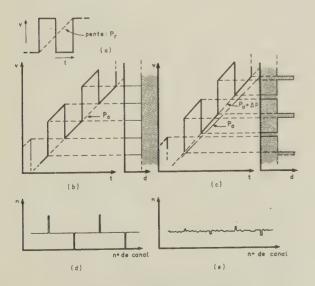


Fig. 3. — Méthode des créneaux.

par la non-linéarité de l'analyseur, ce qui affecte peu la qualité de l'information désirée; par contre les fluctuations de comptage représentent un « bruit » gênant vis-à-vis du « signal » constitué par les dents et les creux.

Ces maximums et ces minimums varient d'un point à un autre du spectre et les écarts qu'ils représentent sont proportionnels à la différence entre la pente de la courbe dans la région considérée et la pente de référence. On montre aisément que si $\pm \Delta N$ est l'excédent ou le déficit de coups enregistré au cours de la période du créneau, on a sensiblement :

$$\frac{|\Delta P|}{P_r} = \frac{|\Delta N|}{N} \quad ,$$

 ΔP étant l'écart entre la pente de référence et la pente moyenne de la rampe dans l'intervalle parcouru pendant la période T du créneau (dans le présent cas de figure la mesure porte sur l'intervalle compris entre l'extrémum considéré et l'extrémum précédent du même type).

Pour connaître le signe de cet écart, on doit tenir compte de la phase du créneau au point considéré.

La mise en œuvre de cette méthode exige une parfaite stabilité de l'amplitude et de la période du créneau, mais seulement sur un temps relativement court ; ainsi la conception du générateur de créneaux ne demande pas un soin extraordinaire, mais l'on doit s'astreindre à opérer un temps suffisamment long après sa mise sous tension. L'égalité des demi-périodes est facilement assurée par l'emploi d'une bascule binaire.

Pour le moment, nous n'avons pas établi de synchronisme entre la rampe et la tension rectangulaire, craignant d'introduire de légères déformations de ces formes d'onde. Cela interdit d'effectuer plusieurs balayages, donc d'accumuler, au cours d'une même expérience, autant de coups qu'il est désiré (*).

La méthode des créneaux utilisée dans ces conditions a donné les résultats escomptés. Son exactitude a été vérifiée en altérant volontairement d'une quantité connue, soit la linéarité du générateur, soit celle de l'analyseur. La précision dont elle est susceptible n'a pas pu être déterminée exactement jusqu'à maintenant en raison des limites imposées par les fluctuations, mais elle est certainement meilleure que 0,1 %.

Cette méthode a beaucoup de parenté avec la méthode différentielle dont il a été question plus haut, puisqu'elle fait intervenir deux prélèvements d'un même spectre, dont l'un décalé d'une amplitude donnée; elle se compare pourtant assez favorablement à cette dernière sur laquelle elle présente les avantages suivants:

— comparaison instantanée des deux spectres décalés mettant pratiquement hors de question l'influence de dérives qui, même minimes, nuiraient grandement à la qualité du résultat;

^{*} Depuis la date de cet exposé, l'obstacle a été surmonté en créant les créneaux à partir d'une échelle binaire attaquée par les impulsions d'échantillonnage, durant la descente de la rampe.

— concentration de l'information relative à la non-linéarité du générateur en un nombre restreint de points, permettant une appréciation visuelle dans les cas favorables (fluctuations suffisamment faibles);

— traitement manuel des données relativement aisé (la figure 4 montre un specimen de spectre et le tableau de calcul d'après les données numériques relatives à ce spectre).

\sum_{i}	\sum_{j}	nº de canal	$\frac{\sum_{\tilde{i}} - \sum_{j}}{3}$	$\sum_{i} + \sum_{j}$	$\frac{\Delta P}{P_r} \ (\%)$	$\frac{\Delta P}{P_0} = \frac{\Delta P}{P_r} - 0,49$	pour le canal n°
4 201		18	+188	8 214	+0,46	-0,03	14,5
	4 013	25.26	+205	8 241	+0,50	+0,01	22
4 228		33	+243		+0,59		29,5
	3 985	40.41	+223		+0,55		37
4 208		48	+235		+0,57		44 ,5
	3 973	55.56	+256		+0,63		52
4 219		63	+240		+0,59		59,5
	3 969	70.71	+218		+0,53		67
4 187		78	+220		+0,54		74 ,5
	3 967	85.86	+237		+0,58		82
4 204		93	+235		+0,57		89,5
	3 969	101	+219		+0,54		
4 188		108	+165		+0,40		
	4 023	116			+0,35		
4 167		123		1			
$I_{moy} = \frac{123 - 18}{14} = 7.5$ $\left(\frac{\sum_{i} + \sum_{j}}{3}\right) moy \approx 8200$							
d'où $\frac{\Delta P}{P_r} = \frac{\sum_i - \sum_j}{8\ 200} \cdot \frac{1.5}{7.5} = 2.44 \cdot 10^{-5} \left(\sum_i - \sum_j \sum_j \right)$							

La méthode des créneaux permet de connaître la non-linéarité globale des organes situés en amont du point où l'on ajoute la rampe et la tension rectangulaire (échantillonnées ou non) et pourrait servir à déterminer les contributions respectives des différents éléments du générateur de test. Elle pourrait sans doute s'appliquer avec avantage, en raison de sa précision et de sa commodité à tout appareil d'une chaîne de spectrométrie (amplificateur linéaire, amplificateur à seuil, porte linéaire, etc.).

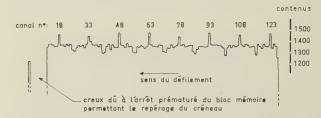


Fig. 4. — Spectre obtenu par la méthode des créneaux. Les calculs sont effectués d'après les sommes $\sum_{3} j$ et $\sum_{3} i$ des contenus des

3 canaux consécutifs dans lesquels un extrémum est contenu avec certitude.

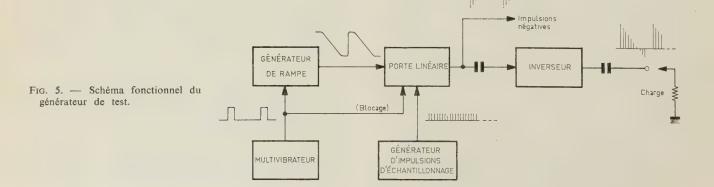
4.3. RÉALISATION

Destiné à fournir des impulsions avec une densité uniforme d'amplitude de 0 à + 10 V, ce générateur est composé de quatre organes principaux : le générateur de rampe, la porte linéaire, le générateur d'impulsions d'échantillonnage et l'inverseur (fig. 5).

a) Générateur de rampe (fig. 6)

La rampe est obtenue par la décharge du condensateur C isolé au mylar, sous un courant constant d'environ 30 μA ; ce courant est fourni en majeure partie par le collecteur de T_1 et dans une proportion n'excédant pas 10 % par la base de T_2 . Les tensions aux bornes de T_1 et T_2 sont maintenues aussi constantes que possible sur toute l'excursion grâce à une technique de « bootstrap ». Les émetteurs suiveurs T_5 et T_6 permettent d'attaquer une charge relativement faible, mais qui doit pourtant rester supérieure à 1 k Ω pour ne pas introduire de distorsion gênante par l'intermédiaire des courants de base des transistors de sortie.

Le condensateur est rechargé toutes les 30 s par la fermeture des contacts d'un relais excité par un multivibrateur ; le choix d'une commutation électromécanique est justifié par le fait que la résistance d'isolement au cours de la décharge doit être supérieure à $100~\mathrm{M}\Omega$; la décharge s'arrête au bout de 25 s grâce à une diode de butée D, ce qui laisse quelques secon-



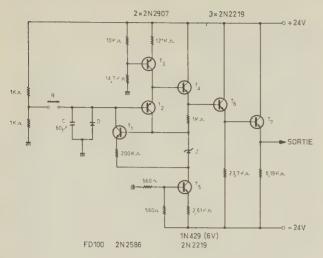


Fig. 6. - Générateur de rampe.

des à l'opérateur pour commencer ou arrêter l'accumulation entre deux balayages.

A la sortie, la rampe possède une amplitude d'environ 12 V et elle est affectée vers la fin et sur quelques centaines de millivolts, d'une certaine distorsion due à la diode D. A la suite de l'échantillonnage se trouvent deux liaisons à capacité-résistance qui introduisent un régime transitoire, donc une non-linéarité au départ (les constantes de temps de liaison sont choisies suffisamment faibles pour que ce régime soit éteint au bout d'une seconde). Seule la partie médiane de la rampe est donc utilisable et, en fait, on n'en exploite qu'une portion égale à 8 V du fait que la rampe échantillonnée subit par la suite une amplification par un facteur de 1,3.

b) Porte linéaire (fig. 7)

La porte linéaire dérivée d'un schéma déjà décrit [2] doit ses qualités à l'application de la contreréaction. Après amplification par les transistors T_1 , T'_1 et T_2 , la rampe se trouve dirigée par le commutateur symétrique T_3 - T_4 - T_5 - T_6 vers l'une des sorties S ou S', selon le niveau de la tension de commande. Afin de compenser le courant de repos, un courant stable engendré par T_3 et compensé en température par T_4 , est appliqué à la sortie qui ne reçoit pas le signal.

De chacune des sorties part une résistance de contreréaction, de sorte que, vue de l'entrée, la porte linéaire se comporte comme un amplificateur à contre-réaction ordinaire, et donc que son impédance d'entrée ne varie pas en fonction de son état de commutation.

La sortie du générateur de rampe lui est directement appliquée et les niveaux continus sont tels, que l'échantillonnage procure à la sortie des impulsions décroissant depuis -10.5 jusqu'à +1.5 V; les temps de montée et de descente de ces impulsions sont égaux à 0.2 μ s environ.

La tension de commutation est fournie par le trigger de Schmitt T_{11} - T_{12} commandé à partir de l'amplificateur à seuil T_9 - T_{10} . Durant la période de recharge du condensateur C, cet amplificateur est paralysé par un signal de blocage.

c) Générateur d'impulsions d'échantillonnage

Cet élément, composé de circuits tout à fait classiques, commande la porte par des impulsions négatives de largeur continûment réglable entre 0,6 et 10 µs, sous une fréquence comprise entre 50 Hz et 20 kHz.

d) Inverseur de sortie (fig. 8)

Les impulsions négatives disponibles à la sortie de la porte linéaire, sont transformées en impulsions positives par un inverseur à contre-réaction, lui aussi assez classique. Le gain de cet inverseur est réglé à environ 1,3 afin que la gamme utile d'amplitude $(0.+10\ V)$ échappe aux effets d'extrémités, comme il a été dit plus haut. La charge terminale peut être aussi faible que $100\ \Omega$, mais il est préférable

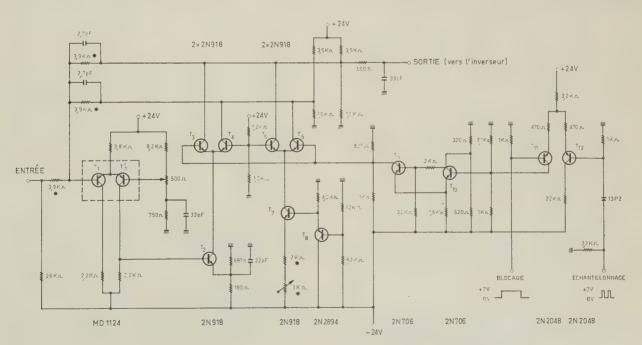


Fig. 7. — Porte linéaire (les astérisques indiquent les résistances de grande stabilité).

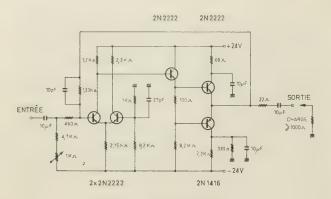


Fig. 8. — Inverseur de sortie.

de travailler avec 1 000 Ω ou plus pour atteindre la distorsion minimale.

5. Résultats obtenus

Les résultats expérimentaux rapportés ici ont été obtenus avec le prototype expérimental d'un analyseur d'amplitude à 1 024 canaux du type Wilkinson, dont la fréquence d'horloge est égale à 100 MHz. Le nombre de canaux peut être réduit à 512, 256, etc.

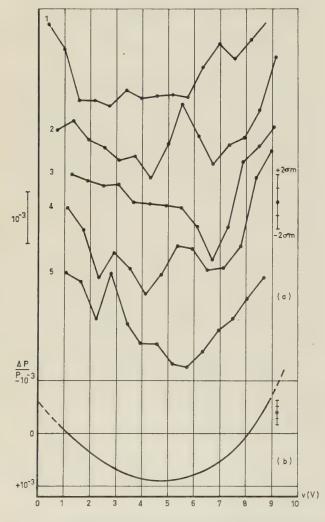


Fig. 9. — Linéarité du générateur de test. La densité d'amplitude des impulsions fournies, proportionnelle à — $\Delta P/P$ passe par un minimum vers le milieu de la gamme.

en supprimant un ou plusieurs des digits les moins significatifs de l'adresse.

5.1. Performances

Les performances essentielles du générateur qui demandent à être contrôlées sont la linéarité et, en second lieu, l'amplitude des fluctuations.

Dans le cas présent il a été suffisant de constater que parmi les autres sources de fluctuations, le générateur constituait l'une des plus faibles. La détermination absolue de ses fluctuations propres, qui serait d'ailleurs difficile, ne présente donc pas d'intérêt.

La méthode des créneaux appliquée dans des conditions assez défavorables, mais qui mettent bien en évidence les résultats qu'on peut en attendre, a permis de déterminer la linéarité du générateur (*).

La figure 9a présente les résultats de cinq expériences successives : la précision assez médiocre, est en accord avec l'amplitude calculée des fluctuations.

La moyenne de ces résultats (fig. 9b) met en évidence la non-linéarité du générateur qui peut être évaluée à 0,2 % sur 90 % de la gamme couverte.

Il est important de souligner que ce résultat a été obtenu d'emblée alors que le générateur avait été mis au point à l'aide de méthodes plus empiriques.

5.2. RÉSULTATS PRATIQUES (**)

Nous avons montré précédemment que la rapidité d'acquisition des résultats avec le présent générateur était de l'ordre de 1 000 fois supérieure à celle de l'ancien appareillage; nous avons d'autre part une bonne connaissance de son spectre d'amplitude. Notre

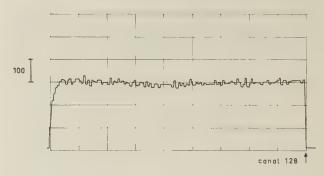


Fig. 10. — Spectre de linéarité différentielle obtenu en accumulant environ 10 300 unités par canal (résultat acquis à l'aide du prototype industriel de l'appareil GIDAC 10 fonctionnant à la fréquence de 10 kHz).

^{*} En effet, la décharge du condensateur de l'analyseur n'était pas encore synchronisée avec l'horloge ; dans cette circonstance, l'incertitude d'une période d'horloge sur le temps de conversion, introduit des fluctuations supplémentaires qui, dans le cas actuel où l'on a travaillé avec 128 canaux, ont une variance calculée égale à N/24, N étant le nombre moyen de coups par canal.

^{**} Ces résultats ont été obtenus alors que le début de la conversion amplitude-temps de l'analyseur s'effectuait en phase avec l'horloge. Les fluctuations de comptage introduites par cet appareil sont alors seulement dues à l'incertitude naturelle sur les frontières des canaux, qui se traduit par un « jitter » sur le temps de conversion (voir fig. 14).

propos est d'illustrer par quelques exemples, les résultats pratiques que l'on peut obtenir.

La figure 10 présente un exemple typique des conditions expérimentales devenues courantes. Cette courbe de linéarité pour 128 canaux a été obtenue en 5 mn, dont 2 pour l'enregistrement. Les fluctuations atteignent environ 0,5 % crête à crête, ce qui permet d'apprécier la linéarité générale avec une précision voisine de 0,1 % mais non les défauts d'origine numérique.

Les figures 11 et 12 résultent d'une investigation plus poussée. Le spectre à 128 canaux de la figure 11 a été acquis en 30 mn environ ; le niveau de fluctuation très bas (moins de 0,2 % crête à crête) révèle la réponse différentielle de l'analyseur d'amplitude avec une grande précision : la non-linéarité observée est égale à 0,7 % sur la majeure partie de la gamme, ce qui conduit à une non-linéarité de 0,5 % après la correction de 0,2 % tenant compte de la distorsion du générateur.

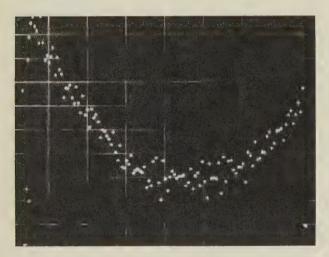
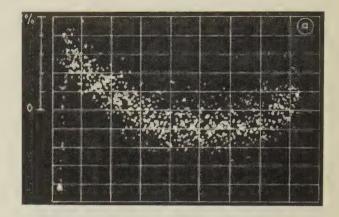


Fig. 11. — Spectre de linéarité différentielle obtenu en accumulant environ 100 000 unités par canal (une division verticale correspondant à 100 unités).

La forme générale du spectre à 1024 canaux de la figure 12a est la même que celle du précédent, puisque l'on change le nombre de canaux par amputation de l'adresse; on observe effectivement une non-linéarité d'environ 0,8 %. Les fluctuations ont triplé (0,5)% crête à crête) en accord avec la spéculation qui laisse prévoir une augmentation dans le rapport $\sqrt{8}$. Le marquage d'un canal sur huit (fig. 12b) fait apparaître l'existence de défauts de linéarité d'origine numérique du même ordre de grandeur que les fluctuations.

La mesure de l'amplitude de ces défauts demande l'accumulation d'un nombre de coups beaucoup plus élevé dans chaque canal. Pour opérer sur une durée raisonnable, nous avons seulement adressé à la mémoire les chiffres de poids 2^{10} - 2^9 - 2^3 - 2^2 - 2^1 et 2^0 . De cette façon nous obtenons 4 groupes de 16 adresses, le contenu à chaque adresse étant la somme des contenus de 16 canaux pris de 16 en 16 (c'est-à-dire somme des canaux n^0 1, 17, 33 ... 241); somme des canaux n^0 2, 18, 34 ... 242, etc.). (*)



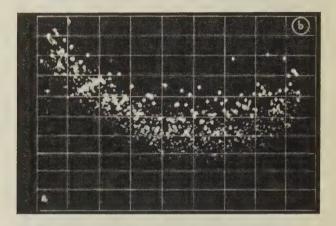


Fig. 12. — Spectre de linéarité différentielle obtenu pour 1 024 canaux avec environ 110 000 unités par canal.

Pour une même durée d'expérience le contenu moyen est ainsi multiplié par 16 (1,6 million au lieu de 100 000). La figure 13 représente les résultats obtenus sur les deux groupes centraux. L'écart standard relatif des fluctuations est évalué à 0,03 %

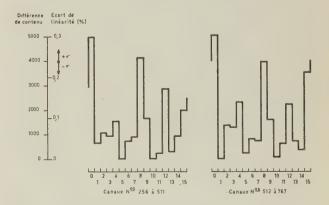


Fig. 13. — Défauts de linéarité d'origine numérique révélés par l'accumulation d'environ 1 665 000 unités par canal.

^{*} On perd ainsi volontairement l'information concernant les défauts de périodes supérieures à 16 (32, 64, ...) dont l'importance pratique est moindre et qui sont plus difficiles à évaluer. Par contre, ce procédé évite de longues additions.

d'après l'expérience précédente pour laquelle on avait $\sigma/\sqrt{N} = 0.4$.

Les défauts numériques de linéarité différentielle, tout au moins en ce qui concerne les quatre premiers chiffres binaires ont une amplitude relative d'environ 0,3 %; l'analyse des résultats met en évidence des composantes de 0,1 % avec des périodes de 2 et 16 canaux, et de 0,3 % avec des périodes de 4 et 8 canaux.

Ces deux derniers exemples montrent bien la facilité qu'apporte un générateur de test rapide à la recherche des défauts de linéarité très localisés. Les deux expériences en question qui ont duré chacune plus de 4 h avec une fréquence d'échantillonnage de 10 kHz, auraient demandé environ 24 h pour des impulsions aléatoires de fréquence moyenne identique, ou 1 mois si la fréquence d'échantillonnage avait été limitée à 50 Hz.

Enfin, la figure 14, illustre une des applications possibles du générateur de test, étrangère aux mesures de linéarité. La relation linéaire entre l'amplitude des

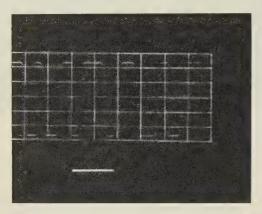


Fig. 14. — Profil d'un canal de l'analyseur d'amplitude (largeur à mi-hauteur : 10 ns correspondant à 10 mV).

impulsions et le temps, facilite en effet l'étude de grandeurs fonctions de l'amplitude, en offrant la possibilité de les exprimer en fonction du temps et ainsi de les enregistrer plus commodément. Dans le cas présent il s'est agit de déterminer le profil des canaux de l'analyseur d'amplitude. Les impulsions sont alors appliquées comme à l'ordinaire, mais on utilise une rampe qui descend en plusieurs minutes. Par un artifice numérique le bloc-mémoire à 1 024 canaux est divisé en 32 groupes de 32 canaux. L'adresse

d'un groupe est l'adresse d'un canal, amputée des digits les plus significatifs, tandis que l'adresse à l'intérieur des groupes subit une avance pas-à-pas avec une fréquence de quelques Hz déterminée par un générateur auxiliaire. De cette façon l'histoire du remplissage d'un canal est enregistrée dans la mémoire; elle est particulièrement bien visible lorsque l'exploration du canal s'est entièrement déroulée entre les instants de passage par les adresses « 0 » et « 31 » du groupe (partie soulignée de la fig. 14). On déduit de ces courbes que l'on a affaire à des fluctuations du temps de conversion sensiblement gaussiennes, avec un écart standard d'environ 0,7 ns.

6. Conclusion

Le générateur de test qui vient d'être décrit constitue un appareil commode, susceptible d'une précision meilleure que le pourcent sans précaution spéciale; pour le présent c'est suffisant dans la majorité des cas.

Pour des études avancées d'électronique nucléaire, la linéarité intrinsèque du générateur peut être mesurée et, après avoir apporté aux résultats les corrections nécessaires, on peut atteindre une précision d'environ 0,1 %.

Cet appareil est en cours de développement industriel et sera réalisé avec quelques améliorations et perfectionnements par rapport au modèle décrit. Par la suite il doit être complété par certains accessoires, dont un circuit de mise en forme transformant les signaux rectangulaires en impulsions de la forme communément employée en spectrométrie d'énergie; il est également envisagé d'étudier un convertisseur amplitude-temps linéaire, qui permettrait de déterminer des intervalles de temps régulièrement décroissants en vue de mesurer la linéarité différentielle des analyseurs de temps.

BIBLIOGRAPHIE

- Guillon H. Procédé assurant la stabilité et l'égalité des largeurs de bandes dans un sélecteur d'amplitude d'impulsions. L'Onde Electrique 1954, 34, 328, 603-608.
- [2] GOURSKY V., GUILLON H. Porte linéaire et codeur d'amplitude rapide. Electronique Nucléaire 1963, comptes rendus du Colloque International sur l'Electronique Nucléaire (Paris 25-27 novembre 1963) OECD (Paris 1964), pp. 313-324.

COMPTE RENDU SOMMAIRE DES JOURNÉES DE LA S.F.E.R. SUR L'UTILISATION DE CALCULATEURS EN PHYSIQUE NUCLÉAIRE

Les 25 et 26 octobre 1966 ont eu lieu à Saclay deux journées d'études consacrées à l'utilisation de calculateurs dans le domaine de la physique et plus particulièrement de la physique nucléaire. Ces journées organisées par la Société française des Electriciens et Radioélectriciens et par le Service d'Instrumentation Nucléaire du Département d'Electronique de Saclay, furent ouvertes par une allocution de Monsieur Debiesse, Directeur du centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, et se sont déroulées en cinq sections présidées respectivement par Monsieur Gaudfernau, Président de la 10° Section d'Etudes de la S.F.E.R. et par Messieurs Debraine, Pottier, Amouyal et Corge, du Commissariat à l'Energie Atomique.

La matinée du 25 fut consacrée à la description d'installations à Cadarache de calculateurs connectés au Van de Graff de 5 MeV (exposé fait par M. Arnaud du C.E.A.) et à la pile expérimentale CABRI (exposé de M. Delchambre du C.E.A.).

M. Gariod (Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble) donna, d'autre part, un exemple de simulation par calculateur d'un réacteur associé à un réactimètre; le calculateur pouvant simuler des excursions de puissance irréalisables autrement.

M. Sigelle (C.F.T.H.) parla des équipements nécessaires au fonctionnement d'un spectromètre de masse et M. Joumard (Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble) fit un exposé sur le contrôle numérique direct, par CAE-510, de boucles de régulation de température dans la pile SILOE. Enfin M. Goldwasser (C.E.A.) présenta le problème de l'analyse des photographies de chambres à traces et décrivit la structure de l'équipement ARIANE destiné à l'analyse de clichés de chambres à étincelles par un C.D.C. 160 A.

La description des différentes installations montra l'importance des moyens de liaison entre l'utilisateur et le calculateur, tant pour la commande que pour la visualisation des résultats et le poids mis sur l'acquisition rapide des données. La description de l'équipement du Van de Graaff montra la commande directe des paramètres de l'accélérateur et des équipements expérimentaux associés, ainsi que l'utilisa-

tion du calculateur (CAE 90-10) pour la régulation d'énergie des particules à la valeur de consigne fixée par l'utilisateur. L'installation de CABRI montra l'intérêt d'un calculateur pour la commande d'expériences trop rapides et à trop grand nombre de paramètres pour que l'on puisse les effectuer à la main, ainsi que les problèmes que pose l'acquisition rapide d'un grand nombre de résultats de mesure. Le problème du transport des mesures à distance fut également évoqué à l'occasion de cette installation. En contraste avec CABRI où toutes les commandes étaient imposées (par suite de la nature du fonctionnement), le cas de SILOE mit en relief l'utilisation d'un calculateur pour l'asservissement de température de fours, à partir de mesures fournies par des thermocouples répartis.

L'équipement de spectrométrie de masse fit apparaître l'intégration d'un calculateur dans un appareillage industriel étudié pour être commercialisé, donc avec toutes les contraintes que cela imposait.

L'après-midi du 25, après un exposé de M. Ghesquière (T.I.T.N.) sur les différentes fonctions à remplir dans l'acquisition de données aléatoires et sur les procédés utilisables pour remplir ces fonctions (sélecteur, tampon, stockage, tri et conditionnement), fut consacrée à la description d'équipements existants travaillant dans le domaine des basses et des moyennes énergies, c'est-à-dire faisant surtout de l'accumulation d'événements.

M. Verroust, de la Faculté des Sciences d'Orsay, décrivit une installation de spectrométrie nucléaire utilisant un petit calculateur connecté (PDP 8) et M. Moisset, d'Intertechnique, présenta une étude systématique des différentes méthodes d'utilisation d'ordinateurs en analyse multiparamétrique. Les autres exposés de MM. Cauvin et Labbé et de Mme Blanchi du C.E.A., montrèrent l'utilisation de CAE 510 dans des expériences de temps de vol auprès de l'accélérateur linéaire et dans des expériences d'acquisition d'événements sur Van de Graaff tandem. Les différentes installations étant prévues pour travailler en temps réel pour l'acquisition, et en temps différé pour le dépouillement des données et leur préparation éventuelle pour un calculateur plus important. L'équipement des consoles d'utilisateurs et les méthodes permettant l'appel de sousprogrammes banalisés fit l'objet d'un certain nombre de remarques intéressantes ainsi que les dispositifs de visualisation oscilloscopiques et les traceurs de courbes. Mme Bianchi montra, en particulier, l'intérêt de la visualisation tridimensionnelle (en perspective) de spectres complexes.

M. Kamoun du C.E.A. fit, le lendemain, un exposé se rapportant au même sujet, utilisant des circuits logiques câblés en analyse multiparamétrique. En particulier, l'étude de réactions pouvant suivre plusieurs chemins différents pour arriver au même résultat final se fait très bien dans ce cas et le tracé des spectres en courbes de niveau assure une visualisation très claire après dépouillement par calculateur. Un des intérêts de l'emploi des calculateurs dans ce domaine est l'obtention rapide de relations entre certains paramètres et la comparaison immédiate avec les prévisions théoriques.

La matinée du 26 fut essentiellement consacrée aux installations en cours d'équipement pour le travail en temps réel dans le domaine de la physique corpusculaire à haute énergie.

- M. Abillon présenta l'installation alors en projet pour le Laboratoire de Physique Atomique et Moléculaire, utilisant des chambres à fils dont les signaux sont transmis par magnétostriction, installation destinée à fonctionner auprès de SATURNE. M. Abillon, après avoir précisé la structure de l'expérience, indiqua quels étaient les signaux qui seraient échangés entre les équipements expérimentaux et le calculateur ainsi que les tâches demandées à ce dernier.
- M. Segalas (C.E.A.) montra ensuite comment, compte tenu des renseignements précédents, le calculateur (CAE 90-40) serait équipé pour pouvoir répondre aux demandes. L'accent fut mis surtout sur les équipements de transmission des signaux rapides relatifs à chacun des événements que le calculateur doit acquérir en un temps très court. C'est le problème le plus délicat dans ce domaine. Cet exposé montra l'importance des équipements à placer entre le calculateur et l'installation expérimentale (l'interface). Le système de programmes et son organisation n'a pu être effleuré, faute de temps, mais n'en est pas moins important.
- M. Brisson (C.E.A.) décrivit la structure de l'installation en projet pour l'expérience HERA, prévue en 1967 au C.E.R.N., utilisant une logique rapide câblée et un calculateur CAE 90-40 tandis que M. Schulmann, du Collège de France, montra l'utilisation d'un CAE 90-10 dans une expérience d'électroproduction en coïncidence.
- M. Magneron, d'Intertechnique, termina la matinée en donnant un bilan d'enquête effectuée dans différents laboratoires d'Europe sur les tendances dans le domaine de l'utilisation des calculateurs en instrumentation nucléaire.

L'après-midi du 26 fut consacrée à des exposés relatifs au partage de temps et à la multiprogrammation, d'une part, et à une table ronde destinée à faire le point des idées présentées, d'autre part.

- M. Debraine (C.E.A.) définit ce qu'était l'utilisation collective des calculateurs, utilisation qui promet d'être fructueuse dans l'avenir tant dans le domaine scientifique que dans celui de la vie courante, il indiqua quels étaient les problèmes que cela posait au point de vue conception des calculateurs et organisation des programmes.
- M. Meinadier (C.E.A.) montra sur un exemple pratique d'utilisation en temps réel (celle décrite le matin par MM. Abillon et Segalas) comment se présentaient les problèmes de multiprogrammation et les solutions envisagées.
- M. Girod, du C.E.A., décrivit un projet de réseau de liaison prévu au Centre de Grenoble, réseau géré par un calculateur.

La table ronde permit d'aborder quelques sujets caractéristiques, malheureusement d'une façon trop rapide pour des raisons de temps ; nous les indiquons schématiquement comme suit :

- 1° Les expériences en physique nucléaire telles qu'elles ont été envisagées font intervenir trois catégories de personnes : les physiciens, les électroniciens et les spécialistes des calculateurs. La conception des systèmes dépend beaucoup des idées de l'équipe qui fait l'étude et il y aurait lieu que les différences de mentalité et de langage entre ces trois catégories s'atténuent par une connaissance suffisante de l'ensemble du domaine. En particulier, la répartition des tâches entre les parties câblées et programmées devrait pouvoir se faire sur des bases mieux assises qu'elles ne le sont habituellement.
- 2° La conception des consoles de communication entre l'utilisateur et le calculateur demande à être précisée, compte tenu des enseignements donnés par les expériences en cours.
- 3° Le problème du langage à utiliser en temps réel est également très important, aussi bien pour les relations au niveau de la console que pour la spécification des opérations typiques du travail en temps réel avec connexions extérieures. Les constructeurs interrogés sur l'état d'avancement de leurs systèmes dans ce domaine ont fait preuve d'une grande discrétion.

* * *

Parmi ces exposés, certains paraîtront dans un prochain Bulletin d'Information Scientifique et Technique (B.I.S.T.)*, publié par le Commissariat à l'Energie Atomique. Le numéro et la date de ce Bulletin seront communiqués ultérieurement par L'Onde Electrique.

^{*} DUNOD, éditeur, 92, rue Bonaparte, Paris VIe.



MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E. Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle de la Compagnie Générale des Composants Electroniques C.G.E. Compelec

> préface de

J. ELDIN

Ingénieur en Chef des Télécommunications Directeur du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

Un ouvrage de 700 pages $16 \times 24,5$ cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesures détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors Prix 92,30 F plus frais de recommandation.

- EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI°, CCP PARIS 5335 -

« La mesure » est le seul guide dont dispose le technicien pour avancer dans la compréhension des phénomènes qu'il essaie de maîtriser.

Le but de cet ouvrage, qui traite des concepts fondamentaux des transistors, des paramètres qui les caractérisent, des besoins auxquels ces paramètres répondent, est surtout de décrire comment les mesurer et les utiliser de façon rationnelle.

Dans cet exposé, l'effort a porté tout particulièrement sur la possibilité de permettre aux techniciens ne disposant que d'un appareillage de base (voltmètre, générateur, etc...) d'effectuer les mesures les plus diverses. Il s'adresse à toute personne utilisant les transistors (ingénieurs, agents techniques, étudiants, dépanneurs).

On trouvera pour chaque type de paramètre :

- a) des analyses mathématiques,
- b) des descriptions détaillées de montages, des considérations sur les variations possibles des paramètres en fonction des conditions différentes du fonctionnement et les précautions à prendre éventuellement.

Ainsi, chaque utilisateur sera capable de réaliser des mesures en toute sécurité sans risquer de détruire partiellement ou totalement les transistors en essais.

Monsieur H. Arciszewski réussit à concilier l'originalité des méthodes d'exposition d'un sujet énorme, avec la clarté d'une logique pleinement assimilable, faisant ainsi un ouvrage d'une remarquable densité d'information où tout ce qui concerne les mesures est dit, depuis les indispensables théories de base jusqu'à l'étude détaillée de méthodes opératoires.

C'est ainsi un ouvrage de référence de grande valeur, aussi bien sur le plan national que sur le plan international, qui vient s'ajouter à la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. Chacun pourra y trouver dans un langage à la fois clair et concret le rappel des principes physiques sous-tendant chaque mesure, les précautions à prendre, les montages employés, les variations que l'on peut attendre des paramètres mesurés en fonction de diverses conditions extérieures.

C'est aussi un ouvrage d'enseignement, dont l'intérêt didactique sera apprécié, nous n'en doutons pas, aussi bien par les étudiants que par les techniciens. Pour tout dire, un ouvrage indispensable à quiconque s'intéresse aux transistors.

Au moment où se développent de manière extraordinaire les échanges commerciaux à l'intérieur d'un même pays et entre les différents pays, il est particulièrement agréable de saluer la parution d'un livre de référence permettant aux techniciens de parler ce langage commun qu'est celui de la mesure. Monsieur Arciszewski, par son expérience professionnelle au sein de sa Société, par la part active qu'il a prise aux travaux des différentes instances de normalisation en France (SITELESC - CCT) et internationales (NATO, CEI) était particulièrement qualifié pour écrire ce livre.