

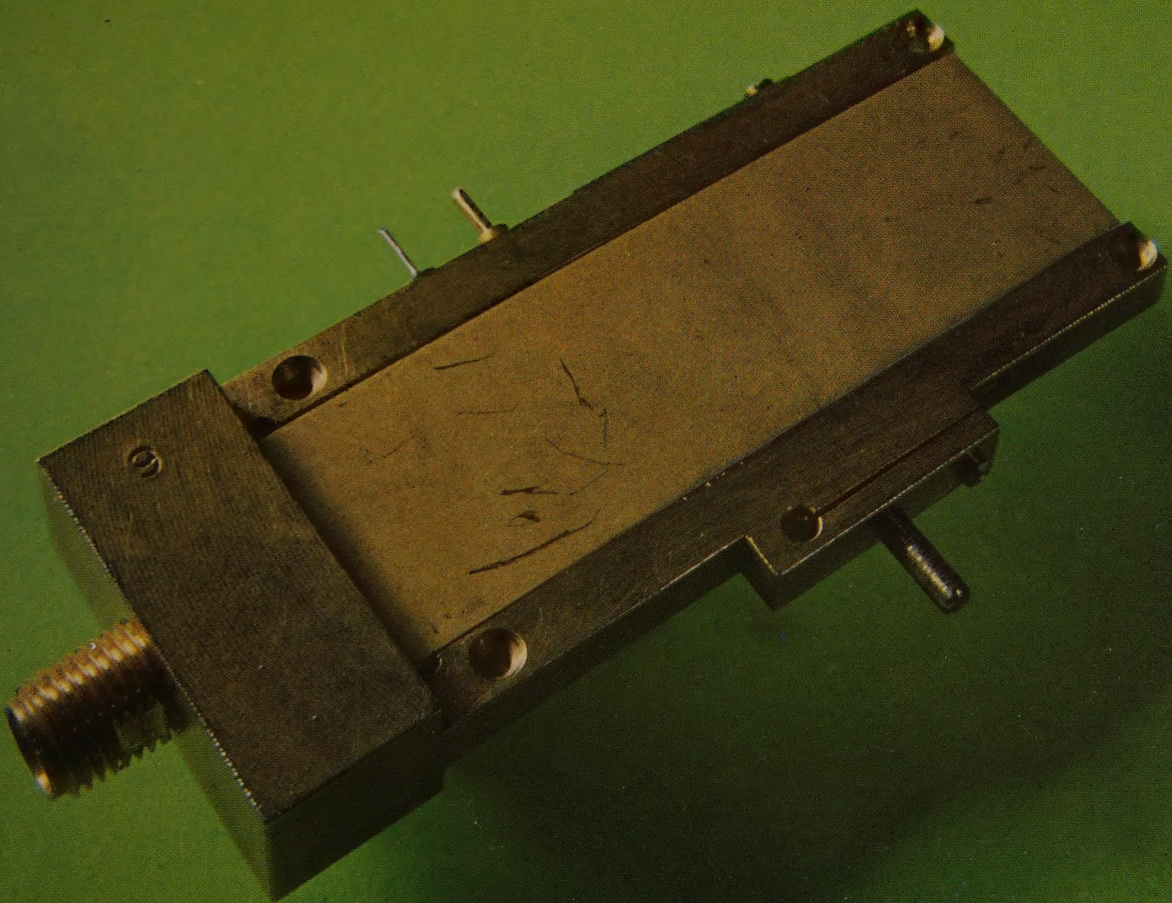
l'onde électrique

U. of ILL. LIBRARY

JUL 6 - 1973

CHICAGO CIRCLE

revue mensuelle
de la
société des électriciens
des électroniciens
et des radioélectriciens



CHIRON - informatique

L'INFORMATIQUE EST PARTOUT

par Christian MARBACH

Un volume relié Balacron de 260 pages 15 × 24, abondamment illustré
Destination, présentation, utilité de l'informatique. C'est la base de l'Informatique présentée de manière souriante.

	Prix Franco France	Etranger
	52,65	54,75

COMPRENEZ L'INFORMATIQUE

par Claude BELLAVOINE — illustré de 20 dessins de DESCLOZEUX

Un volume relié Balacron, 254 pages 15 × 24, nombreux schémas organigrammes, tableaux ;
glossaire des principaux mots utilisés
Information, traitement de l'information, l'ordinateur, la programmation...

52,65	54,75
-------	-------

MANAGEMENT ET INFORMATIQUE

par Gérard BAUVIN, ancien élève de l'Ecole Polytechnique, directeur général de Cegos-Informatique. Préface de M. Maurice ALLEGRE, délégué à l'informatique.

Un volume relié Balacron de 376 pages 15 × 24

Idées, et concepts relatifs à l'utilisation des ordinateurs pour la gestion des entreprises, exposés de façon méthodique et simple.

L'ouvrage s'adresse aux utilisateurs non encore initiés, et aussi à tous ceux qui veulent acquérir une connaissance de l'informatique.

64,15	65,90
-------	-------

RÉALITÉ DE L'ORDINATEUR environnement, méthodologie

par Pierre LALO et Marc ROCHE, ingénieur des Arts et Manufactures. préface de M. Jacques MAISONROUGE, président du Groupe Centrale Informatique.

Un volume de 216 pages 16 × 24, 65 tableaux et organigrammes relié Skivertex

Un ouvrage qui s'adresse plus spécialement aux responsables d'entreprises.

52,65	54,75
-------	-------

TOUTE LA PROFESSION DE L'INFORMATIQUE description des postes et profils types

par une réunion d'Informaticiens et d'utilisateurs à l'initiative et sous la direction de la Société ORGAMATIC

avec la collaboration du Centre d'information sur les carrières liées à l'Informatique.

En trois fascicules totalisant 186 pages 15 × 24.

62 organigrammes, tableaux et schémas, lexique

L'ouvrage décrit toutes les professions de l'Informatique avec le niveau d'étude nécessaire. S'adresse à tous ceux qui veulent s'orienter à travers ces spécialisations en plein développement.

49,65	52,00
-------	-------

LES SYSTÈMES DYNAMIQUES DE GESTION conception et mise en œuvre dans l'entreprise

par HART (B, L, J), directeur du Centre de formation à l'Informatique d'I.C.T.

Traduit de l'anglais par P. Pépe et H. Bonneau

176 pages 16 × 24, 49 figures

Qu'est-ce qu'un système ? théorie de la gestion. Etude des systèmes. Projet de système. Collecte des données. Les diagrammes, les enquêtes et les questionnaires. Sélection et formation des responsables de l'étude des systèmes.

41,65	44,00
-------	-------

ANNUAIRE AUDIO-VISUEL 73

750 pages d'informations indispensables, 250 fiches techniques de matériels, toutes les marques et leurs adresses, tous les programmes et les prestataires de services.

D'une présentation originale, l'annuaire de l'audio-visuel est le seul ouvrage de ce type édité en langue française.

16 × 22

54,15	55,90
-------	-------

BON DE COMMANDE

à découper ou à recopier, et à expédier aux Editions CHIRON

Veuillez m'envoyer le ou les titres (s) suivant (s)

pour la somme de FF, port compris, que je règle par

Virement au C.C.P. Paris 5335, ci-joint ☐ chèque bancaire, ci-joint ☐ mandat postal, ci joint ☐

NOM

ADRESSE

Date et signature

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine — 85006 PARIS — C.C.P. Paris 53-35

L'onde électrique

revue mensuelle

de la Division Electronique, Radioélectricité et Télécommunications (D.E.R.T.)

de la Société des électriciens, des électroniciens et des radioélectriciens (S.E.E.)

sommaire

MOULON J.-M. Utilisation de l' "actualisation" pour optimiser les choix de fiabilité du point de vue économique.	117	COMPOSANTS
ERNOUL R. Organisation d'une étude de fiabilité sur un produit électromécanique.	121	COMPOSANTS
BOULAIRE J.-Y., BOULET J.-P. L'analyse des défauts et les possibilités apportées par le microscope électronique à balayage.	127	COMPOSANTS
DE LA BARRE F. Influence de l'éclairement sur la résolution temporelle des photomultiplicateurs.	133	COMPOSANTS
DONNADIEU A., GINTER G., LECOY G., RIGAUD D. Comportement du bruit thermique d'un TEC en fonction du profil de dopage de la jonction grille-canal.	141	COMPOSANTS
BESSONNEAU G., LEBRUN J. Thermopiles en couches minces.	145	COMPOSANTS
Actualité.	150	
Informations.	151	

notre couverture,

positif YGX 01 de R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC : source hyperfréquences en bande X à diode Gunn accordable électroniquement, associant une diode Gunn et une sphère de grenat Yttrium Fer (YIG). Celle-ci est notamment destinée aux générateurs wobulés de faibles poids et volume, et au développement d'oscillateurs accordés pour les applications de contre-mesures. R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC : 130, avenue Ledru-Rollin, 75540 PARIS - CEDEX 11 - Tél. 357.69.30

L'ONDE ÉLECTRIQUE, 10, avenue Pierre-Larousse, 92-Malakoff - Tél. 253-04-16

Président du Comité de l'Onde Électrique : L. GOUSSOT, Ingénieur général des Télécommunications à l'O.R.T.F.

Vice-Président : R. CABESSA, Directeur commercial à la C.I.I.

Président du Comité de Lecture : G. LEFRANÇOIS, Directeur des Etudes à l'E.N.S.T.

Rédacteur en chef : D. HALPERN

Editions Chiron S.A., 40, rue de Seine, 75-Paris 6^e - Tél. 633.18.93

Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 100 F - Etranger 140 F - C.C.P Paris 53-35

Exclusivité de la publicité : Publéditec. Tél. 250.88.04

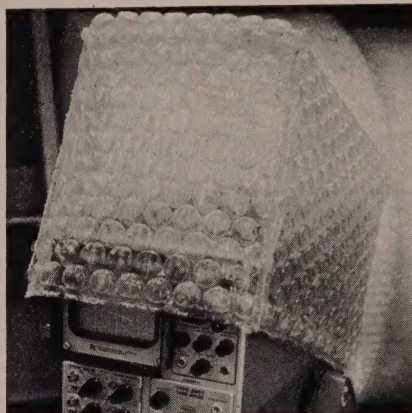
L'Onde Elect. Vol. 53 - Fasc. 4 - pp. 117-152 - Paris - AVRIL 1973

PRIX : 12 F.

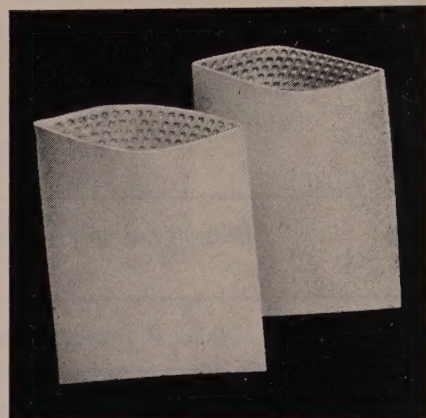
LE MEILLEUR EMBALLAGE, LE PLUS SUR, LE MOINS CHER C'EST L'AIR... EN BULLES DANS :



BULPAK®



AIRCAP®



MAIL LITE®

Basées sur le même principe : matelas de bulles d'air à base de polyéthylène, ces 3 dénominations répondent à des besoins spécifiques différents :

BULPAK et **AIRCAP** sont des matériaux d'emballage et de calage aux performances exceptionnelles, tant en ce qui concerne leur solidité et leur étanchéité, qu'en ce qui concerne les économies de main-d'œuvre, de poids et de volume à l'emballage qu'ils permettent de réaliser. **AIRCAP** est en fait, une version renforcée de **BULPAK**, répondant à des exigences plus sévères (bulles et film recouverts d'un enduit protecteur, le "Saran").

MAIL LITE est une pochette en kraft enduit polyéthylène, sur lequel est soudée une doublure intérieure de **BULPAK**. Plus léger et plus solide que les pochettes matelassées traditionnelles, **MAIL LITE** assure une protection totale pour les envois de petits objets, échantillons, pièces détachées, livres, etc., et permet de réaliser une économie considérable sur le prix de la main-d'œuvre et de l'affranchissement.



BULPAK

BUL-PAK : matériau aux caractéristiques homologuées et contrôlées par le CENTRE NATIONAL DE L'EMBALLAGE ET DU CONDITIONNEMENT (CNEC)

CARACTERISTIQUES					
TYPE	Dimensions bulles (en mm)		Largeur du film	Poids au m2	Longueur du rouleau
BULPAK	Ø	H			
Mini-bulles	7	3,5	1 m	80 g	260 m env.
Petites bulles	9	4	1 m	120 g	200 m env.
Moyennes bulles	12	5	1 m	100 g	200 m env.
Grosses bulles	18	8	1 m	120 g	130 m env.
AIRCAP					
Petites bulles	9	5	1 m 25		240 m env.
Bulles géantes	32	13	1 m 25		85 m env.
MAIL LITE	10 types de pochettes de 11 x 20 cm à 37 x 51 cm et de 11 g à 106 g ; scellables par clips plastique, attaches parisiennes, bandes auto-adhésives ou soudage à chaud.				

Nos spécialistes sont à votre disposition pour vous conseiller sur la meilleure utilisation de nos produits, en fonction de votre problème particulier.

Sibco universel s.a.

183, RUE DE COURCELLES - 75017 PARIS - TEL. : 755.61.90 & 755.61.91 - TELEX : SIBCO 29731

Demandez-nous la liste de nos concessionnaires et distributeurs régionaux.

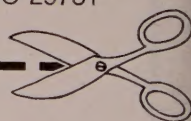
Veuillez m'envoyer votre documentation ainsi qu'un échantillon de BULPAK ☐ AIRCAP ☐ MAIL LITE ☐

NOM

FONCTION SOCIETE

ADRESSE

TEL.



OE

Source hyperfréquences à diode Gunn en bande X, accordable par YIG

Le dispositif « YGX 01 » est une source hyperfréquences en bande X à diode Gunn accordable électroniquement, associant une diode Gunn et une sphère de grenat Yttrium Fer (YIG).

Produit en série dans le centre de Suresnes de RTC - LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC, il délivre une puissance minimale de 60 mW entre 7 et 12 GHz.

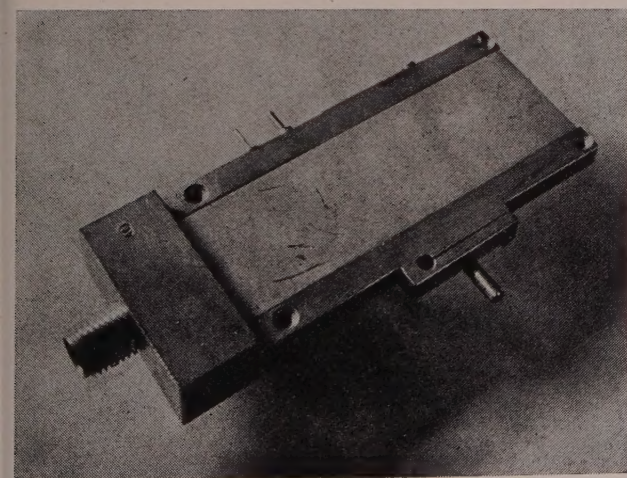
Cette bande de fréquence est explorée par variation du courant dans l'électro-aimant de commande, en 10 ms.

La variation de puissance dans la bande est inférieure à 3 dB.

L'appareil est muni d'un enroulement auxiliaire permettant une variation rapide de la fréquence : variation de l'ordre de 10 MHz à la vitesse de 1 MHz.

Cette source trouve son utilisation, d'une part dans les générateurs wobulés de faibles poids et volume et présentant une bonne fiabilité, d'autre part, dans le développement d'oscillateurs accordables pour les applications de contre-mesures.

Prochainement RTC commercialisera également un oscillateur GUNN à YIG analogue et fonctionnant dans la bande 4 à 8 GHz, puis dans la bande 10 à 15 GHz.



CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES

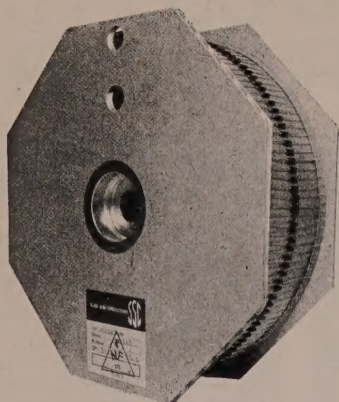
Gamme de fréquence	: 8 à 12,4 GHz
Fréquence de balayage de la gamme	: 100 Hz min.
Puissance hyperfréquences	: 60 mW min.
ΔP dans la bande	: 6 dB max.
Impédance de sortie	: 50 Ω typ.
ΔF autour de F_0	: ± 10 MHz
Vitesse de balayage autour de F_0	: 1 MHz min.
Température de fonctionnement	: -55°C à $+100^\circ\text{C}$
Température de stockage	: -55°C à $+125^\circ\text{C}$

Caractéristiques détaillées et tous renseignements à :

RTC - LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC

130, avenue Ledru-Rollin, 75540 PARIS CEDEX 11

Tél. 357.69.30 - Poste 475

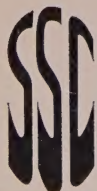


**D07
LA DIODE QUI
FAIT PARLER D'ELLE *
UNE QUALITÉ UTE/CCT SOUS
CONTRÔLE PERMANENT PAR SNQ *
LABEL DE FIABILITÉ EN
HARMONIE AVEC
CONCERTO**

Plus de 5 000 000 de diodes sorties par mois.
Garant de fiabilité : production de série intensive en
permanence ! Critères absolus de l'industrie.

DIODES DE REDRESSEMENT
DIODES A AVALANCHE
DIODES DE REDRESSEMENT RAPIDE
DIODES ZENER
DIODES ZENER COMPENSÉES EN TEMPÉRATURE
DIODES HAUTE TENSION

DOCUMENTATION TECHNIQUE, NOTES D'APPLICATIONS SUR DEMANDE

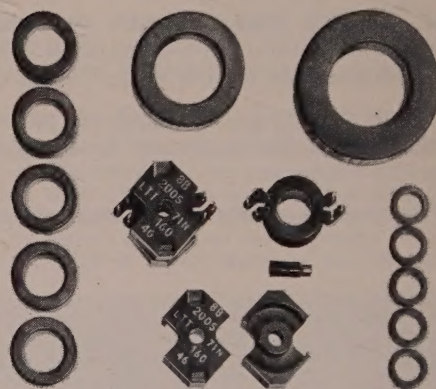


SILEC-SEMI-CONDUCTEURS
122 RUE NOLLET - 75017 PARIS - TEL 627.87.29
TELEX PARIS 28.580
USINES : VILLEJUIF - ALENÇON - TOURS

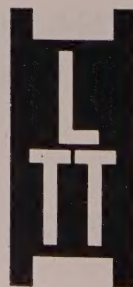
L.T.T.
en tête des fabricants
européens de

**composants
électroniques
de haute qualité**

n° 1
ferrites



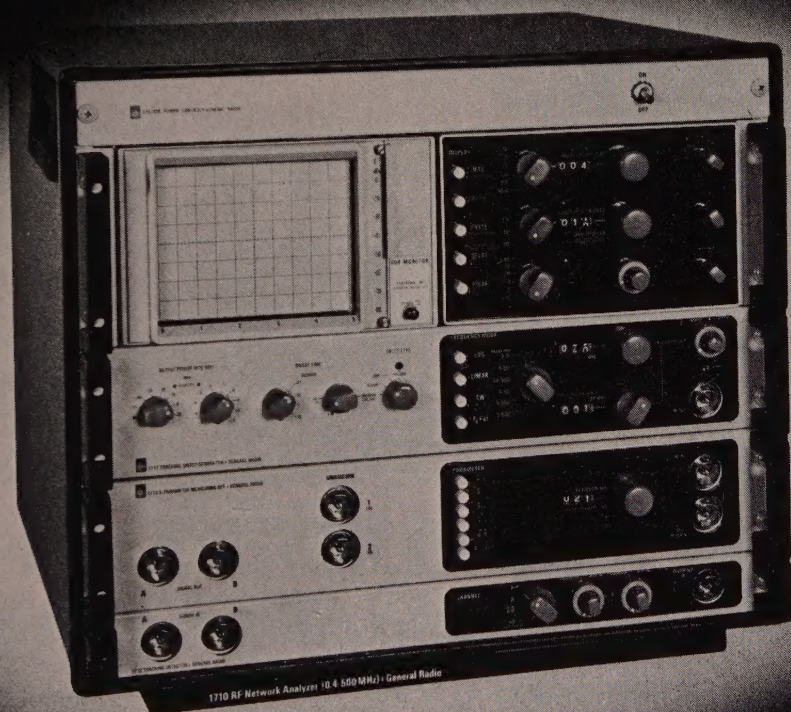
- 1** ferrites professionnels
ferrites pour télécommunications
- 2** condensateurs au tantale
- 3** condensateurs au polystyrène
- 4** circuits intégrés hybrides
- 5** microélectronique hyperfréquence
- 6** composants hyperfréquence
- 7** semi-conducteurs professionnels



**Lignes Télégraphiques
et Téléphoniques**

89, rue de la Faisanderie
Paris 16^e, tél. 504.45.50
tél. 62356 Gralifil Paris

La simplicité et la perfection vont de pair!



L'analyseur de réseaux GR 1710 est un appareil complexe mais facile d'emploi. La simplicité d'emploi libère l'opérateur des réglages fastidieux et lui permet de se concentrer sur: ● les mesures d'amplification et d'affaiblissement ● les mesures de déphasage ● les mesures de temps de propagation de groupe, d'impédance et d'admittance ● la détermination des paramètres S ● la représentation en coordonnées polaires ou cartésiennes ● 400 kHz-500 MHz ● 115 dB de dynamique ● comparaison de réseaux différents avec visualisation simultanée.

Garantie: 2 ans, comme tous les appareils General Radio.

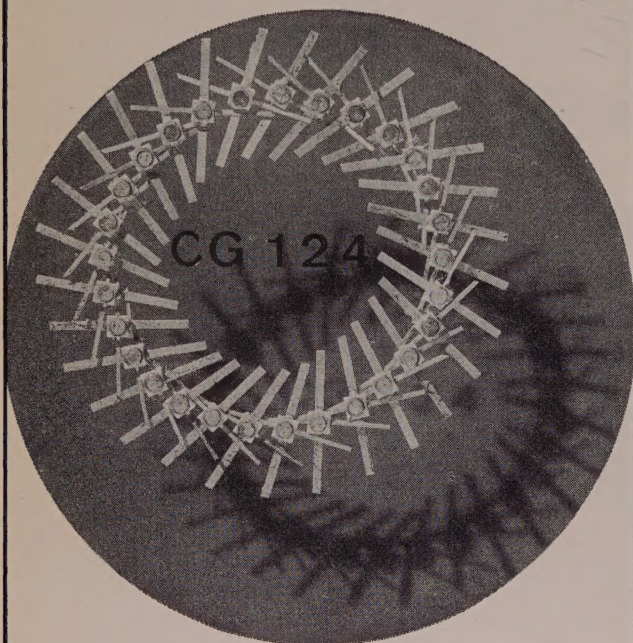
General Radio France

75 Paris 11^e — 27—29, Avenue Parmentier, Tél. 355 75 46 — Telex 22 991
69 Lyon 4^e — 6, Rue Saint François d'Assise, Tél. 28 01 45 — 28 95 04



A 32/72

transistors faible bruit de qualité spatiale JUSQU'À 4 GHz



FACTEUR DE BRUIT A 2 GHz : 4 dB

GAIN EN PUISSANCE A 2 GHz : 12 dB

en cours d'homologation par le CNES



**LABORATOIRES de
MARCOUSSIS**

Centre de Recherches de la C.G.E.

Route de Nozay
91460 - MARCOUSSIS

TELEPHONE : 901.20.02

pour tous renseignements
téléphoner à : M. QUEVRIN - poste 313

PEMA 2B 219

CHIRON 200 titres techniques

	Prix Franco	
	France	Etranger
• H. ARCISZEWSKI. Mesures sur les transistors. Relié pleine toile, 700 p. 16 × 24,5, 1 306 figures	90,35	95,90
• M. BILLARDON et P. LARCHER. Amplification et mesure des signaux de faible amplitude. <i>Les amplificateurs de type continu ; les amplificateurs à dispositifs spéciaux ; modulateurs et « choppers ».</i>		
• Broché, 40 p. 21 × 27, 91 figures. L. BOE et Ph. RAMAIN. Dipôles, quadripôles et calcul matriciel. Relié pleine toile, 242 p. 16 × 24, 176 figures	12,75	15,55
• F. du CASTEL. Propagation troposphérique et faisceaux hertziens transhorizon (télécommunications par satellites). Préface de M. le professeur Louis Leprince-Ringuet. Relié pleine toile, 512 p. 16 × 24, 174 figures	40,00	43,75
• L.J. LIBOIS. Faisceaux hertziens et systèmes de modulation. <i>Théorie et technique des liaisons hertziennes.</i> Relié pleine toile, 512 p. 15 × 24, 204 figures	105,25	109,90
• L. GOUSSOT. Cours d'électronique générale (collection technique de l'O.R.T.F.). Relié pleine toile, 650 p. 15 × 24, 620 figures	70,70	75,90
• R. LAMORAL. Problèmes d'acoustique des salles et des studios. <i>Acoustique architecturale (théorie et pratique).</i> Relié pleine toile, 196 p. 16 × 24, 114 figures, 13 planches	144,95	145,90
• A. RAES. Isolation sonore et acoustique architecturale. Relié pleine toile, 384 p. 16 × 24, 226 figures	60,15	64,75
• G. COZANET, St. MALLEIN. Au-delà des ondes perdues. Relié pleine toile, 264 p. 21 × 27, 300 illustrations	69,70	74,75
Préface du général M. Leschi. <i>La merveilleuse histoire illustrée de l'industrie radioélectrique, depuis les premiers pas hésitants des grands pionniers jusqu'à l'omniprésence de l'électronique dans le monde de demain.</i> <i>L'abondance des illustrations fait de cet ouvrage unique un véritable musée iconographique.</i>	52,10	55,90

BON DE COMMANDE

à découper et à adresser aux Editions CHIRON, 40, rue de Seine, 75006 PARIS.

Veuillez m'envoyer le ou les titre (s) suivant (s)

pour la somme de FF (port compris)
que je règle par :

☐ Virement au C.C.P. 53-35 PARIS. ☐ Chèque bancaire ci-joint. ☐ Mandat postal ci-joint.

Nom

Adresse

Date

Signature

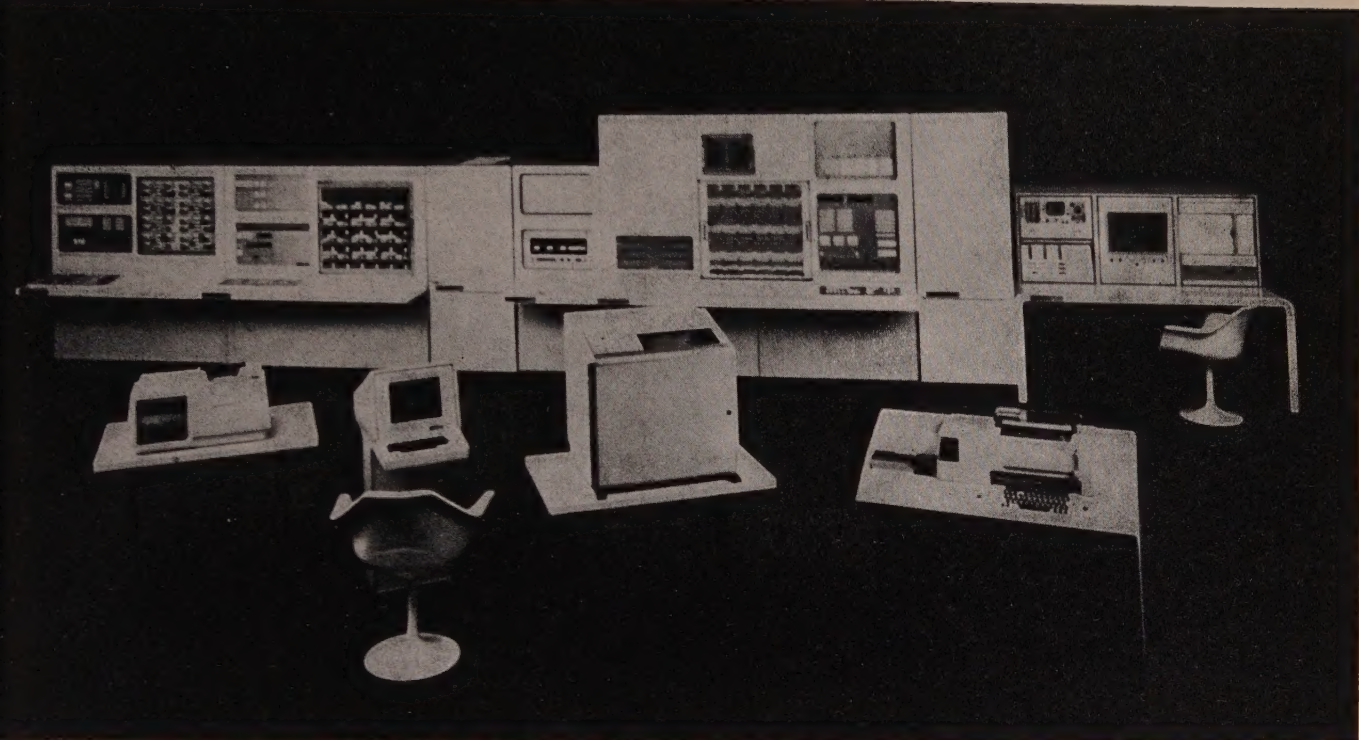
CHIRON, 40, rue de Seine, 75006 PARIS - C.C.P. 53-35 PARIS

PUBLICITEC 7

PACER

notre nouvelle gamme de systèmes.

f.d.p. conseil.



PACER 500, 600 ou 700 pour ceux qui ont des problèmes de simulation.

us travaillez dans l'industrie aéronautique, automobile, pétro-
re, nucléaire, chimique... vous avez certainement des problè-
s de contrôle de processus ou des problèmes de simulation.
us les résolvez d'une manière ou d'une autre : calculateur
mérique, modèle réel, calculateur analogique peut-être ? Mais
ez-vous songé à une solution qui réunit les qualités du calcul
mérique et du calcul analogique et qui peut vous permettre
obtenir un rapport prix/performance 100 fois meilleur que
ur une approche purement digitale.

s problèmes sont sans doute très différents par leur impor-
ce et vous êtes aussi limité par une question budgétaire qui
vous autorise pas à acquérir le système de vos rêves en
e seule fois.

vous présentant les séries PACER 500, 600 et 700 la Socié-
EAI a pensé qu'elle pourrait vous aider efficacement à résou-

dre à la fois vos problèmes de simulation et vos problèmes de
crédit.

Chacun de ces trois ensembles est composé d'un processeur
analogique parallèle de référence ± 10 V (PACER 581 et 681)
ou ± 100 V (PACER 781) plus ou moins important quant à sa
capacité de calcul, d'un processeur digital PACER 100 (8 à 32 K
mots 16 bits) avec ses périphériques, et d'un interface de liaison
pour le contrôle et les convertisseurs AD-DA.

Chacun de ces systèmes PACER 500 - 600 - 700 comprend
trois options qui se différencient par le nombre des modules
constituant le système. (On peut par la suite passer d'une option
à l'autre). Chaque système est fourni avec le software digital et
hybride vous permettant d'automatiser l'ensemble, d'analyser
les données, de les traiter, et de présenter les résultats, soit
numériquement, soit sous forme de graphiques.

PACER 500, 600 ou 700 un ensemble de solutions nouvelles pour résoudre vos problèmes.

EAI

ectronic Associates S.A.R.L. 25-27, rue Ginoux 75737 PARIS CEDEX 15 Tél: 577.08.13

Plus les opérations de connexion sont rapides, plus elles sont économiques.

"Scotchflex", c'est le nouveau système complet d'interconnexion pour l'électronique.

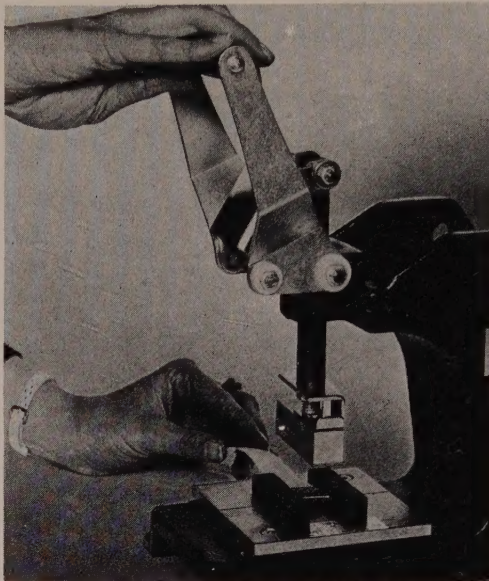
Les opérations classiques de dénudage des conducteurs, la précision de la soudure, la minutie du travail et les contrôles, tout cela est trop lent. Et trop coûteux. Avec "Scotchflex", l'interconnexion est instantanée.

"Scotchflex", c'est d'abord un dispositif auto-dénudant avec un connecteur équipé d'éléments de contact en U.

Sous l'effet d'une pression externe, l'élément en U perce l'isolant du câble, dénude le conducteur et assure le contact en enserrant ce dernier entre

ses deux branches. Chaque conducteur est donc connecté individuellement, mais l'utilisateur a l'avantage de réaliser les connexions simultanément.

"Scotchflex", c'est aussi un câble plat à conducteurs ronds qui offre une réduction d'encombrement et de poids; une flexibilité accrue, des caractéristiques électriques constantes et une facilité de manipulation.



2. Presse d'assemblage du système "Scotchflex".

ment interchangeables présentant les matrices des divers connecteurs. Elle permet l'alignement précis du corps et du couvercle du connecteur et apporte la pression exacte nécessaire à la connexion.

Cet outillage à main, simple de manipulation, s'adapte précisément aux diverses possibilités d'applications du nouveau système "Scotchflex".

Son prix, comparé aux lourds investissements qu'exigent les méthodes traditionnelles, est très avantageux.

Dans l'électronique, les domaines

d'application de "Scotchflex" sont multiples. Tout en assurant une constante régularité de performances, le nouveau système de "3M" diminue le temps de main-d'œuvre et réduit les coûts de production.

Affaire intéressante ?

Je désire recevoir :

- ☐ Une documentation sur le système "Scotchflex".
- ☐ La visite d'un de vos conseillers techniques

M. _____

Société _____

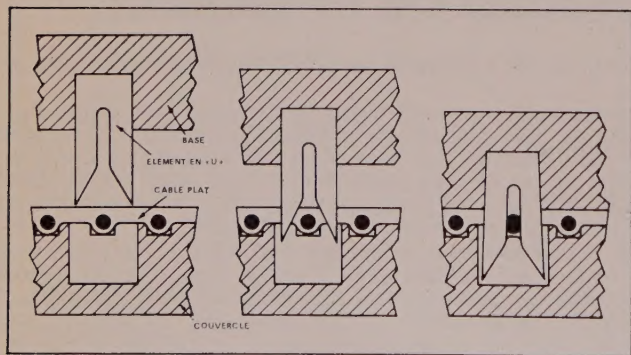
Fonction _____

Adresse _____

3M FRANCE Département "Produits pour l'Electricité" 135, bd Sérurier.
75019 Paris tél. 202 80-80 poste 476.



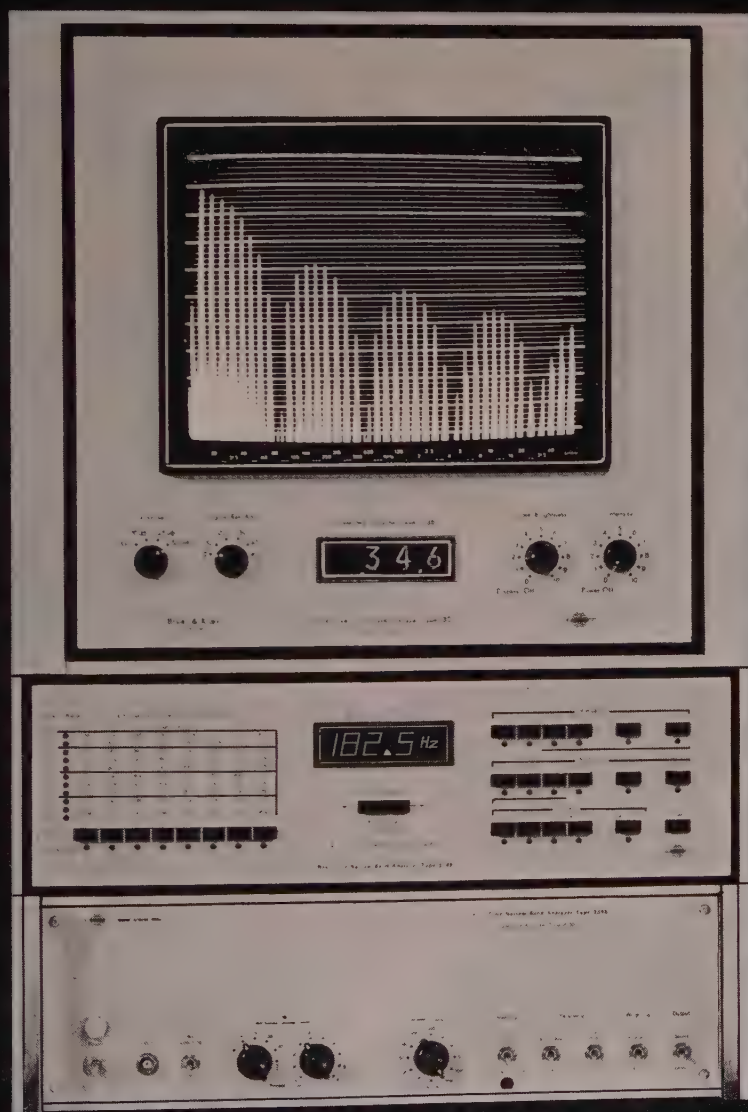
"SCOTCHFLEX" 1^{er} SYSTEME COMPLET D'INTERCONNEXION POUR L'ELECTRONIQUE.



1. Principe de la connexion entre connecteur et câble plat "Scotchflex".

"Scotchflex", c'est enfin une presse d'assemblage qui complète le système. Elle peut s'équiper de plaques de positionne-

Analyse à bande étroite en temps réel



Type 3348

- Mesures en bande constante à haute résolution en temps réel
- Affichage du spectre sur grand écran
- Moyenne d'ensemble linéaire et exponentielle
- Affichage numérique du niveau et de la fréquence
- Adaptation immédiate aux mesures standards en tiers d'octave en temps réel par connexion d'un Analyseur 1/3 d'Octave Type 2130
- Système de mémoire duale permettant la comparaison immédiate des spectres
- Acquisition des transitoires
- Sorties analogiques et numériques
- Possibilités de commande par ordinateur

**Brüel & Kjær
France**



16-20, Rue des Meuniers, 75 012-PARIS 12^e
Tél.: 345-05-14 - 345-36-61 - Télex 22 413 IBEKA

173, Avenue Franklin Roosevelt, 69500 Bron (Lyon)
Tél.: (78) 26-77-35

73-08

Vous êtes cordialement invités à nous rendre visite lors de l'exposition Mesucorà, stand 1.139 BC 11-18 Avril

summaries

ILLUMINATION ★ PHOTOMULTIPLIER ★ TIME RESOLUTION

INFLUENCE OF ILLUMINATION ON PHOTO-
MULTIPLIER TIME RESOLUTION, by F. DE LA
BARRE.

The influence of illuminated photocathode area and light wavelength on photomultiplier time resolution is investigated. And the major sources of transit fluctuations in photomultipliers are reviewed with their wavelength dependence. Measurements of time resolution were performed on three photomultipliers of types RTC XP 2020, PM 2203 and RCA 8575.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 4, pp. 133 to 140 APR. 73

RELIABILITY ★ DISCOUNTING METHOD

DISCOUNTING UTILIZATION IN ORDER TO
OPTIMISE RELIABILITY CHOICES ON AN
ECONOMIC LEVEL, by J.M. MOULON.

For comparative purposes on an economic level, choosing an optimum reliability requires expenses incurred at the origine (manufacture) and other expenses incurred later on (failures) to be taken into account. The author establishes very simple relations, based on the discounting method, which enable one to estimate the total cost, allowing for manufacture and failures.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 4, pp. 117 to 120, APR. 73

THERMAL NOISE ★ FET GATE-CHANNEL JUNCTION

INFLUENCE OF THE GATE-CHANNEL JUNC-
TION IMPURITY DISTRIBUTION ON THE JG
FET THERMAL NOISE, by D. RIGAUD, A. DONNA-
DIEU and G. GINTER.

The thermal noise developped in JG FET channel is obtained from parabolic impurity distribution in the gate-channel junction. Results are compared with those obtained from step and linear distributions previously given in litterature. The authors show that the step distribution remains a sufficient approximation for the thermal noise description.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 4, pp. 141 to 144, APR. 73

RELIABILITY ★ ÉLECTROMECHANICAL DEVICE

RELIABILITY STUDY ORGANIZATION ABOUT
ELECTROMECHANICAL DEVICE, by M. ERNOUL.

This paper relates an experiment concerning a reliability study of a product during its design stage, this product being constituted by very different electromechanical devices. It describes, based on concrete cases, the different steps which were followed : specification of the reliability level, tests, analysis, estimates, alterations, etc. Through this study it has been possible to consider reliability from the viewpoint of failure rates as well as from the one of useful life.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 4, pp. 121 to 126, APR. 73

THERMOPILE ★ THIN FILM

THIN FILM THERMOPILES, by G. BESSONNEAU and
J. LEBRUN.

We introduce a new thin film thermopile.
After a short theoretical survey, we describe briefly the technologie used.

The performances of the thermopile are discussed and several applications are mentionned.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 4, pp. 145 to 149, APR. 73

ELECTRON MICROSCOPE ★ FAILURE ANALYSIS ★ COMPONENTS

FAILURE ANALYSIS AND OBSERVATIONS WITH
SCANNING ELECTRON MICROSCOPE, by
J.Y. BOULAIRE and J.P. BOULET.

This paper describes briefly classic equipments which are necessary for failure analysis of electronic components. Applications of the scanning electron microscope are then discussed through description of some examples of failure analysis on semiconductor components. An explanation of the equipment and of the modes of operation is made to explain micrographs illustrating analysis which are presented.

ONDE ÉLECT. Vol. 53, fasc. 4, pp. 127 to 132, APR. 73



CNET

Utilisation de l'actualisation pour optimiser les choix de fiabilité du point de vue économique

Résumé

Un choix de fiabilité optimum sur le plan économique demande d'ajouter, pour les comparer, des dépenses effectuées à l'origine (fabrication) et d'autres dépenses effectuées plus tard (défaillances). L'auteur établit les relations très simples, basées sur la méthode de l'actualisation, et qui permettent de déterminer le coût total tenant compte de la fabrication et des pannes.

Rappel : Une opération effectuée à l'année n (dépense ou produit) est pondérée par le facteur $1/(1+\tau)^n$ où τ représente le taux d'actualisation défini pour l'Entreprise en fonction de la rentabilité de ses opérations et du loyer de l'argent.

Un achat initial A puis une dépense B à l'année n correspondent ainsi à un coût actualisé.

$$P = A + \frac{B}{(1+\tau)^n}$$

1. Problème abordé

Dans un appareil on considère pris isolément un élément i susceptible d'être à l'origine de défaillances : pièces, composants, soudures, etc.

Soit C_i fonction de la fiabilité de l'élément, la part du prix de l'appareil correspondant à cet élément ⁽¹⁾.

Soit D_i la dépense liée à une intervention, entraînée par une défaillance de l'élément ou par la prévention d'une défaillance (D_i comprend éventuellement le préjudice subit, par exemple le manque à gagner). D_i est également fonction de la fiabilité.

Dans l'idéal, le choix de la fiabilité optimale consiste à minimiser la somme de C_i et des coûts futurs actualisés dus aux dépenses ultérieures D_i pour tous les éléments de l'appareil.

Nous nous proposons d'établir ci-dessous les relations permettant de choisir cette fiabilité optimale.

⁽¹⁾ Nous représentons par $p = \sum C_i$ le coût total de l'appareil considéré.

2. Cas de dépannage sans entretien préventif ni stock d'appareils de secours

2.1. Élément donnant lieu à usure (cas fréquent en mécanique)

On peut dans cette hypothèse définir une durée de vie moyenne T autour de laquelle la dispersion des intervalles entre défaillances sera réduite, de telle sorte que le coût actualisé des interventions a pour expression approchée, en fonction du taux d'actualisation :

$$I_i = D_i \left[\frac{1}{(1+\tau)^T} + \frac{1}{(1+\tau)^{2T}} + \frac{1}{(1+\tau)^{3T}} + \dots \right]$$

Assimilant $\log(1+\tau)$ à τ pour simplifier l'exposé, sans nuire à la généralité, on obtient en définitive pour valeur actualisée I des interventions :

$$I_i = \frac{D_i}{\exp(\tau T) - 1}$$

2.2. Élément à taux de défaillance instantané λ constant (cas fréquent en électronique)

La première panne sur l'élément considéré se produira au bout d'un temps inconnu t et le coût actualisé de la première intervention sera :

$$I_1 = \frac{D_i}{(1+\tau)^t} = \frac{D_i}{\exp(\tau t)}$$

La durée t peut être très courte ou très longue car elle dépend d'une loi de probabilité. Ce qui nous intéresse en toute rigueur est la « valeur probable » du coût de l'intervention. Or dans un intervalle dt la probabilité de défaillance est λdt si la défaillance ne s'est pas produite plus tôt. La probabilité pour que la défaillance ne se soit pas elle-même produite plus tôt est $\exp(-\lambda t)$.

Ainsi la probabilité de défaillance dans dt à l'instant t a pour valeur :

$$\lambda \exp(-\lambda t) dt$$

Et la valeur probable du coût actualisé de la pre-

mière intervention a pour expression :

$$I_{10} = \int_0^{\infty} \frac{D}{\exp(\tau t)} \lambda \exp(-\lambda t) dt$$

$$I_{10} = \frac{\lambda D}{\lambda + \tau}.$$

Tout se passe comme si la défaillance se produisait systématiquement au bout d'un temps t' tel que :

$$\frac{1}{(1+\tau)^{t'}} = \frac{1}{1+\tau/\lambda}.$$

Après le dépannage on retombe exactement sur le même problème et la valeur probable actualisée de chaque panne se déduira de la précédente par le décalage t' . La somme actualisée des coûts des interventions sera donc :

$$I_i = D_i \left[\frac{1}{(1+\tau)^{t'}} + \frac{1}{(1+\tau)^{2t'}} + \dots \right].$$

qui a pour valeur :

$$I_i = \frac{\lambda_i D_i}{\tau}.$$

2.3. Règles de choix sur un élément

Si l'on suppose pour le moment, que l'on raisonne pour une structure bien déterminée ⁽¹⁾ de l'appareil, permettant à celui-ci de répondre aux fonctions demandées, le coût total actualisé à la charge de l'utilisateur est de la forme :

$$P = \sum_i [C_i(f_i) + I_i(f_i)].$$

La sommation est étendue à tous les éléments i constituant l'appareil, f_i représente la fiabilité (λ ou T) de l'élément i .

Le choix de la fiabilité doit s'effectuer de manière à minimiser P , soit :

$$\min P = \min \sum_i (C_i + I_i) = \sum_i \min (C_i + I_i).$$

D'où la règle de choix très simple, pour chaque élément on devra faire :

$$\min (C_i + I_i)$$

soit, d'après ce qui précède :

éléments à usure (durée T) :

$$\min \left[C(T) + \frac{D(T)}{\exp(\tau T) - 1} \right],$$

éléments à λ constant (2) :

$$\min \left[C(\lambda) + \frac{\lambda D(\lambda)}{\tau} \right].$$

⁽¹⁾ Par exemple schéma électrique donné, plan d'ensemble des parties mécaniques fixé.

⁽²⁾ Exprimé en taux de défaillance par année.

On notera la simplicité d'emploi de ces relations en raison de leur forme élémentaire et de la possibilité de raisonner élément par élément.

2.4. Règle de choix de la meilleure structure

On peut imaginer, pour remplir les mêmes fonctions, des réalisations d'un appareil sous des structures différentes.

On pourra par exemple hésiter entre une solution à composants nombreux, mais bons marchés et une autre solution comportant peu de composants mais chers. On pourra encore, dans l'espoir de réduire le coût des interventions, compliquer au départ un matériel en prévoyant l'embrochage de sous-ensembles, etc., etc.

La meilleure solution du point de vue économique sera celle conduisant à la valeur minimale du coût total actualisé P . Si l'on repère par l'indice J les diverses structures envisagées on commencera à choisir par structure chaque élément de manière à minimiser le coût total qui prendra la valeur optimale ;

$$P_j = \min \sum_i (C_{ij} + I_{ij}).$$

La meilleure structure j_0 sera telle que :

$$P_{j_0} = \min P_j = \min \sum_i (C_{ij} + I_{ij}).$$

Remarque : Influence de la valeur finie de la durée de vie d'un matériel.

En toute rigueur il conviendrait de limiter la sommation des dépenses dues aux pannes à la période V de durée de vie des matériels. Cela revient à minorer les sommations à l'infini en multipliant le terme en D par le facteur :

$$1 - \exp(-V\tau).$$

Cette correction sera souvent très faible par rapport à l'imprécision sur les données (D , λ et τ). Exemple pour $\tau = 15\%$ et $V = 15$ ans, on trouve un facteur 7/8.

3. Cas où l'on effectue un entretien préventif

Dans le cas où l'on effectue un entretien préventif à intervalle régulier de durée t_0 , les dates et conditions d'intervention et le coût de celle-ci peuvent être sensiblement modifiés.

Tout d'abord l'examen préventif d'un appareil représente en soit une certaine dépense systématique moyenne d_i , à intervalle t_0 . Il faudra donc tenir compte du coût actualisé correspondant.

$$\frac{d_i}{\exp(\tau t_0) - 1}.$$

A cette dépense il convient d'ajouter le coût proprement dit de remplacement ou réparation d'un élément. Mais dans ce cas, le coût D'_i de l'intervention a priori sur un élément est très souvent beaucoup

plus réduit que le coût D_i correspondant a posteriori en cas de dépannage. En effet, une part des frais à caractère fixe se trouve déjà comprise dans d (par exemple frais de manipulation et de test) et il ne faut pas les compter deux fois, mais surtout le coût du préjudice, souvent prépondérant dans D , se trouve fortement réduit sinon pratiquement annulé : on peut en effet, choisir pour l'entretien préventif une heure creuse ou même une période d'arrêt de l'exploitation, ou bien prévoir le remplacement de l'appareil examiné par un autre de rechange, ce qui coûte relativement fort peu dans le cas fréquent d'appareils identiques nombreux chez le même utilisateur.

Une fois D'_i estimé, il faut pour calculer le coût actualisé dû aux interventions estimer à quel intervalle celles-ci se produiront.

Cet intervalle sera inférieur à la durée d'usure de la quantité ε d'anticipation de l'intervention au cours d'un entretien (par rapport à la durée moyenne T) que l'on estimera nécessaire pour éviter une panne. Le nouvel intervalle, multiple de t_0 sera de la forme :

$$T \Rightarrow kt_0 \text{ avec } kt_0 \leq T - \varepsilon < (k+1)t_0.$$

Le nombre entier k caractérise la nouvelle durée de l'élément exprimée en intervalle de temps t_0 entre chaque révision. Le coût actualisé des interventions sera donc :

$$\frac{D'_i}{\exp(\tau kt_0) - 1}.$$

Soit au total :

$$I'_i = \frac{d_i}{\exp(\tau t_0) - 1} + \frac{D'_i}{\exp(\tau kt_0) - 1}.$$

4. Cas où l'on réduit le préjudice causé par une panne inopinée (manque à gagner) à l'aide d'un stock d'appareils de secours (Éléments à λ constant)

L'existence d'un stock de secours est normal chez les gros utilisateurs qui sont très concernés par le choix d'une fiabilité optimale, l'effet des défauts par usure pouvant par ailleurs être limité par un entretien préventif.

Le problème du stock de secours peut être abordé par diverses approches dont certaines conduisent à des développements complexes, en particulier quand on veut faire intervenir le temps probable perdu, fonction de la quantité d'appareils en rechange. Etant donné que nous cherchons avant tout des ordres de grandeurs à l'aide d'une méthode simple, facilement exploitable, nous nous placerons dans le cas idéal où le stock, entièrement utilisé en permanence, permet de répondre exactement aux besoins entraînés par les pannes des N appareils en service.

Le calcul montre qu'il faut dans cette hypothèse majorer le nombre d'appareils par un facteur $1+x$, tel que :

$$x = a \sum_i \lambda_i.$$

où a représente la durée moyenne d'une réparation et où $\sum_i$ est étendue à tous les éléments d'un appareil.

Reprenant la fonction économique définie en 2.3,

qui tient compte pour chaque élément du coût d'achat C_i et de celui D_i dû à une panne, on obtiendra la fonction économique à minimiser en y rajoutant le coût des appareils en stock. Soit pour N appareils :

$$P' = N \sum \left[C_i + \frac{\lambda_i D_i}{\tau} \right] + N p_a \sum \lambda_i.$$

On doit donc raisonner par appareil sur la nouvelle fonction complétée :

$$\min P = \min \sum \left[C_i + \frac{\lambda_i D_i}{\tau} + \lambda_i a p \right].$$

On voit cette fois qu'il est impossible en toute rigueur de faire un choix sur la fiabilité d'un seul élément i considéré isolément, puisque le coût p de l'appareil dépend de la fiabilité globale fonction des λ_i de tous les éléments.

Dans le cas général on devra donc procéder par approximations successives pour déterminer chaque λ_i : on se fixera a priori une valeur de p , on en déduira les λ_i donc les C_i , ce qui donnera la valeur correspondante de p en résultant. Dans le cas où la valeur trouvée pour p s'écartera trop de la valeur supposée initialement on recommencera jusqu'à concordance entre p initial et final.

Mais en fait dans de nombreux cas l'influence du terme correcteur en p de l'expression à minimiser :

$$C_i + \frac{\lambda_i}{\tau} (D_i + t \tau p).$$

est très inférieur à celle de D_i et peut être négligée.

5. Exemples d'applications

Les fonctions économiques données ci-dessus ont été établies très récemment et les exemples qui suivent sont à considérer uniquement comme des illustrations, à titre indicatif, de la théorie. En effet, on pourra constater sur ces exemples combien délicat se présente le maniement de la fonction P , en particulier du point de vue de la détermination de D . Il faudra encore des mois de travail pour préciser les données avant que des conclusions pratiques puissent être tirées sur ces exemples.

5.1. 1^{er} exemple ($\tau = 15\%$)

Appareil : voie de télégraphie.

Élément : condensateur chimique (assimilable pratiquement à une pièce à usure).

$$D_i = 50 \text{ F} \quad C_i = \begin{matrix} \text{A) } 1,5 \text{ F pour } T = 4 \text{ ans} \\ \text{B) } 5 \text{ F pour } T = 15 \text{ ans.} \end{matrix}$$

Il existe des appareils de rechanges et l'on suppose qu'il n'y a pas eu lieu de prévoir un entretien préventif.

$$\text{Cas A } p = 1,5 + \frac{50}{\exp(0,6) - 1} = 62,5 \text{ F.}$$

$$\text{Cas B } p = 5 + \frac{50}{\exp(2,25) - 1} = 10,9 \text{ F.}$$

La conclusion semble a priori nettement favorable au condensateur de meilleure fiabilité.

5.2. 2^e exemple ($\tau = 15\%$)

Appareil : répéteur coaxial à 12 MHz :

$$p = 6\,000 \text{ F.}$$

Elément : transistor (à λ constant).

Réparation 2 000 F (durée 2 mois).

Préjudice maximal : 150 000 F pour une interruption moyenne de 2 h (stock de répéteurs de rechange).

$$C_i = \text{A) } 90 \text{ F pour } \lambda = 10^{-3}/\text{an}$$

$$\text{B) } 210 \text{ F pour } \lambda = 10^{-4}/\text{an.}$$

$$\text{Cas A } p = 90 + 1\,000 + 1 = 1\,091 \text{ F}$$

$$\text{Cas B } p = 210 + 100 + 0,1 = 310 \text{ F.}$$

Le transistor de plus haute fiabilité est à préférer.

On remarquera que le terme correctif en p a effectivement dans ce cas une influence négligeable.

6. Conclusions

Des expressions ont été établies qui résolvent apparemment sur le plan théorique le problème difficile du compromis coût-qualité. L'avenir dira s'il est possible de connaître les données avec assez de précision pour qu'un tel choix ait un sens rigoureux. Il ne faudrait d'ailleurs surtout pas tomber dans l'erreur de trop compliquer la saisie des données, on risquerait en effet de dépenser plus qu'on ne pourrait économiser.

Enfin, on remarquera qu'il n'est pas question dans ces problèmes de chercher un véritable minimum mais bien de choisir le moindre coût p entre des solutions existantes ou, par variation, de voir le prix que l'on serait prêt à payer pour un gain donné de fiabilité

$$\left(\Delta c < \frac{D}{\tau} \Delta \lambda \right).$$

J.M. MOULON, Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications. Ingénieur en chef des Télécommunications à la Direction du CNET, 39-40, rue du Général-Leclerc, 92-Issy-les-Moulineaux.



R.T.C., Suresnes

Organisation d'une étude de fiabilité sur un produit électro-mécanique

Résumé

Cet article rapporte une expérience concernant l'étude de la fiabilité d'un produit au cours de sa conception, ce produit étant constitué d'éléments électro-mécaniques très divers. Il décrit, en s'appuyant sur des exemples concrets, les différentes étapes suivies : spécification d'un niveau de fiabilité, essais, analyse, estimation, modification, etc... Par cette étude, la fiabilité a pu être étudiée aussi bien sous l'angle des taux de défaillances que celui de la vie utile.

1. Introduction

L'étude de fiabilité que nous avons faite porte sur un sujet assez spécifique. Aussi c'est surtout de l'expérience obtenue dans le domaine de l'organisation et de la méthodologie dont je voudrais parler.

2. Description du produit

Le produit étudié est une imprimante mosaïque, il s'agit d'un dispositif d'impression, sur papier de 60 mm de large, de caractères obtenus par la frappe de points suivant une mosaïque 5×7 .

Cette imprimante comprend :

— un module électronique de commande ayant des fonctions de : horloge, mémoire, amplificateur. Je ne parlerai pas de cette partie qui a fait l'objet d'une étude classique comprenant un calcul prévisionnel à partir des tables du RADC et une vérification de la fiabilité sur 30 000 heures/pièce ;

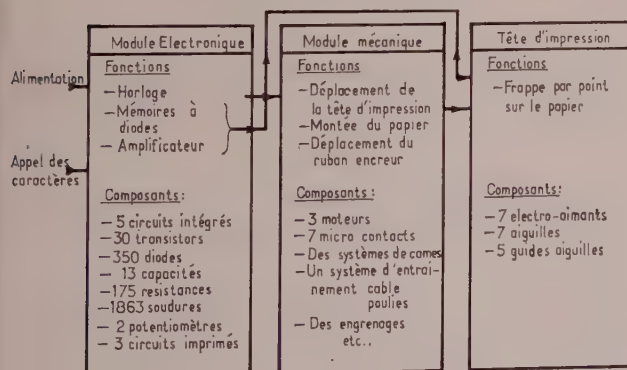


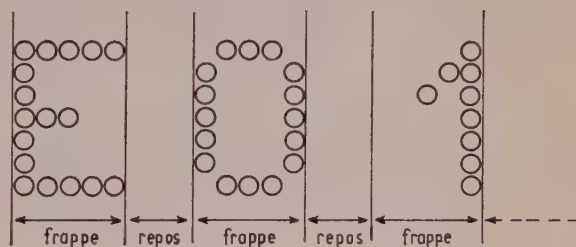
FIG. 1. — Schéma descriptif

— un module mécanique ayant les fonctions de : déplacement de la tête d'impression, montée du papier, déplacement du ruban ;

Il comprend 3 moteurs, 7 microcontacts et leurs cames de commande, un système d'entraînement par câble et poulie, des engrenages, etc.

— une tête d'impression assurant la frappe des points : 7 électro-aimants, conçus spécialement pour cette machine, actionnant 7 aiguilles qui viennent frapper le papier et son ruban encreur. Les aiguilles sont maintenues par des guides.

L'écriture est donc obtenue par la frappe des aiguilles pendant le déplacement de la tête. Aux 7 aiguilles de la tête correspondent les 7 points verticaux, chaque aiguille pouvant frapper 5 fois pendant le déplacement de la tête correspondant à la frappe d'un caractère ((fig. 2).



Déplacement de la tête

FIG. 2. — Exemple de frappe de caractère

3. Spécification du niveau de fiabilité

La première tâche en matière de qualité, et plus particulièrement de fiabilité, a été de se définir un objectif. Nous avons, et cela me paraît la démarche normale, défini un objectif à partir d'une analyse des besoins des clients éventuels et des conditions d'utilisation les plus probables.

A ce moment, la conception en était au stade de la réalisation d'un modèle dit de « faisabilité », c'est-à-dire un modèle ayant prouvé que le principe d'impression imaginé était applicable ; mais il restait à concevoir un dispositif de fabrication industriel, de volume réduit et peu cher. Nous n'avions donc au moment de fixer notre objectif fiabilité aucune information sur le comportement en fonctionnement de la

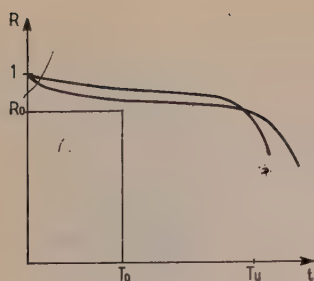


FIG. 3. — Définition de l'objectif fiabilité

future machine puisque la plupart des solutions techniques étaient encore à découvrir.

Finalement, notre objectif a été formulé sous la forme suivante (fig. 3) :

- Une **vie utile** T_u à dépasser.
- La **fiabilité** R_0 à respecter au bout d'un temps T_0 . R_0 est donc la proportion minimale de machines ne devant pas avoir de panne avant T_0 .
- T_0 est le temps de fonctionnement moyen pour un client pendant une période d'un an. Cette période d'un an a été choisie tout à fait arbitrairement. A ce temps T_0 correspond la frappe d'environ 15 millions de caractères, ce dernier chiffre correspondant à une utilisation intensive d'après des prévisions que nous avons faites lors de l'étude des besoins clients.
- Les **conditions d'utilisation**, notamment les températures limites et le nombre moyen de caractères frappés par ligne.
- La **définition des défauts**, en se plaçant sous un angle fonctionnel. La qualité limite des caractères frappés a été particulièrement détaillée : dimension des points, distance entre points, alignement des points...
- Des **essais mécaniques et climatiques** auxquels devraient satisfaire la machine (selon les normes AFNOR relatives aux équipements électroniques).

4. Programme d'étude de fiabilité

Le programme que nous avons suivi sur les parties mécaniques est le suivant :

- Pendant la phase de conception, des solutions techniques envisagées faisaient, au fur et à mesure, l'objet d'essais rapides sur 1 à 2 dispositifs réalisés à cet effet. Il faut signaler que la technique de l'analyse de valeur a été l'outil de base du service développement dans son travail de conception. Quelques prototypes ont été réalisés à la fin de cette phase de conception.
- Nous avons alors procédé à une analyse de conception très détaillée de la machine. Pour chaque pièce en mouvement ou soumise à contraintes ont été recherchés et analysés le nombre de fonctionnements, les conditions de fonctionnement et les contraintes subies. Par exemple, pour chaque aiguille de la tête les contraintes ont été examinées, ainsi que le nombre respectif d'aller et retour en fonction du caractère frappé et de la probabilité d'apparition de chacun

des caractères. Le but principal de cette étude était de mettre en évidence les points critiques. Un rapport complet a été présenté et discuté avec le service développement. Cela a permis au service développement de chercher d'autres solutions là où un doute apparaissait et au service qualité de prévoir des essais permettant de surveiller particulièrement ces points.

Mais je voudrais insister sur l'intérêt à la fiabilité que ce rapport a suscité auprès des responsables du développement. A priori l'analyse méthodique que nous avions entreprise ne leur paraissait pas susceptible d'apporter beaucoup de choses à eux qui connaissaient parfaitement la machine. En fait nous avons mutuellement acquis une connaissance approfondie de la machine vue sous l'angle de la fiabilité. Mais cette action de motivation et d'information devra par la suite être permanente.

- Nous avons, pendant ce temps, mis au point un banc pour essais de durée contenant 12 positions. Avec un fonctionnement continu, le temps T_0 devient 200 h, soit environ 10 jours en fonctionnant jour et nuit. Ce temps très court est un élément essentiel, il nous aurait fallu adopter une approche tout à fait différente si ce temps avait été supérieur.
- 12 machines ont donc été mises en fonctionnement, 10 pendant T_0 et 2 jusqu'à usure complète.
- Une analyse de défaillances a été effectuée.
- Une estimation de la fiabilité a été fournie, montrant que l'objectif n'était pas atteint.
- Des modifications ont été apportées.
- Un nouvel essai a été lancé.

Le cycle essai, analyse, estimation de la fiabilité, modification a été repris jusqu'à obtention de l'objectif.

Suivant les possibilités pratiques, nous avons fait des essais de longueurs différentes. A la fin de l'étude les temps et nombre de machines essayées se répartissaient selon le schéma de la figure 4.

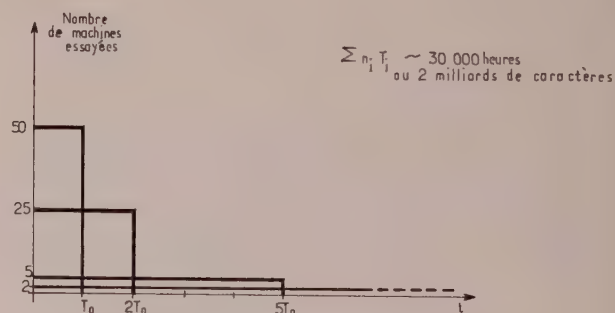


FIG. 4. — Temps cumulés

Nous verrons plus loin comment nous avons fait une estimation de la fiabilité à partir de l'ensemble de ces résultats assez disparates.

5. Analyse des défaillances

L'étude des mécanismes de défaillance s'accompagnait d'une recherche des causes et des paramètres influants et surtout pour les défauts d'usure ou de dérive d'une appréciation de l'évolution par un critère de mesure qu'il nous fallait mettre au point.

Pour procéder à ces analyses nous réalisons des équipements spéciaux permettant de faire fonctionner la partie incriminée sous des contraintes renforcées ou à une cadence accélérée.

Cette méthode d'essais accélérés nous a permis d'essayer rapidement plusieurs solutions et de faire varier les différents paramètres susceptibles d'avoir une influence sur un défaut. On a pu dans plusieurs cas organiser des plans d'expériences du type factoriel à 2 ou 3 dimensions, permettant d'apprécier les différences d'une façon statistique avec un minimum de pièces en essai.

Voici quelques exemples d'analyse de défaillances :

5.1. Microcontact

Nous avons trouvé plusieurs défauts concernant les 7 micro-contacts. Chacun fonctionne dans des conditions et sous des contraintes différentes : tension (quelques mV à 24 V avec des tensions transitoires pouvant atteindre 500 V), courant à couper (quelques mA à 300 mA), nombre de basculements (1 par seconde à 1 toutes les 20 mn), mécanismes de basculement différents...

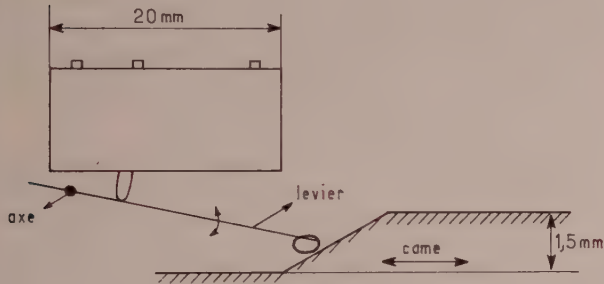


FIG. 5. — Schéma de fonctionnement d'un microcontact

— Le premier défaut que l'on a constaté est un dérèglement du « point d'enclenchement ».

Nous avons d'abord mis au point un dispositif nous permettant de mesurer certaines caractéristiques mécaniques de fonctionnement, notamment la position du « point d'enclenchement ». Ce dispositif nous a permis de constater l'influence du nombre de cycles et de la température.

L'évolution du point d'enclenchement est schématisée sur le graphique (fig. 6). La dispersion entre le temps 0 et la 1^{re} mesure correspond en fait à la mesure du manque de reproductibilité entre 2 points

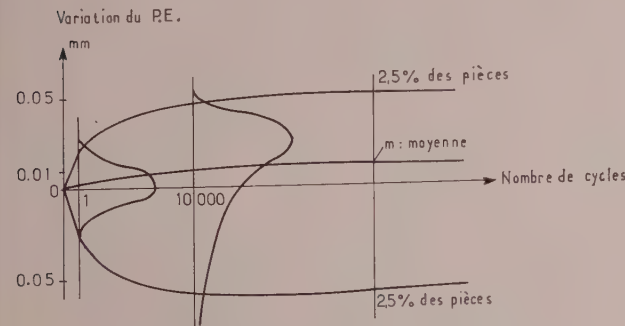


FIG. 6. — Evolution du point d'enclenchement

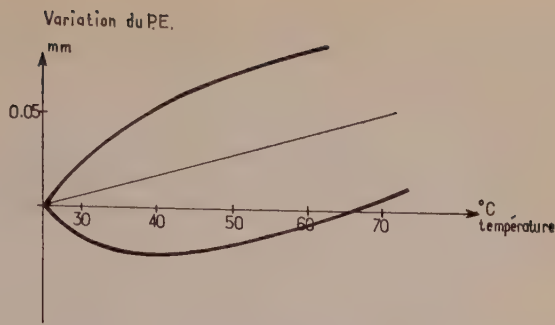


FIG. 7. — Variation du point d'enclenchement en fonction de la température

d'enclenchement consécutifs. Puis la dispersion augmente légèrement ainsi que la moyenne pour se stabiliser après quelques milliers de cycles. On en a déduit la dérive maximale que l'on pouvait atteindre.

L'influence de la température sur le « point d'enclenchement » est donnée par le graphique de la figure 7. On peut constater le comportement différent entre les microcontacts, mais la tendance générale reste la même. Plusieurs types ont été essayés et ont donné des résultats de forme identique mais cependant très différents par la valeur de la pente.

On a pu en déduire les variations maximales du P.E. à partir de la gamme de température d'utilisation prévue (0 à 55 °C).

Ensuite nous avons mis au point un dispositif de mesure nous permettant de mesurer directement sur machine la position du point d'enclenchement par rapport à la position du levier sur la came de commande. On a pu constater que du fait du réglage (fig. 8) la distribution du « point d'enclenchement » était beaucoup trop dispersée.

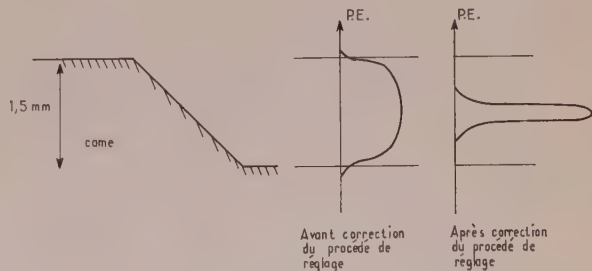


FIG. 8. — Distribution du point d'enclenchement des microcontacts

A la suite de cette étude nous avons une connaissance assez grande des causes de dérèglages. Cela a permis :

- de choisir un microcontact peu sensible à la température ;
- de mettre au point un processus de rodage réalisant 10 000 cycles ;
- de mettre au point un processus de réglage par calibre ;
- de choisir une nouvelle profondeur de la came de commande.

Ainsi les risques de dérèglement ont été pratiquement éliminés. Nous avons également par ce fait gagné sur les temps de réglage en fabrication.

— Le 2^e défaut constaté était une tendance au collage au bout d'un certain temps de l'un des 7 micro-contacts dont la fonction était de couper l'alimentation d'un moteur, soit 300 mA, 50 Hz sous 24 V et charge inductive.

Le collage du contact pouvait être intermittent ou définitif. Le mécanisme de défaillance consistait en un apport de métal d'un contact sur l'autre, créant un creux d'un côté, une perle de l'autre. Ce type de défaut est tout à fait classique, il s'agissait cependant d'en limiter l'importance.

Nous avons essayé plusieurs valeurs de capacités à mettre en parallèle. La comparaison et l'appréciation des résultats ont été facilitées par une présentation sur papier de Weibull comme on peut le voir sur le graphique (fig. 9).

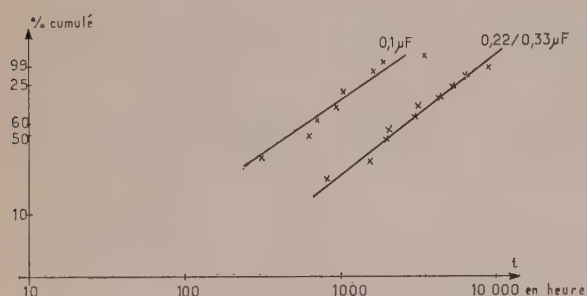


FIG. 9. — Résultats sur l'influence des capacités sur les microcontacts
Graphique de Weibull

Ensuite, nous avons cherché d'autres types de micro-contacts provenant de différents fournisseurs. Pour faire ces essais économiquement nous avons mis en place un banc d'essai très simplifié qui faisait fonctionner des modules mécaniques seuls, sans frappe, avec à la place de la tête une masse équivalente. Les conditions de fonctionnement du microcontact semblaient ainsi parfaitement reproduites. Pourtant nous avons été contraints d'abandonner ce banc d'essai simplifié car il donnait des résultats très favorables (rapport voisin de 4). Cela donne à réfléchir sur l'importance des contraintes, car l'hypothèse la plus raisonnable de cette différence est que la frappe des caractères provoque, par la percussion des aiguilles sur l'enclume, des vibrations qui, malgré leur faiblesse, accélèrent la défaillance du microcontact. L'analyse des contraintes électriques ou mécaniques ne nous a pas permis de découvrir d'autres explications.

Les différents essais ont porté sur 10 types provenant de 5 fournisseurs différents. La solution a été fournie par un microcontact dont les contacts sont striés, et dont le basculement est ferme et rapide.

5.2. Bague d'arrêt

Le noyau de l'électro-aimant est prolongé par un axe en bronze qui assure la frappe sur l'aiguille. Une bague d'arrêt est fixée sur cet axe pour limiter la course au moment du retour (fig. 10). Donc, après chaque point frappé, la bague vient buter sur l'extrémité de l'électro-aimant. Les chocs sont très faibles, mais très nombreux. Dans le creux de certaines bagues

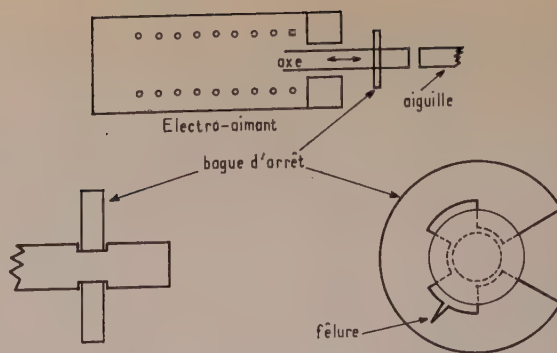


FIG. 10. — Cassure de la bague d'arrêt de l'électro-aimant

d'arrêt apparaissait une fêlure allant jusqu'à la cassure.

Nous avons conçu un équipement spécial permettant de faire fonctionner 5 têtes d'impression seules, à une cadence très rapide et imprimant des caractères faisant travailler les aiguilles au maximum. Nous avons constaté que cet équipement accélérail le temps d'un coefficient voisin de 10 pour ce défaut.

Cela nous a permis de comparer rapidement différentes solutions en jouant sur :

- la forme et l'épaisseur de la bague d'arrêt ;
- le matériau de cette bague : bronze, acier, acier inox, plastique ;
- le matériau de l'extrémité de l'électro : fer, anneau de bronze ou de bakélite.

Dans de tels essais les phénomènes « d'interaction » sont fondamentaux, ils doivent impérativement être pris en compte si l'on s'appuie sur des plans d'expérience de type factoriel. En effet, si une bague d'arrêt en bronze est meilleure qu'une bague d'arrêt en acier lorsque le choc se produit contre de la bakélite, cela peut être l'inverse contre du fer doux.

Finalement, nous avons obtenu une solution quasiment parfaite avec une bague en plastique moulé, spécialement conçue pour cette machine. Les solutions basées sur du métal étaient très différentes les unes des autres, mais aucune ne satisfaisait aux conditions techniques (magnétisme, élasticité, solidité) ni aux conditions de prix.

5.3. Usure des aiguilles

Nous pensions a priori que l'usure des aiguilles contre leurs guides (acier inox sur bronze au béryllium) serait un phénomène critique.

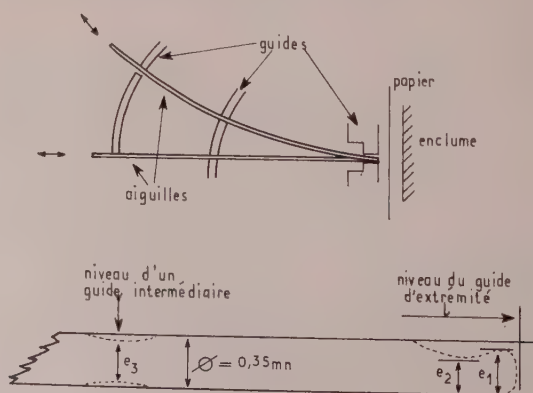


FIG. 11. — Mesure de l'usure d'une aiguille

Nous avons défini quelques points de mesure sur l'aiguille : diamètre au niveau des guides intermédiaires, épaisseur mini et épaisseur maxi au niveau de l'extrémité et longueur de l'aiguille. Nous avons mesuré l'évolution de ces différentes cotes en cours de fonctionnement (fig. 11).

Les essais étaient effectués sur le banc spécial d'essai de têtes qui permettait de diminuer le temps dans un rapport 4 pour ce point particulier.

Nous avons pu étudier les différents paramètres : matériaux d'aiguilles, matériaux de guides, vitesse de frappe, nature du papier, lubrifiant, etc.).

Les résultats furent assez inattendus :

- usure très faible au niveau des guides intermédiaires ;

- usure appréciable sur le diamètre d'extrémité, mais certains matériaux de guide permettant de la limiter. Cette usure entraîne des désalignements de points lors de la frappe ;

- usure assez importante dans le sens de la longueur de l'extrémité de l'aiguille. Cette réduction de longueur dépendait de la nature du papier utilisé, certains papiers se montrant particulièrement abrasifs malgré la très bonne qualité qu'ils présentent sur le plan de la technique papetière. Ce dernier phénomène a été suivi à l'aide du graphique (fig. 12) obtenu pour un type de papier donné.

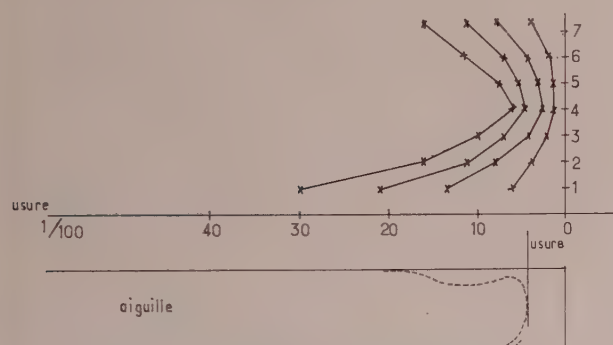


FIG. 12. — Evolution de l'usure des aiguilles

Nous avons fait autant de graphiques de ce type que de types de papier utilisés. On voit que l'usure dépend fortement de la position des aiguilles, l'aiguille centrale (rectiligne) est moins usée que les aiguilles extrêmes (courbées), ce qui montre que si le papier est un facteur majeur, le résultat dépend d'autres paramètres selon un mécanisme difficile à interpréter.

Les mesures ont porté, à chaque essai, sur plusieurs têtes de façon à obtenir non seulement l'usure moyenne mais sa dispersion. Un point sur le graphique représente une moyenne.

5.4. Conclusion sur l'analyse des défaillances

Je pourrais détailler quelques autres exemples mais on retrouverait toujours le même mécanisme :

- découverte d'un défaut en essai normal ;
- mise au point d'un équipement d'essai permettant d'étudier rapidement le défaut considéré ;

- comparaison des résultats de cet équipement avec l'équipement normal ;

- éventuellement mise au point d'équipements de mesure permettant d'apprécier les phénomènes mis en jeu ;

- analyse du mécanisme de défaillance et de ses différents paramètres ;

- recherche de solutions en faisant varier différents paramètres ;

- modification, nouvel essai...

6. Estimation de la fiabilité

Il nous a fallu séparer parfaitement les défauts catalectiques et les défauts d'usure pour pouvoir procéder à l'estimation de la fiabilité de la machine.

- On a estimé la fiabilité pour les défauts catalectiques par :

$$R = e^{-(\sum \bar{\lambda}_i) T_0}$$

$\bar{\lambda}_i$ étant le taux de défaillance moyen de chacun des défauts pendant le temps T_0 . On s'est assuré que ces défauts étaient indépendants.

Pour chaque $\bar{\lambda}_i$ nous prenions en compte le cumul des résultats à partir du moment où la dernière modification relative au défaut considéré avait été passée. Si bien que certains $\bar{\lambda}_i$ étaient très précis car portant sur un nombre d'heures cumulées important, alors que d'autres étaient peu précis, le nombre d'heures cumulées depuis la dernière modification étant plus réduit.

De plus j'ai indiqué précédemment que certaines machines avaient fonctionné un temps $2T_0$, d'autres $5T_0$ et certaines plus. Ces résultats ont été pris en compte également pour le calcul des $\bar{\lambda}_i$ dans la mesure où le taux de défaillance était à peu près constant ou croissant dans la période considérée.

Enfin, certains résultats obtenus sur des équipements d'analyse ont été pris en compte également lorsque les coefficients d'accélération étaient connus expérimentalement ou théoriquement avec précision.

Tout cela étant manié avec précaution, une réflexion sérieuse permet d'apprécier les risques d'erreur que l'on prend.

Cette méthode de calcul nous a permis de prendre en compte un maximum d'heures cumulées et d'être toujours en mesure de fixer des objectifs d'amélioration par type de défaut : ce niveau de précision dans l'information fournie au service développement fut un facteur d'efficacité.

- Pour les dérives dues à l'usure on s'est efforcé, comme je l'ai déjà dit, de mesurer au maximum les phénomènes. On peut schématiser notre mode de calcul par le graphique (fig. 13), où l'on voit comment la distribution d'une caractéristique évolue par rapport à une valeur limite

Finalement, on a constaté que l'usure provenait essentiellement des aiguilles, ce qui entraîne au bout d'une certaine période le remplacement de la tête, et beaucoup plus tard une usure générale qui a été étudiée car l'objectif de vie utile était largement dépassé.

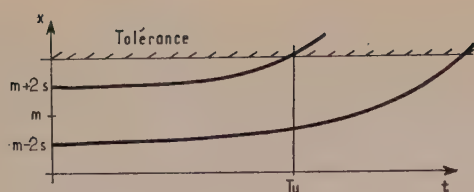


FIG. 13

Enfin, d'une façon très approximative on a pu tracer l'évolution du taux de défaillance de la machine (fig. 14).



FIG. 14

On constate que le taux de défaillance, pour les défauts catalectiques, est toujours décroissant dans les périodes étudiées.

L'ensemble de cette étude nous a permis de déterminer :

- une période de déverminage ;
- le coût d'une garantie éventuelle ;
- la maintenance à assurer (outillage, points réparables ou non, etc.) ;
- les pièces de rechange à prévoir.

7. Conclusions

Je voudrais terminer en vous faisant part de quelques réflexions qui m'ont été inspirées par cette étude.

— Cette expérience m'a confirmé, si cela était nécessaire, l'importance des deux principes fondamentaux suivants :

définir la qualité du produit le plus tôt possible, même si un certain manque d'informations nous conduit à un peu d'arbitraire ;

mesurer les phénomènes plutôt que de compter les défauts.

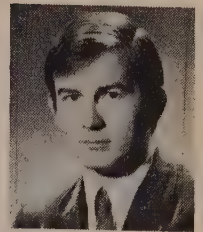
(suivre l'évolution d'un réglage plutôt que de constater le moment où un microcontact ne bascule plus par exemple).

— Il serait intéressant d'aller encore plus loin en déterminant les modèles mathématiques régissant les mécanismes de défaillance en fonction des différents facteurs. Mais dans le cas de notre machine nous nous sommes trouvés à chaque fois, dans le domaine mécanique, devant un grand nombre de facteurs difficiles à appréhender ; d'ailleurs ils ne sont souvent pas indépendants et présentent des phénomènes d'interaction. Bien sûr, certains principes peuvent être pris en compte ; d'ailleurs le choix des matériaux de guides et d'aiguilles et de leur dureté par exemple avait été fait en respectant les principes connus, par des mécaniciens dans le domaine des frottements et des paliers par exemple, mais même là nous avons eu des surprises.

— La technique de l'analyse de valeur utilisée systématiquement sur la partie mécanique a d'ailleurs renforcé cette difficulté à prévoir, car elle conduit à des solutions peu expérimentées. Ce n'est pas une critique de cette méthode que j'apprécie beaucoup ; non seulement elle permet des prix de revient assez faibles, mais encore, dans certains cas, elle se traduit tout naturellement par une amélioration de la fiabilité par la simplification des solutions auxquelles elle conduit. On a par exemple, remplacé dans notre machine 4 relais prévus initialement par une barre et 2 microcontacts. Mais cette tendance à nous placer en terrain inconnu doit être compensée par une coopération beaucoup plus étroite entre le service développement et le service qualité, chacun tenant l'autre franchement informé de ses techniques, de son objectif et de ses résultats.

— Enfin, une étude de fiabilité au niveau d'un service spécialisé, en l'occurrence le service qualité ne sera que d'une faible utilité si l'on ne s'emploie pas à faire passer nos résultats et nos conclusions au service développement dans un 1^{er} temps, au service commercial et à la direction dans un autre. Cela demande un effort de synthèse et de simplification dans la présentation des résultats. Il ne faut surtout pas oublier que les techniques de la fiabilité et sa terminologie sont en général peu familières à nos partenaires et même qu'elles leur paraissent quelque peu étranges. Les implications statistiques ne sont pas là pour simplifier cette situation. J'ai notamment constaté à quel point il est difficile de faire comprendre concrètement la notion de MTBF, terme que j'ai, dès le début, essayé de bannir de mon langage. Il faut en quelque sorte réussir à vulgariser la fiabilité.

Roger ERNOUL, Ancien élève de l'ESE (promotion 1959), est actuellement attaché au Service Qualité Central de la RTC La Radiotechnique Compelec, 51, rue Carnot, 92-Suresnes. Tél. 772.51.00.



Centre de Fiabilité — CNET, Lannion

L'analyse des défauts et les possibilités apportées par le microscope électronique à balayage

Résumé

Dans cet article, on décrit d'abord brièvement les moyens classiques permettant de réaliser des analyses de défaillances de composants électroniques.

Les possibilités supplémentaires apportées par l'utilisation du microscope électronique à balayage sont ensuite mises en évidence par la description de différents exemples d'analyses de composants semi-conducteurs. Un rappel sur le principe de l'appareil et les différents modes d'observation permet de préciser l'interprétation des photographies illustrant les différentes analyses effectuées.

Nous allons d'abord rappeler les moyens dont peut disposer le laboratoire d'analyse des défauts, ainsi que les applications, puis décrire différents exemples d'analyses effectuées grâce au microscope électronique à balayage.

1. Moyens d'analyse

1.1. Equipements du laboratoire

1.1.1. Analyse électrique

Avant toute chose, il est indispensable de faire une analyse électrique du défaut très précise. Cette analyse se fait généralement d'abord sur des machines de mesure automatiques de composants suivant les programmes classiques ou en programmation manuelle pour des mesures complémentaires. Elle est ensuite complétée par un relevé des caractéristiques courant-tension entre pattes à l'aide d'un traceur de courbes. La forme de ces courbes peut en effet apporter beaucoup de renseignements sur la nature du défaut interne. Les résultats sont analysés pour donner une première identification du défaut.

1.1.2. Moyens d'observation

Un appareil à rayons X permet d'effectuer une radiographie des composants et donc de visualiser les connexions métalliques internes au boîtier. Cette inspection peut permettre de mettre en évidence des particules étrangères à l'intérieur du boîtier, des défauts de soudure de la pastille, des défauts des fils d'interconnexion. La radiographie permet aussi

de voir le montage interne du composant, et apporte des renseignements pour l'ouverture de celui-ci. Nous disposons aussi des moyens classiques d'observations optiques (binoculaire et microscope métallographique) qui permettent après l'ouverture des boîtiers par des méthodes mécaniques (boîtiers métalliques ou céramiques) ou chimiques (boîtiers « plastique »), d'observer la pastille et les interconnexions.

Les résultats des observations doivent ensuite être reliés aux résultats des mesures électriques afin de s'assurer que les défauts observés n'ont pas été créés lors de l'ouverture par exemple.

1.1.3. Mesures sous pointes

Les observations optiques peuvent également être précisées par des mesures sous pointes directement sur la pastille. Toutefois, ces mesures réalisables sur des transistors et des circuits à faible niveau d'intégration, sont impossibles sur des circuits plus complexes où les éléments sont de dimensions trop faibles.

1.1.4. Autres moyens

D'autres moyens chimiques ou mécaniques peuvent permettre de faire une étude en profondeur de la pastille. On procède généralement ainsi pour l'analyse des courants de fuite de jonctions où on réalise successivement un nettoyage en surface, puis une dissolution des métallisations, de la passivation SiO_2 , puis éventuellement une attaque du silicium. Cela, par élimination, permet de localiser la région où se génère le courant de fuite. Il est également possible de réaliser des coupes en biseaux suivies de révélations de jonctions, mais cette technique est peu utile pour l'analyse des défauts localisés, car il est très improbable de trouver le défaut dans un plan de coupe observé. Nous disposons donc d'un ensemble de polissage qui permet aussi de réaliser des coupes transversales très utiles pour l'observation des défauts de thermocompressions (peste pourpre), ou de soudures des pastilles sur leurs embases.

1.1.5. Microscope électronique à balayage

Les possibilités de cet appareil seront reprises en détail dans la deuxième partie.

Pour terminer l'examen des moyens que peut utiliser le laboratoire d'analyse des défauts, nous devons parler des possibilités offertes par d'autres laboratoires du CNET.

1.2. Autres moyens au CNET

Nous pouvons citer de nombreux types de spectromètres qui peuvent permettre d'analyser la composition de métaux, de gaz, ainsi que les possibilités des différents laboratoires de physique et de chimie du CNET.

Au CNET-Bagneux, la microsonde électronique CASTAING permet de faire des analyses chimiques qualitatives, et quantitatives, ainsi que de localiser sur la surface de l'échantillon, les constituants chimiques présents.

L'analyse peut se faire avec une résolution de $1\ \mu$ environ, et est donc appropriée aux composants de faibles dimensions pour la détermination de différents contaminants, l'analyse de phénomènes de corrosion... Le microscope électronique à balayage pourrait d'ailleurs avoir un rôle semblable à condition de l'équiper de spectromètres analysant les raies X émises par l'échantillon.

2. Applications du microscope électronique à balayage à l'analyse des défauts

2.1 Rappels sur le principe et les différents modes d'observations

2.1.1. Principe

On réalise une correspondance point par point entre la surface de l'échantillon à observer et la surface d'un tube cathodique à partir d'un phénomène physique enregistré au niveau de l'échantillon et transformé en signal électrique modulant l'intensité lumineuse du tube cathodique.

Pour créer ce phénomène physique, on bombarde l'objet par un faisceau d'électrons de haute énergie (1 à 50 kV) et de faible diamètre (100 Å). En fait, l'impact du faisceau produira plusieurs effets, mais il est possible d'en sélectionner un seul pour obtenir un type déterminé d'image.

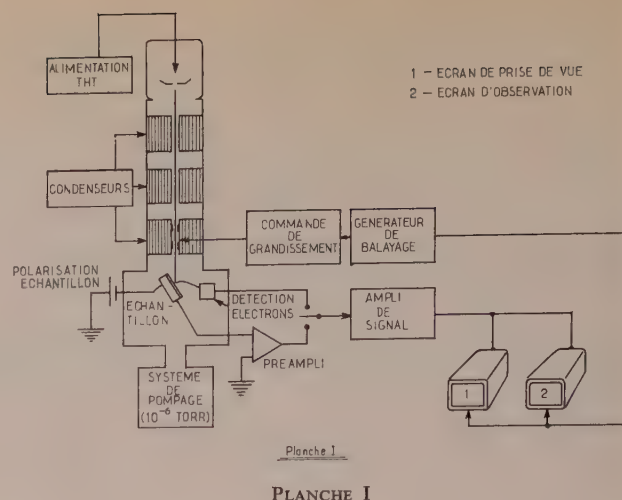
2.1.2. Description de l'appareil — Planche 1

2.1.2.1. LA COLONNE ÉLECTRONIQUE

Elle comprend une source d'électrons suivie d'une optique électronique constituée de trois condenseurs électromagnétiques qui réduisent l'ouverture du faisceau à 1 degré environ au point de convergence.

Il est intéressant de noter que c'est cette dernière caractéristique qui conditionne la profondeur de champ de l'appareil (elle est environ 1 000 fois supérieure à celle d'un microscope optique classique).

Le balayage du faisceau est assuré par une paire de bobines de déviation commandées par le générateur de balayage du tube cathodique. C'est donc ce synchronisme qui assure la correspondance point par point objet-image. Le rapport de grandissement est déterminé à ce niveau par le rapport des dimensions de l'écran cathodique à celles de la plage balayée.



Pour commander le grandissement, il suffit d'agir sur les dimensions de l'aire balayée, ce qui, notons-le, est indépendant de la focalisation du faisceau.

2.1.2.2. LES PHÉNOMÈNES ENGENDRÉS ET LEUR DÉTECTEUR

Lors de l'impact du faisceau à la surface de l'échantillon, il se produit diverses interactions physiques qui sont :

- émissions d'électrons ;
- courants induits ;
- cathodoluminescence ;
- raies X ;
- courants absorbés.

Nous ne développerons ici que les phénomènes les plus appropriés à l'étude des composants semi-conducteurs :

a) Mode émissif

Lors de l'impact du faisceau électronique, il se produit une réémission d'électrons de deux types : les électrons secondaires avec une énergie inférieure ou égale à 50 eV et les électrons réfléchis avec une énergie voisine de celle du faisceau incident. Le système de collection des électrons secondaires est constitué par une grille électrostatique dont le potentiel peut varier entre -50 et $+300$ V, un scintillateur plastique finement métallisé, polarisé à $+10$ kV, un guide de lumière et un photomultiplicateur.

Lors de la formation d'électrons secondaires, ceux-ci sont captés par les grilles, puis post-accélérés avant de frapper le scintillateur. L'information lumineuse qui dépend du nombre d'électrons émis est alors transmise au photomultiplicateur qui transforme celle-ci en une information électrique directement assimilable par l'électronique de l'appareil.

Le taux d'émission d'électrons secondaires dépend du numéro atomique de l'échantillon, de l'angle d'impact du faisceau, et de l'état de surface de l'échantillon.

C'est à l'aide de ce mode de fonctionnement que l'on pourra obtenir des images topographiques à haute définition (jusqu'à 200 Å).

Pour détecter les électrons primaires réfléchis, il suffit de supprimer la post-accélération, l'énergie

des électrons réfléchis étant suffisante pour exciter le scintillateur.

Ce type de fonctionnement donnera des images très contrastées et de résolution médiocre (~ 5 000 Å).

b) Contraste de potentiel

Une des particularités du microscope électronique à balayage est de pouvoir détecter les différences de potentiel entre deux régions adjacentes. En effet, la trajectoire des électrons secondaires émis dépend essentiellement de la différence de potentiel qui existe d'une part entre l'échantillon et la dernière lentille, et d'autre part, entre l'échantillon et le collecteur. Si les dimensions de l'ouverture du collecteur sont suffisamment faibles, il est possible de ne détecter qu'une fraction des électrons secondaires qui sera une fonction sensible du potentiel de la surface d'émission.

Il est possible, par ce procédé, de détecter aisément des différences de potentiel de l'ordre du volt entre deux surfaces adjacentes, notamment sur des jonctions *p-n* polarisées en inverse.

c) Mode conductif

Lorsque les électrons incidents pénètrent dans le semiconducteur, il se produit une création de paires électrons trous par collision avec les électrons de valence. Ces charges, si elles sont collectées par un champ électrique, peuvent donner naissance à un courant qui sera éventuellement amplifié par un circuit externe. Le signal obtenu, envoyé sur le tube cathodique, permettra d'obtenir l'image en mode conductif.

Les différents phénomènes apportant le contraste de l'image, seront donc ceux agissant sur la création de paires électrons trous, sur la diffusion des porteurs vers la région de champ intense, sur le phénomène de collection des charges.

On peut donc citer comme exemples :

- le relief de la surface qui joue sur la profondeur de pénétration de faisceau d'électrons incidents ;
- des défauts de surface du semiconducteur créant des recombinaisons, des piègeages des porteurs ;
- des défauts cristallins tels des dislocations jouant le même rôle en profondeur dans le cristal ;
- des microfêlures, des contaminants, des micro-précipités, qui modifient la trajectoire des électrons primaires ;
- les régions où l'on a un champ électrique particulièrement intense qui provoque une collection des charges plus importante. Ces régions correspondent à des zones de microclaquages de jonction par avalanche.

Ce mode permet donc d'obtenir des images des jonctions électriques et d'éventuels défauts en profondeur dans l'échantillon (quelques microns) avec une résolution de 3 000 Å.

Les trois modes de fonctionnement vont maintenant être illustrés par quelques exemples d'observation réalisés lors de l'analyse.

2.2. Observations en électrons secondaires

Nous allons décrire en détail une analyse portant sur des transistors provenant d'équipements en

exploitation et présentant des défauts dus à l'électromigration de l'aluminium, puis citer quelques autres exemples illustrant cette méthode.

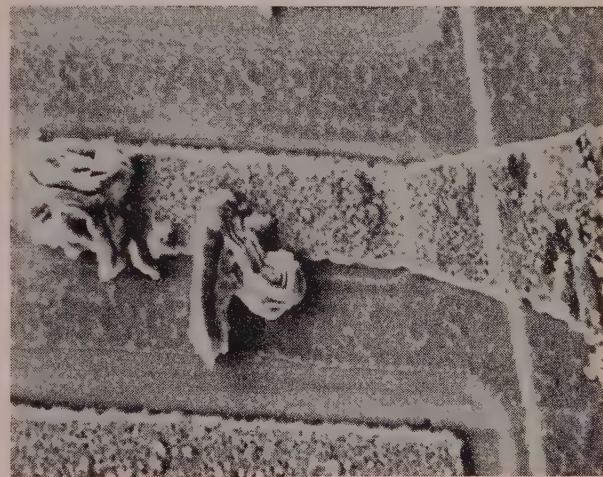
2.2.1. Electromigration

Le défaut électrique de ces transistors (type 2N 2369 ou 2N 918) se traduisait par une ouverture de la connexion d'émetteur. L'observation au microscope optique ne permettait pas de localiser avec certitude le défaut à cause du trop faible grossissement. Le microscope à balayage a permis de retrouver les signes caractéristiques de l'électromigration : migration de l'aluminium dans le sens du courant d'électrons qui se traduit ici par une disparition du métal près de la thermocompression et une poussée des cristaux d'aluminium au bout des doigts d'émetteur (fig. 1 et 2). Ces observations permettaient aussi de mettre en évidence, dans certains cas, la mauvaise qualité cristalline de l'aluminium. La loi donnant la durée de vie moyenne d'une métallisation est, d'après BLACK, de la forme :

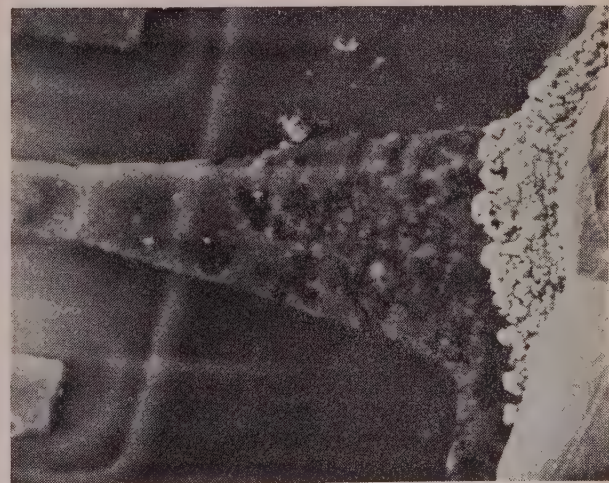
$$t = A \frac{s}{j^2} e^{E/kT}$$

$$= A \frac{s^3}{I^2} e^{E/kT}$$

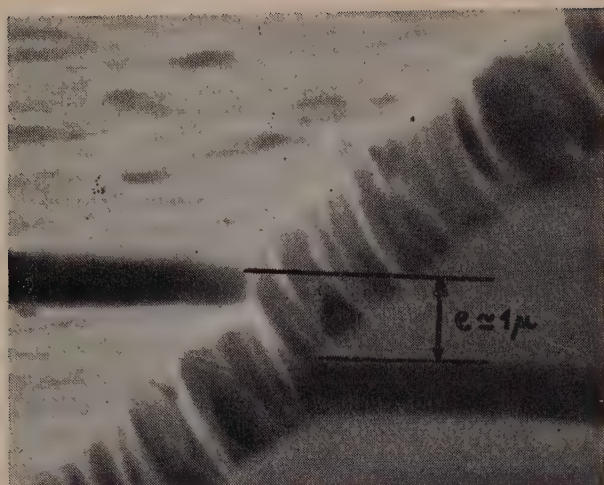
où *s* est la section de la métallisation,



G = 3 750
FIG. 1. — Poussée de cristaux d'aluminium.



G = 2 000
FIG. 2. — Ouverture de la métallisation par migration de l'aluminium.



G = 12 000
FIG. 3. — Mesure d'épaisseur de métallisation.

J est la densité du courant passant dans la métallisation et I le courant,

T est la température,

A et E dépendent en particulier de la qualité cristalline de la métallisation.

L'épaisseur intervenant au cube dans cette loi, il était intéressant de pouvoir l'évaluer. Cela a été fait grâce au microscope à balayage et à sa grande profondeur de champ à fort grossissement. La métallisation est observée sur la tranche avec un grossissement et une inclinaison connus (fig. 3). Ces mesures ont montré l'épaisseur très faible de la métallisation (3 à 4 000 Å) particulièrement sur un lot et un fabricant donnés. Ces mesures ont d'ailleurs pu être corrélées avec des résultats bibliographiques (BLACK) après mesure des conditions de fonctionnement des transistors et connaissant leur durée de fonctionnement grâce aux fiches d'intervention remplies lors de la réparation de l'équipement. Des mesures d'épaisseur ont ensuite été faites sur différents lots et différents fabricants de transistors. A la suite de ces mesures, il a été décidé de changer tous les transistors du lot défectueux lors de la maintenance des équipements. Il a également été entrepris une étude des circuits pour diminuer les conditions de contrainte (courant et température) appliquées aux transistors interdigités de faibles dimensions (2 N 2369, 2 N 918, 2 N 2857) sur lesquels le phénomène d'électromigration peut limiter la durée de vie. Dans les cas où cela était possible, d'autres types de transistors de plus grandes dimensions et de meilleures résistances thermiques ont été choisis. Cet exemple en plus de l'intérêt du microscope électronique à balayage montre un des aspects importants de ce que peut apporter l'analyse des composants défaillants pour un fabricant d'équipements (détection de composants mauvais, de circuits où les contraintes sont trop élevées, prévisions pour la maintenance).

2.2.2. Couverture des marches d'oxyde

L'examen des passages des métallisations sur les marches d'oxyde nécessite également la profondeur de champ et le grossissement du microscope à balayage. L'exemple de rupture d'une métallisation sur une marche d'oxyde de prise de contact Al-Si illustre cela (fig. 4). L'examen de la zone de contact après disso-



FIG. 4. — Ouverture de métallisation sur une marche d'oxyde.
G = 2 000

lution de la métallisation montre un creusement du silicium au pied de la marche (fig. 5).

Ce creusement, dû à une dissolution du silicium dans l'aluminium trop importante lors de la réalisation de l'alliage Al-Si ou d'autres opérations effectuées à haute température, entraîne un affaiblissement et une ouverture de la métallisation.

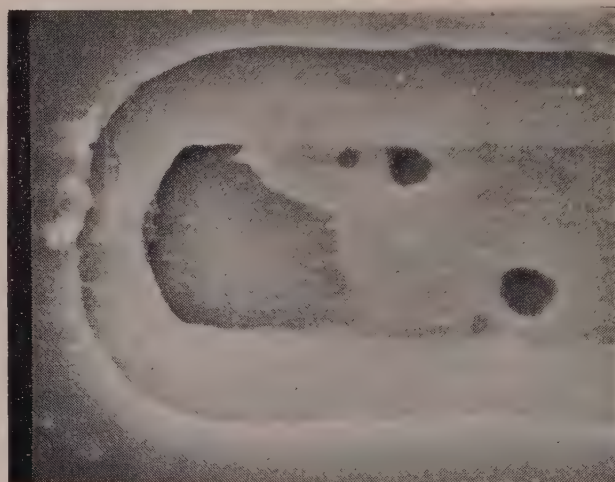


FIG. 5. — Creusement du silicium au pied de la marche.
G = 6 000

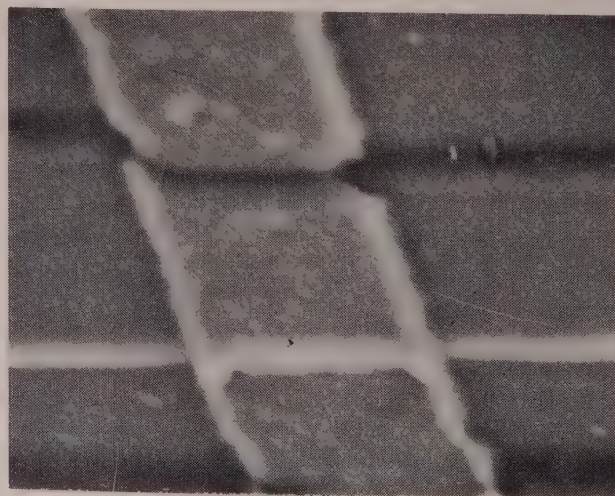


FIG. 6. — Défaut de couverture d'une marche d'oxyde.
G = 4 000

La qualité de recouvrement des marches d'oxyde peut aussi être évaluée. La photographie (fig. 6) montre un mauvais recouvrement dans le cas d'un circuit intégré LSI; cela peut être dû aux conditions de métallisation et en particulier aux effets d'ombre des marches d'oxyde vis-à-vis de la source d'évaporation de l'aluminium. L'amincissement de la métallisation sur la marche d'oxyde peut provoquer une ouverture ultérieure soit par passage de courant, soit lors de chocs thermiques créant des contraintes mécaniques par dilatation dans le film d'aluminium.

2.2.3. Observation des structures de faibles dimensions

L'observation de transistors hyperfréquences bipolaires ou à effet de champ où les largeurs de métallisation sont de l'ordre de quelques microns et où le relief de la surface peut être important, nécessite souvent le grossissement et la profondeur de champ du M.E.B. (transistors multi-émetteurs de puissance type OVERLAY, ou interdigités par exemple).

Les circuits intégrés à haut niveau d'intégration (L.S.I.) posent les mêmes problèmes d'observation, (dimensions faibles et relief de surface important). L'analyse technologique comme l'analyse des défaillances est facilitée par le M.E.B. surtout si l'on conjugue l'observation en électrons secondaires avec l'observation du potentiel de surface lorsqu'on polarise le circuit, comme nous le verrons plus loin.

2.2.4. Observation des composants réalisés en technologie autre que la technologie plane

Nous citons l'exemple d'une diode tunnel au germanium pour laquelle le M.E.B. nous a permis de connaître la technologie du composant (diode alliée avec connexion par une résine conductrice (fig. 7).



FIG. 7. — Montage d'une diode tunnel dans son boîtier.
G = 70

La méthode est aussi particulièrement intéressante pour les composants dont la jonction est une structure mesa.

2.3. Observation du potentiel de surface

Il est possible d'obtenir l'image de la répartition des potentiels à la surface d'un composant lorsqu'on polarise celui-ci. Cette observation permet donc aisément de faire la corrélation entre les défauts électriques et les défauts topographiques que l'on peut constater; cela n'est pas toujours facile à réaliser dans le cas d'une observation optique surtout lorsque la complexité du circuit s'accroît.

L'exemple que nous citons concerne une mémoire programmable à fusible NiCr 512 bits. Dans le cas des mémoires, il est particulièrement intéressant de comparer les images électriques des différentes lignes d'adressages X et Y et les différents bits pour détecter d'éventuelles anomalies de fonctionnement. Dans notre exemple, on a pu voir la ligne de mémoire sur laquelle les fusibles sont ouverts ainsi que l'endroit de l'aspect de l'ouverture de ce fusible (fig. 8). Sur l'autre photo (fig. 9), on constate l'ouverture de la métallisation d'alimentation vraisemblablement due à une surtension; cette ouverture entraîne l'absence

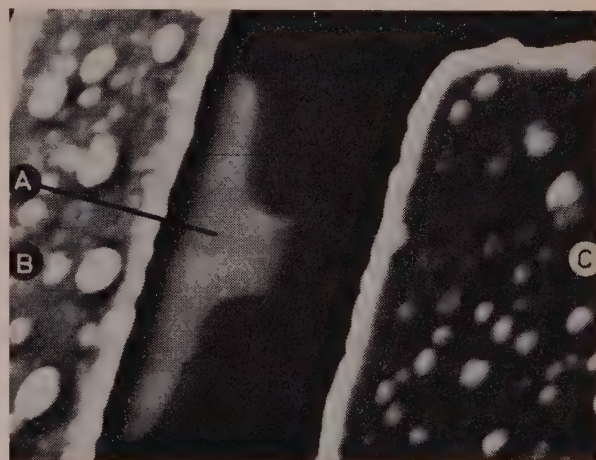


FIG. 8. — Ouverture d'un fusible dans une mémoire programmable.
G = 1 500
A : fusible - B : métallisation reliée à +V - C : métallisation.

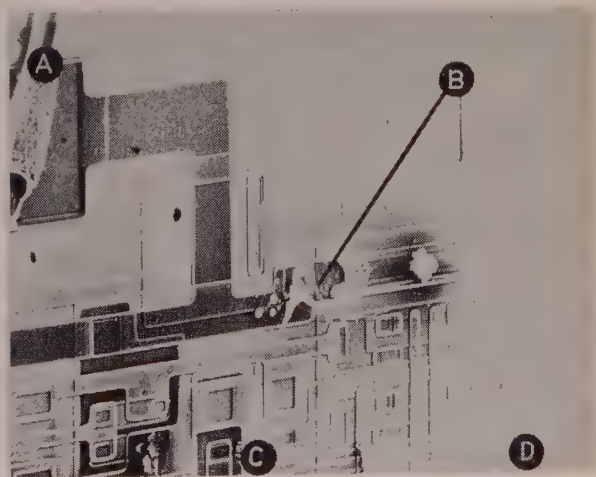


FIG. 9. — Ouverture de la métallisation d'alimentation causant le non fonctionnement d'une partie du circuit.
A : Connexion à V_{cc} - B : ouverture de la connexion d'alimentation - C : région polarisée - D : région isolée.

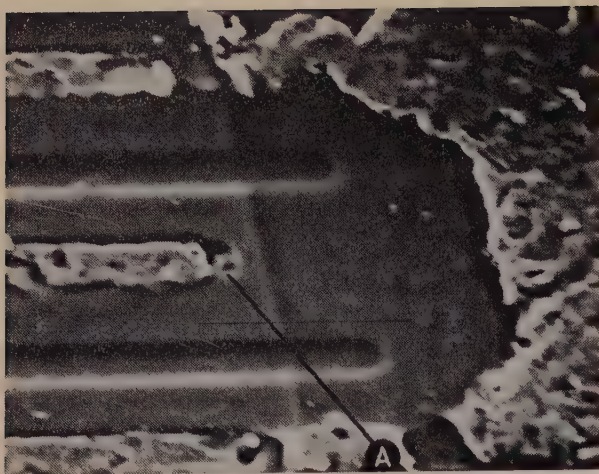


FIG. 10. — Défauts sur un transistor à effet de champ mis en évidence par le mode électroconductif.

A : Défaut topographique associé au défaut électrique matérialisé en électroconduction par des points surbrillants.

B : Zone brillante correspondant à une région de claquage.

de polarisation d'une partie de la mémoire. Cette méthode peut également permettre de localiser des courts-circuits en profondeur dus à des défauts de la passivation : courts-circuits entre deux métallisations dans le cas de circuits à deux niveaux de métallisation ou entre une métallisation et une diffusion.

2.4. Observation en mode électroconductif

On peut par cette méthode observer les régions de l'échantillon où l'on a une génération de courant sous l'effet du faisceau incident d'électrons, c'est-à-dire en particulier les régions de charges d'espace. L'observation peut être faite en profondeur dans l'échantillon, la profondeur dépendant de la pénétration du faisceau incident, et dans des conditions de polarisation diverses.

Nous montrons une illustration de cette méthode pour l'analyse de transistors à effet de champ présentant des caractéristiques de jonctions dégradées. La superposition de la photographie en électrons secondaires et de celle en électroconduction permet de faire la liaison entre un défaut électrique et un éventuel défaut de surface (fig. 10). Dans ce cas, il s'agit de microclaquages à l'extrémité d'un doigt de drain. Elle permet aussi de localiser les jonctions électriques dans le cas de composants en technologie plane ou non (mesa par exemple). Il faut signaler que ce mode d'observation nécessite une interprétation des résultats qui peut être difficile surtout dans le cas de circuits intégrés complexes où l'on doit analyser le cheminement des courants induits vers la borne reliée à l'amplificateur de courant d'échantillon, dans des conditions de polarisation données. En outre, le contraste des images peut être affecté par de nombreux phénomènes : défauts de surface modifiant la profondeur de pénétration d'électrons, défauts pouvant entraîner des modifications du

nombre d'électrons arrivant dans la région de la jonction. C'est ainsi que les épaisseurs de métallisation et les épaisseurs différentes des passivations peuvent créer des contrastes de l'image. Certains défauts peuvent en outre être modifiés ou même disparaître lorsqu'on bombarde l'échantillon par le faisceau d'électrons incidents pendant un temps suffisamment long ; cela est particulièrement sensible dans le cas de charges migrant dans l'oxyde.

Conclusion

Nous avons, dans cet article, voulu faire ressortir les principaux avantages que pouvait apporter le microscope électronique à balayage, lors de l'analyse des défauts de composants semiconducteurs. Il est bien certain que les moyens classiques optiques d'observation gardent leur intérêt pour un examen rapide du composant et sont suffisants dans le cas de nombreux défauts lorsqu'on peut facilement relier l'observation optique et les résultats des mesures électriques. Toutefois, le microscope électronique à balayage apporte de nombreuses informations supplémentaires à partir des observations topographiques à fort grossissement et avec une profondeur de champ très importante, et des observations électriques du composant polarisé ; celles-là permettent de visualiser la carte des potentiels en surface et les régions où sont induits les courants sous l'influence du bombardement d'électrons (en particulier les jonctions électriques). La corrélation entre les défauts électriques et les défauts topographiques est ainsi réalisée sur l'image. Elle demande toutefois une analyse détaillée des résultats à cause de la complexité et de la diversité des différents phénomènes observables sur l'échantillon polarisé lorsqu'il est bombardé par le faisceau incident d'électrons et donc une expérience d'utilisation importante.

J.Y. BOULAIRE, Ingénieur INSA, actuellement au Centre de Fiabilité du CNET, Département FMI, 22301 Lannion.

J.P. BOULET, Ancien élève de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest. Actuellement au Centre de Fiabilité du CNET, Département FMI, 22301 Lannion.

Influence de l'éclairement sur la résolution temporelle des photomultiplicateurs

F. DE LA BARRE



R.T.C. — La Radiotechnique Compelec

Résumé

Dans cet article, l'auteur étudie l'influence de la surface d'éclairement et de la longueur d'onde de la lumière d'excitation sur la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs. Une description des différentes causes de fluctuations de temps de transit dans les tubes et une évaluation de leur contribution relative sont effectuées. A l'appui des considérations théoriques développées, des résultats de mesures expérimentales sont donnés.

1. Introduction

Au cours des dernières années, de grands progrès ont été réalisés pour améliorer la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs. Celle-ci, mesurée par l'écart-type des fluctuations statistiques du temps de transit global de la réponse à une excitation lumineuse extrêmement brève est, actuellement, pour les photomultiplicateurs les plus rapides, de l'ordre de quelques dixièmes de nanoseconde.

La mesure de la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs, dans le domaine de la subnanoseconde, a exigé simultanément que soient améliorés les moyens d'investigation expérimentale et, en particulier, que soient développées des sources d'impulsions lumineuses de plus en plus brèves. Aujourd'hui, les diodes électroluminescentes à semiconducteur permettent d'obtenir des impulsions lumineuses de durée inférieure à 500 ps et l'utilisation de diode laser à semiconducteur permettra probablement de diminuer la durée des impulsions lumineuses à moins de 100 ps.

Cependant, malgré les performances accrues des dispositifs expérimentaux utilisés pour évaluer la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs, une grande dispersion des résultats expérimentaux subsiste entre différents expérimentateurs. Celle-ci provient moins de la disparité des appareillages de mesure utilisés que des différences qui existent entre les conditions expérimentales dans lesquelles sont effectuées les mesures.

En effet, la résolution temporelle dépend fortement des conditions d'alimentation des tubes photomultiplicateurs et des conditions d'éclairement : intensité et longueur d'onde de la lumière éclairant les tubes photomultiplicateurs mesurés, aire de la surface de photocathode éclairée.

Dans une publication antérieure [1], D. VALLAT décrivant une méthode de mesure de la résolution

temporelle des tubes photomultiplicateurs à l'aide d'un générateur d'éclairs de type SL 109, a mis en évidence expérimentalement la loi de variation de la résolution temporelle en fonction de la tension d'alimentation appliquée sur les tubes. Les mesures effectuées par cet auteur montrent à l'évidence, comme le prévoit la théorie, que la résolution temporelle dépend essentiellement de la tension appliquée aux bornes de l'optique d'entrée des tubes photomultiplicateurs et des premiers étages du multiplicateur.

Dans le présent article, nous nous attacherons à mettre en évidence de façon significative le degré d'influence de l'aire de la surface éclairée de la photocathode, et de la longueur d'onde de la lumière d'éclairement, sur la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs. Des mesures expérimentales comparatives sont effectuées sur différents types de tubes photomultiplicateurs RTC XP 2020, PM 2203, RCA 8575.

2. Rappel théorique concernant les propriétés statistiques des tubes photomultiplicateurs

GATTI et SVELTO [2] ont montré que la variance des fluctuations statistiques du temps de transit global de la réponse d'un tube photomultiplicateur à un photoélectron-unique peut s'exprimer en fonction des paramètres caractéristiques de l'optique d'entrée et du multiplicateur à l'aide de la relation :

$$\sigma_h^2 = \sigma_0^2 + \sigma_M^2 \quad (1)$$

avec :

$$\sigma_M^2 = \frac{\sigma_{d_1 d_2}^2}{g_1} \left(1 + \frac{\varepsilon_1}{g_1} + \frac{\varepsilon}{g(g-1)} \right) + \frac{\sigma_{dd}^2}{g_1(g-1)} \left(1 + \frac{\varepsilon}{g-1} \right). \quad (2)$$

Les termes σ_0^2 et σ_M^2 décrivent les contributions de fluctuations de temps de transit respectivement dans l'optique d'entrée et le multiplicateur d'électrons.

La relation (2) est établie en supposant que tous les étages du multiplicateur sont identiques, à l'exception du premier étage dont la géométrie et le gain diffèrent généralement de ceux des autres étages. Dans cette dernière relation, $\sigma_{d_1 d_2}^2$ et σ_{dd}^2 représentent

la variance des fluctuations du temps de transit d'un électron respectivement dans le premier étage et dans les étages successifs suivants du multiplicateur; g_1 et g , représentent les gains respectifs de ces étages et ε_1 et ε sont des coefficients expérimentaux peu différents de l'unité qui tiennent compte de l'écart de la statistique du multiplicateur avec la statistique de POISSON [3, 4].

Examinons successivement les causes de fluctuations de temps de transit dans l'optique d'entrée et dans le multiplicateur d'électrons.

2.1. Fluctuations de temps de transit dans l'optique d'entrée

G. PIETRI et J. NUSSLI [5] ont montré qu'il existe deux contributions principales aux fluctuations totales du temps de transit des électrons dans l'optique d'entrée :

— une contribution *géométrique* σ_{CB} qui résulte des différences de temps de transit des photoélectrons émis en différents points de la photocathode. Ces différences de temps de transit sont dues aux différences dans les trajectoires électroniques issues de diverses origines et, aussi, à l'inhomogénéité du champ électrique dans l'espace cathode-première dynode.

— une contribution *chromatique* σ_{VI} qui résulte de la dispersion des vitesses initiales des photoélectrons émis en un point de la photocathode. Cette dernière contribution peut elle-même être décomposée en deux termes :

• un terme qui représente l'effet de la dispersion de la composante normale de vitesse initiale, par rapport à la photocathode, et qui est donné par la relation :

$$\sigma_n(s) = 0,464 \Delta t(s) \quad (3)$$

$$\text{avec} \quad \Delta t(s) = 3,37 \cdot 10^{-8} \frac{\sqrt{\Delta W(\text{eV})}}{\varepsilon (\text{V} \cdot \text{cm}^{-1})} \quad (4)$$

où Δt exprime l'écart de temps de transit par deux photoélectrons émis avec une différence de vitesse normale correspondant à une variation d'énergie ΔW . ε est le champ électrique à la surface de la photocathode.

• un terme qui tient compte de l'effet de la dispersion de la composante tangentielle de vitesse initiale des photoélectrons et qui est représenté par la relation :

$$\sigma_t(s) = 0,720 \frac{r_0 (\text{cm})}{\bar{v} (\text{cm} \cdot \text{s}^{-1})} \quad (5)$$

où r_0 est le rayon de la tache de diffusion des photoélectrons sur la première dynode du multiplicateur et $\bar{v}$, leur vitesse d'incidence sur cette dynode.

La sommation quadratique des diverses contributions aux fluctuations de temps de transit dans l'optique d'entrée donne alors :

$$\sigma_0^2 = \sigma_{CB}^2 + \sigma_{VI}^2 \quad (6)$$

$$\text{et} \quad \sigma_{VI}^2 = \sigma_n^2 + \sigma_t^2 \quad (7)$$

2.2 Fluctuations de temps de transit dans le multiplicateur

Les mêmes causes de fluctuations de temps de transit entre photocathode et première dynode existent entre deux dynodes successives du multiplicateur. Mais il est important de remarquer, comme le montre la relation (2), que les fluctuations de temps de transit qui se produisent tout au long du multiplicateur, résultent principalement des fluctuations de temps de transit des électrons qui ont lieu dans le premier étage. Cela, pour deux raisons :

— d'une part, le nombre d'électrons secondaires transitant entre les dynodes D_1 et D_2 est relativement plus faible que dans tout autre intervalle suivant du multiplicateur,

— d'autre part, en raison de la géométrie généralement différente du premier étage, due à la nécessité d'assurer le meilleur *couplage* entre l'optique d'entrée et la partie itérative du multiplicateur, l'écart-type σ_{d1d2} (2) des fluctuations de temps de transit d'un électron entre les dynodes D_1 et D_2 est souvent supérieur à l'écart-type σ_{dd} des fluctuations de temps de transit entre deux dynodes consécutives de la partie itérative du multiplicateur.

Comme dans l'optique d'entrée, on peut considérer que les fluctuations de temps de transit dans le premier étage, d'écart-type σ_{d1d2} , résultent de deux contributions : une contribution *géométrique* due à la configuration des trajectoires électroniques entre les dynodes D_1 et D_2 , une contribution *chromatique* due à la dispersion des vitesses initiales des électrons secondaires émis par la première dynode.

G. PIETRI a montré que dans les conditions habituelles d'éclairement et d'alimentation, la contribution géométrique est prépondérante [6] : elle est environ deux fois plus grande que la contribution chromatique, pour des photomultiplicateurs classiques de types, par exemple, XP 1020, PM 2203, XP 2020. Nous utiliserons cette dernière remarque (§ 3.2.2.) lorsque nous évaluerons le degré d'influence de la longueur d'onde de la lumière d'éclairement sur la contribution des fluctuations de temps de transit dans le multiplicateur.

3. Influence des conditions d'éclairement sur la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs

3.1. Influence de l'aire de la surface éclairée de photocathode

La part relative que prennent les différentes causes de non-isochronisme considérées précédemment, dans la résolution temporelle d'un tube photomultiplicateur, dépend essentiellement des dimensions de la zone éclairée de la photocathode.

En pratique, tous les photoélectrons, quel que soit leur lieu d'origine sur la photocathode, étant focalisés sur une zone très petite (aire de diffusion) de la première dynode, la contribution totale σ_M (2) du multiplicateur à la résolution temporelle du tube photomultiplicateur dépend peu de l'aire de la surface d'éclairement de la photocathode.

Au contraire, la valeur relative de la contribution géométrique aux fluctuations de temps de transit

dans l'optique d'entrée intervient principalement pour expliquer les différences de résolution temporelle observées selon l'aire de la zone de photocathode éclairée :

Ainsi :

1. lorsque la photocathode est éclairée en un seul point, la variance des fluctuations de temps de transit dans le tube photomultiplicateur est donnée par la relation (1 et 6) :

$$\begin{aligned}\sigma_h^2 &= \sigma_0^2 + \sigma_M^2, \\ \sigma_0^2 &= \sigma_n^2 + \sigma_i^2.\end{aligned}\quad (8)$$

En effet, dans ce cas-là, intervient seulement, dans l'optique d'entrée, la contribution chromatique des fluctuations de temps de transit due à l'effet des vitesses initiales des photoélectrons.

Remarquons que, généralement, le terme σ_h dépend du point d'émission des photoélectrons sur la photocathode, cela principalement en raison de l'inhomogénéité du champ électrique à la surface de la photocathode et dans l'optique d'entrée. Le terme σ_M étant pratiquement indépendant du point de génération de photoélectrons, nous pouvons faire correspondre à une zone élémentaire (i) d'aire très petite de la photocathode une variance $\sigma_h^2(i)$, tel que :

$$\sigma_h^2(i) = (\sigma_n^2 + \sigma_i^2)_{(i)} + \sigma_M^2. \quad (9)$$

2. lorsqu'une grande partie de la surface de la photocathode est éclairée, les différences de temps de transit des photoélectrons dans l'optique d'entrée, selon leur lieu d'origine sur la photocathode, apportent une contribution supplémentaire aux fluctuations du temps de transit global dans le tube.

Pour exprimer cette contribution supplémentaire et, simultanément, tenir compte des variations de σ_h selon les zones d'émission des photoélectrons sur la photocathode, nous pouvons recourir à une analyse statistique des contributions d'un grand nombre n de zones élémentaires (i) de la photocathode, chacune d'elle étant caractérisée par une probabilité d'émission photoélectrique p_i .

Appelons h_i , le temps de transit correspondant à une zone élémentaire (i) et $\bar{h}$, le temps de transit moyen évalué sur toute la surface de la photocathode, défini par :

$$\bar{h} = \sum_{i=1}^n p_i h_i.$$

En remarquant que h_i et $\bar{h}$ sont des quantités aléatoires qui fluctuent d'un événement à l'autre, caractérisées respectivement par les valeurs moyennes $\bar{h}_i$ et $\bar{\bar{h}}$ et les écarts-types $\sigma_{h_i}(i)$ et $\sigma_{\bar{h}}$, on montre [9], que la variance $\sigma_{\bar{h}}^2$ du temps de transit moyen $\bar{h}$, évalué sur toute la surface de la photocathode, est donnée par :

$$\sigma_{\bar{h}}^2 = \sum_{i=1}^n p_i \sigma_{h_i}^2(i) + \sum_{i=1}^n p_i (\bar{h}_i - \bar{\bar{h}})^2. \quad (10)$$

Le premier terme de cette expression décrit la contribution des variations de l'écart-type σ_h des fluctuations de temps de transit selon les différents

points de génération des photoélectrons sur la photocathode, le deuxième terme décrit la contribution des différences du temps de transit moyen entre ces différents points. Représentons ce terme par σ_{CB}^2 , soit :

$$\sigma_{CB}^2 = \sum_{i=1}^n p_i (\bar{h}_i - \bar{\bar{h}})^2 \quad (11)$$

La relation (10) peut alors s'écrire sous la forme simplifiée :

$$\sigma_{\bar{h}}^2 = \overline{\sigma_h^2(i)} + \sigma_{CB}^2 \quad (12)$$

soit, compte tenu de (9) :

$$\sigma_{\bar{h}}^2 = \overline{(\sigma_n^2 + \sigma_i^2)_{(i)}} + \sigma_{CB}^2 + \sigma_M^2. \quad (13)$$

Pour la plupart des tubes photomultiplicateurs de physique, il est possible de déterminer une zone d'éclairement de la photocathode telle que $\sigma_h^2(i)$ varie très peu d'un point à l'autre de cette zone. Dans ce cas, $\sigma_h^2(i)$ peut être évalué à l'aide des relations (3) et (5) dans lesquelles on introduit les valeurs des paramètres correspondant à la zone d'éclairement.

Si l'on compare les variances relatives σ_h^2 mesurées avec un éclairement en un point (i) de la zone déterminée d'éclairement et $\sigma_{\bar{h}}^2$ mesurées avec un éclairement de toute la zone, on a :

$$\sigma_{\bar{h}}^2 - \sigma_h^2 \simeq \sigma_{CB}^2$$

la différence des variances observée est due ainsi principalement à la contribution des différences du temps de transit moyen entre les limites de la zone d'éclairement. Le terme σ_{CB}^2 peut être évalué à l'aide de la relation (11) connaissant la distribution des valeurs du temps de transit moyen h_i selon les points de la zone éclairée de photocathode. Cette distribution peut être déterminée expérimentalement. La figure 1 montre, à titre d'exemple, les courbes de variation du temps de transit moyen mesurées expérimentalement selon deux diamètres perpendiculaires de la photocathode, pour les tubes photomultiplicateurs RTC PM 2203 modifié et XP 2020.

3.2. Influence de la longueur d'onde d'éclairement

Aujourd'hui, les sources d'impulsions lumineuses utilisant des diodes électroluminescentes rapides à semiconducteur tendent à remplacer les générateurs d'éclairs pour l'obtention d'impulsions lumineuses très brèves, de durée inférieure à 500 ps.

Un point important à souligner est la longueur d'onde d'émission de ces diodes, généralement en GaP, qui est supérieure à 530 nm et se situe vers le seuil d'émission spectrale des photocathodes usuelles (par exemple, photocathode de types A et D).

Lorsque de telles sources lumineuses sont utilisées pour mesurer la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs, une diminution importante de la résolution, de l'ordre de 40 %, est observée expérimentalement, comparée aux mesures de résolution effectuées à une longueur d'onde proche du

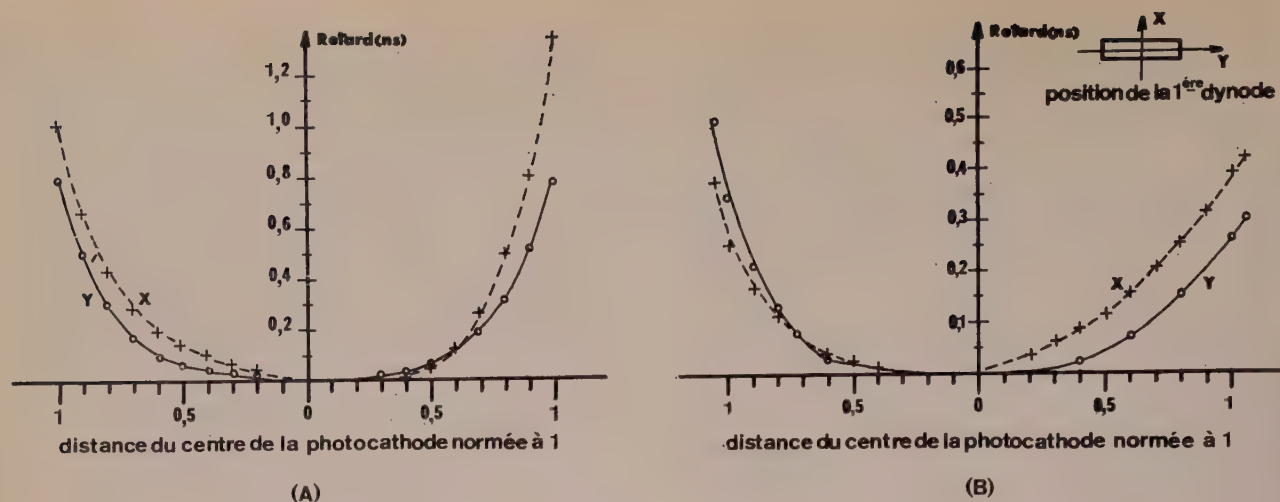


FIG. 1. — Différences de temps de transit en fonction de la distance au centre de la photocathode pour les photomultiplicateurs de types : A : PM 2203 - B XP : 2020.

maximum de sensibilité spectrale des photocathodes ($\lambda \simeq 400$ nm). Nous allons tenter de justifier ce fait expérimental en examinant les conséquences d'une variation de la longueur d'onde d'éclairement, de 400 nm à 560 nm (*), sur les diverses contributions aux fluctuations de temps de transit qui ont été considérées précédemment. Nous envisagerons successivement l'optique d'entrée puis le multiplicateur.

3.2.1. Fluctuations dans l'optique d'entrée

Nous savons qu'il existe dans l'optique d'entrée deux contributions σ_n et σ_t , représentées respectivement par les équations (3) et (5), dues à la dispersion des composantes normale et tangentielle des vitesses initiales et une contribution σ_{CB} , représentée par l'équation (11), due aux différences de temps de transit centre-bord de la photocathode.

Contribution σ_n

Les photoélectrons sont émis avec une distribution d'énergie qui dépend essentiellement de la longueur d'onde d'éclairement.

La forme de la distribution ne peut pas généralement être décrite par une loi simple et présente une structure à un ou plusieurs pics selon l'énergie d'excitation de la couche photoémissive. Bien qu'il existe encore relativement peu d'informations concernant le spectre d'énergie des photoélectrons émis par les couches bialcalines, on peut cependant admettre [10, 11], que la largeur de la distribution d'énergie initiale des photoélectrons est à peu près divisée par 4 lorsque la longueur d'onde varie de 400 nm à 560 nm.

La relation (3) montre que la contribution σ_n des fluctuations de la composante normale des vitesses initiales varie comme $(\Delta W)^{1/2}$. Par conséquent, lorsque la longueur d'onde de la lumière d'éclairement varie de 400 nm à 560 nm, la contribution σ_n est environ divisée par 2.

Contribution σ_t

Celle-là dépend de r_0 , rayon de la tache de diffusion des photoélectrons sur la première dynode du

multiplicateur et de $\bar{v}$, leur vitesse moyenne d'incidence sur cette dynode (5).

1. Etant donné l'accélération importante appliquée aux électrons dans l'optique d'entrée, leur énergie finale, acquise lorsqu'ils parviennent sur la première dynode est grande vis-à-vis de leur énergie initiale. Par suite, leur vitesse d'incidence $\bar{v}$ sur la première dynode ne dépend pratiquement pas de la longueur d'onde d'éclairement.

2. En revanche, la variation de la distribution des vitesses initiales des photoélectrons, selon la longueur d'onde de la lumière d'éclairement, entraîne une modification des trajectoires électroniques dans l'optique d'entrée et, par conséquent, une variation du rayon r_0 de la tache de diffusion de photoélectrons sur la première dynode. Ce que l'on sait des trajectoires électroniques dans les tubes photomultiplicateurs permet d'affirmer que le rayon r_0 de la tache de diffusion est également divisé par 2, lorsque la longueur d'onde varie de 400 nm à 560 nm [12].

Il résulte donc des considérations précédentes, que les contributions σ_n et σ_t , dues à la dispersion des vitesses initiales des photoélectrons, sont toutes deux divisées par 2, lorsque la longueur d'onde varie de 400 nm à 560 nm. Il en est de même de la contribution totale chromatique $\sigma_{VI} = (\sigma_n^2 + \sigma_t^2)^{1/2}$.

Contribution σ_{CB}

Compte tenu de la remarque concernant σ_t (alinéa 1), on peut remarquer que la contribution géométrique due aux différences de temps de transit entre différents points de la photocathode, ne dépend pas, en pratique, de la longueur d'onde d'éclairement. Elle dépend, principalement, de la différence de potentiel appliquée aux bornes de l'optique d'entrée.

3.2.2. Fluctuations dans le multiplicateur

Nous savons que les fluctuations de temps de transit dans le multiplicateur dépendent principalement des fluctuations de temps de transit dans le premier étage (§ 2.2.), lesquelles résultent d'une contribution *géométrique* due aux différences dans les trajectoires électroniques entre D_1 et D_2 , et d'une

(*) 560 nm : longueur d'onde effective d'éclairement par une diode GaP.

contribution *chromatique* due à la dispersion des vitesses initiales des électrons secondaires émis par la première dynode.

1. En pratique, la longueur d'onde d'éclairement n'a pas d'effet sur la contribution chromatique car celle-ci dépend uniquement du spectre de vitesses initiales des électrons secondaires émis sous l'action d'électrons primaires dont l'énergie est pratiquement indépendante de la longueur d'onde.

2. Au contraire, la longueur d'onde a une influence sur la contribution géométrique dans le premier étage qui se manifeste par l'intermédiaire du rayon de la tache de diffusion r_0 des photoélectrons sur D_1 , lequel diminue lorsque la longueur d'onde augmente : les trajectoires électroniques entre D_1 et D_2 sont plus resserrées et les différences de temps de transit entre ces diverses trajectoires deviennent moins importantes. Compte tenu de la forme de la courbe de variation de temps de transit le long du profil de la deuxième dynode, on peut montrer, lorsque le rayon r_0 de la tache de diffusion est divisé par 2, que la contribution géométrique aux fluctuations de temps de transit dans le premier étage, est au moins divisé dans le même rapport [12].

Finalement, l'importance de la diminution des fluctuations totales de temps de transit dans cet étage lorsque la longueur d'onde augmente dépend de la part relative que prennent les contributions chromatique et géométrique à ces fluctuations. Nous avons vu (§ 2.2.) que la contribution géométrique est prépondérante dans le premier étage. Bien qu'on ne puisse plus totalement négliger la contribution chromatique lorsque r_0 devient très petit, on peut prévoir que, lorsque la longueur d'onde d'éclairement varie de 400 nm à 560 nm, la contribution totale des fluctuations de temps de transit dans le premier étage σ_{d1d2} est à peu près divisée par 2:

La contribution des autres étages du multiplicateur, à partir de D_2 , devient à peu près indépendante de la longueur d'onde d'éclairement.

3.2.3. Fluctuations totales dans le tube photomultiplicateur

La variance σ_h^2 des fluctuations du temps de transit global de la réponse à un photoélectron unique, dans les tubes photomultiplicateurs, est donnée par les relations (1) et (2), dans lesquelles interviennent les valeurs des diverses contributions que nous avons envisagées.

L'importance de la variation de σ_h^2 en fonction de la longueur d'onde dépend donc de l'importance relative des diverses contributions. Selon les relations (1) et (6), la variation σ_h^2 est égale à :

$$\sigma_h^2 = (\sigma_n^2 + \sigma_t^2) + \sigma_M^2 + \sigma_{CB}^2 \tag{14}$$

— le terme $(\sigma_n^2 + \sigma_t^2)$ représente la contribution chromatique des fluctuations de temps de transit dans l'optique d'entrée. Nous avons vu que ce terme est environ divisé par 4 lorsque la longueur d'onde varie de 400 nm à 560 nm (§ 3.2.1.).

— le terme σ_M^2 représente la contribution totale des fluctuations de temps de transit dans le multi-

plicateur. Il peut être calculé à partir de la relation (2). Sa variation en fonction de la longueur d'onde dépendra donc de la valeur relative des paramètres qui sont utilisés dans cette relation. En remarquant que seul le terme σ_{d1d2} dans la relation (2) varie pratiquement en fonction de la longueur d'onde, on vérifie facilement que σ_M est divisé dans le rapport 1 : 1,4 environ, pour des tubes photomultiplicateurs de types RTC XP 2020, PM 2203, RCA 8575, lorsque la longueur d'onde varie de 400 à 560 nm, cela dans les conditions habituelles d'alimentation :

$$\sigma_{d1d2}/\sigma_{ad} \simeq 3 \text{ à } \bar{\lambda} = 400 \text{ nm,}$$

$$8 \leq g_1 \leq 10, \quad 3 \leq g \leq 4.$$

— le terme σ_{CB}^2 représente la contribution des écarts centre-bord de temps de transit, due essentiellement à la contribution de l'optique d'entrée. Nous avons vu (§ 3.2.1) qu'il était pratiquement indépendant de la longueur d'onde.

Finalement, c'est de l'importance relative de ses trois termes que dépendra la diminution de la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs, mesurée par σ_h^2 , lorsque la longueur d'onde augmente.

A titre d'exemple, nous indiquons dans le tableau ci-après, un ordre de grandeur calculé des différentes contributions pour les tubes photomultiplicateurs cités précédemment, pour les longueurs d'onde d'éclairement $\bar{\lambda} = 400$ nm et 560 nm et pour les conditions d'alimentation habituelles des tubes recommandées par le constructeur.

Les chiffres indiqués dans le tableau ci-après montrent clairement le degré d'influence de la longueur d'onde sur la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs. En particulier, ils montrent que, pour les trois types de tube, lorsque la longueur d'onde varie de 400 nm à 560 nm, l'écart-type des fluctuations du temps de transit global subit une diminution relative de :

— 30 % à 40 %, lorsque la photocathode est éclairée en un seul point ;

— 20 % à 30 %, lorsque toute la surface de la photocathode est éclairée.

4. Mesure expérimentale de la résolution temporelle

Les résultats théoriques que nous venons de présenter peuvent être utilement comparés aux résultats expérimentaux des mesures de la résolution temporelle que nous avons effectuées sur les trois types de tubes photomultiplicateurs étudiés : RTC XP 2020, PM 2203 modifié, RCA 8575.

Les mesures ont été faites dans des conditions de fonctionnement en photoélectrons unique, à deux longueurs d'onde d'éclairement des tubes photomultiplicateurs :

$$\bar{\lambda} = 407 \text{ nm} \quad \text{et} \quad \bar{\lambda} = 560 \text{ nm}$$

et avec un éclairage respectivement au centre et sur toute la surface de la photocathode.

TABLEAU I
Evaluation des diverses contributions des fluctuations de temps de transit
dans les tubes photomultiplicateurs

	XP 2020		PM 2203		8575	
λ (nm) (1)	400	560	400	560	400	560
V_{K-D1} (V) (2)	600		600		600	
ε (V · cm ⁻¹) (3)	140		110		35	
σ_0 (ps)	100	50	130	65	300	150
σ_M (ps)	230	160	230	160	230	160
σ_{CB} (ps)	120	120	210	210	190	190
$\sigma_h = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_M^2}$ (ps)	250	170	260	170	380	220
$\sigma_h = \sqrt{\sigma_0^2 + \sigma_M^2 + \sigma_{CB}^2}$ (ps)	280	210	340	270	420	290

(1) Longueur d'onde de la lumière d'éclairement.
(2) Tension appliquée aux bornes de l'optique d'entrée
(3) Champ électrique à la surface de la photocathode.

4.1. Conditions expérimentales

Pour comparer utilement les résolutions temporelles des tubes photomultiplicateurs et mettre nettement en évidence les conditions d'éclairement de la photocathode, nous avons alimenté les trois types de tubes selon le même mode de répartition de tension entre les électrodes et avec la même haute tension totale aux bornes des tubes. Soit : 600 V, entre photocathode et première dynode, 450 V entre première et troisième dynodes, 150 V entre les autres dynodes successives.

Deux sources d'impulsions lumineuses ont été utilisées :

- 1. Un générateur d'éclairs de type SL 109 fournissant des impulsions lumineuses dont la longueur d'onde, sélectionnée par un filtre interférentiel, est centrée à $\lambda = 407$ nm et dont la largeur à mi-hauteur est de l'ordre de 1 ns [13];
- 2. Une diode électroluminescente à GaP de type XP 22 dont la longueur d'onde utile pour des photo-

cathodes de type D est de l'ordre de 560 nm et dont la largeur à mi-hauteur est inférieure à 300 ps.

L'aire de la surface d'éclairement des tubes photomultiplicateurs est déterminée au moyen de diaphragmes placés directement contre la fenêtre d'entrée des tubes.

Enfin, l'appareillage de mesure utilisé (fig. 2) est tout à fait comparable à celui décrit en [1].

4.2. Résultat des mesures

Le tableau II donne les résultats des mesures de la résolution temporelle en photoélectron-unique, obtenus avec différentes conditions d'éclairement de la photocathode.

Compte tenu de la précision des mesures, égale à 5 %, les résultats expérimentaux sont en bon accord avec les résultats théoriques donnés dans le tableau I. Cela justifie, en partie, les évaluations et

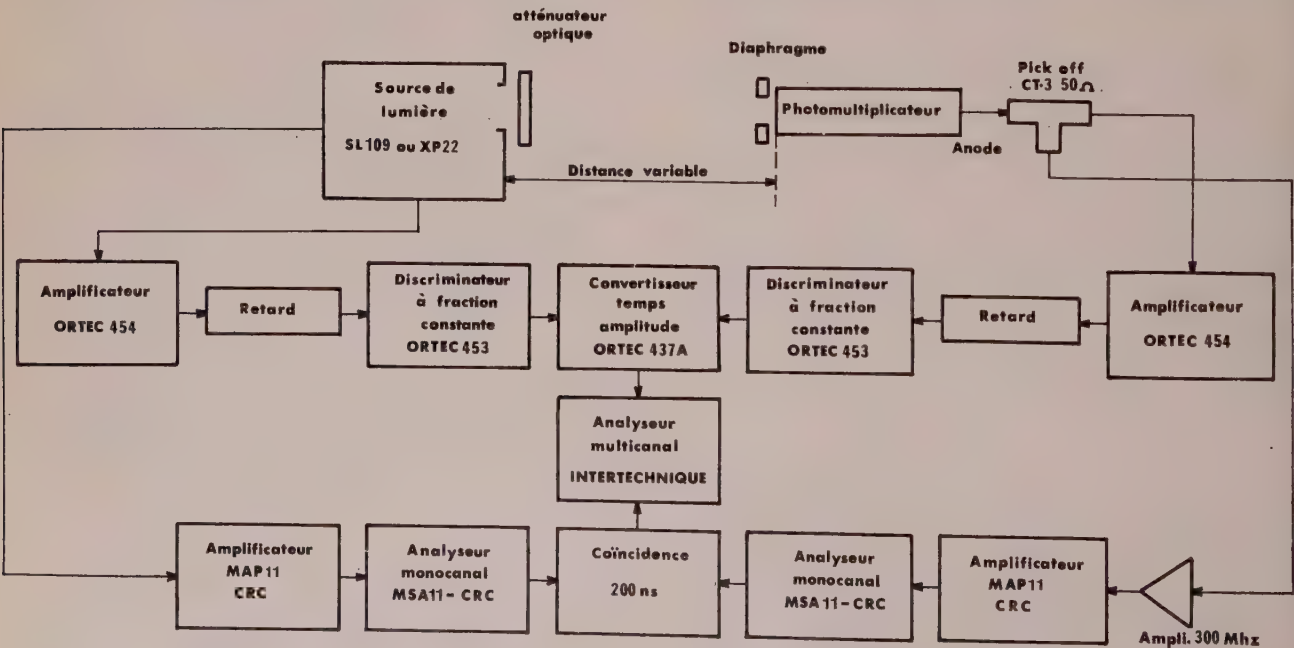


FIG. 2. — Appareillage de mesure de la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs.

les hypothèses faites pour rendre compte de l'influence des conditions d'éclairement sur la résolution temporelle des tubes photomultiplicateurs.

TABEAU II

Résolution temporelle mesurée avec trois types de tubes photomultiplicateurs

Type du tube photo-multiplicateur	Diamètre de la surface de photocathode éclairée (mm)	Ecart-type σ_h (ps)	
		$\bar{\lambda} = 407 \text{ nm}$	$\bar{\lambda} = 560 \text{ nm}$
XP 2020	<10 41	280 310	170 200
PM 2203	<10 41	280 390	175 270
8575	<10 41	380 440	235 300

Nous pouvons, en particulier, faire les observations suivantes :

1. La différence quadratique des valeurs de σ_h mesurées respectivement avec un éclairage au centre de la photocathode ($\sigma_h(0)$) et sur toute la surface de la photocathode (σ_h) est donnée par (10) et (11) :

$$\sigma_h^2 - \sigma_h^2(0) = \left\{ \sum_i p_i \sigma_h^2(i) \right\} + \left\{ \sum_i p_i (\bar{h}_i - \bar{h})^2 \right\} - \sigma_h^2(0)$$
$$\sigma_h^2 - \sigma_h^2(0) = \sigma_{CB}^2 + \left\{ \sum_i p_i \sigma_h^2(i) \right\} - \sigma_h^2(0). \tag{15}$$

Si la variation de $\sigma_h^2(i)$ selon le lieu d'émission (i) sur la photocathode peut être négligée, l'expression :

$$\left\{ \sum_i p_i \sigma_h^2(i) \right\} - \sigma_h^2(0) \tag{16}$$

tend vers zéro, et la différence quadratique ($\sigma_h^2 - \sigma_h^2(0)$) donne une estimation de la contribution. σ_{CB}^2 des différences de temps de transit entre le centre et le bord de la photocathode. En réalité, la variation de $\sigma_h^2(i)$ n'est pas négligeable dans le cas général et cela a deux conséquences :

— d'une part, la différence quadratique ($\sigma_h^2 - \sigma_h^2(0)$) des valeurs de résolution mesurées avec un éclairage respectivement au centre et sur toute la surface de la photocathode est généralement supérieure à la contribution σ_{CB}^2 calculée à l'aide des courbes de différence de temps de transit centre-bord de la photocathode (fig. 1) ;

— d'autre part, la valeur de l'expression (16), pour un photomultiplicateur particulier, tend à augmenter avec σ_h . Ce qui peut expliquer, en partie, compte tenu des erreurs expérimentales, (précision des mesures, défaut d'uniformité de l'éclairement de la photocathode, etc.), que la valeur de la différence quadratique ($\sigma_h^2 - \sigma_h^2(0)$) est plus grande dans le cas de la longueur d'onde d'éclairement $\bar{\lambda} = 407 \text{ nm}$ que dans le cas de la longueur d'onde $\bar{\lambda} = 560 \text{ nm}$.

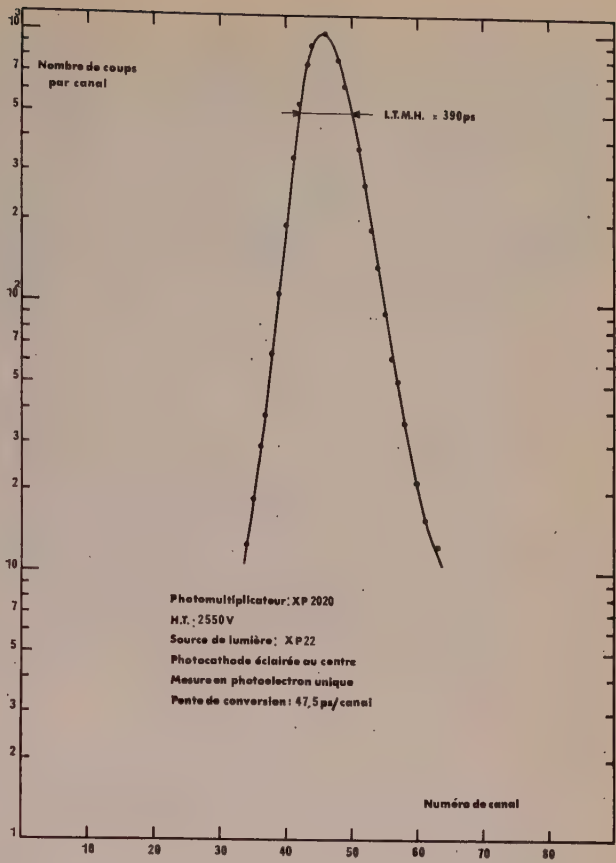


Fig. 3. — Réalisation temporelle du tube photomultiplicateur XP 2020 mesuré à $\lambda 560 \text{ nm}$.

2. Remarquons, enfin, que l'amélioration de la résolution temporelle mesurée des tubes photomultiplicateurs, lorsque la longueur d'onde de la lumière d'éclairement varie de 407 nm à 560 nm est de l'ordre de 30 % à 40 %. L'amélioration constatée est légèrement plus importante pour un éclairage en un seul point de la photocathode que pour un éclairage de toute la surface de la photocathode. Ce résultat est donc en bon accord avec les estimations théoriques annoncées dans le tableau I.

Conclusion

Les résultats théoriques et expérimentaux présentés dans cet article montrent de façon significative, l'influence des conditions d'éclairement des tubes photomultiplicateurs : aire de la surface éclairée de photocathode, longueur d'onde de la lumière d'excitation, sur leur résolution temporelle. Il est intéressant d'ailleurs de remarquer que d'autres auteurs [14] ont également mis en évidence récemment l'influence des conditions d'éclairement sur la résolution énergétique des tubes photomultiplicateurs, mesurée sur le spectre d'amplitude de leur réponse à un photoélectron-unique. Cela ne doit pas surprendre puisque les mêmes paramètres ou phénomènes physiques interviennent dans l'un et l'autre cas.

Dans l'article présent, nous n'avons pas cherché à donner une explication rigoureuse et définitive aux phénomènes constatés expérimentalement mais plutôt à faire saisir la nature des causes qui sont à leur origine et à montrer les liens qui les unissent. Pour cela, nous avons été conduits à effectuer une évalua-

tion théorique des contributions des diverses causes de fluctuations du temps de transit dans les tubes photomultiplicateurs. Cette évaluation, en particulier, met nettement en évidence la part prépondérante prise par la dispersion des vitesses initiales des photoélectrons dans les principales contributions aux fluctuations de temps de transit, justifiant ainsi l'effet marqué de la longueur d'onde de la lumière.

Remarquons que le spectre des vitesses initiales des photoélectrons résulte essentiellement des propriétés de photoémission des photocathodes utilisées. Les résultats obtenus aujourd'hui avec les photocathodes usuelles peuvent être différents avec les photocathodes à composés III-V telles que GaAs, InAs, etc., qui peuvent, plus tard, équiper certains types de photomultiplicateurs. Il est encore trop tôt pour se prononcer.

L'analyse des différentes causes de fluctuations de temps de transit dans les tubes photomultiplicateurs et l'évaluation de leur contribution relative doit permettre de mieux interpréter et comparer les caractéristiques temporelles de ces tubes et simultanément de mieux juger les limites qu'ils imposent à la précision des mesures de temps.

Bibliographie

- [1] VALLAT D. — *L'Onde Electrique*, vol. 49, n° 7 (1969), 804.
- [2] GATTI E., SVELTO V. — *Nucl. Instr. and Meth.* 43 (1966) 248.
- [3] MORTON G.A. — *R.C.A. Review*, 10 (1949), 525.
- [4] PRESCOTT J.R. — *Nucl. Instr. and Meth.* 39 (1966), 173.
- [5] PIETRI G., NUSSLI J. — *Acta Electronica*, vol. 5, n° 1 (1961), 25.
- [6] PIETRI G. — Supplément du *BIST* du C.E.A., n° 115 (1967), 36.
- [7] PFEFFER G. — Thèse, Strasbourg (1965).
- [8] PIETRI G. — *BIST* (CEA), n° 22 (1958).
- [9] LA BARRE F. de. — *Nucl. Instr. and Meth.*, 102 (1972), 77.
- [10] NATHAN R., MEE C.H. — *Phys. Stat. Sol. (a)* 2 (1970) 67.
- [11] SOMMERS A.H. — *Photoemissive materials*, John Wiley and Sons, Inc., New York (1968).
- [12] Communication privée avec J. NUSSLI (1972).
- [13] Tubes photomultiplicateurs à réponse rapide. Brochure éditée par RTC, LA RADIOTECHNIQUE-COMPÉLEC (1968), 54.
- [14] BOSSHARD R. et autres. — *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, NS-19, n° 3 (1972), 107.

François de la BARRE, Ingénieur CNAM, Ingénieur au Laboratoire d'Applications de RTC La Radiotechnique Compelec, 51, rue Carnot, 92-Suresnes. Tél. 772.51.00.



Université des Sciences et
Techniques du Languedoc

Université du Dahomey
Porto-Novo, Dahomey

Comportement du bruit thermique d'un TEC en fonction du profil de dopage de la jonction grille-canal

Résumé

Le bruit thermique développé dans le canal d'un transistor à effet de champ est calculé compte tenu d'une distribution parabolique d'impuretés dans la jonction grille-canal.

Les résultats obtenus sont comparés à ceux relatifs à des distributions abrupte et linéaire déjà décrits dans la littérature. Les auteurs montrent que la distribution «abrupte» demeure une approximation suffisante pour la description du bruit thermique.

1. Introduction

Reprenant les hypothèses formulées par SHOCKLEY [1], Van der ZIEL [2] a calculé le bruit thermique développé dans le canal des transistors à effet de champ à porte à jonction. Ces hypothèses font intervenir le fait que la jonction grille-canal est abrupte (cas des jonctions alliées). Un tel profil de dopage se prête peu à la description des jonctions que l'on rencontre dans la plupart des transistors actuels (jonctions diffusées ou épitaxiales). Dans ces deux derniers cas les profils de concentrations en impuretés peuvent être approchés par une distribution linéaire ou parabolique.

Le but de cette étude est de calculer le bruit thermique du canal du transistor à effet de champ dans le cas d'une distribution parabolique et de comparer les résultats obtenus avec ceux trouvés par Van der ZIEL [2] et avec ceux que nous avons déjà proposés [3] dans le cas d'une distribution linéaire.

2. Equation du courant et de la transconductance du transistor dans le cas d'une distribution parabolique

Ces équations sur le comportement au premier ordre du TEC ont déjà été établies par DAVID [4]. Nous ne rappellerons ici que les résultats indispensables au calcul du bruit.

2.1. Hypothèses de départ

Nous conserverons les hypothèses de SHOCKLEY sauf celles concernant le profil de dopage de la jonction grille-canal, à savoir :

a) Dans la partie conductrice du canal les surfaces équipotentielles sont assimilables à des plans parallèles entre eux et perpendiculaires à la direction source-drain (hypothèse du canal long).

b) Les limites de la charge d'espace se développant de part et d'autre du plan de la jonction grille-canal sont abruptes.

c) La mobilité des porteurs est indépendante du champ électrique.

d) Nous admettrons comme nouvelle hypothèse que dans le cas présent la distribution des impuretés suit la loi parabolique

$$N(y) = N_0 \left\{ 1 - \frac{y^2}{a^2} \right\} \quad (1)$$

où y est la direction perpendiculaire au plan des jonctions grille canal.

N_0 est la concentration maximale des impuretés dans le plan médiateur du canal ($y = 0$).

a est la demi-hauteur géométrique du canal. Dans le cas d'une distribution linéaire d'impureté, $N(y)$ est donné par

$$N(y) = N_0 \left\{ 1 - \frac{|y|}{a} \right\} \quad (2)$$

et dans le cas d'une distribution abrupte on peut écrire

$$\begin{cases} N(y) = N_0 & \text{dans le canal} \\ N(y) = -N_g & \text{dans la grille} \end{cases} \quad (3)$$

Ces trois distributions sont représentées schématiquement sur la figure 1.

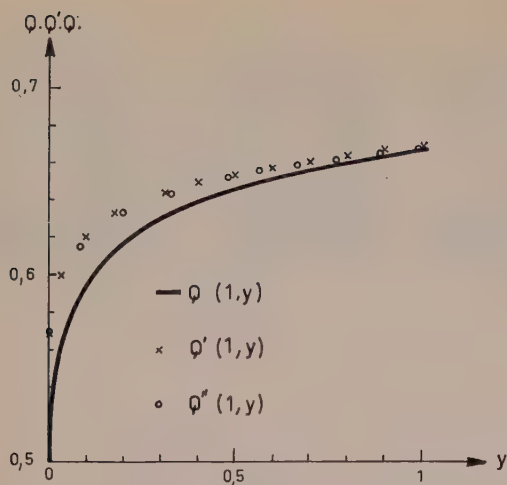


FIG. 1.

2.2. Equation du courant et de la transconductance

Soit Ox la direction source-drain.

En appelant $b(x)$ la demi-largeur conductrice du canal en un plan d'abscisse x et en posant

$$\sin \theta = \frac{b(x)}{2a} \quad (4)$$

le courant drain s'écrit :

$$I_D = g_0 \sin 3\theta \frac{dW(x)}{dx} \quad (5)$$

où

$$g_0 = -\frac{4}{3} q \mu_0 l N_0 a \quad (6)$$

q étant la valeur de la charge électronique,

μ_0 la mobilité des porteurs,

l la troisième dimension du canal du transistor.

$W(x)$ est le potentiel grille-canal au plan d'abscisse x .

Il s'obtient en intégrant l'équation de Poisson dans la zone de charge d'espace et en tenant compte de la neutralité globale de cette charge d'espace.

$$W(x) = \frac{2\sqrt{3}}{3} W_p \times$$

$$\left\{ (\sqrt{3} \cos 2\theta - \sin 2\theta) - \frac{1}{2} (\sin 4\theta + \sqrt{3} \cos 4\theta) \right\} \quad (7)$$

W_p est le potentiel nécessaire pour réduire à zéro la largeur conductrice du canal et vaut si ε est la constante diélectrique du matériau :

$$W_p = -\frac{3qN_0a^2}{4\varepsilon} \quad (8)$$

En calculant $dW(x)/dx$ à partir de (7) et en intégrant depuis la source jusqu'au drain on obtient pour I_D :

$$I_D = \frac{2\sqrt{3}}{3} W_p \frac{g_0}{L} \times$$

$$\left\{ \frac{1}{5} (\sqrt{3} \sin 5\theta + \cos 5\theta) + \frac{1}{7} (\cos 7\theta - \sqrt{3} \sin 7\theta) \right\}_{\theta_s}^{\theta_D} \quad (9)$$

où L est la longueur du canal ; θ_s et θ_D sont les valeurs de θ définies à la source et au drain par l'équation (7) en remarquant qu'à ces électrodes on a :

$$\begin{cases} W_s = -(V_g + V_\phi) \\ W_D = V_D - (V_g + V_\phi) \end{cases} \quad (10)$$

V_D , V_g et V_ϕ sont respectivement les tensions de drain, de grille et de diffusion de la jonction grille-canal ; la source du transistor étant à la masse.

Compte tenu de l'équation (9) la transconductance du transistor s'écrit :

$$g_m = \frac{g_0}{L} (\sin 3\theta_s - \sin 3\theta_D) \quad (11)$$

A la saturation la transconductance est maximale et a pour valeur :

$$g_{\max} = \frac{g_0}{L} \sin 3\theta_s \quad (12)$$

3. Calcul du bruit thermique

Aux bornes d'une tranche du canal d'épaisseur Δx comprise entre les plans d'abscisse x et $x + \Delta x$, prend naissance une force électromotrice de bruit thermique ΔW_x dont la contribution Δi au courant de bruit, sortie court-circuitée, s'écrit :

$$\Delta i = \frac{g(W)}{L} \Delta W_x \quad (13)$$

où $g(W)$ est défini par

$$g(W) = \frac{I_D}{dW/dx} \quad (14)$$

ΔW_x étant d'origine purement thermique on a :

$$\overline{\Delta W_x^2} = 4kT \Delta f \Delta R \quad (15)$$

Δf est l'intervalle de fréquence considérée ; k la constante de Boltzmann et T la température.

ΔR est la résistance de la tranche d'épaisseur Δx ; soit :

$$\Delta R = \frac{\Delta x}{g(W)} \quad (16)$$

Compte tenu des relations (15) et (16) et en intégrant sur tout le canal ; on obtient le courant de bruit thermique du canal :

$$\overline{i_v^2} = \frac{\Delta f}{L^2} \int_0^L 4kT g(W) dx \quad (17)$$

En exprimant dx en fonction de dW grâce à l'équa-

tion (14) on a :

$$\bar{i}_v^2 = \frac{4kT\Delta f}{L^2 I_D} \int_{W_S}^{W_D} g^2(W) dW. \quad (18)$$

Dans le cas d'une distribution parabolique les équations (5) et (7) permettent de mettre (18) sous la forme :

$$\bar{i}_v^2 = -\frac{8\sqrt{3}kT\Delta f g_0^2 W_p}{3L^2 I_D} \int_{\theta_S}^{\theta_D} 2 \sin^2 3\theta \times \{(\sqrt{3} \sin 2\theta + \cos 2\theta) + (\cos 4\theta - \sqrt{3} \sin 4\theta)\} d\theta. \quad (19)$$

$$P(x, y) = \frac{(x-y) \left\{ (x-y) - \frac{4}{3}(x^{3/2} - y^{3/2}) + \frac{1}{2}(x^2 - y^2) \right\}}{\left\{ (x-y) - \frac{2}{3}(x^{3/2} - y^{3/2}) \right\}^2} \quad (24)$$

$$Q(x, y) = \frac{\left\{ (x-y) - \frac{4}{3}(x^{3/2} - y^{3/2}) + \frac{1}{2}(x^2 - y^2) \right\}}{(1 - y^{1/2}) \left\{ (x-y) - \frac{2}{3}(x^{3/2} - y^{3/2}) \right\}} \quad (25)$$

Afin de pouvoir comparer l'expression obtenue à partir de (19) avec celles données dans [2] et [3] nous avons écrit $\bar{i}_v^2$ sous la forme :

$$\bar{i}_v^2 = 4kT\Delta f \frac{I_D}{V_D} P''(\theta_S, \theta_D) \quad (20)$$

où $P''(\theta_S, \theta_D)$ est donné par :

$$P''(\theta_S, \theta_D) = \frac{1}{20} \frac{\left\{ (\sqrt{3} \cos 2\theta - \sin 2\theta) - \frac{1}{2}(\sin 4\theta + \sqrt{3} \cos 4\theta) \right\}_{\theta_S}^{\theta_D}}{\left[\frac{1}{5}(\sqrt{3} \sin 5\theta + \cos 5\theta) + \frac{1}{7}(\cos 7\theta - \sqrt{3} \sin 7\theta) \right]_{\theta_S}^{\theta_D}{}^2} \times \left\{ \sqrt{3} \left(\cos 10\theta - \frac{5}{4} \cos 8\theta - \frac{5}{2} \cos 4\theta + 5 \cos 2\theta \right) + \left(\sin 10\theta + \frac{5}{4} \sin 8\theta - \frac{5}{2} \sin 4\theta - 5 \sin 2\theta \right) \right\}_{\theta_S}^{\theta_D}. \quad (21)$$

$$P'(x, y) = \frac{(x-y) \left\{ (x-y) - \frac{6}{5}(x^{5/3} - y^{5/3}) + \frac{3}{7}(x^{7/3} - y^{7/3}) \right\}}{\left\{ (x-y) - \frac{3}{5}(x^{5/3} - y^{5/3}) \right\}^2} \quad (26)$$

$$Q'(x, y) = \frac{\left\{ (x-y) - \frac{6}{5}(x^{5/3} - y^{5/3}) + \frac{3}{7}(x^{7/3} - y^{7/3}) \right\}}{(1 - y^{2/3}) \left\{ (x-y) - \frac{3}{5}(x^{5/3} - y^{5/3}) \right\}} \quad (27)$$

Cette expression peut aussi s'écrire en fonction de la transconductance maximale $g_{\max}$ sous la forme :

$$\bar{i}_v^2 = 4kTg_{\max} Q''(\theta_S, \theta_D) \quad (22)$$

$Q''(\theta_S, \theta_D)$ étant donné, compte tenu de (19) et de (12) par :

$$Q''(\theta_S, \theta_D) = \frac{1}{20} \frac{\left\{ \sqrt{3} \left(\cos 10\theta - \frac{5}{4} \cos 8\theta - \frac{5}{2} \cos 4\theta + 5 \cos 2\theta \right) + \left(\sin 10\theta + \frac{5}{4} \sin 8\theta - \frac{5}{2} \sin 4\theta - 5 \sin 2\theta \right) \right\}_{\theta_S}^{\theta_D}}{\sin 3\theta_S \left\{ \frac{1}{5}(\sqrt{3} \sin 5\theta + \cos 5\theta) + \frac{1}{7}(\cos 7\theta - \sqrt{3} \sin 7\theta) \right\}_{\theta_S}^{\theta_D}}. \quad (23)$$

4. Comparaison des résultats obtenus avec les différents profils de concentration

4.1. Rappel des expressions obtenues dans le cas des distributions abruptes et linéaires

Dans le cas d'une distribution abrupte, Van der Ziel [2] a proposé des expressions sous la forme de (20) et (22) où les fonctions P et Q sont :

x et y étant donnés par :

$$x = \frac{W_D}{W_p}; \quad y = \frac{W_S}{W_p}.$$

Dans le cas d'une distribution linéaire, de la forme donnée par (2) on trouve [3] :

4.2. Résultats obtenus dans le cas de la distribution parabolique

L'angle θ défini par $\sin \theta = \frac{b(x)}{2a}$ varie entre 0 et

$\pi/6$. Nous avons calculé sur ordinateur les valeurs de P'' et Q'' pour des valeurs de θ comprises entre 0 et $\pi/6$, compte tenu du fait que :

$$0 \leq \theta_D < \theta_S \leq \frac{\pi}{6}.$$

De même pour chaque valeur de θ on a calculé les valeurs de x et de y correspondantes déduites de l'équation (7).

Nous avons reporté sur la figure 2 les variations de (P , P' et P'') d'une part et (Q , Q' , Q'') d'autre part pour $0 \leq x \leq 1$ et $y = 0$.

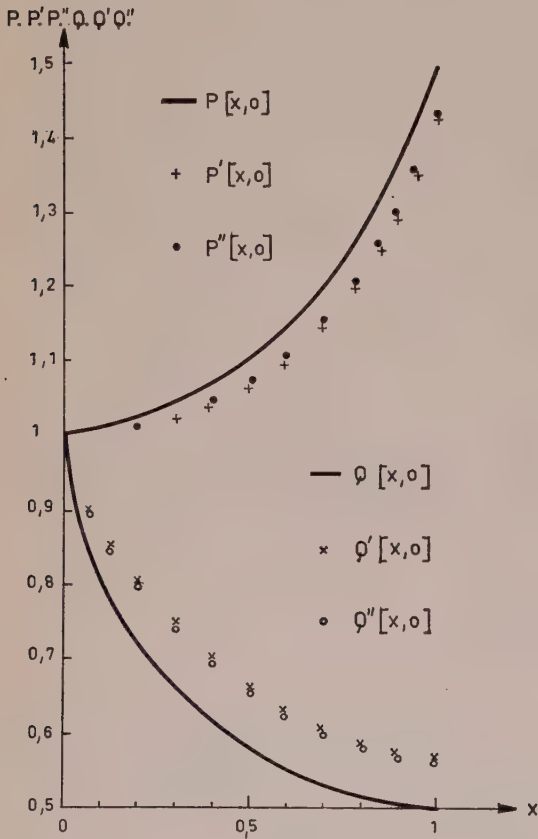


FIG. 2.

De plus, comme l'expression $\overline{i_v^2} = 4kTg_{max}Q$ est utilisée surtout dans le domaine de sursaturation du transistor il est intéressant de comparer les variations des trois fonctions Q , Q' et Q'' pour $x = 1$

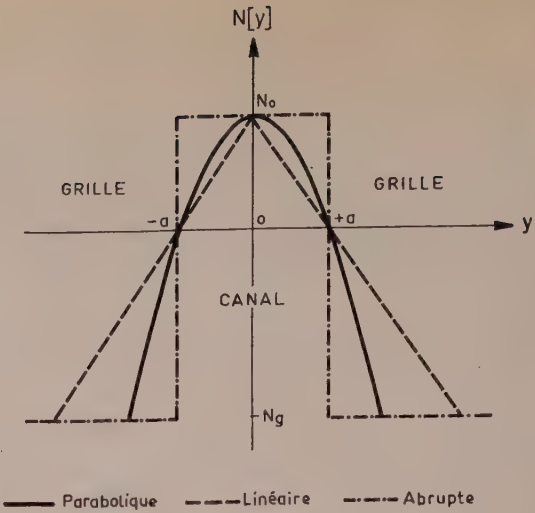


FIG. 3.

et en faisant varier y . Ces variations sont représentées sur la figure 3.

On constate que $P(x, 0)$ reste constamment supérieur à $P'(x, 0)$ et $P''(\pi/6, \theta_D)$ alors que la fonction Q reste toujours inférieure à Q' et Q'' . De plus les distributions linéaires et paraboliques donnent des résultats pratiquement confondus.

5. Conclusion

Les résultats précédemment obtenus montrent que le bruit thermique des TEC à jonction grille-canal diffusée ou épitaxiée peut aussi bien être décrit par un dopage linéaire que par un dopage parabolique. Dans les deux cas on note cependant un écart par rapport aux valeurs obtenues pour une jonction grille-canal abrupte. Cet écart reste toutefois suffisamment faible pour qu'expérimentalement ce dernier profil de concentration en impuretés soit une très bonne approximation dans le calcul du bruit thermique.

Bibliographie

- [1] SHOCKLEY W. — *Proc. IRE*, vol. 40, Nov. 1952, pp. 1365-1376.
- [2] Van der ZIEL A. — *Proc. IRE*, vol. 50, Aug. 1962, pp. 1808-1812.
- [3] RIGAUD D., GINTER G., LECOY G. — *Elect. Letters.*, vol. 7, Jul. 1971, p. 389.
- [4] DAVID P. — *L'Onde Electrique*, vol. 48, sept. 1968, pp. 763-772.

Albert DONNADIEU, Docteur ès Sciences, actuellement à l'Université du Dahomey, B.P. 133, Porto-Novo (Dahomey).
Gilbert GINTER, Docteur 3^e Cycle, actuellement à l'Université du Dahomey, B.P. 133, Porto-Novo (Dahomey).
Gilles LECOY, Docteur ès Sciences, Maître de Conférences à l'UT d'Electronique, Université des Sciences et Techniques du Languedoc, place Eugène-Bataillon, 34060 Montpellier Cedex.
Dominique RIGAUD, né le 12 janvier 1944, Docteur 3^e Cycle, Maître Assistant à l'UT d'Electronique, Université des Sciences et Techniques du Languedoc, place Eugène-Bataillon, 34060 Montpellier Cedex.



et J. LEBRUN

RTC, Suresnes
Service d'Etudes
et de Développement

Termopiles en couches minces

Résumé

On présente dans cet article un nouveau type de thermopile en couches minces. Après en avoir donné rapidement la théorie élémentaire on décrit sommairement les technologies utilisées pour sa réalisation.

Les caractéristiques obtenues sont exposées et on conclut en mentionnant quelques applications de ce type de thermopile.

1. Introduction

Une thermopile est un détecteur thermique de rayonnement dont le principe de fonctionnement est connu depuis très longtemps (MELLONI, 1836).

Un capteur de ce type transforme en chaleur l'énergie absorbée. Il s'échauffe mais perd cette chaleur par rayonnement conduction et convection. Si l'apport d'énergie est constant, l'élévation de température du détecteur tend vers une valeur stationnaire ΔT . Lorsque cette variation de température ΔT donne naissance à une différence de potentiel créée par effet thermoélectrique, le détecteur réalisé est une thermopile.

De nombreux travaux ont été effectués sur ce type de capteur qui a aujourd'hui de remarquables performances. La thermopile présente en effet de nombreux avantages :

- Sa sensibilité s'étend dans un domaine spectral très vaste, depuis l'ultraviolet jusqu'à l'infrarouge lointain.

- Elle fonctionne à la température ambiante.

- Elle ne nécessite aucune source de polarisation, c'est un convertisseur d'énergie.

- Elle est sensible à la fréquence zéro ; c'est le seul détecteur thermique utilisable aux fréquences nulles ou très basses.

- Sa résistance interne est faible, inférieure à quelques dizaines de kilohms.

- Elle a une excellente détectivité spécifique ⁽¹⁾ aux fréquences très basses.

- Remarquons toutefois que sa vitesse de réponse est relativement faible (30 ms dans le meilleur des cas).

⁽¹⁾ La détectivité spécifique s'exprime par $D^* = \sqrt{A} dv/F_m$ où A est la surface sensible, dv la largeur de bande passante de la chaîne de mesure supposée sans bruit et où F_m est le flux de rayonnement reçu par le détecteur qui donne un rapport signal sur bruit égal à l'unité.

Des applications nouvelles, des technologies récentes, de nouveaux matériaux nous ont amené à étudier puis à réaliser un nouveau type de thermopile en couches minces aux performances particulièrement intéressantes, d'une grande fiabilité et d'une grande flexibilité dans le choix des caractéristiques (aire, résistance, sensibilité et vitesse de réponse).

L'étude en a été faite au Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée [1, 2]. Le développement et la fabrication ont été effectués par RTC Suresnes.

Le modèle de thermopile dont il sera fait état ici a été plus particulièrement étudié et fabriqué pour équiper un senseur ⁽²⁾ destiné à la détermination de l'attitude du satellite géostationnaire SYMPHONIE par rapport à la terre.

2. Thermopiles en couches minces RTC.

2.1. Structure

Les thermopiles sont constituées d'une embase bonne conductrice de la chaleur dans laquelle ont été creusés des sillons de pas c et de largeur $k'c$ (voir figures 1 et 4). Sur cette embase est collé un film très mince isolant électriquement et mauvais conducteur de la chaleur. Sur ce film ont été effectués des dépôts, en forme de rectangles, de matériaux A et B bons conducteurs électriques et formant entre eux un couple thermoélectrique. On réalise ainsi un grand nombre de contacts entre les deux matériaux.

Les contacts $\overrightarrow{AB}$ se trouvent au milieu des sillons gravés dans l'embase alors que les contacts $\overrightarrow{BA}$ se trouvent en regard des zones non gravées de celle-ci. Les premiers constituent les « soudures chaudes », ils sont relativement bien isolés thermiquement du support alors que les seconds, en contact intime avec lui, constituent les « soudures froides ». Les contacts mis en série constituent une chaîne et le conducteur plié en accordéon ainsi réalisé a une largeur kb et les rangées ont un pas b . Sur l'ensemble des n contacts que comporte la thermopile ainsi réalisée est déposée une couche capable d'absorber le rayonnement incident et de le transformer en chaleur. Celle-ci chauffe les soudures chaudes dont la température passe de T à $T+dT$ alors que la température des soudures froides reste constante et égale à T .

⁽²⁾ Senseur d'horizon réalisé par SODERN (Société Anonyme d'Etudes et Réalisations Nucléaires), Limeil-Brévannes.

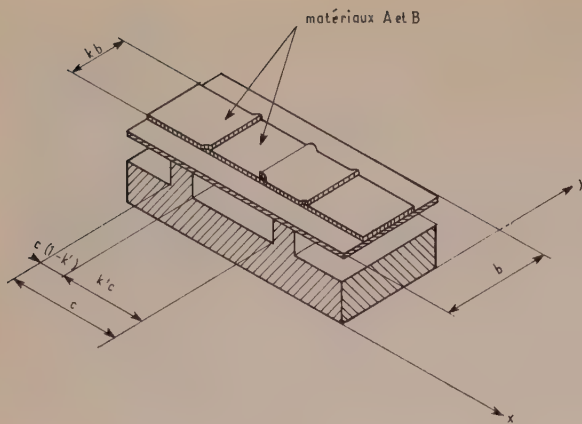


FIG. 1

2.2. Théorie sommaire

La différence de température dT qui apparaît entre les soudures froides et chaudes va donner naissance à une force électromotrice dv due à l'effet Seebeck. Dans l'application qui en est faite ici on peut négliger les effets Peltier et Thomson ce qui revient à considérer comme très faible le courant parcourant le conducteur.

Sensibilité

La sensibilité au flux d'une thermopile est pour un couple :

$$S(V/W) = \frac{dv}{dF} = \frac{1}{A} \left(\frac{dv}{dT} \right) \frac{dT}{dE} \quad (1)$$

$A = bc$: surface thermique élémentaire d'un couple thermoélectrique,

$\left(\frac{dv}{dT} \right)$ pouvoir thermoélectrique du couple de matériau A, B .

E : éclairement que reçoit la surface en W/m^2 ,

$F = EA$: flux en watts reçu par la surface A .

Nous étudierons ici la sensibilité d'une thermopile à la fréquence zéro seulement. La thermopile reçoit donc un flux constant, la différence de température dT entre les soudures chaudes et froides atteint rapidement une valeur stationnaire ΔT telle que :

$$\frac{\Delta T}{F} = \frac{\mathcal{A}}{K} \quad (2)$$

$\mathcal{A}$ coefficient d'absorption de la surface,

K conductance thermique.

En fait on a :

$$K = K_i + K_m + K_r + K_g$$

— K_i dû aux films isolants d'épaisseur a_i et de conductibilité σ_i ,

— K_m dû aux matériaux A et B . Pour des raisons de symétrie thermique on doit avoir :

$$\sigma_A a_A = \sigma_B a_B = \sigma_m a_m \quad (3)$$

σ_A, σ_B, a_A et a_B étant respectivement les conductibilités thermiques et les épaisseurs des matériaux A et B .

— K_r dû au rayonnement est négligeable,

— K_g dû à la convection : on peut toujours trouver une pression pour laquelle ce terme est négligeable.

Il reste donc :

$$K = K_i + K_m.$$

On a d'après la figure 2 :

$$\frac{dT}{dx} = \frac{\mathcal{A}Eb}{b[k\sigma_m a_m + \sum \sigma_i a_i]} \quad (4)$$

et ΔT , différence de température entre les soudures

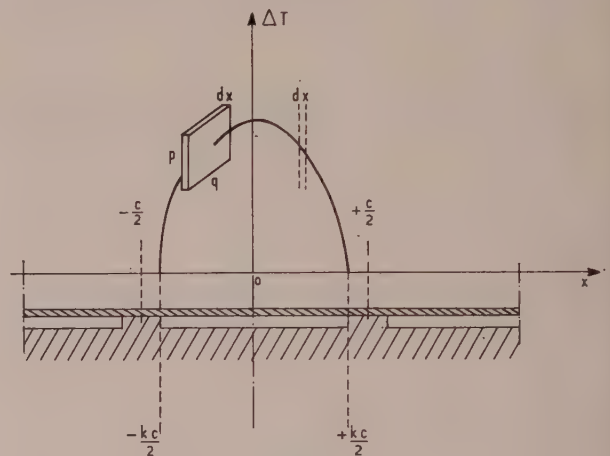


FIG. 2

chaudes et froides lorsque la surface reçoit l'éclairement constant et uniforme E , est :

$$\frac{\Delta T}{E} = \frac{\mathcal{A}(k'c)^2}{8[k\sigma_m a_m + \sum \sigma_i a_i]} \quad (5)$$

La sensibilité au flux de la thermopile est donc :

$$S(V/W) = \frac{dv}{dF} = \frac{\mathcal{A}}{8b} \left(\frac{dv}{dT} \right) \frac{k'^2 c}{[k\sigma_m a_m + \sum \sigma_i a_i]} \quad (6)$$

Résistance

Nous avons déjà noté que l'on devait avoir :

$$\sigma_A a_A = \sigma_B a_B$$

si ρ est la résistivité, on sait que pour les métaux, matériaux thermoélectriques utilisés ici,

$$\rho_A \sigma_A \neq \rho_B \sigma_B = \rho_m \sigma_m$$

on peut considérer sur le plan électrique que la thermopile est constituée par un seul matériau. La résistance vaut donc :

$$R = n n_1 c \frac{\rho_m}{k a_m b} \quad (7)$$

où n_1 est le nombre de rangées et n le nombre de sillons.

Constante de temps

Nous n'étudierons ici que la réponse de la thermopile lors de l'interruption brusque de l'éclairement uniforme et stationnaire E .

Lorsque la thermopile ne reçoit plus d'énergie, si $Q(x)$ est la quantité de chaleur traversant le plan de surface pq , d'abscisse x dans l'unité de temps et si $Q(x+dx)$ est la quantité de chaleur traversant le plan d'abscisse $x+dx$ on a d'après la figure 2 :

$$Q(x) - Q(x+dx) = (\Sigma mC) pq dx \frac{\partial T}{\partial t} \tag{8}$$

où m représente les masses volumiques, et C les chaleurs massiques.

On aboutit ainsi à l'équation différentielle :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \Sigma \left(\frac{mC}{\sigma} \right) \frac{\partial T}{\partial t} \tag{9}$$

où σ est la conductivité thermique des matériaux. La solution de cette équation donne la variation de la température le long de l'axe x en fonction du temps.

Soit
$$T = T_{00} \cos \left(\frac{\pi x}{k'c} \right) \exp - \frac{t}{\tau}$$

où τ est la constante de temps caractérisant la réponse à un échelon de la thermopile et qui vaut :

$$\tau = \left(\frac{k'c}{\pi} \right)^2 \frac{km_m a_m C_m + \Sigma m_i a_i C_i}{ka_m \sigma_m + \Sigma a_i \sigma_i} \tag{10}$$

2.3. Technologies

Nous résumerons ici les technologies utilisées pour réaliser ce type de thermopile. Les caractéristiques dimensionnelles et électriques présentées sont celles d'une thermopile fabriquée en série dans le but d'équiper un senseur d'horizon destiné au satellite SYMPHONIE. Cette thermopile est représentée sur les figures 3, 4 et 5.

On réalise des dépôts métalliques d'or ($a_A = 400 \text{ \AA}$) et de nickel ($a_B = 1\,200 \text{ \AA}$) sur un film de mylar ($a_i = 3,5 \text{ }\mu\text{m}$) en utilisant des techniques d'évaporation sous vide à travers masque pochoir et du masque de photogravure. Le conducteur réalisé a une largeur $kb = 40 \text{ }\mu\text{m}$ et le pas des rangées est $b = 75 \text{ }\mu\text{m}$. La feuille de mylar est ensuite collée sur une semelle de cuivre comportant six sillons photogravés ($c = 800 \text{ }\mu\text{m}$ et $k'c = 700 \text{ }\mu\text{m}$). Les connexions entre les couches évaporées et les conducteurs de sortie sont constituées

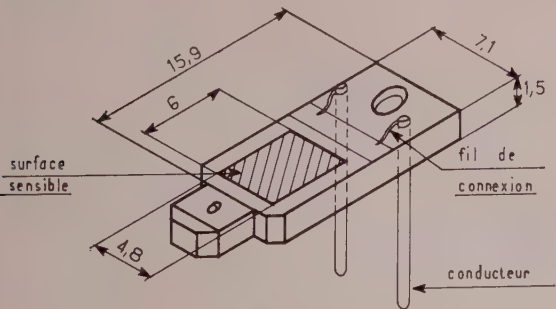


FIG. 3

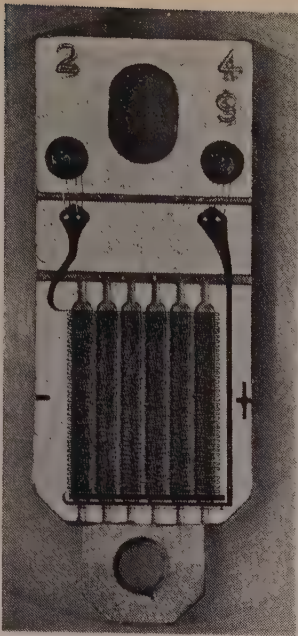


FIG. 4

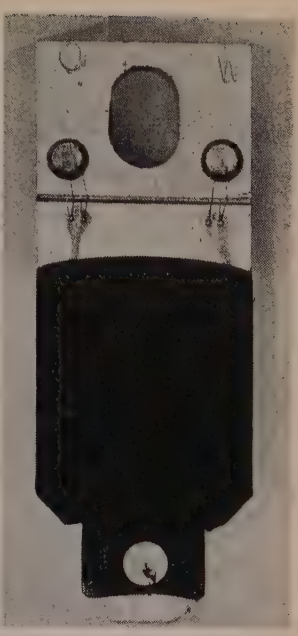


FIG. 5

par des fils d'or de $25 \text{ }\mu\text{m}$ de diamètre soudés par thermocompression sur les dépôts en couches minces et par soudure électrique sur les électrodes.

Dans ces conditions la surface sensible est de $28,8 \text{ mm}^2$. La couche absorbante est constituée par du noir d'or qui, étant conducteur, rend nécessaire la présence d'une couche isolante intermédiaire (résine époxyde).

Des contrôles sont effectués à chaque étape de la fabrication. En particulier l'utilisation spatiale de la thermopile de type SYMPHONIE exige que ces contrôles soient sévères afin de garantir à la thermopile embarquée une grande fiabilité.

On imagine les difficultés rencontrées pour réaliser un tel dispositif quand on sait que le conducteur or-nickel a , déployé, une longueur voisine de $0,5 \text{ m}$ (environ $1\,000$ couples) alors que sa largeur est de $40 \text{ }\mu\text{m}$. Une poussière se déposant sur la partie utile du substrat, qui de plus est électrostatique, peut entraîner le rejet du composant. Dans ce cas particulier le circuit élémentaire a une surface de 30 mm^2 alors que dans le cas d'un circuit intégré par exemple, celle-ci est inférieure à 1 mm^2 ; on conçoit que des précautions particulières soient nécessaires pour réaliser un tel dispositif. Les thermopiles sont donc fabriquées dans des locaux dépoussiérés et tous les produits utilisés sont soigneusement filtrés.

2.4. Propriétés

Nous présentons ici les caractéristiques électriques et optiques de la thermopile dite SYMPHONIE. Le tableau I donne les valeurs des constantes des matériaux qui sont utilisés pour l'élaboration de ce type de thermopile.

Sensibilité, constante de temps, résistance

Le tableau II permet de comparer les valeurs calculées aux valeurs moyennes obtenues sur ces détecteurs.

On peut expliquer la différence observée entre la valeur mesurée et calculée de la résistance par la mauvaise connaissance que l'on a de la conductivité électrique des matériaux en couches minces. D'autre

TABLEAU I

Matériau	<i>k</i>	<i>a</i> m	<i>m</i> kg · m ⁻³	<i>C</i> J · kg ⁻¹ · °K ⁻¹	<i>σ</i> W · kg ⁻¹ · °K ⁻¹	<i>k a σ</i> W · °K ⁻¹	<i>k m C a</i> J · m ⁻² · °K ⁻¹	<i>ρ</i> Ω · m
Nickel	0,54	1,2 · 10 ⁻⁷	8,9 · 10 ³	4,4 · 10 ²	8,8 · 10 ¹	5,8 · 10 ⁻⁶	0,27	7,15 · 10 ⁻⁸
Or	0,54	4 · 10 ⁻⁸	1,93 · 10 ⁴	1,3 · 10 ²	2,9 · 10 ²	6,2 · 10 ⁻⁶	0,06	2,4 · 10 ⁻⁸
Mylar	1	3,5 · 10 ⁻⁶	1,4 · 10 ³	1,25 · 10 ³	1,47 · 10 ⁻¹	0,5 · 10 ⁻⁶	6,15	
Couche isolante .	1	5 · 10 ⁻⁶	1,2 · 10 ³ *	1,25 · 10 ³ *	2 · 10 ⁻¹ *	1 · 10 ⁻⁶	7,15	
Noir d'or	1	10 ⁻⁵	3,9 · 10 ¹	< 3 · 10 ²	< 10 ⁻²	< 0,1 · 10 ⁻⁶	< 10 ⁻²	

a : épaisseur
m : masse volumique
C : chaleur massique

σ : conductibilité thermique
ρ : résistivité

* Ces valeurs sont aujourd'hui mal connues.

TABLEAU II

Caractéris- tiques	Unités	Couche isolante et absorbante			
		Avec		Sans	
		Mesuré	Calculé	Mesuré	Calculé
Résistance	kΩ	10	6	10	6
Sensibilité*	V/W	0,5	—	1,6	2,5
Constante de temps	ms	40	46	85	87

* Sensibilité mesurée en lumière blanche.

Il est difficile de calculer la sensibilité d'une thermopile non revêtue d'une couche absorbante car on connaît très mal les facteurs d'absorption du mylar et des matériaux thermo-électriques.

part nous avons pris comme pouvoir thermoélectrique du couple or-nickel :

$$\frac{dv}{dT} = 20 \mu V \cdot ^\circ C^{-1} .$$

Cette valeur est celle propre aux matériaux massifs, c'est sans doute là l'origine de l'écart entre les valeurs calculées et mesurées de la sensibilité.

Réponse spectrale

La réponse spectrale de cette thermopile utilisant le noir d'or comme couche absorbante est représentée sur la figure 6. Cette réponse est caractéristique des propriétés du noir d'or.

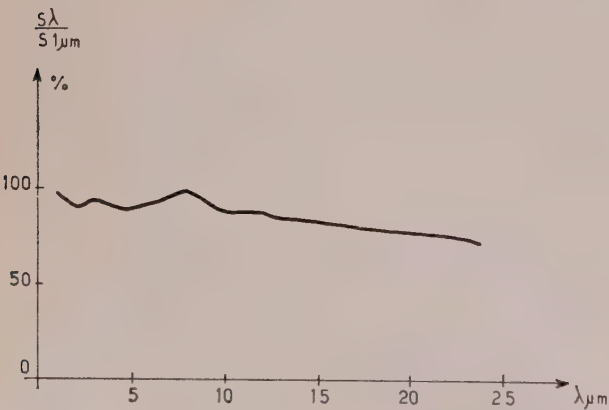


FIG. 6

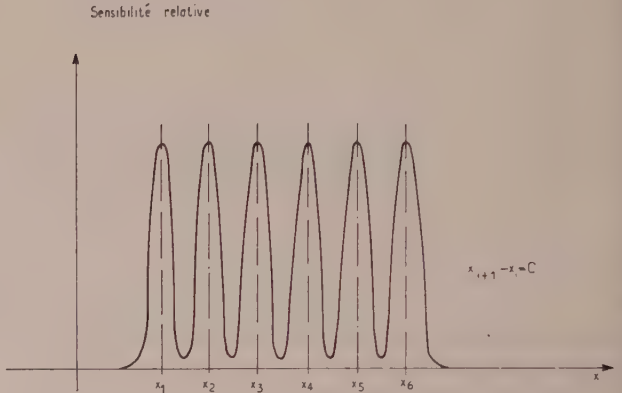


FIG. 7

Sensibilité locale

Si on éclaire une thermopile de ce type avec une fente lumineuse fine, largeur 150 μm, et plus longue que la plus grande dimension de la surface sensible on obtient les variations de sensibilité locale suivant que la fente se déplace parallèlement aux sillons, figure 7, ou perpendiculairement à ceux-ci, figure 8. Ces résultats sont caractéristiques de la structure utilisée.

Variation de la sensibilité et de la constante de temps en fonction de la pression

Nous avons négligé dans le calcul de *S* et *τ* le terme *Kc*, conductance thermique due à la convection. On constate que cette hypothèse est justifiée pour des pressions inférieures à 5 · 10⁻³ torr. C'est donc en dessous de cette pression limite que les valeurs de la sensibilité et de la vitesse de réponse sont constantes et optimales.

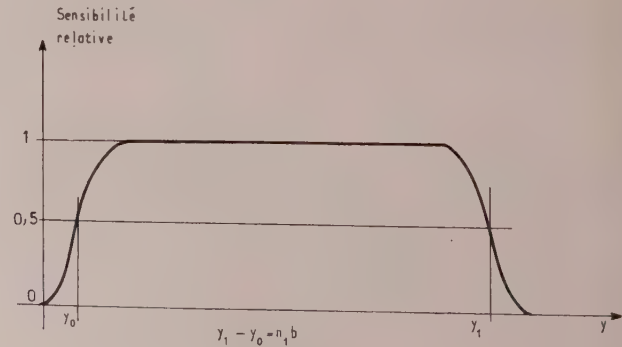


FIG. 8

Les caractéristiques énoncées dans ce chapitre sont celles de la thermopile dite SYMPHONIE. Il faut remarquer combien il est aisé de réaliser une thermopile ayant des caractéristiques différentes propres à satisfaire des spécifications particulières à une utilisation donnée. Il suffit en effet, de modifier trois masques de photogravures. On ne doit changer les dimensions du support que dans la mesure où les dimensions demandées pour la surface sensible varient dans des proportions trop importantes par rapport à celles de SYMPHONIE.

Pour modifier les caractéristiques électriques nous agissons principalement sur la largeur des sillons $k'c$ leur nombre n et le nombre n_1 des rangées de pas b . Généralement nous n'avons pas intérêt à augmenter les valeurs de b ou de kb et il est d'autre part très difficile de les diminuer pour des raisons technologiques.

Si on admet que seuls $k'c$, n et n_1 varient, les expressions (6), (7) et (10) deviennent :

$$\begin{aligned} A &= nn_1 cb & \frac{S}{k'^2 c} &= \text{Cte} \\ \frac{R}{A} &= \text{Cte} & \frac{\tau}{(k'c)^2} &= \text{Cte} . \end{aligned} \quad (11)$$

Ainsi, si on ne modifie que l'aire sensible et $k'c$ on a ces relations importantes qui permettent de prévoir les caractéristiques d'une thermopile de géométrie différente à partir des caractéristiques expérimentales.

— Actuellement nous étudions une thermopile comportant trois surfaces sensibles de dimensions et de formes différentes. Ce détecteur est destiné à équiper un senseur ⁽³⁾ d'horizon de satellite géostationnaire stabilisé trois axes exigeant une plus grande précision de pointage que le satellite SYMPHONIE.

3. Applications

En plus des applications spatiales pour lesquelles elle a été conçue, cette thermopile trouve sa place dans le domaine habituel d'utilisation des détecteurs thermiques de rayonnement. Toutefois les thermopiles réunissent certaines propriétés : proportionnalité du signal émis par rapport au flux reçu, réponse spectrale plate et bien connue depuis le visible jusqu'à l'infrarouge lointain ; qui en font un détecteur plus particulièrement adapté à la métrologie infrarouge, c'est-à-dire :

— Mesure de température à distance, citons à titre d'exemple :

Matériaux en fusion (fonderie, verrerie).
Matériaux en cours d'usinage (laminage).
Matériaux en cours de traitement (recuit).
Pièces en rotation (turbines).
Pièces chaudes peu accessibles (tuyères).

— Mesure en spectrophotométrie infrarouge :

Transmission ou absorption de gaz ou de liquide.

⁽³⁾ Senseur actuellement à l'étude à la SODERN.

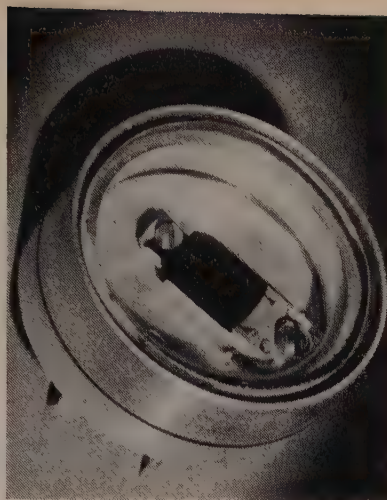


FIG. 9.

Taux de réflexion ou d'émission d'une surface.

Les dimensions particulièrement réduites du type de thermopile décrit ici le rendent particulièrement intéressant pour certaines de ces applications.

Nous avons vu que ce type de thermopile exige pour avoir des caractéristiques optimales que la pression qui l'environne soit inférieure à $5 \cdot 10^{-3}$ torr. Aussi lorsque la thermopile ne se trouve pas être normalement sous vide, (utilisation spatiale, ou métrologie dans une enceinte à vide), elle est montée dans un boîtier équipé d'une fenêtre transparente aux radiations à étudier (par exemple du KRS dont la transmission optique est de 75 % depuis $0,5 \mu\text{m}$ jusqu'à $30 \mu\text{m}$ de longueur d'onde). Le vide est effectué dans ce boîtier par un queusot. Un tel dispositif est représenté sur la figure 9.

4. Conclusions

L'intérêt pratique des thermopiles et de nouvelles applications ont justifiés l'étude et la réalisation d'un nouveau détecteur de ce type.

Pour réaliser ce dispositif dont les caractéristiques ont été exposées ici nous utilisons une technologie originale, qui permet de réaliser très facilement des détecteurs ayant des caractéristiques (aire sensible, sensibilité, constante de temps, résistance) différentes.

Les auteurs remercient F. DESVIGNES et R. HYBOIS qui ont effectué dans le cadre du Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquée les recherches qui nous ont permis de réaliser cette thermopile.

Ils remercient également C. BEAUZÉE, conseiller scientifique des Services d'Etudes et de Développement de RTC Suresnes, qui a permis par ses conseils et suggestions de mener cette tâche à bon terme.

Bibliographie

- [1] DESVIGNES F., HYBOIS R. — Thermopiles nouvelles réalisées par des technologies de couches minces. *Revue Technique Philips* n° 6, 1971.
- [2] DESVIGNES F. — Thermopiles réalisées par technologie de couches minces. Rapport du LEP, B 217, janvier 1971.



(Photo Jean Biangeaud)

BILAN POUR L'INDUSTRIE FRANÇAISE DES COMPOSANTS

Le Salon International des Composants Electroniques est l'occasion d'un bilan de l'industrie française des composants pour l'année écoulée. Si l'année 1972 a confirmé et matérialisé les espoirs des industriels français, elle a aussi révélé un certain nombre de dangers.

1972 aura été une année de reprise. Néanmoins, si l'on compare les résultats à ceux de 1970, on constate que le recul enregistré en 1971 aura laissé des séquelles importantes. Nous donnons ci-après un certain nombre de chiffres rendus publics par les syndicats de constructeurs ; il est important de souligner que ces chiffres sont exprimés en « franc courant », les comparaisons sont donc faussées et il y a lieu de tenir compte du taux d'inflation annuel (de l'ordre de 10 %).

La place de l'industrie française des composants

Le marché de l'industrie française des composants, 3,8 milliards de francs, représente 5 % du marché mondial, ce qui le place au 5^e rang (pays socialistes exclus). Il est utile de signaler que le marché américain représente à lui seul 50 % du marché mondial qui a été estimé à 75 milliards de francs (17 % pour le Japon).

Les semiconducteurs en 1972 : +26 % mais +9 % par rapport à 1970

Après la crise mondiale de 1971, les industriels ont pris acte de l'évolution favorable du marché. Cette situation qui contraste fortement avec celle de l'année précédente a conduit, au cours du premier semestre de 1972, à

une certaine pénurie en composants actifs à semiconducteurs.

Une certaine circonspection a pris jour chez les fabricants et une meilleure discipline de la demande devrait amener à une situation qui ne compromette pas ce secteur d'activité sur le plan économique et social.

On peut également ajouter que la télévision aura joué un rôle important dans ce marché, la tendance à la transistorsation totale s'étant inéluctablement confirmée.

Les tubes électroniques en 1972 : 19 % et +23 % par rapport en 1970

Quelque peu épargné par la crise de 1971, le secteur des tubes électroniques a été très fortement marqué par l'évolution favorable du marché de la télévision en couleur.

La production des tubes de réception n'étant justifiée que pour les besoins de la maintenance, le chiffre d'affaires réalisé dans ce secteur subira dès 1973 une baisse.

Les tubes cathodiques sont le secteur d'activité qui a enregistré le plus important taux de progression du chiffre d'affaires (+39 % en 1972). Une certaine concurrence de prix est apparue dans le domaine des tubes noir et blanc, les pays d'Europe de l'Est proposant des produits à des prix particulièrement bas. Par contre, la production des tubes couleur en France a pu non seulement satisfaire la forte demande intérieure (411 000 téléviseurs couleur construits en 1972), mais exporter près de la moitié de sa production vers les pays d'Europe, notamment le Royaume-

Uni et la République Fédérale d'Allemagne.

La production des tubes professionnels se maintient à un niveau stable.

Les condensateurs : +11 % par rapport à 1971

Ce secteur a été très gravement touché par la crise de 1971. Le taux de progression aura été de 11 % en 1972 en dépit de la très forte concurrence des produits de l'Asie du Sud-Est. La télévision en couleur, grosse consommatrice en composants passifs, aura joué un rôle moteur très important.

Les résistances : +16 %

Mêmes remarques que pour les condensateurs. Ce secteur très affecté par la crise de 1971 voit son chiffre d'affaires atteindre le niveau de 1971.

Les circuits imprimés : +10 %

L'augmentation du chiffre d'affaires dans ce domaine masque en fait une progression de volume plus importante due aux nouveaux débouchés industriels.

La France, pays exportateur ?

Pour la première fois, le taux de couverture de la balance exportation-importation a dépassé 100 % en 1972. Est-ce à dire que la France est devenue un pays exportateur ? Ce serait prématuré car ce taux est de 100,2 %, l'année précédente il était pratiquement à 100 %. Il est à noter que le secteur des tubes électroniques, plus particulièrement celui des tubes couleur, contribue pour l'essentiel à cette situation. La pénurie en tubes image couleur enregistrée l'année passée ne pouvant se prolonger indéfiniment il serait peut-être à craindre voir cette situation se détériorer, mais d'après les prévisions du constructeur français de tubes couleur (RTC), il sera produit en 1973 environ 750 000 tubes couleur et il est probable que le volume des exportations dans ce domaine augmentera.

Nous donnons ci-après les taux de couverture des différents secteurs en 1972 :

- tubes électroniques : 134 % (130 % en 1971) ;
- semiconducteurs : 94 % (95 % en 1971) ;
- composants passifs : 89 % (92 % en 1971).

On constate que seul le secteur des tubes électroniques présente un taux





“ Le poids de la télévision en couleurs masque la réalité des problèmes ”

de couverture supérieur à 100 % ce qui met en évidence la vulnérabilité et la fragilité de l'industrie française des composants.

Les échanges avec les autres pays : déficit considérable avec les Etats-Unis

Plus de la moitié des échanges (60 %) se font avec les pays de la CEE et la balance exportation-importation se trouve pratiquement équilibrée.

Un point noir important subsiste néanmoins : le commerce avec les Etats-Unis. En 1972, la France a exporté vers ce pays pour 56 millions de francs de composants ; par contre, elle a importé pour 447 millions de francs ce qui donne un taux de cou-

verture de 13 %. Le déficit est donc considérable ; il est à remarquer que cette situation, non particulière à la France, se retrouve en Allemagne Fédérale et au Royaume-Uni.

De nombreux problèmes en perspective

Si le redressement de la situation de l'électronique française a donné aux industriels un certain optimisme, il n'en est pas moins vrai que de nombreux problèmes demeurent.

En ce qui concerne les composants passifs, la France perd du terrain et ce, malgré les développements de la télévision en couleur.

Dans le secteur des dispositifs à semiconducteurs cette situation se retrouve sous une forme plus atténuée.

Pour les tubes électroniques, la télévision en couleur une fois de plus sert de solide pilier.

Le poids de la télévision couleur sauve donc d'une certaine manière la balance exportation-importation de l'industrie française des composants ce qui n'est guère rassurant.

Un autre point noir important est le grave déséquilibre de la balance commerciale avec les Etats-Unis. La négociation « Nixon Round » qui doit bientôt s'engager entre les Etats-Unis et l'Europe risque, en raison des divergences entre pays européens, de compromettre gravement et pour longtemps l'avenir de l'électronique européenne.

Nous terminerons en donnant la prévision du taux d'accroissement global du chiffre d'affaires pour 1973 : 13 à 15 %.

— Détecteurs IR adaptés aux systèmes formateurs d'images, par M. BESSON (SAT)

— Application des thermopiles aux senseurs d'horizon, par M. DOITEAU (Sodern)

— Récents développements des bolomètres de hautes performances pour l'astrophysique IR, par M. CORON (CNRS).

Mercredi 23 mai à 14 h 30 : La Radiotéléphonie mobile, présidée par M. BES (PTT)

— Problèmes posés par un système de radiotéléphonie mobile automatique, par M. CHAUVIN (DSR)

— La solution française actuelle de ces problèmes

· problèmes radioélectriques, par M. LAURENT (Th-CSF)

· problèmes de commutation, par M. MESLIN (CIT-Alcatel)

— Comparaison de la solution française avec diverses solutions adoptées à l'étranger, par M. BREST (LMT).

Ces demi-journées d'études se tiennent dans l'Amphithéâtre Paul Janet de l'Ecole Supérieure d'Electricité, 10, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff.

L'ENSEIGNEMENT Par L'AUDIOVISUEL

Une journée d'études organisée conjointement par la SEE et la Société belge, la SRBE, se déroule le 9 mai à la Cité Scientifique d'Ascq (Nord).

Le thème « l'enseignement par l'audiovisuel » va rassembler de nombreux spécialistes belges et français. Nous sonons ci-après les titres des conférences :

— Développement d'un système informatique de formation par M. JONES (Université de Louvain).

— Une des grandes conquêtes du magnétophone : le laboratoire de langues, par M. TIEBERGHEN (Philips Belgique).

— La diffusion, par la télévision, des cours du CNAM, par M. M.Y. BERNARD (CNAM).

— L'enseignement télévisé en circuit fermé dans une école d'ingénieurs, par M. KLING (Ecole Centrale des Arts et Manufactures).

— L'enseignement technique à l'ORTF, par M. KEVORIAN (ORTF).

— Enseignement par mathélescope dans le cadre de la formation continue des ingénieurs à l'intérieur des entreprises, par M. BERTRAND (SEE).

— Discussion conduite par M. RYCKELYNCK (Ecole Supérieure d'Electricité).

Renseignements : SEE, 10, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. 253.14.66.

LES DEMI-JOURNÉES D'ÉTUDES DE LA DERT/SEE

Cette rubrique n'a pas pour mission de donner l'intégralité des demi-journées d'études organisées par la DERT/SEE, mais d'informer, dans la mesure du possible, les lecteurs compte tenu des délais de fabrication de la revue et de l'organisation même de ces demi-journées. Pour avoir le maximum d'informations, nous prions le lecteur intéressé de consulter les envois mensuels de la SEE ou bien de nous téléphoner à 253.04.16.

Mercredi 2 mai à 14 h 30 : Téléphone et saisie de données, présidée par M. JOUSSET, (CNET)

— Systèmes de calcul par téléphone, par M. CARROUGE (CNET)

— Réseau de télédistribution, par M. NEUHUT (CIT-Alcatel)

— Interrogation de fichiers avec autocommutateurs IBM 2750 et terminaux multifréquences, par M. GRANDERY (IBM)

— La réponse vocale, réalisations actuelles et perspectives d'avenir, par MM. CARTIER et GENIN (CNET).

Mercredi 9 mai à 14 h 30 : Supports d'enregistrement, présidée par M. SOULE (Commission Supérieure Technique du Cinéma Français)

— Evolution des bandes magnétiques pour applications audiovisuelles, par M. BRATIÈRES (Pyrat)

— Emulsions photosensibles pour holographie, par M. MALABŒUF (CCETT)

— Progrès récents des films couleur, par M. FREISZ (Kodak-Pathé).

Mercredi 16 mai à 14 h 30 : Les détecteurs IR (en collaboration avec la Société Française de Physique) présidée par MM. DURAND et BOK

— Les détecteurs IR et leurs applications, par M. RODOT (CNRS)

— Les mécanismes de détection : détecteurs quantiques, par M. VERIE (CNRS)

— Application de la photoémission à la détection du proche IR par MM. PIAGET et RICHARD (LEP)

— Les détecteurs pyroélectriques, par M. HADMI (Université de Nancy)

Nouveautés techniques

CONVERTISSEUR N/A MINIATURE HYBRID SYSTEMS MODÈLE 371-1-10

Hybrid Systems présente un nouveau convertisseur numérique-analogique miniature dont le prix est intéressant.

La conversion s'effectue sur 10 bits (2,5 décades) et dure environ 1 μ s ; les signaux d'entrée peuvent être DTL ou TTL. Ce convertisseur se présente sous la forme d'un parallépipède muni de 16 broches qui s'enfiche sur un support DIL standard.



HYBRID SYSTEM CORP. (USA). Représentation en France : TEKELEC AIRTRONIC, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92-Sèvres. Tél. 626.24.38.

DISPOSITIF D'AFFICHAGE A CRISTAUX LIQUIDES IEE SÉRIE 1500

Ce dispositif d'affichage numérique à cristaux liquides fonctionne par transmission.

Caractéristiques

- 3 1/2 digits et signes + et - ;
- tension d'alimentation : 15 à 40 V (alternative de 40 à 400 Hz) ;
- consommation : 20 μ W/segment ;
- contraste : 15/1 ;
- durée de vie : 10 000 h ;
- hauteur des caractères : 11 mm ;
- présentation : plaque de verre enfichable sur connecteur spécial ;
- dimensions : 31 $\times$ 65 $\times$ 6 mm.



Il existe une série identique qui fonctionne par réflexion : la série 1600.

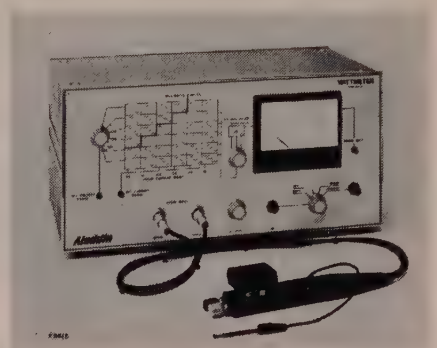
IEE : 7720 Leona Avenue, Van Nuys, California 91405 (USA).

WATTMÈTRE ÉLECTRONIQUE ALADIN MODÈLE 6311

Ce wattmètre est particulièrement destiné à mesurer la puissance dissipée par les composants électriques, électromécaniques et électroniques.

Caractéristiques

- gamme de mesure : $3 \cdot 10^{-3}$ à $3 \cdot 10^3$ W ;
- type de signal : continu ou alternatif (jusqu'à 500 kHz) ;



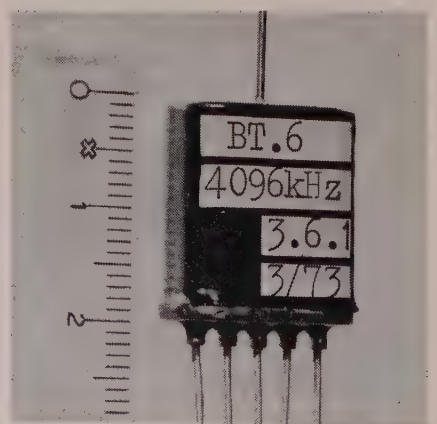
- forme de signal : quelconque ;
- précision : $2 \cdot 10^{-2}$;
- gamme de tension : 0,3 à 300 V ;
- gamme de courant : 10^{-3} à 10 A ;
- entrées : flottantes acceptant jusqu'à 500 V_{eff} par rapport à la masse.

ALADIN (USA). Représentation en France : TEKELEC AIRTRONIC, Cité des Bruyères, rue Carle Vernet, 92-Sèvres. Tél. 626.24.38.

BASE DE TEMPS MINIATURE QUARTZ ET ÉLECTRONIQUE MODÈLE BT 6

Nouvelle par ses dimensions réduites (19 $\times$ 19 $\times$ 9 mm), cette série de base de temps délivre des signaux de forme carrée compatibles avec la TTL.

- gamme de fréquences : 5 à 12 MHz ;
- stabilité : $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ (de 0 à 50 °C) ; $\pm 3 \cdot 10^{-5}$ (de -40 à +80 °C).



QUARTZ ET ÉLECTRONIQUE : 1, rue d'Anjou, 92602 Asnières (France). Tél. 793.47.10.

CIRCUIT INTÉGRÉ GÉNÉRATEUR DE FONCTION INTERSIL MODÈLE ICL 8038

Présenté dans un boîtier « dual in line » classique, ce circuit monolithique permet grâce à l'adjonction de quelques composants R de construire un générateur de fonction très économique :

- forme des signaux : sinusoïdaux, rectangulaires, triangulaires ;
- gamme de fréquence : 10^{-3} Hz à 1 MHz ;
- vobulable sur l'entrée vobulation du circuit ;
- rapport cyclique : réglable de 1 à 99 % ;
- tension maximale de sortie : 28 V ;
- alimentation : 2 cas se présentent :
 - on veut des signaux symétriques par rapport à la masse ; il faut alors une alimentation différentielle dont la tension peut aller de ± 5 à ± 18 V.
 - on veut des signaux positifs, il faut l'alimenter avec une tension pouvant aller de +10 à +36 V.

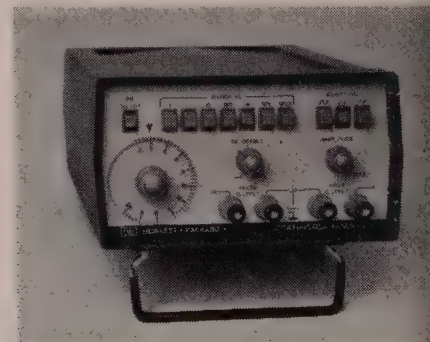
En utilisant deux circuits 8038 on peut construire un générateur vobulé de haute qualité un des circuits étant alors utilisé en générateur de balayage.

INTERSIL (USA). Représentation en France : TRANCHANT ELECTRONIQUE, 19-21, rue Madame de Sanzillon, 92111 Clichy Cédex. Tél. 270.22.50.

GÉNÉRATEUR DE FONCTION HEWLETT-PACKARD MODÈLE 3311

Les Etablissements Hewlett-Packard proposent un nouveau générateur de fonction dont les caractéristiques sont :

- 0,1 Hz à 1 MHz en 7 gammes ;
- forme des signaux : sinusoïdaux, triangulaires, rectangulaires et impulsions compatibles TTL ;
- sortance TTL : 20 ;
- temps de montée : < 25 ns pour impulsions TTL ;
- tension de sortie : 10 V c. à c. sur 600 Ω ;
- atténuateur réglable jusqu'à 30 dB ;
- sortie « offset » indépendante : ± 5 V sur 600 Ω ;
- sorties isolées de la masse ;
- précision : 5 % ;
- entrée OCT (oscillateur commandé par tension) permettant le verrouillage de phase ou la vobulation.



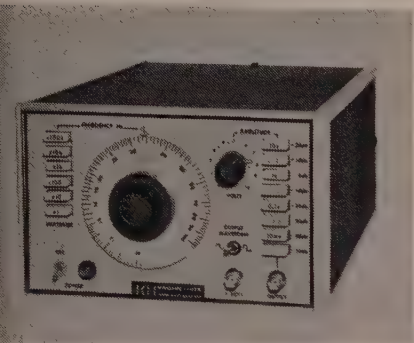
Cet appareil, d'un prix intéressant, permet de satisfaire une large étendue de besoins.

HEWLETT-PACKARD France : B.P. 6. 91-Orsay. Tél. 907.78.25.

GÉNÉRATEUR DE FRÉQUENCE KROHN-HITE MODÈLE 4300

Ce générateur de fréquence présente les caractéristiques suivantes :

- fréquence : 10 Hz à 10 MHz en 6 gammes ;
- sorties : sinusoïdales et rectangulaires ;
- tension de sortie : 10 V eff en signaux sinusoïdaux et 20 V crête à crête en signaux rectangulaires ;
- puissance de sortie : 0,5 W ;
- niveau de sortie constant à 0,025 dB sur toute l'étendue des fréquences ;
- stabilité en fréquence : $2 \cdot 10^{-5}$;
- stabilité en amplitude : $2 \cdot 10^{-4}$;
- précision : $2 \cdot 10^{-4}$;
- synchronisation extérieure.



KROHN-HITE (USA). Représentation en France : MB ELECTRONIQUE, 29, rue Emile-Clauclaux, 92150 Suresnes. Tél. 772.31.08.

ENREGISTREUR-REPRODUCTEUR ANALOGIQUE LOCKHEED MODÈLE 417

Cet appareil de conception robuste et d'embranchement réduit est plus particulièrement destiné à être utilisé sous forme portable empaquetée. De nombreuses versions et options sont offertes à l'utilisateur.



Caractéristiques :

- 3 vitesses : 76 - 38 - 19 cm/s ou 38 - 19 - 9,5 cm/s ou 19 - 9,5 - 4,75 cm/s ou 9,5 - 4,75 - 2,38 cm/s ;
- bande passante en FM :
 - . version large bande : 0-100 kHz à 76 cm/s et 0-12,5 kHz à 9,5 cm/s ;
 - . version bande étroite : 0-10 kHz à 76 cm/s et 0-312 Hz à 2,38 cm/s ;
- nombre de pistes : 7 voies mesure et 1 voie commentaire ;

- diamètre maximal des bobines : 17,5 cm ;
- largeur du ruban : 1/2 pouce (12,6 mm) ;
- pleurage crête à crête : 1,2 % à 2,38 cm/s et 0,5 % à 76 cm/s ;
- contrôle de modulation par un indicateur unique ;
- alimentation : par batterie d'accumulateurs incorporée, mais il peut être également alimenté sous 12 V C.C., 28 V C.C. et 110/220 V C.A. (50 à 400 Hz).

LOCKHEED ELECTRONICS COMPANY, INC. (USA). Représentant en France : BUREAU DE LIAISON, 113, rue de l'Université, 75007 Paris. Tél. 551.99.20.

MISE AU POINT

Les Etablissements TEKELEC-AIRTRONIC tiennent à préciser qu'ils sont les seuls agents exclusifs pour la France des produits Reticon, firme spécialisée dans la fabrication de dispositifs optoélectroniques à état solide.

TEKELEC-AIRTRONIC : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92-Sèvres.

Colloques et congrès

SÉMINAIRE INTERNATIONAL SIMULATION ET ESPACE

Toulouse, 10-14 septembre 1973

Le CERT, Centre d'Etudes et de Recherches de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace (ONERA) organise à Toulouse, du 10 au 14 septembre 1973, sous le patronage de l'IRIA, un séminaire international sur le thème « Simulation et Espace ».

Le but de ce séminaire est de mettre en lumière la méthodologie de la simulation dans les deux domaines où elle s'est imposée indiscutablement, l'Aéronautique et l'Espace, et de montrer son intérêt dans d'autres domaines techniques, voire économiques : industries chimiques et métallurgiques, transports, etc.

Les communications concerneront principalement le domaine spatial, au sens large, domaine dans lequel le coût d'une réalisation est tel qu'il impose que les études préliminaires soient poussées aussi loin que possible. L'utilisation de modèles mathématiques ou physico-chimiques, avant tout essai réel est indispensable. C'est ainsi que les techniques de simulation ont largement contribué au succès de programmes tels que APOLLO et CONCORDE dont le développement ne reposait pas seulement sur le perfectionnement de techniques éprouvées, mais comportait l'exploration de domaines connus seulement par les lois théoriques qui les régissent (mécanique céleste, rayonnements, échauffement cinétique...).

Le séminaire sera organisé en quatre sessions :

- . étude des conditions de validité d'une simulation ;
- . problèmes de simulation d'ambiance spatiale ;
- . simulation des systèmes de commande ;
- . apport de simulateurs spécifiques (rapport coût/efficacité).

Le séminaire se terminera par une table ronde qui permettra un large échange de vues entre participants sur le problème fondamental du rapport coût/efficacité de la simulation.

Renseignements :

CERT, B.P. n° 4025, 31055 Toulouse Cédex.
Secrétariat S.E. Tél. 52.10.40 Poste n° 323.

STAGE DE FORMATION CONTINUE SUR LA TECHNOLOGIE DES ORDINATEURS

7 mai-14 juin 1973

Le Conservatoire National des Arts et Métiers organise un stage de formation continue sur la technologie des ordinateurs qui aura lieu du 7 mai au 14 juin 1973 les lundi et mardi toute la journée et les mercredi matin.

Ce stage est destiné aux techniciens de l'électronique spécialisés ou non dans le domaine « hardware » en vue de leur formation et de leur perfectionnement.

Les prix de ce stage, 2 500 F, est déductible de la taxe de 0,8 %. Les inscriptions sont reçues au Service de Formation continue du

CNAM, 1, rue Montgolfier, 75003 Paris. Tél. 887.38.38, Poste 338.

JOURNÉES INTERNATIONALES D'ÉTUDES SUR LA TÉLÉDISTRIBUTION

Liège, 14-15 mai 1973

L'Association belge des Ingénieurs Electriciens AIM organise en liaison avec la Radio-diffusion Télévision belge et l'Association Radio-Télévision-Culture ces journées d'études sur la télédistribution.

Le programme peut être obtenu sur simple demande à l'AIM, 31, rue Saint-Gilles, B-4000 Liège (Belgique).

3^e SYMPOSIUM SUR LA FIABILITÉ EN ÉLECTRONIQUE

Budapest, 13-16 novembre 1973

Ce symposium est organisé par la Société Scientifique pour les Télécommunications et la Société de Mathématiques « Bolyai János ».

Les thèmes abordés sont :

- la théorie de la fiabilité ;
- la fiabilité des circuits intégrés, des composants électroniques et électromécaniques ;
- la fiabilité des systèmes.

Les propositions des conférences et les demandes de renseignements doivent être adressés à la Société Scientifique pour les Télécommunications - Comité d'organisation du symposium sur la fiabilité en électronique : 1372 Budapest, Pf. 451 (Hongrie).

L'UTILISATION PRATIQUE
DES TRANSISTORS

G. RAYMOND

avec la collaboration de M. HENRY

Application aux activités électroniques « Grand Public »
Télévision - Radio MA MF
Électrophones - Magnétophones

Un ouvrage 15x24 cm, 456 pages
280 figures et tableaux
Prix en librairie : 41,80 F. Franco : 44,45 F

Cet ouvrage traite exclusivement de l'utilisation pratique
des transistors. La dénomination et la signification des
paramètres et des caractéristiques des transistors sont
d'abord exposées. Puis sont étudiés les circuits relatifs
aux réalisations industrielles surtout dans le domaine
« Grand Public » (radio et télévision), car elles offrent
un très vaste champ d'applications, depuis le fonction-
nement en niveau faible et à basse fréquence, jusqu'au
fonctionnement en commutation à niveau fort, avec des
contraintes particulièrement sévères de temps d'éta-
blissement.

Une large place a été réservée aux réglages et mesures
rationnels, aspects déterminants de la mise au point.
Pour souligner cette importance, le dernier chapitre est
consacré à la discipline des mesures et à la significa-
tion statistique des résultats.

L'auteur a dédié cet ouvrage aux jeunes ingénieurs,
aux étudiants et aux techniciens de laboratoire, de pro-
duction ou d'après-vente, confrontés avec les problè-
mes pratiques de l'utilisation des transistors.

BULLETIN DE COMMANDE

aux ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine, PARIS (6°)

Veuillez m'expédier à l'adresse suivante
.....
..... exemplaires de :

L'UTILISATION PRATIQUE DES TRANSISTORS

Un ouvrage de 456 pages, 15x24 cm, 280 figures
et tableaux, au prix unitaire de 44,45 F franco.
Je vous adresse par le même courrier la somme de
..... F, montant de ma commande (1).

Date : Signature :

(1) Versement à notre C.C.P. PARIS 53-35, Éditions
CHIRON ou par chèque bancaire.

ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS (6°)

LES RÉGULATEURS
FERRO-MAGNÉTIQUES

par R. Ch. HOUZÉ, professeur à l'E.C.E.

1 volume 21 x 27, 184 pages, 233 figures.

Etude technologique des phénomènes qui régissent le
fonctionnement des régulateurs ferro-magnétiques.

La ferro-résonance, mesures et bancs d'essais.

Prix : France : 28,50 FF (port compris)

Etranger : 29,00 FF (port compris)

Cours de base de
l'Agent technique
électronicien

par Claude Grandfils, ingénieur

Préface de J. Dontot,

Président de la Fédération Nationale
des Industries Electroniques

Tome I. - L'électronique : électricité, magnétisme, tubes
électroniques, semiconducteurs.

Un volume relié de 508 pages 15 x 24, 450 figures,
15 tableaux.

Prix : France : 50,60 FF (port compris)

Etranger : 51,75 FF (port compris)

Tome II - La pratique des circuits : génération des cou-
rants continus, amplification, génération et transfor-
mation des signaux périodiques.

Un volume relié de 436 pages 15 x 24, 428 figures.

Prix : France : 48,65 FF (port compris)

Etranger : 49,75 FF (port compris)

CHIRON, 40, rue de Seine, 75006 Paris

BON DE COMMANDE à découper et à adresser aux
Editions CHIRON, 40, rue de Seine, 75006 Paris.

Veuillez me faire parvenir le ou les ouvrages sui-
vants :

pour la somme de
(port compris) que je règle par :

- Virement C.C.P. au compte 53-35 PARIS.
Chèque bancaire ci-joint.
Mandat postal.

NOM

ADRESSE

SIGNATURE DATE

PUBLICITEC 6

STATISTIQUE

pour papa... et quelques autres aussi

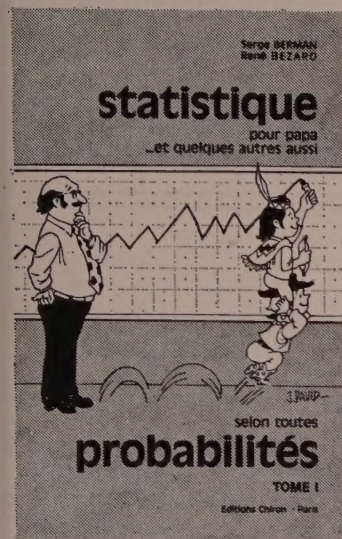
selon toutes **PROBABILITÉS**

Par Serge BERMAN et René BEZARD, les auteurs bien connus de *Mathématiques pour Papa* et de *Mathématiques pour Maman*.

Illustrations humoristiques de Jean DAVID.

Deux volumes brochés 15 × 24, totalisant 640 pages et 329 figures, nombreuses illustrations en couleur.

Prix franco France : 102,15 F
Etranger : 103,90 F



A partir d'exemples actuels, pratiques et simples, une approche concrète, progressive et complète.

Statistiques et Probabilités sont exposées simultanément : le lecteur dispose enfin d'un texte grâce auquel on passe indifféremment des répartitions observées aux répartitions théoriques et inversement.

Grâce aux couleurs, à la diversité des caractères et aux signaux de piste, le lecteur différencie immédiatement les notions fondamentales des autres.

Le style en est alerte, facile et familier.

Lecteurs potentiels : élèves de terminales, étudiants (toutes disciplines scientifiques, et une grande partie des sciences humaines), enseignants, cadres des entreprises, centres de formation permanente, comités d'entreprises.

BON DE COMMANDE

à découper ou à recopier, et à expédier aux Editions CHIRON

Veuillez m'envoyer

pour la somme de FF, port compris, que je règle par

Virement au C.C.P. Paris 5335, ci joint ☐ chèque bancaire, ci-joint ☐ mandat postal, ci-joint ☐

NOM

Date et signature

ADRESSE

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine — 75006 PARIS — C.C.P. Paris 53-35



INDEX DES ANNONCEURS

	Pages		Pages
BRUEL & KJAER	IX	L.T.T.	IV
CHIRON	2 c, VI, XII, XIII, 3 c	MARCONI INSTRUMENTS	4 c
E.A.I.	VII	3 M INDUSTRIE	VIII
GENERAL RADIO FRANCE	V	LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC.	1 c
JEAN RENAUD	X	SIBCO UNIVERSAL	II
LABORATOIRES DE MARCOUSSIS ..	VI	SILEC	IV

Sommaire de l'Onde Electrique, n° 53-5, mai 1973

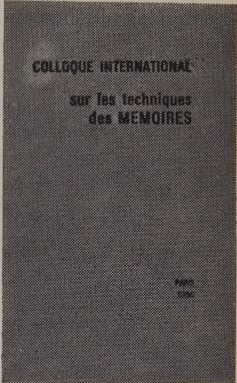
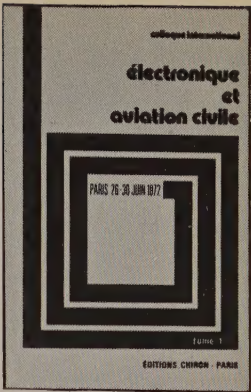
(sous réserve de modifications de dernière heure)

- Les ondes piézo-électriques dans les isolants, M. FELDMANN (*CNET-EST/DEF*).
- Etude des effets gyromagnétiques en champ transverse, d'un cristal faiblement dopé par des ions paramagnétiques, F. BLANC, A. BOUCHE, R. FANGUIN, G. RAOULT (*Laboratoire de Radioélectricité, Université de Clermont-Ferrand*).
- Le micro processeur intégré, évolution ou révolution, R. AROUETTE.
- Techniques et réalisations de dispositifs aux ondes millimétrique, J.R. MAHIEU (*LTT*).

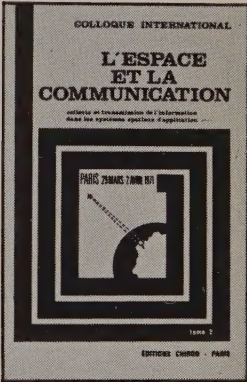
• ÉLECTRONIQUE ET AVIATION CIVILE

Texte intégral des conférences prononcées lors du Colloque tenu en avril 1972 à Paris.
2 volumes brochés, 1 200 pages, 15 × 24, 395 figures.
Prix pour l'ensemble des deux volumes en librairie France 129,40 FF
Etranger .. 130,00 FF
Les deux volumes expédiés en port recommandé France 136,95 FF
Etranger .. 137,35 FF
Les deux volumes séparément, prix en librairie
Tome I — France 68,70 FF — Etranger .. 69,00 FF
Tome II — France 60,70 FF — Etranger .. 61,00 FF

**Télécommunications — Radar et contrôle du trafic aérien — Navigation — Fiabilité
— Sécurité — Atterrissage — Pilotage.**



- Prix en Librairie
France Etranger*
- **COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES TECHNIQUES DES MÉMOIRES. (Mars 1965)**
Un volume relié pleine toile de 900 pages, 16 × 24, 580 figures 239,30 FF 250,00 FF
 - **COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA COMMUTATION ÉLECTRONIQUE.**
Un volume relié pleine toile de 1 524 pages, 16 × 24, 1 300 figures.. 288,55 FF 300,00 FF
 - **COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA MICROÉLECTRONIQUE AVANCÉE.**
Tome I — Un volume broché 16 × 24, 608 pages 51,75 FF 52,00 FF
Tome II — Un volume broché 16 × 24, 656 pages 57,75 FF 58,00 FF
 - **COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ESPACE ET LA COMMUNICATION.**
Tome I — Un volume broché 16 × 24, 622 pages, 276 figures 63,70 FF 64,00 FF
Tome II — Un volume broché 16 × 24, 490 pages, 220 figures 55,75 FF 56,00 FF



(En cas de commande directe, il convient d'ajouter au prix en librairie les frais de port recommandé :
France : 5,65 FF par volume, Etranger : 5,90 FF par volume).

BON DE COMMANDE

à découper ou à recopier, et à expédier aux Editions CHIRON

Veuillez m'envoyer

.....

pour la somme de FF, port compris, que je règle par
Virement au C.C.P. 5335, ci-joint ☐ chèque bancaire, ci-joint ☐ mandat postal, ci-joint ☐

NOM Date et signature

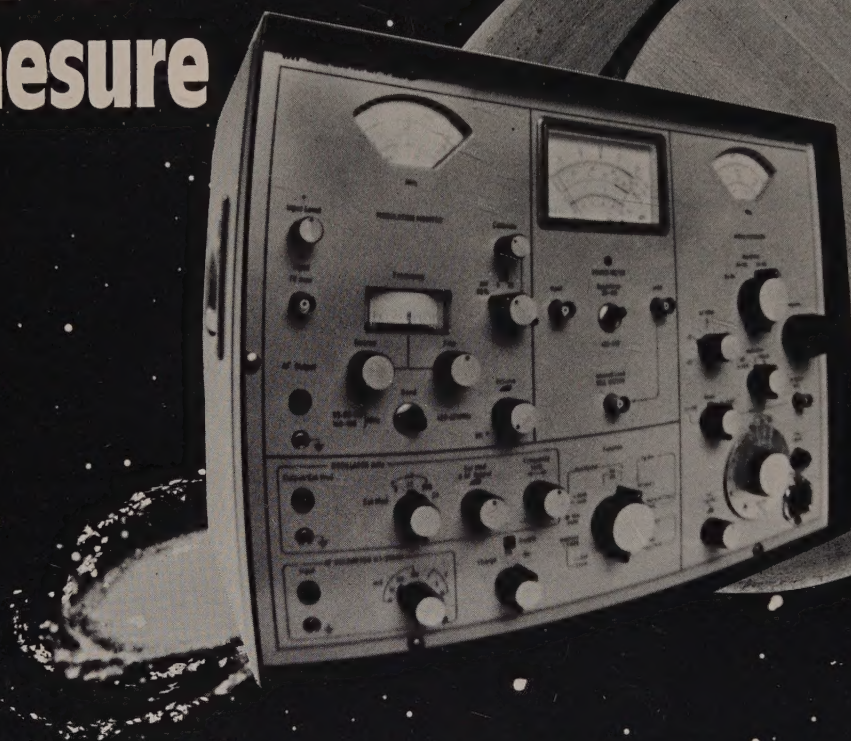
ADRESSE

.....

.....

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine — 75006 PARIS — C.C.P. Paris 53-35

une fenêtre sur l'univers de la mesure



* Une seule unité portable pour vos contrôles radio-mobiles jusqu'à 470 MHz.

Le banc d'essai radio mobile TF 2950 de MARCONI INSTRUMENTS regroupe tous les appareils de contrôle radio en une seule unité portable. MARCONI INSTRUMENTS possède également dans une gamme d'appareils indépendants la solution appropriée à votre problème mobile jusqu'à 520 MHz.

De très nombreux autres appareils aussi remarquables vous sont présentés dans notre catalogue de 500 pages, à votre disposition, sur simple demande. Ce document propose, entre autre, 13 types d'instruments de contrôle et de bancs d'essais pour radio mobile et de très nombreux instruments de mesure et de contrôle pour les télécommunications : générateurs de signaux, atténuateurs, amplificateurs, oscillateurs, générateurs de fonction, volubateurs, voltmètres, wattmètres, contrôleurs de composants, oscilloscopes, compteurs, alimentations, bancs d'essais automatiques, appareils micro-ondes, etc...

MARCONI INSTRUMENTS

L'univers de la mesure

32, avenue des Ecoles
91600 Savigny s/Orge
tél. 921.93.86 + Télex 60541
Membre du Groupe GEC-Marconi Electronics
En France, MARCONI INSTRUMENTS distribue aussi
les récepteurs EDDYSTONE

Sans engagement, je désire recevoir le catalogue général MARCONI INSTRUMENTS

Nom et prénom :

Fonction :

Service :

Entreprise :

Adresse :

Tél. poste