

53
LIBRARY, ENVIRONMENTAL RESEARCH
LABORATORIES, NATIONAL OCEANIC AND
ATMOSPHERIC ADMINISTRATION
BOULDER, COLORADO
FEB 23 1978

l'onde électrique

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES ÉLECTRICIENS.
DES ELECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

Volume 58 n° **1** JANVIER 1978

Volume 58, n° 1 JANUARY 1978

LE BRUIT ÉLECTRIQUE (3^e partie)

CODAGE NUMÉRIQUE ADAPTÉ

TUBES POUR CONTRE-MESURES (2^e partie)

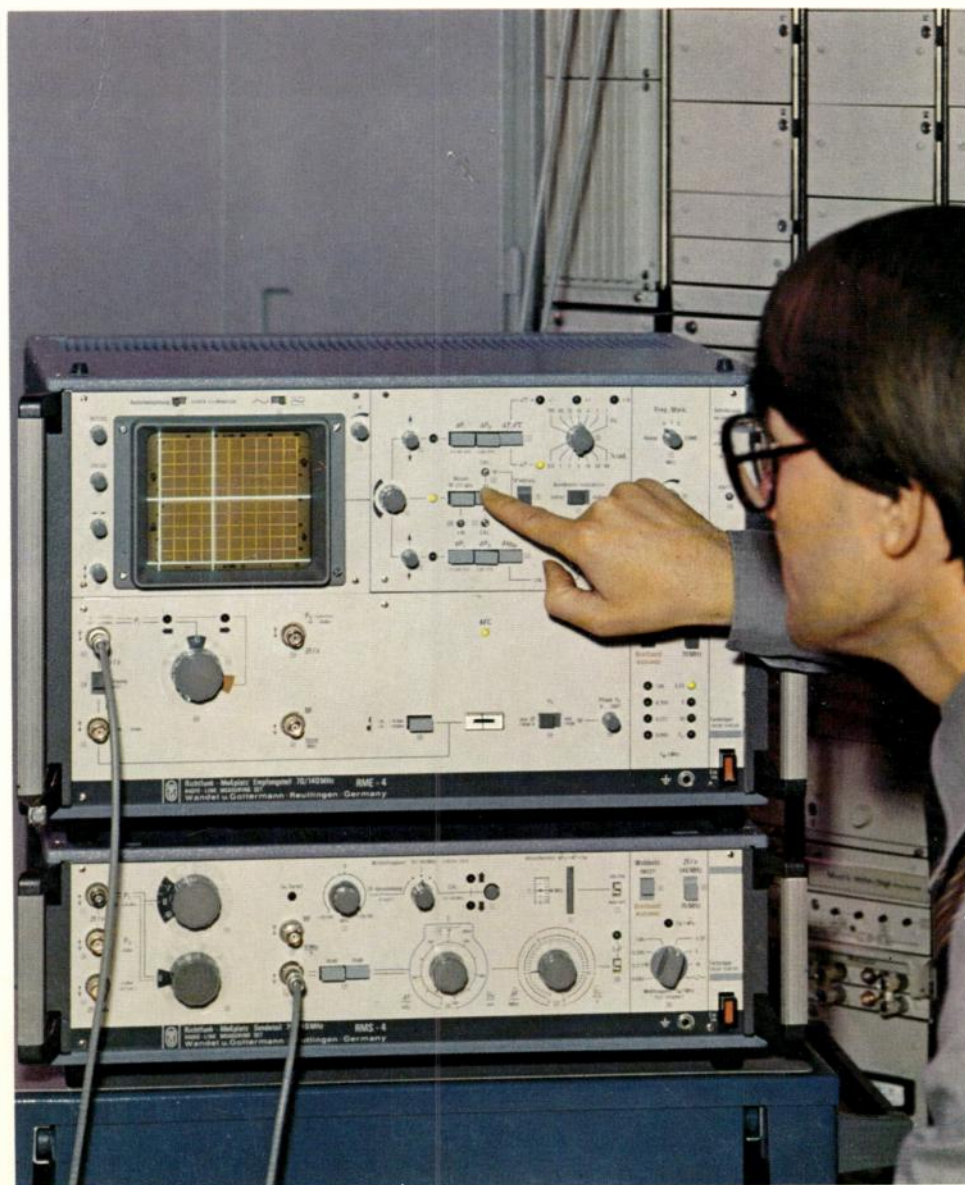
Communications et télécommunications

LOCATION:

- ☐ Latest issue to staffroom
- ☐ C-current display
- ☒ Current shelves
- ☐ Bibliography shelves
- ☐ Other

RETENTION:

- ☐ Current year only
- ☐ Other



R.M. 4.
Banc de mesure pour
faisceaux hertziens
FI 70 MHz et 140 MHz
WANDEL
et GOLTERMANN



WASSON
Paris New York
Barcelone Milan

GRANULARITÉ LASER

SPECKLE

Applications en optique

par M. FRANÇON

L'ouvrage comporte dix chapitres dont les cinq premiers décrivent les expériences fondamentales réalisées avec les speckles. Les cinq chapitres suivants sont consacrés aux applications suivantes : traitement optique des images modulées par des speckles, déplacement et déformations des objets diffusants, applications en astronomie, rugosité des surfaces, étude des objets transparents, forme moyenne des surfaces diffusantes, fonction de transfert et aberrations des systèmes optiques, amétropies de l'œil, mouvements des objets diffusants.

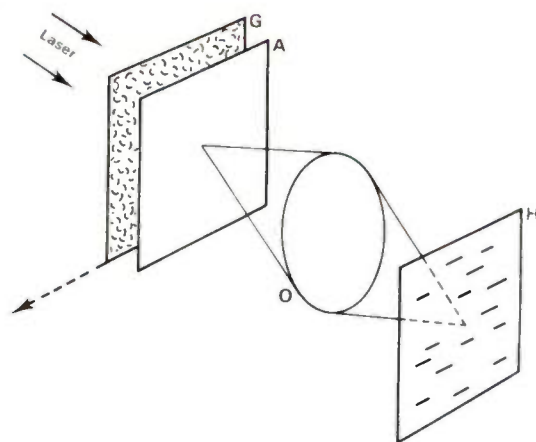
Granularité laser – speckle –

M. FRANÇON

144 p., 159 fig., 120 F (prix au 15.12.77)

Pour toute demande de documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson, 120 bd St-Germain 75280 Paris cedex 06.

MASSON



Stockage d'images sur H par translation du verre dépoli G suivant différentes directions.

GRANDES DIVISIONS DE L'OUVRAGE

Introduction

1. Speckle dans l'image d'un objet diffusant éclairé par un laser.
 2. Speckle produit à distance finie par un objet diffusant éclairé par un laser.
 3. Interférences en lumière diffusée.
 4. Interférences produites par superposition photographique de speckles décalés latéralement.
 5. Interférences produites par superposition photographique de speckles décalés longitudinalement.
 6. Traitement optique des images modulées par des speckles.
 7. Etude des déplacements et des déformations d'objets diffusants par enregistrement photographique des speckles.
 8. Speckle en astronomie.
 9. Etude de la rugosité des surfaces.
 10. Applications variées.
- Index.



COURRIER DES LECTEURS

L'article intitulé « le bruit électrique, I : processus aléatoires » paru dans le volume 57, n° 11, p. 699 de l'Onde Electrique nous inspire les remarques suivantes :

1) Les auteurs semblent avoir négligé les ouvrages de base concernant l'étude des processus stationnaires d'ordre 2. En particulier, une fonction d'autocorrélation continue est (à une constante strictement positive multiplicative près) une fonction caractéristique (au sens du calcul des probabilités). L'ouvrage de base sur ce sujet est le Lucas (réf. 1), encore que beaucoup d'ouvrages de calcul de probabilités donnent suffisamment de renseignements sur ces fonctions. D'un point de vue plus physique, il nous semble que l'ouvrage de MM. Blanc-Lapierre et Fortet (réf. 2) donne une vue d'ensemble (bien qu'un peu ancienne) des « bruits ». Des ouvrages plus récents (réf. 3 et 4) nous semblent aussi très abordables, même pour un non mathématicien.

2) Des erreurs se sont glissées dans l'article en question. Nous relevons les suivantes :

2.1) (§ 1.121, « fonction de corrélation », 1°) : un contre-exemple : $X(t) = \cos[\omega t + \Phi]$ où Φ est uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$. Alors $R_X(\theta) = \frac{1}{2} \cos \omega \theta$ qui ne tend pas vers 0 avec

$1/\theta$. Les $R_X(\theta)$ périodiques ne sont pas les seuls contre-exemples mathématiques, mais ce sont les seuls « physiques » (à notre connaissance).

2.2) (§ 1.121, « ergodisme ») : les moyennes d'ensemble ne peuvent pas toujours être remplacées par des moyennes temporelles. Pour cela il faudrait et il suffirait que le saut de la fonction de répartition spectrale de $X(t)$ à l'origine :

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \int_{-\epsilon}^{\epsilon} S_X(f) df$$

soit égal au carré du module de $E[X(t)]$. Un contre-exemple :

Si $X(t) = A$, v.a. non dégénérée, telle que $0 < E[A^2] < \infty$, alors

$$\frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt = A, \forall T \quad \text{et} \quad \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt \right) = A \neq E[A]$$

2.3) (I.16, « processus gaussien ») : la loi des grands nombres n'est pas la tendance vers une loi normale, mais vers une constante. La tendance vers la loi normale relève de divers « théorèmes de la limite centrale », lesquels sont valables sous des conditions larges n'exigeant pas obligatoirement l'indépendance.

2.4) (Fig. 4) : la fonction $R_X(\theta)$ représentée n'est pas une fonction d'autocorrélation puisque (cf. § 1.121, « fonction de corrélation » 5°) la continuité en 0 entraîne la continuité sur $\mathbb{R}$ entier. Les auteurs ne sont d'ailleurs pas les seuls à faire cette erreur ! (voir la référence [2] des auteurs, page 120, fig. 6-8).

2.5) (§ 1.252). La sortie $Y(t)$ d'un filtre est stationnaire, à condition qu'elle existe (en moyenne quadratique comme semble l'indiquer la note au bas de la page 702). Par exemple, ce n'est pas le cas pour la dérivée du signal des télégraphistes $X(t)$, puisqu'alors

$$\frac{d^2 R_X(\theta)}{d\theta^2} \text{ n'existe pas en } \theta = 0$$

Bibliographie

- [1] LUCAS E. — *Fonctions caractéristiques*, Dunod 1964.
- [2] BLANC-LAPIERRE A. et FORTET R. — *Théorie des fonctions aléatoires*, Masson édit., Paris, 1953.
- [3] CRAMER and LEADBETTER. — *Stationary and related processes*, Wiley and Sons 1967.
- [4] MAX J. — *Méthodes et techniques de traitement du signal*, Masson édit., Paris 2nd éd., 1977.

B. LACAZE, F. CASTANIE, J.-C. HOFFMANN.

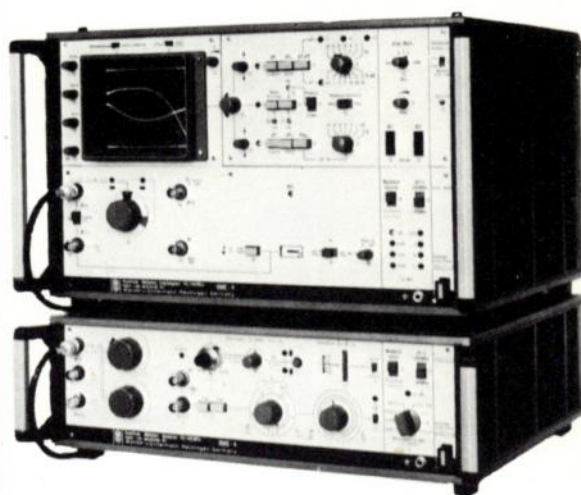
Groupe d'Analyse des Processus Stochastiques en Électronique
Institut National Polytechnique de Toulouse ENSEEIHT

2, rue Ch. Camichel
31071 Toulouse Cedex

(suite page 5)

Sur notre couverture:

R.M.4. BANC DE MESURE POUR FAISCEAUX HERTZIENS FI 70 MHz - 140 MHz



- Le banc de mesure R.M.4. est adapté à toutes les mesures sur les systèmes hertziens, aussi bien à 70 MHz qu'à 140 MHz.
- Fréquence intermédiaire centrale réglable de façon continue de 45 à 95 MHz et de 90 à 190 MHz.
- Mesures des distorsions de pente et de temps de propagation de groupe, de gain et de phase différentiels au niveau de la bande de base (BB) ou de la fréquence intermédiaire (FI) ou entre les deux, de la réponse en fréquence FI, de l'affaiblissement d'adaptation FI, du niveau FI, de l'excursion efficace et de crête FI.
- Mesures d'intermodulation par bruit blanc possibles avec la version large bande.
- Générateur et récepteur BB/FI séparés pour la réalisation économique des mesures en ligne.



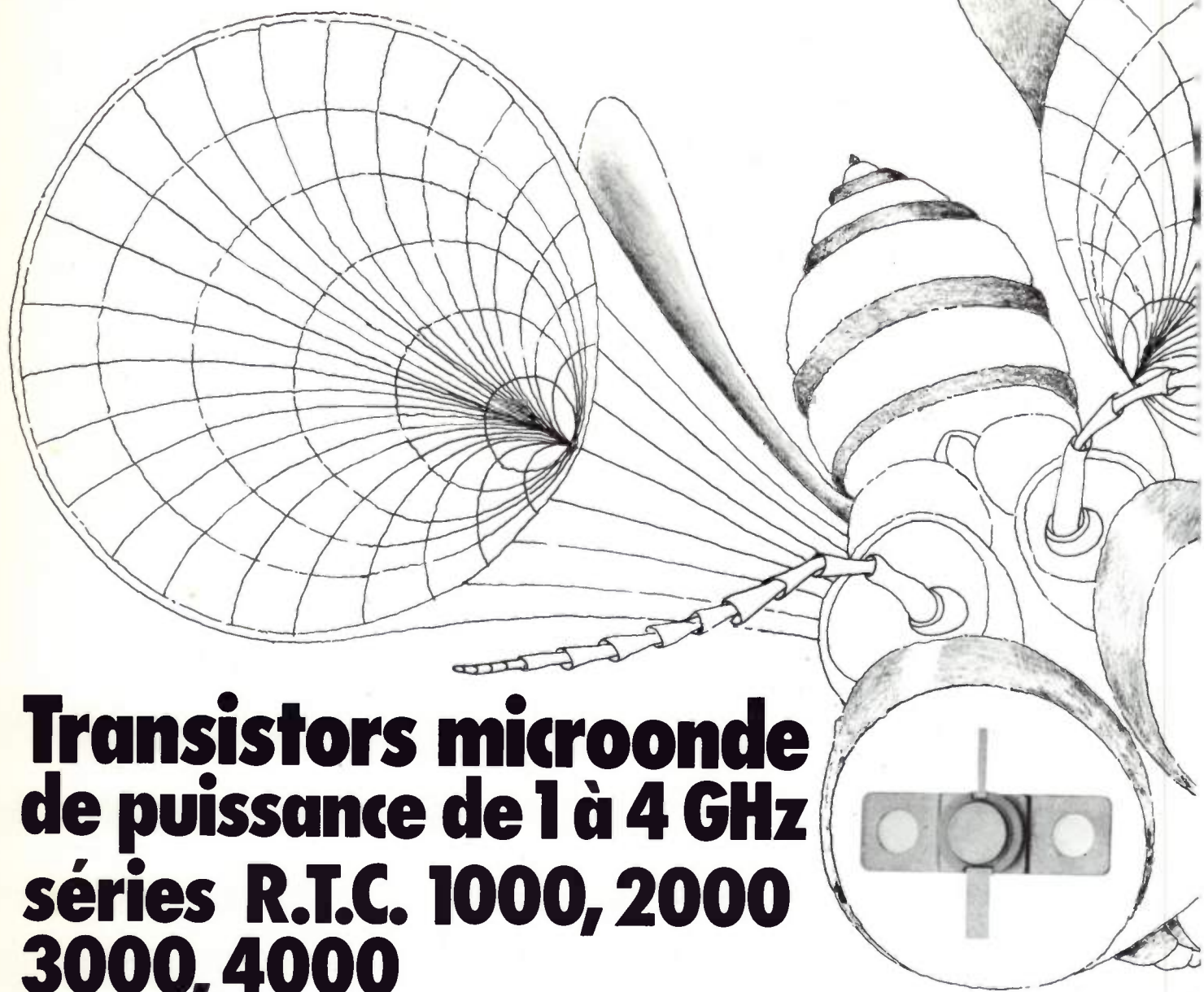
Wandel & Goltermann France

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRONIQUES

SOGARIS 156 - 94534 RUNGIS CEDEX

☎ 687.32.70 - Téléc 260006 W. et G.F.

des hyperfréquences "industrielles"!!



Transistors microonde de puissance de 1 à 4 GHz séries R.T.C. 1000, 2000 3000, 4000

Préadaptation d'entrée par cellule MOS incorporée relevant l'impédance à une valeur exploitable.

Robustesse et tenue en TOS

- double passivation Si_3N_4 et SiO_2
- résistances ballast d'émetteur diffusées de forte valeur permettant le fonctionnement en classe

Boîtiers métal céramique hermétiques aux normes standards internationales.

Gamme complète en fréquence et en puissance.

Conformes et fiables, les semiconducteurs R.T.C. sont de qualité...



R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC 130, av. Ledru-Rollin PARIS CEDEX 11, tél. 355.44.99

Service Lecteur : inscrivez le n° 105

Les sommaires de l'Onde électrique sont reproduits dans les Current Contents Engineering and Technology.

oe magazine

- 1 **Courrier des lecteurs**
- 6 **Télex**
- 9 **Événement**
- 15 **Informations générales**

oe magazine

- 15 **Télécommunications**
- 18 **Composants**
- 20 **Mesure et instrumentation**
- 20 **Informatique**

oe magazine

- 21 **Nouvelles économiques**
- 23 **Nouveautés techniques**
- 33 **Livres reçus**
- 39 **Bloc-notes**

oe magazine

La Rédaction et tous les collaborateurs de « l'Onde électrique » vous présentent leurs meilleurs vœux pour 1978.

Il est possible d'étudier le comportement des ondes hyperfréquences dans une cavité rectangulaire partiellement remplie par un diélectrique, en résolvant les équations caractéristiques à l'aide d'un ordinateur. Cette méthode donne une bonne description des phénomènes observés.

La transmission de signaux numériques sur des canaux radioélectriques nécessite le choix d'un type de codage parfaitement adapté aux caractéristiques du canal utilisé.

Le phénomène d'intermodulation et de captation du signal, est de loin le plus gênant dans un tube à large bande, lorsque celui-ci se trouve avoir à traiter simultanément deux signaux de fréquences extrêmes.

Hyperfréquences

- 43 **Cavité hyperfréquence parallélépipédique partiellement remplie par un diélectrique.**
A. POINSOT

Télécommunications

- 50 **Exemples de transcodage adaptés à la transmission numérique.**
V. MAUREL

Composants

- 56 **Les tubes d'émission pour contre mesures électroniques (2^e partie).**
J. CARRUBA

Biomédical

- 64 **Performances d'un calculateur analogique de volumes pulmonaires utilisé en milieu hospitalier.**
J.-P. BONNEFOY et F. FRIEMEL

Formation continue

- 69 **Le bruit électrique : aspects physiques (3^e partie).**
A. CHOVET et P. VIKTOROVITCH

RÉDACTION

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70
Telex 200565

Rédacteur en chef : D. HALPERN.
Adjointe au Rédacteur en Chef : E. RUTMAN.
Secrétariat : B. BREDÁ.

Comité de l'Onde Électrique
Président : Y. ANGEL, Professeur au CNAM.
Vice-Président : M. THUÉ, Ingénieur général des Télécommunications au CNET.

Comité de lecture
Président : G. PAYET, PTT (Tél. 645.40.69).

l'onde électrique

Voir conditions d'abonnement
France et Étranger,
3^e couverture.

Index des annonceurs,
3^e de couverture.

© 1978, Masson, Paris
Publication périodique mensuelle

PUBLICITÉ

MASSON Éditeur, 120, boulevard Saint-Germain, 75280 Paris Cedex 06.
Michel J. LEROY, Directeur de la Régie.
Alain BUISSON, Chef de Publicité.
Téléphone : 329.21.60.

Représentant pour la Grande-Bretagne
Frank L. Crane Ltd,
16-17 Bride Lane, London EC4Y 8EB.
Tél. : 01.353.1000. Télex : 21489.



oe magazine

- 1 Letters
- 6 Telex
- 9 Events
- 15 Moving around

oe magazine

- 15 Telecommunications
- 18 Components
- 20 Instrumentation
- 20 Computers

oe magazine

- 21 Economical news
- 23 Technical news
- 33 Books received
- 39 Shows and colloquium calendar

oe magazine

With the best wishes of the Editorship for 1978.

It is possible to study the behaviour of microwaves in a rectangular cavity partially filled with a dielectric by solving the characteristic equations by use of a computer. This method gives a good description of the behaviour experimentally observed.

Microwaves

- 43 Microwave rectangular cavity partially filled with a dielectric (examples of solutions from the characteristic equation). A. POINSOT

It is possible to transmit digital signals over radio links, but the coding should be adapted to the channel characteristics.

Telecommunication

- 50 Codings for digital transmission. V. MAUREL

Intermodulation and capture effects are the most undesirable effects in a wideband tube when this device must process simultaneously two signals or more at different frequencies.

Components

- 56 ECM Transmit tubes (Part 2). J. CARRUBA

Medical and bioengineering

- 64 Performances of analog pulmonary volume calculator used in hospitals. J.-P. BONNEFOY and F. FRIEMEL

Educational paper

- 69 Electrical noise. III : Equivalent circuits and measurements. A. CHOVET and P. VIKTOROVITCH

EDITORIAL MATTERS

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tel. : 567.07.70
Telex 200565

Editor-in-Chief : D. HALPERN.
Editorial assistant : E. RUTMAN.
Secretary : B. BREDA.

Committee of l'Onde Électrique
President : Y. ANGEL, Professor, CNAM.
Vice-President : M. THUE in charge of International technical relations at the CNET.

Committee of Referees
President : G. PAYET, French PTT
(Tel. 645.40.69).

Subscription: 3th cover.

Published monthly (except July and August)
by Masson et Cie,
120, bd Saint-Germain, Paris, France.
Annual subscription price : 235 F.
Second-class postage paid
at Jamaica, N.Y. 11431
Air freight and mailing in the U.S.
by Publications Expediting, Inc.
200 Meacham Ave., Elmont, N.Y. 11003.

ADVERTISING

MASSON Éditeur, 120, bd Saint-Germain,
75280 Paris Cedex 06.

Michel J. LEROY, Advertising Director.
Alain BUISSON, Advertising Manager.
Telephone : 329.21.60.

Representative for Great Britain :

Frank L. Crane Ltd,
16-17 Bride Lane, London EC4Y 8EB.
Phone : 01.353.1000. Telex : 21489.

© 1978, Masson, Paris
Published monthly

oe

COURRIER DES LECTEURS

Réponse :

Nous avons été très honorés du grand intérêt que les spécialistes du traitement du signal de Toulouse ont bien voulu porter à notre article de synthèse « Le bruit électrique I : Processus aléatoires ». Nous tenons cependant à revenir point par point sur leurs commentaires et en particulier sur certaines « erreurs » qui se seraient glissées dans notre article :

1. C'est peu dire que nous avons négligé les processus stationnaires d'ordre 2, puisque nous n'en parlons pas ! Nous ne sommes pas sans connaître l'importance de ces processus et leurs intéressantes propriétés, mais nous avons jugé préférable de ne pas en encombrer notre exposé. De même nous reconnaissons volontiers que l'ouvrage de Blanc-Lapierre et Fortet fait toujours autorité en matière de fonctions aléatoires, mais il n'est pas prouvé que ce soit le livre le plus facilement abordable pour qui veut en entreprendre l'étude, sans connaissances particulières.

2.1. « Le « contre-exemple » est pratiquement repris de notre figure 4 ! si le caractère aléatoire d'une f.a. $X(t)$ ne dépend pas du temps t , il est clair qu'il n'y a aucune raison pour que $X(t)$ et $X(t - \theta)$ ne soient plus corrélés quand θ tend vers l'infini ; le lecteur aura, bien sûr, compris que nous ne nous plaçons pas dans un tel cas au paragraphe I.121. Nous évoquons d'ailleurs (peut-être trop rapidement) ! dans notre 3^e article (l'Onde Électrique, janvier 1978) des cas où, pour des signaux à caractère périodique, des propriétés « générales » ne sont plus valables.

2.2. Nous parlons de *principe* d'ergodisme, et non de théorème (rappelons qu'un principe est une « proposition admise comme base d'une étude » et signalons que l'hypothèse ergodique est, les mathématiciens voudront bien nous en excuser, souvent une nécessité expérimentale).

2.3. Il est exact qu'on ne doit pas confondre « loi des grands nombres » et « tendance vers la loi normale » ; notre assimilation, certes abusive et non justifiée s'explique par le fait que la première est très souvent « associée » à la seconde (comme lemme aussi bien que comme conséquence) ; remarquons d'ailleurs que la loi des grands nombres est parfois présentée par certains auteurs comme un théorème d'ergodisme dans la mesure où elle montre qu'on peut « remplacer » une moyenne d'ensemble par une moyenne arithmétique de v.a.

2.4. La fonction représentée sur notre figure 4, discontinue en $+\epsilon$ et $-\epsilon$, ne peut effectivement, pas être une fonction d'autocorrélation. Mais ce résultat, provenant de l'approximation de fonctions de Dirac par des impulsions rectangulaires de largeur ϵ tendant vers zéro, présente l'intérêt d'introduire par un calcul simple les résultats, corrects et fort importants, des figures 5 et 6.

2.5. Nous espérons qu'on voudra bien nous pardonner de ne parler, en tant que physiciens, que de choses qui « existent » ; en particulier, en physique, il n'existe pas de vraies discontinuités.

En conclusion, nous voudrions rappeler que notre article ne prétend pas présenter en 9 pages une étude exhaustive des propriétés mathématiques des processus aléatoires, mais que, comme article de « Formation continue », il vise simplement à fournir une revue synthétique aussi claire que possible des techniques d'étude des signaux aléatoires ; de plus, cette 1^{re} partie sert essentiellement d'introduction, et fournit les « outils » nécessaires aux 2^e et 3^e parties dans lesquelles nous espérons que MM. Lacaze, Castanie et Hoffmann trouveront des « propriétés » plus conséquentes que celles signalées pour la 1^{re} partie.

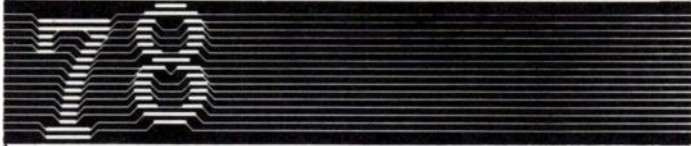
A. CHOVET, P. VIKTOROVITCH.

Laboratoire d'Électronique, ENSERG
Institut National Polytechnique Grenoble
23, rue des Martyrs
38031 Grenoble Cedex

La rubrique « Courrier des lecteurs » a pour objet de répondre aux questions, remarques ou suggestions des lecteurs. Les lettres doivent être adressées à la Rédaction de l'Onde Électrique, 48, rue de la Procession, 75015 Paris.

Communications 78

Communications Equipment and Systems



National Exhibition Centre, Birmingham, England.
Tuesday 4-Friday 7 April 1978

Vous êtes invité à

participer au salon

Communications 78

Communications 78 est la premier salon mondial consacré à l'équipement et aux systèmes de communications et constitue une plate-forme internationale pour les progrès techniques les plus récents en matière de communications PTT, de communications radio fixes et mobiles et de communications pour la défense.

Un patronage considérable

Communications 78, dont l'envergure a triplé depuis 1976, jouit du patronage de plus de 200 exposants internationaux ainsi que du support actif de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT), au sein de laquelle sont représentés 153 gouvernements ; du Gouvernement Britannique par le biais du Ministère de la Défense Nationale et du Ministère de l'Intérieur, ainsi que du British Overseas Trade Board ; du service des Postes et Télécommunications ; de l'Electronic Engineering Association (EEA) et de Telecommunication Engineering and Manufacturing Association (TEMA).

Conférence intégrale :

La conférence intégrale est organisée par l'Institution of Electrical Engineers (IEE) en association avec l'Institution of Electronic and Radio Engineers (IERE), la section UKRI de l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) et l'IEEE Communications Society.

Communications 78, pour la première fois, aura lieu au Centre National des Expositions à Birmingham - la principal centre d'expositions britannique - du mardi 4 Avril au vendredi 7 avril 1978. Le salon sera ouvert tous les jours de 09.30h à 18.00h (17.30h le dernier jour).

L'entrée au salon est gratuite pour les utilisateurs et acheteurs d'équipement et de systèmes de communications. Le bon-réponse ci-dessous, présenté lors de votre arrivée à Communications 78, vous donnera droit à l'entrée gratuite - ou si vous préférez recevoir au préalable des informations complémentaires, veuillez le compléter et le renvoyer à l'adresse suivante :

Tony Davies Communications, c/o Industrial and Trade Fairs Ltd, Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull, West Midlands B91 2BG, Angleterre.

Veuillez me renseigner sur
le salon ☐
la conférence ☐

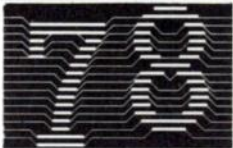
Nom _____

Titre _____

Société _____

Adresse _____

18





TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565...TELEX 200565

INFORMATIONS GÉNÉRALES

La Compagnie Générale d'Électronique, du groupe CGE, va transférer à la SINTRA le contrôle de la **Compagnie Générale d'Automatisme** (VGA) qui deviendra donc filiale à 51 % de la SINTRA. En 1976, la CGA a réalisé un chiffre d'affaires de 253 MF environ (+ 57 %).

TÉLÉCOMMUNICATIONS

Le Post Office britannique a octroyé un contrat d'un montant de 0,5 M£ à la firme britannique **CASE** pour la fourniture de multiplexeurs du modèle 670, destinés au réseau public de transmission de données à commutation par paquets Dataplex.

La **CIT Alcatel** fournira à la Finlande 4 centraux publics à commutation temporelle E 10 pour un montant de 63 MF.

La **CIT Alcatel** fournira à Ceylan des systèmes MIC à 30 voies.

GTE fournira à l'Uruguay un faisceau hertzien (90 km, 300 voies, 2 répéteurs) destiné à relier Maldonado à Rocha. Le montant de la commande s'établit à 0,6 M£.

Le Post Office britannique a octroyé un contrat d'un montant de 0,5 M£ à la firme américaine **Infotron** pour la fourniture de multiplexeurs destinés au réseau Dataplex de transmission de données à commutation par paquets.

International Aeradio fournira à la ville de Winnipeg, un système de gestion automatisé de messages radiotéléphonés pour un montant de 2,8 M\$.

LM Ericsson fournira à l'Administration des télécommunications d'Argentine (ENTEL) un central téléphonique interurbain pour un montant de 3 M\$.

LM Ericsson fournira à la Colombie 14 centraux téléphoniques publics qui seront installés à Bogota et à Barranquilla. Le montant de la commande s'établit à 23 M\$.

LM Ericsson fournira à la Bolivie, 3 centraux téléphoniques publics, des câbles et des postes téléphoniques pour un montant de 4 M\$.

La société américaine **3 M** a développé en collaboration avec la BBC, un magnétophone de studio à bande de 1" faisant appel aux techniques numériques. Ce matériel qui sera disponible en version à 2 pistes stéréophoniques et à 32 pistes permet d'obtenir un rapport signal à bruit de 90 dB.

La **Nippon Electric Company America Inc** construit actuellement près de Dallas (Texas), une usine de fabrication de cen-

traux électroniques privés et de postes téléphoniques à clavier. Cette unité entrera en production au cours du deuxième semestre de 1978.

La **Northern Telecom Inc** (USA) fait construire à Santa Clara (Californie) une usine et des bureaux d'une superficie de 9 000 m², qui abriteront la division Business Communications.

Le premier faisceau hertzien numérique mondial à 1 344 voies et à 6 GHz a été installé dans les Iles Hawaï. Ce système présente un débit de 90 M bits/s; il utilise la modulation à 8 phases et à un rendement de 3 bits/Hz; il a été construit et installé par **Raytheon Company**.

L'US Naval Electronic Systems Command a octroyé un contrat d'un montant de 13,457 M\$ à **Raytheon Company** pour l'étude, la fourniture et l'installation à Porto Rico, d'un système de surveillance active de zone étendue.

Peritel va acquérir une participation majoritaire dans le capital de la société française **SAGE** (Société d'Approvisionnement Général et d'Entretien), spécialisée dans la vente de systèmes de radiocommunications privés et de systèmes de recherche de personnes.

L'ITT envisage de céder environ 25 % du capital de sa filiale britannique **Standard Telephones and Cables**.

La **Standard Telephones and Cables**, fournira le câble sous-marin (3 900 voies à 4 kHz, 350 miles nautiques) qui reliera Gênes (I) à Barcelone (E). Le montant de la commande s'établit à 10,5 M£.

COMPOSANTS

AB Electronic Components Ltd (GB) du groupe britannique AB Electronic Products a été réorganisé en trois sous-groupes :

- AB Electronics Ltd
- AB Elektronik GmbH
- International Sales Division.

Le capital de **Comelin**, du groupe Floirat a été porté de 13 à 21 MF.

L'Intelsat a octroyé un contrat d'un montant de 126 099 M\$ à la division Electron Dynamics de **Hughes Aircraft** pour l'étude des critères d'activité de la cathode dans les tubes à ondes progressives destinés à être embarqués dans le satellite de télécommunication et délivrant une puissance de sortie de 4,5 et 8,5 W à 4 GHz.

Schlumberger Ltd a acquis la société britannique **Membrain Ltd** spécialisée dans la fabrication de systèmes de test automatique de cartes imprimées.

La firme allemande **MS** construit actuellement dans la région de Munich une nouvelle usine qui permettra de doubler sa capacité de production de relais, qui sera portée à 0,27 M de relais par mois. Rappelons que le capital de MS est détenu à 60 % par Matsushita (J) et à 40 % par SDS (D Fédérale) et que cette société fabrique des relais sous licence Matsushita.

Silec Semi-Conducteurs (SSC) du groupe Thomson-CSF, a adopté le nom de **Silicium Semiconducteurs SSC**. Le sigle SSC demeure inchangé.

MESURE

Selon les termes d'un accord de principe conclu entre les deux firmes, la Northern Telecom va racheter par voie d'échange d'actions la firme américaine **Sycor** spécialisée dans les systèmes d'acquisition de données. Le montant de la transaction s'établit à 77 M\$.

GRAND PUBLIC

L'ITT a versé 2,6 M\$ au groupe Thomson pour le rachat total des parts d'ITT-Océanic détenues par LMT.

Hitachi et la General Electric Corporation ont constitué aux États-Unis une filiale manufacturière commune pour la production de téléviseurs noir et blanc et couleur. Le capital de la nouvelle société dont le nom est **General Television of America** est détenu à parts égales par les deux firmes. La General Television exploitera deux anciennes usines de la General Electric situées à Portsmouth et à Syracuse et dont les effectifs totaux sont de 4 000 personnes environ.

Hitachi a renoncé à l'implantation d'une usine de fabrication de téléviseurs couleur en Grande-Bretagne. Rappelons que le projet d'implantation avait provoqué des réactions très vives de la part des constructeurs britanniques.

Matsushita Electric a présenté un nouveau système à vidéodisques baptisé VISCII faisant appel à un disque gravé en matière plastique qui est lu par une pointe en diamant de grande finesse. Le disque qui tourne à 450 tours/mn a une capacité d'enregistrement de 1 heure par face.

Le capital de **Sanyo-France-Calculatrices Electroniques** a été porté de 4,6 à 5 MF.

Toshiba va construire dans le Tennessee une unité de production de téléviseurs couleur à écran de 49 cm de diagonale. La capacité de production sera voisine de 150 000 téléviseurs par an.

Avez-vous pensé
à renouveler votre
abonnement à
l'Onde Électrique
pour 1978

La Rédaction remercie les Lecteurs qui ont déjà répondu à l'enquête, sur la partie **oe** magazine, parue dans le numéro de décembre 1977 de l'Onde Électrique.

Lecteurs qui souhaitez donner votre avis, sur la partie **oe** magazine, il est encore temps de nous retourner votre questionnaire.



une mesure d'avance

Le modulomètre **BOONTON 82AD**

haute précision



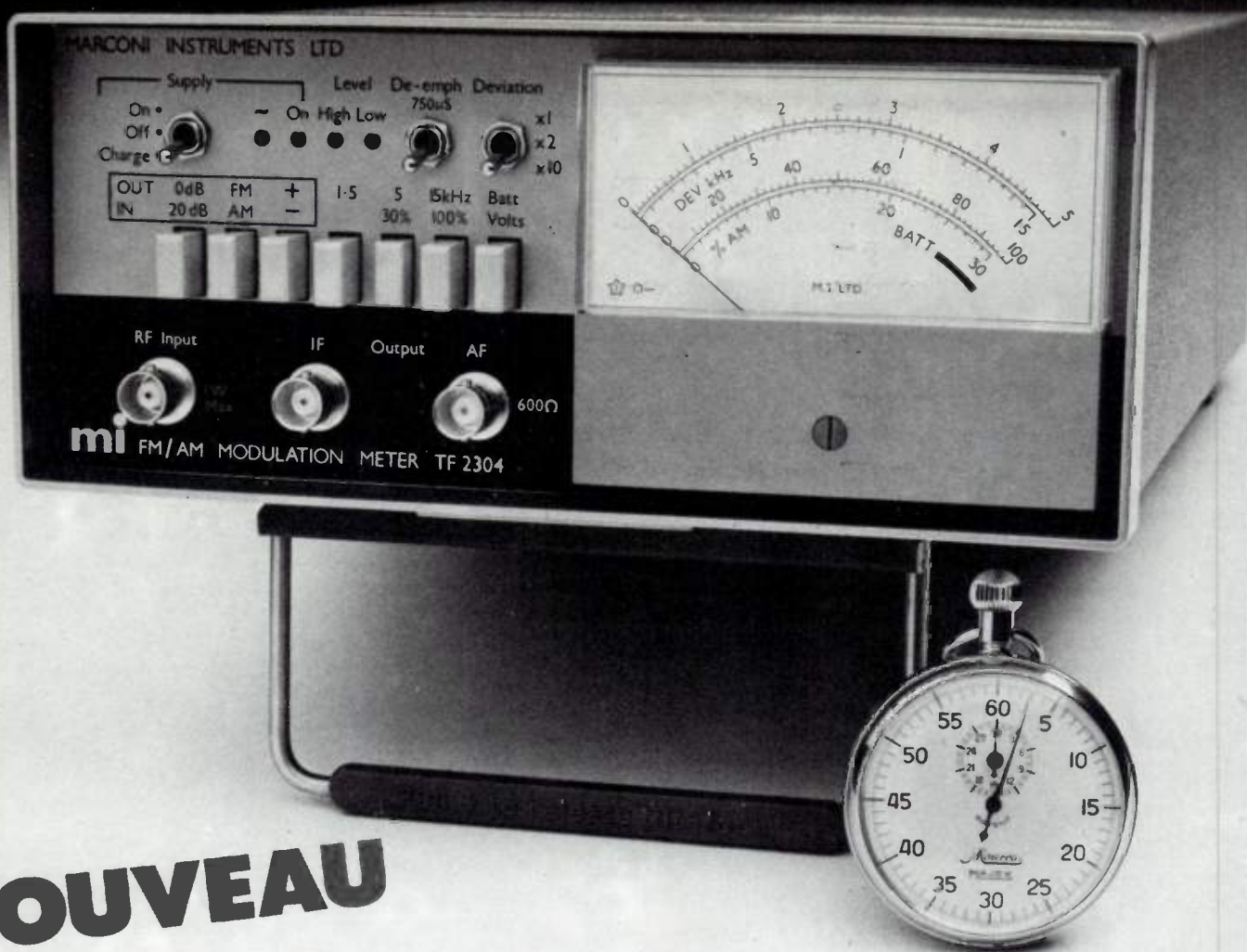
automatique
et programmable **IEEE**

- de 10 MHz à 1200 MHz
- modulation de fréquence
 - gammes : 10, 100, 300 kHz
- modulation d'amplitude
 - gammes : 10, 100, 300 %
- précision globale AM-FM : 2 %
- résolution : 0,1 % de la pleine échelle
- filtres commutables
- caractéristiques spéciales avionique :
 - AM : précision $\pm 0,7$ % de la lecture pour un taux de modulation de 20 à 40 %, fréquence 30 Hz à 3 kHz

mB

électronique

ZAC de Buc - B. P. 31 - 78530 BUC - Tél. 956.31.30 - Télex 695.414



NOUVEAU

Modulomètre am/fm Automatique

Combien de temps vous faut-il actuellement pour réaliser une série de mesures de modulation avec votre modulomètre actuel ?

Le modulomètre **mi** TF 2304 élimine cinq manipulations par mesure et davantage encore sur une série de mesures. Ainsi vous pouvez gagner par jour, des heures de production.

Lorsque l'on connecte le TF 2304 à un émetteur, il s'accorde automatiquement sur la fréquence porteuse, ajuste automatiquement son niveau, le tout en quelques secondes.

Le blindage exceptionnellement efficace et une très faible distorsion du mélangeur garantissent un accord sur le signal recherché. Il est seulement nécessaire de sélectionner le type et la gamme de mesure afin que l'appareil indique l'excursion FM ou le pourcentage AM. Des voyants indiquent si le signal est trop haut ou trop bas et un bouton poussoir permet d'insérer un atténuateur de 20 dB afin d'étendre à 1 W le maximum de niveau à l'entrée.

La gamme de fréquence R.F. est de 25 à 1000 MHz, huit gammes d'excursion FM de 1,5 KHz à 150 KHz pleine échelle, 30 % et 100 % pleine échelle pour l'AM pour une gamme de fréquence de modulation de 50 Hz à 9 KHz.

La symétrie de modulation peut être vérifiée en sélectionnant l'excursion FM positive et négative ou crête et creux pour l'AM. La précision de mesure de l'excursion est de $\pm 3\%$ de la pleine échelle assurant le maximum d'efficacité lors du réglage d'émetteur.

Le TF 2304 peut fonctionner sur secteur ou sur batterie interne rechargeable.

Il est petit, léger et pratique avec sa sacoche de transport pouvant contenir en plus tous ses accessoires.

Son prix sera une surprise agréable pour vous !

Pour plus de détails, contactez-nous.

mi: LE CHOIX AUTOMATIQUE

MARCONI INSTRUMENTS

32 avenue des Ecoles - 91600 Savigny-sur-Orge - Téléphone : 996.03.86 - Télex 600541.F

Membre du Groupe GEOMARCONI Electronics



ÉVÈNEMENT

« Les Communications et Télécommunications » à la recherche d'un colloque commun.

Organisé par la société « Relations et Conjoncture » que dirige M. Jacques Bloch-Morhange, à l'initiative du Ministère de l'Équipement, avec la participation du Secrétariat d'État aux Postes et Télécommunications, et plus particulièrement la Direction Générale des Télécommunications, le récent colloque international sur les « Communications et les Télécommunications » qui s'est tenu au CNET les 15 et 16 décembre derniers, aura réuni environ 200 personnalités mais aura également provoqué une certaine insatisfaction.

C'est à ce colloque international de caractère assez inhabituel et à contenu non scientifique auquel quelques deux cents personnes étaient conviées à apporter contribution à la mi-décembre de 1977. Le thème choisi : « Communications et Télécommunications » constitue, en effet, un sujet de dissertation classique et suffisamment vaste pour que des personnes de divers horizons et aux fonctions variées puissent donner un avis compétent. Les spécialistes de ce genre de colloque auront noté l'ambiguïté du terme « Communications » volontairement choisi ; s'agit-il de relation ou de transport ? En réalité et au risque de décevoir certains, ce colloque traitait principalement de l'aspect transport des biens et des personnes et occasionnellement de l'aspect relation.

Le thème proposé à la réflexion des participants, tel qu'il fut présenté par les différentes personnalités françaises et étrangères au cours de la première demi-journée consacrée à l'introduction, s'est avéré être hautement politique et confiné au cadre de la France, la situation dans d'autres pays devant servir à élargir les débats et constituer une source d'expérience. La France, en effet, souffre depuis longtemps d'une insuffisance en matière d'infrastructure de communications et de télécommunications que vient aggraver une tendance séculaire à la centralisation. Un effort de rattrapage a été engagé et devrait permettre à notre pays d'être doté de moyens de communications et de télécommunications compatibles avec son développement économique et social.

Les deux demi-journées suivantes étaient réservées à la tenue et aux débats en Commission ; cinq commissions étaient prévues et se sont mises rapidement au travail car elles disposaient de fort peu de temps pour mener à bien la mission qui leur avait été impartie.

LA FONCTION COMMUNICATIONS DANS LA VIE QUOTIDIENNE

La commission n° 1 s'était vue confier le sujet suivant : « la fonction communication dans la vie quotidienne ». Cette commission qui présentait la particularité de regrouper pratiquement tous les participants étrangers a abordé ce sujet en traitant de la communication au sens large.

La communication joue un rôle fondamental dans la vie quotidienne aussi est-il important d'établir une politique de développement des communications satisfaisante pour toutes les parties concernées et dont les effets ne soient pas irréversibles. A ce niveau un problème fondamental se pose, celui de l'adoption d'une stratégie : faut-il identifier des besoins pour ensuite les satisfaire ou faut-il planifier ? La première méthode présente l'inconvénient d'instaurer une pénurie temporaire entre l'apparition des besoins et la disponibilité des moyens propres à les satisfaire. La seconde méthode est plus arbitraire ; elle repose sur des hypothèses et des données subjectives et suppose que le planificateur qui a une juste vue prévisionnelle des besoins, ne peut se tromper, mais « a-t-on le droit de planifier pour d'autres ? ».

En fait, d'après les membres de la commission, il existe une stratégie convenable ou plutôt moins mauvaise ; celle-ci dérive de la première méthode et consiste à minimiser la durée de la pénurie. Il s'agit de développer et de donner la priorité absolue à des techniques, qui permettent la banalisation des réseaux et des infrastructures en tenant compte d'un certain nombre de réalités. Ainsi, un réseau de télécommunications qui répondrait à ces critères serait un réseau banalisé qui aurait une capacité d'acheminement supérieure aux besoins actuels et qui permettrait d'achever en toute sécurité des conversa-

tions téléphoniques, des données, des signaux vidéo fréquence, etc... eux-mêmes banalisés ; ce serait par exemple un réseau entièrement numérique qui utiliserait des équipements d'extrémité largement répandus chez les abonnés tels les postes téléphoniques, les téléviseurs, les radiorécepteurs. Un exemple concret mais partiel, le réseau britannique n'étant pas numérisé en intégralité, est le système « Viewdata » pour lequel un abonné a accès par l'intermédiaire de son poste téléphonique et du réseau de télécommunications, à des banques de données qu'il sélectionne, ces données étant affichées sur son téléviseur.

La commission s'est également penchée sur des problèmes de politique générale s'interrogeant sur l'ordre des priorités : faut-il accorder aux communications une priorité économique ou une priorité sociale ? La question est demeurée sans réponse.

D'autre part, les membres de cette commission ont fait état d'un certain nombre de paradoxes qui font que certains moyens de communication deviennent des moyens d'isolement. Ainsi, la télévision rapproche-t-elle les individus entre eux en les mobilisant pendant de longues heures devant leurs téléviseurs. L'automobile n'est-elle pas un moyen d'échapper à la trop grande promiscuité des grandes agglomérations.

DIMENSION ÉCONOMIQUE

La commission n° 2 était chargée de l'étude de « la dimension économique ». Les membres de cette commission se sont penchés sur l'analyse des facteurs économiques et sociaux économiques susceptibles d'influer sur l'évolution des activités des transports et des télécommunications en France et également sur l'importance économique de leur développement.

Il apparaît actuellement que l'augmentation du coût des produits énergétiques et notamment des produits pétroliers, a eu peu d'incidence directe sur les activités de transports et de télécommunications.

Pour les télécommunications, et essentiellement en matière d'équipement téléphonique, le retard sera rattrapé entre 1982 et 1985, période à partir de laquelle le coût de ce service devrait connaître pour des raisons mécaniques, une baisse ou au moins une stabilité des coûts liées

à la baisse des investissements et aux gains de productivité. Lorsque les infrastructures seront en place, des services nouveaux seront proposés aux entreprises et aux particuliers.

Pour les transports, le trafic des marchandises aura un taux de croissance inférieur à celui du **produit intérieur brut** en raison du développement relatif plus important du secteur tertiaire. La progression du trafic de voyageurs sera donc liée aux performances générales du **produit intérieur brut**.

D'une manière générale, l'évolution sera guidée par une utilisation plus rationnelle des infrastructures existantes.

Un sujet d'inquiétude est l'augmentation du financement extérieur qui se caractérise par l'appel aux marchés financiers étrangers et vient aggraver le déficit de la balance commerciale du pays. Une politique de redressement de la balance commerciale pourrait éventuellement entraîner une réduction générale des investissements en matière d'infrastructures.

La Commission a également étudié de manière plus approfondie deux produits futurs relatifs à chaque secteur : le véhicule électrique et le courrier électronique.

Pour le véhicule électrique, de nombreux problèmes techniques se posent et il semble que ce type de véhicule doive être appréhendé de manière originale et appropriée. Compte tenu de ses caractéristiques, le véhicule électrique ne peut être comparé au véhicule thermique, qu'il ne peut par ailleurs remplacer en totalité. Bien adapté aux transports locaux, son exploitation peut s'avérer intéressante pour les transports urbains de biens et de voyageurs, et il peut être même utilisé comme deuxième ou troisième véhicule particulier pour les déplacements locaux.

Le Courrier électronique (cf OE Décembre 1977, p. 719) sera certainement appelé à connaître un développement rapide au cours de la prochaine décennie. Dans un premier temps, les entreprises seront les principales utilisatrices de ces techniques. Encore faut-il qu'une standardisation ait vu le jour. Le problème peut se poser de la généralisation du courrier électronique, et il serait intéressant de savoir dans ce cas, si le réseau alors en place serait capable de supporter la surcharge de trafic engendré par le développement du courrier électronique.

Il a été constaté que le développement des infrastructures de transport constituait un puissant outil de politique d'aménagement du territoire, car elles rapprochent les régions entre elles. Ce phénomène est frappant si

l'on regarde le raccourcissement des temps de parcours. Pour les télécommunications, l'équivalent des temps de parcours serait les tarifs de communications téléphoniques qui sont défavorables pour les liaisons hors des agglomérations et peut-être un frein au développement régional. Le réseau Transpac semble de ce point de vue exemplaire, car dans ce système de transmission de données, la tarification ne tient pas compte de la distance.

PROPAGATION DES MYTHES

La commission n° 3 traitait de «la propagation des mythes». Ce délicat sujet a été abordé de manière extrêmement large et directe par les membres de cette commission.

Les moyens modernes de communication unilatéraux ou bilatéraux ont permis une accélération dans la propagation et une banalisation des mythes. Ce sont surtout les grands moyens unilatéraux tels la radio ou la télévision qui constituent les principaux vecteurs de propagation et leur efficacité n'est plus à démontrer.

Sur le plan politique les gouvernements et les États utilisent ces moyens à des fins de propagande ou d'information dirigée. Dans de nombreux pays, l'État s'est assuré le monopole total ou partiel de ces moyens invoquant que le monopole a été instauré afin d'empêcher les abus ; mais selon certains, le monopole est lui-même un abus.

La France fait partie du groupe majoritaire de pays dans lesquels les télécommunications sont en situation de monopole d'État. Ce monopole qui semble de plus en plus remis en cause pour la radio et la télédiffusion, repose sur une législation ancienne mais suffisamment imprécise pour que celle-ci n'ait pas eu besoin d'être actualisée en dépit de l'évolution des techniques. Actuellement une situation conflictuelle apparaît en téléinformatique, car les télécommunications empièteraient sur l'informatique. Le même problème se posera de savoir si avec le système français TIC TAC, analogue au Viewdata britannique, le matériel contenant les bases de données et les unités de traitement, sera intégré au monopole des télécommunications.

Le monopole peut parfois prendre des aspects inattendus. En France, il est interdit de posséder des appareils détecteurs de radar cinémomètres, pourtant fort utiles pour les automobilistes distraits ou pressés. Peut-être sera-t-il interdit de posséder des antennes nécessaires à la

réception de programmes provenant d'indélicats satellites de radio ou de télédiffusion directe.

CENTRALISATION ET CONCENTRATION

La commission n° 4 avait l'honneur de se pencher sur la délicate question de la «centralisation et de la concentration».

La centralisation et la concentration sont liées et sont peut-être deux aspects différents d'un même phénomène, certains diront d'une même maladie.

L'évolution actuelle concentratrice ne conduit-elle pas à des limites qui aboutissent à un refus tel celui de la grande ville ?

Dans l'entreprise, l'évolution des mentalités liée à l'impact des moyens de communication, crée des conditions différentes pour l'exercice de l'autorité ou la circulation de l'information. On ne sait plus traiter l'information qui remonte la hiérarchie et on ne sait plus faire descendre correctement un ordre ou une directive.

On constate également que les énormes ensembles industriels qui sont apparus il y a plusieurs décennies, éprouvent de plus en plus de difficultés à fonctionner et que la tendance actuelle est de réduire de manière très importante la taille des unités existantes. Cette réduction permet de supprimer des échelons dans la hiérarchie qui existe entre les personnes qui décident et celles qui agissent. Cette tendance à la déconcentration qui exige également la mise en place de réseaux de transports et d'information, a aussi pour origine les gains de productivité. L'intérêt économique et humain qui conduit à une réduction de la taille des entreprises est parfois contrebalancée par la loi de la concurrence et du marché qui aboutit à des croissances locales.

Dans la phase de stagnation relative actuelle, il s'avère très difficile de réaliser la déconcentration et la décentralisation qui impliquent des créations d'emplois ou des déplacements de personnels.

COMMUNICATIONS ET GESTION

La commission n° 5 traitait des «Communications et gestion». Les membres de cette commission se sont surtout intéressés aux questions relatives à l'application de la télégestion aux transports.

L'automatisation et la télégestion ont permis, d'après cette commission, d'améliorer les conditions de travail dans certains secteurs des transports

qui connaissaient autrefois des métiers fastidieux. Par ailleurs, le coût des infrastructures terrestres et surtout urbaines et tel, qu'il est nécessaire d'optimiser leur utilisation en faisant appel aux ressources techniques : automatisation, contrôle centralisé du trafic, pilotage automatique et régulation. Ces techniques sont largement utilisées sur les transports par voie ferrée ; pour la circulation routière et surtout autoroutière, il est indispensable de mettre au point des techniques d'optimisation du trafic : signalisation active et variable; moyen de communication avec les conducteurs pour leur donner des instructions, etc.

Le métro parisien offre déjà un exemple d'utilisation de ces techniques.

Les Chemins de Fer français utilisent un système de gestion centralisée du trafic de marchandises, qui se présente sous la forme d'un système téléinformatique intégré dans lequel le message à dominante comptable émis au départ d'un wagon est utilisé à des fins comptables, mais sert également à la facturation, au contrôle des encaissements, au contrôle de

l'acheminement, à prévenir le destinataire de l'arrivée des marchandises, au contrôle du séjour du wagon dans la gare destinataire et à son envoi en révision périodique.

Ces systèmes permettent également le développement des transports à la demande car des plans horaires occasionnels sont plus facilement établis.

Il faut noter également la nécessité d'assurer une compatibilité entre les systèmes de télégestion des différents maillons d'une chaîne de transport : commissionnaires, transporteurs, douanes, autorités portuaires et aéroportuaires.

La quatrième et dernière demi-journée s'est achevée par une série d'allocutions prononcées par différentes personnalités de l'Administration qui ont souligné l'importance relative des secteurs des transports et des télécommunications tout en montrant les difficultés et les problèmes que soulevaient leur développement. Leur action est directe sur la politique de l'aménagement du territoire et sur notre genre de vie ; une certaine concurrence existe entre les transports et les télécommunications, mais ce sont aussi des moyens complémen-

taires et même associables. Les télécommunications posent également un grave problème d'indépendance nationale dans la mesure où des données peuvent être acheminées vers l'étranger sans contrôle.

UN COLLOQUE
BEAUCOUP TROP COURT

Il faut noter la performance réalisée par les participants aux différentes commissions, qui n'ont eu que deux demi-journées pour réaliser leurs travaux. Il semblerait que les organisateurs de ce colloque aient sous-estimé le temps nécessaire à ces commissions pour présenter des résultats complets et structurés. Le temps consacré aux différentes allocutions comparativement à celui accordé aux commissions a été trop important, d'autant plus que certaines interventions se recoupaient. Il eut été souhaitable que cette manifestation acquiert la dimension d'un vrai colloque, car le sujet méritait qu'on lui consacrat plus de temps.

D. HALPERN

Grand Prix de l'électronique Général Ferrié.

Le Grand Prix de l'électronique Général Ferrié pour 1977 a été décerné à Monsieur Jean-Pierre Poitevin, Ingénieur en chef des télécommunications au Centre national d'études des télécommunications, pour ses travaux sur les dispositifs hyperfréquence et les systèmes de télécommunications par faisceau hertzien et par satellite.

Le Grand Prix 1977 a été remis à J. P. Poitevin par le Général René Marty, Président du Comité de patronage, à l'Hôtel de Ville de Paris, le mardi 22 novembre à 17 heures, sur invitation du Maire de Paris, qui était représenté par M. de Saevski, Conseiller de Paris.

Une allocution a été prononcée par Monsieur Jean Fagot, ancien Directeur technique à Thomson-CSF et ancien Président de la SFER, qui a montré la continuité du développement des radiocommunications depuis les premiers systèmes mis en œuvre par le Général Ferrié jusqu'aux systèmes d'avant-garde qui ont fait l'objet des travaux de J. P. Poitevin.

Rappelons que J. P. Poitevin, Membre de la SEE, a été de 1974 à 1977 président de la Section d'études n° 22 «Télécommunications - Radiodiffusion - Télévision - Propagation».

4^{ème} Conférence européenne sur les communications optiques

La quatrième Conférence européenne sur les communications optiques se tiendra à Gênes en Italie du 12 au 15 septembre 1978.

Reprenant les mêmes thèmes que les manifestations précédentes de Londres, Paris et Munich, elle se propose de discuter des progrès récents et d'aborder les problèmes nouveaux qui se posent dans le développement des communications par voie optique.

Les sujets traités concerneront :

- Le milieu de transmission depuis les aspects purement théoriques jusqu'aux aspects industriels concernés (technologie des fibres, des câbles et des connexions).
- Les éléments d'extrémités sources et photodétecteurs et les équipements associés.
- Les systèmes envisagés que ce soit à courte ou longue distance.
- Les aspects technico-économiques et leur optimisation.

Des communications peuvent être proposées sous forme de résumés de 500 mots en anglais adressés avant le 15 février 1977 au «Secretary of 4th E.C.O.C.» C/O Instituto Internazionale delle Comunicazioni, Via Pertinace - Villapiaggi, 16125 Genova, Italie.

Pour tous renseignements complémentaires, contacter éventuellement : M. Tréheux, C.N.E.T. C.P.M./F.M.I., 22301 Lannion. (Tél. (96) 38.20.36).

Colloque international sur la mesure en télécommunications

LANNION, 3-7 OCTOBRE 1977

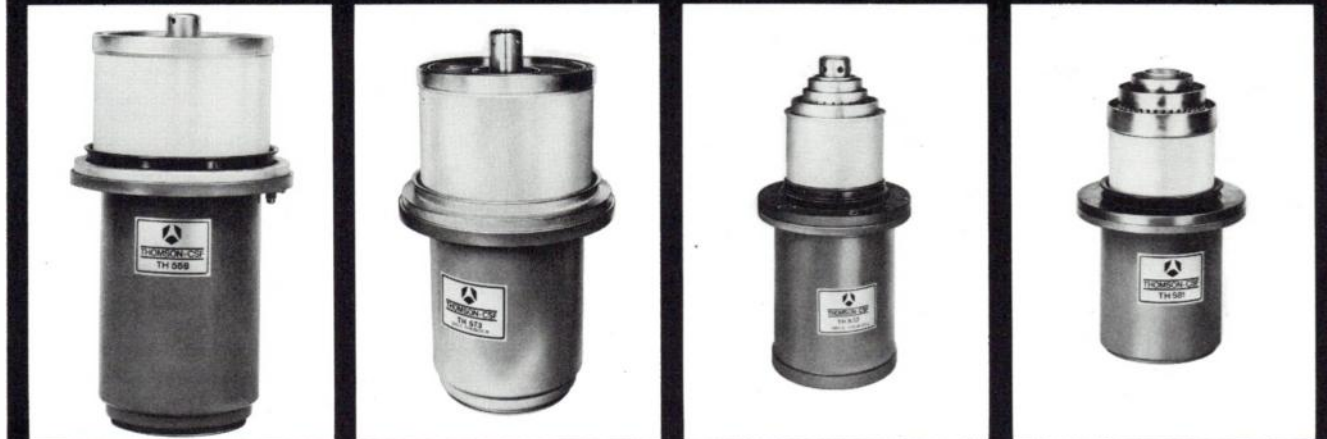
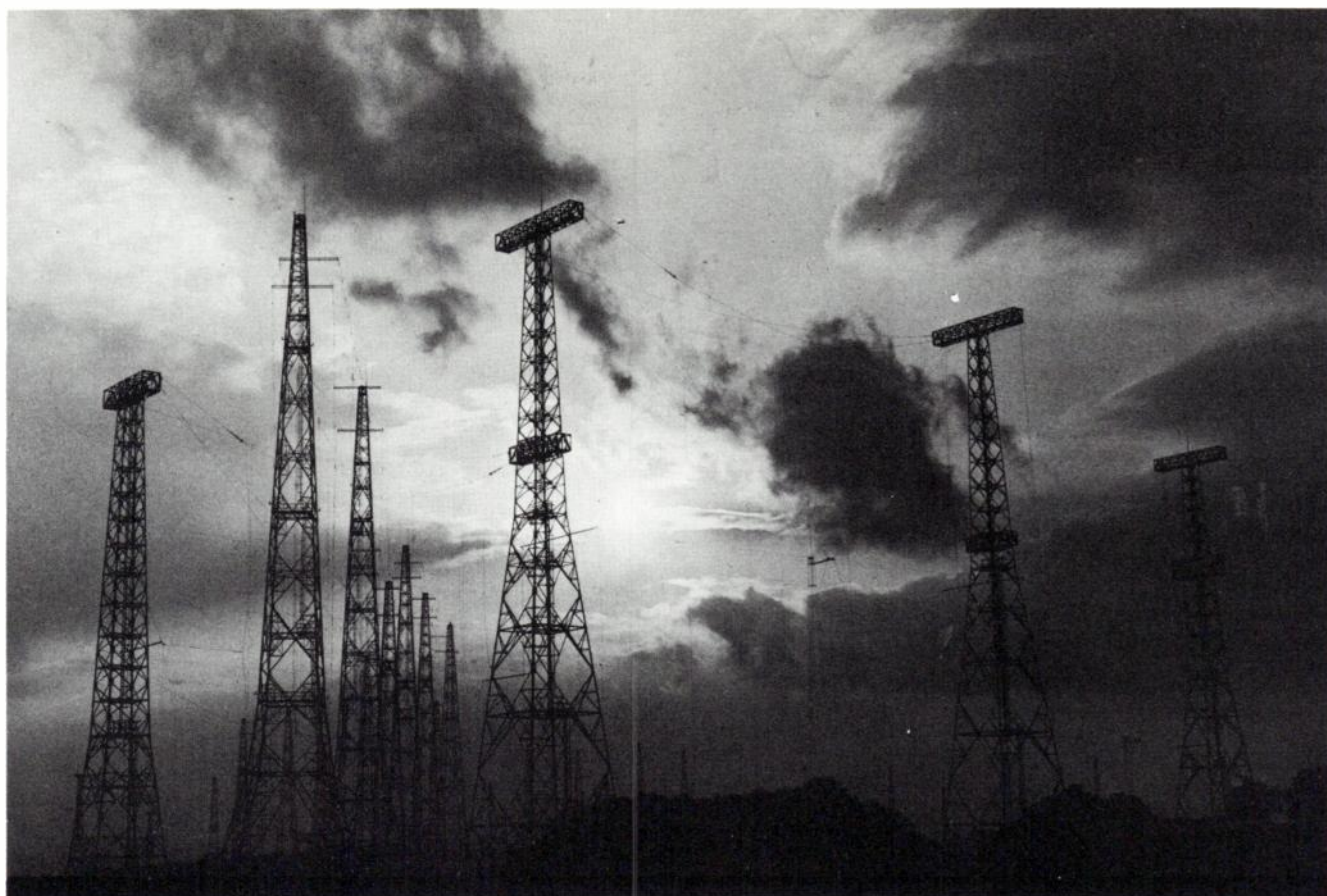
Le Colloque International sur la mesure en télécommunications s'est tenu du 3 au 7 octobre 1977 à Lannion (plus précisément au Centre des Congrès de Trégastel). Il a été organisé sur l'initiative de la Commission A (Métrologie électromagnétique) de l'Union Radio-Scientifique internationale. Les commissions C (Signaux et Systèmes) et E (Environnement du point de vue des Brouillages) se sont jointes à cette initiative qui a été prise conformément à la décision de l'URSI d'étendre son action à l'ensemble des Sciences de la Communication.

L'organisation a été assurée par le CNFRS (Comité Français pour l'URSI) et par la SEE, avec l'aide du CNET.

Le programme scientifique du colloque comportait des séances principales de présentation de communications et de séances de travail regroupant des spécialistes et permettant des échanges de vue plus approfondis. Les séances principales portaient sur le trafic et la qualité de service ; les systèmes numériques et la gigue ; les mesures électriques ; les techniques temps-fréquences ; la supervision des artères de transmission ; les mesures sur les câbles ; les mesures pour les télécommunications optiques ; les mesures sur les systèmes en microondes et sur les antennes ; les mesures concernant le brouillage et les faisceaux hertziens ; les mesures sur le signal de parole et le signal d'image. Une table ronde traitait de la mesure automatique des systèmes sur les câbles. Les séances de travail étaient consacrées à la comparaison des mesures dans le domaine spectral et dans le domaine temporel ; l'évolution des techniques de mesure pour la surveillance et la maintenance des réseaux et centraux de commutation ; les besoins en fréquences-étalons et la synchronisation des réseaux de télécommunications ; la qualité de transmission numérique, y compris les transmissions de données ; les techniques de mesure pour la transmission ionosphérique ; le traitement du signal et l'automatisation de la mesure ; la compatibilité électromagnétique.

Les communications présentées au colloque de Lannion ont été sélectionnées par un Comité Scientifique international, présidé par le Dr. J. M. Richardson, Director of the Office of Telecommunications (Department of Commerce, USA) et dont les vice-présidents étaient le Dr. H. M. Altschuler (National Bureau of Standards, USA) ; président de la Commission A de l'URSI) et M. J. Le Mezec, Adjoint au Directeur Scientifique du CNET, également Président du Comité d'Organisation. Environ 400 personnes, dont 120 étrangers ont participé au Colloque au cours duquel ont été présentées 117 communications (48 françaises et 69 étrangères).

Quelques exemplaires des actes du colloque, qui réunissent en un volume d'environ 650 pages les textes complets de ces articles (en français ou en anglais) sont encore disponibles. On peut se les procurer en écrivant à «Colloque URSI-Mesures, CNET, BP n° 40, 22301 Lannion» moyennant une contribution de 215 F aux frais d'édition (paiement par chèque accompagnant la demande, établi à l'ordre de «Colloque URSI-Mesures».



Dans le domaine de la radiodiffusion vous ne trouverez pas mieux que cette gamme de tétrodes de grande puissance

De 50 à 500 kW de puissance en étage de sortie avec un seul tube HF
utilisant les grilles Pyroblock® et le refroidissement Hypervapotron®



THOMSON-CSF

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES / 38, RUE VAUTHIER / 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT / FRANCE / TEL. : (1) 604.81.75

Espagne - THOMSON-CSF Tubos Electronicos S.A. / Alcalá 87 / 7° Dcha / MADRID 9 / Tel. : (1) 226.76.09

Grande-Bretagne - THOMSON-CSF Components and Materials Ltd. / Ringway House / Bell Road / BASINGSTOKE RG24 0QG / Tel. : (0256) 29.155 / Telex : 858865

Italie - THOMSON-CSF Tubi Elettronici SRL / Viale degli Ammiragli 71 / I - 00136 ROMA / Tel. : (6) 638.14.58

Japon - THOMSON-CSF JAPAN K.K. / TBR Building / Kojimachi 5-7 / Chiyoda-ku / TOKYO / T 102 / Tel. : (03) 264.63.41

RFA - THOMSON-CSF Elektronenröhren GmbH / Leerbachstr. 58 / 6000 FRANKFURT am MAIN 1 / Tel. : (0611) 71.72.81

Suède - THOMSON-CSF Elektronrör AB / Box 27080 / S 10251 STOCKHOLM 27 / Tel. : (08) 225.81.56

U.S.A. - THOMSON-CSF Electron Tubes / 750 Bloomfield Avenue / CLIFTON NJ 07015 / Tel. : (201) 779.10.04

Service Lecteur :
inscrivez le n° 109

Question indiscreète:

le pleurage et le scintillement, c'est une des plus importantes spécifications des équipements que vous vendez ou que vous réparez, mais.....

Comment le mesurez-vous ?

Réponse:

avec le 6203 de Brüel & Kjaer



UTILISATION:

- Mesure du scintillement et de la dérive en laboratoire, en studio ou sur chaîne de production
- Détections des défauts pour les ateliers de maintenance ou de réparation des équipements Hi-Fi

CARACTERISTIQUES:

Scintillement:

- de 0,001% à 3% crête
- Affichage 3 digit de la gamme
- CEI 386, DIN 45507, CCIR 409 et IEEE 193

Dérive:

- de $\pm 0,01\%$ à $\pm 9,99\%$ crête/3 ou 3,15 kHz
- Affichage numérique 3 digit
- Intégration 0,3, 3 ou 30 sec.
- Cristal de quartz 3,15 kHz incorporé

Et demandez le programme de nos stages techniques!



Brüel & Kjaer France

38, Rue CHAMPOREUX, 91540 MENNECY - Tél.: 088 06 21 - Télex: IBEKA 600 573 F
Lyon Tél.: (78) 26-77-35 - Marseille Tél.: (42) 20-01-34 - Rennes Tél.: (99) 79-51-62
Strasbourg Tél.: (88) 33-44-60 - Toulouse Tél.: (61) 52-36-65

77-329

Sur notre couverture de DÉCEMBRE 1977

NOUVEAU :

UNE GRILLE DE COMMANDE

SUR LES MINI-T.O.P. LARGE BANDE



VARIAN annonce la commercialisation de ses nouveaux mini-T.O.P. large bande à grille de commande, caractérisés par une atténuation de 120 dB entre l'état passant et l'état bloqué.

L'utilisation d'une grille à polarisation négative plutôt qu'une électrode de focalisation ou une anode de modulation conduit à un blocage complet du tube avec des tensions de quelques centaines de volts, ce qui autorise l'emploi de modulateurs à transistors. Ces grilles permettent une coupure très rapide du faisceau tout en conservant une excellente focalisation à tous les niveaux de polarisation.

VARIAN propose pour ces tubes, des modulateurs miniaturisés qui présentent des temps de réponse typiques de 60 nanosecondes, pour des largeurs d'impulsions de 20 nanosecondes minimum. Leurs boîtiers sont prévus pour les environnements les plus sévères.

Les mini-T.O.P. à grille VARIAN sont disponibles pour applications commerciales ou militaires.

VARIAN apporte, des performances prouvées et la fiabilité nécessaire pour l'étude et le développement de nouveaux systèmes, ainsi que les capacités de production pour vos besoins à venir.

VARIAN : LE PROGRÈS EN TUBES HYPERFRÉQUENCES

Catalogue 1978, KLYSTRONS et T.O.P. sur demande.

varian

DIVISION TUBES

Quartier de Courtabœuf, B.P. 12
91401 ORSAY Cedex
Tél. : 907.78.26 — Télex : 692435

oe

INFORMATIONS GÉNÉRALES

Au cours du premier semestre de 1977, **Bunker Ramo Corporation** a réalisé un chiffre d'affaires de 173,7 M\$ (+ 5,5 %) et un bénéfice net de 4,4 M\$ (+ 41,9 %).

Le capital de l'**Électronique Marcel Dassault** a été porté de 50 à 67 MF par incorporation de réserves.

En 1976, l'**Électronique Marcel Dassault** a réalisé un chiffre d'affaires de 670 MF (+ 33,2 %) et un bénéfice net de 20,34 MF. La ventilation du chiffre d'affaires est la suivante : exportations : 58 % ; défense nationale française : 34 % ; activités civiles : 15 % (dont 7 % à l'exportation).

Le capital d'**IBM France** va être porté de 914 593 600 à 1 172 889 600 F.

Au cours du premier semestre de 1977, **Raytheon Company** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 370 M\$ (+ 17 %) et un bénéfice net de 52,52 M\$ (+ 28,4 %).

La compagnie aérienne américaine Braniff International a commandé un second simu-

lateur de l'avion Boeing 727 à la firme britannique **Redifon**.

Siemens a introduit un tomodynamomètre de conception entièrement allemande. Cet équipement est baptisé Somatron.

Siemens a procédé à une mise au chômage partiel de 2 500 des 7 000 personnes employées par la division équipements médicaux d'Eerlangen. Cette mesure qui a pris effet à la fin du mois de novembre sera maintenue durant deux mois. Rappelons que cette division représente environ 10 % de l'activité globale de Siemens. A l'origine de cette réduction, il y aurait les récentes mesures prises par le gouvernement américain concernant les importations de matériels électromédicaux qui doivent dorénavant recevoir l'agrément des Autorités américaines dès que le montant d'un équipement dépasse 0,1 M\$.

Selon les termes d'un accord conclu entre les deux firmes, la Nippon Electric Company a obtenu la distribution exclusive des tomographes **Varian Associates** pour le Japon.



Cet appareil de radiodiagnostic représente déjà la 3ème génération des tomodynamomètres et compte, avec un temps de balayage de 4 secondes en régime normal ou 2,5 secondes en «scanning rapide» et visualisation immédiate, parmi les scanners les plus rapides offerts actuellement sur le marché. (Doc. Siemens).

oe

TÉLÉCOMMUNICATIONS

DANS LES USINES

AEG Telefunken et **Siemens** ont développé en coopération un nouveau système de transmission numérique à usage militaire permettant de transmettre 15 à 60 circuits téléphoniques de 300 à 3 400 Hz par câbles ou faisceaux hertziens. Ce système qui porte la référence DX 15-60 utilise le procédé de conversion CVSD (Continuously Variable Slope Delta Modulation).

Les **Bell Laboratories** ont développé un système permettant de tripler la capacité des câbles desservant les abonnés. Ce système baptisé LSS (Loop Switching System) et fabriqué par la Western Electric, concentre 96 lignes d'abonnés en 32 paires.

La société française **Clemessy Electronique** (BP 2499, 68057 Mulhouse Cédex) introduit un mesureur d'occupation téléphonique pouvant observer 32 lignes.

La firme japonaise **Ikegami** a présenté deux nouvelles versions de la caméra couleur pour reportage électronique modèle HL 77. Ces deux versions qui portent les références HL 77 A et HL 77 AS, sont respectivement équipées de tubes «Plumbicon» et «Saticon» ; le rapport signal à bruit se trouve amélioré de 5 dB environ.

En raison du coût croissant de la main d'œuvre au Japon, **International Telecommunication Equipment Ltd** (ITE) a décidé de mettre fin à ses activités manufacturières dans ce pays et de concentrer ses forces de

production à Hong Kong. ITE est une firme de fabrication d'émetteurs-récepteurs pour services radioélectriques privés créée au mois d'août 1976 et dont le capital est détenu à 49 % par Drahtlose Nachrichtentechnik (D Fédérale) et à 51 % par Jardine Industries (Hong Kong).

Siemens a introduit une nouvelle famille d'équipements supprimeurs d'écho particulièrement compacts et destinés aux télécommunications à longue distance.



Des supprimeurs d'écho réduisent les réflexions de la parole. Siemens propose de tels modules dans une version améliorée et beaucoup plus compacte. (Doc. Siemens).

COMMANDES ET CONTRATS

Un contrat d'un montant de 1,3 M\$ a été attribué par la Télévision de Bolivie à **Ampex** pour l'équipement complet d'un studio (2 magnétoscopes AVR 2 ; 5 magnétoscopes portables VR 3000, 5 caméras portables BC 300 ; 4 caméras BCC 1 ; 4 magnétophones ATR 700 et 4 haut-parleurs AA 620).

AP Electronics fournira aux British Railways des systèmes «Link Data». Rappelons que le «Link Data» est un système numérique de multiplexage.

La Singapore Airlines a octroyé un contrat d'un montant de 0,442 M\$ à **Bendix Corporation** pour la fourniture de radars météorologiques, d'équipements VOR ILS, de radioaltimètres et d'équipements de télécommunications destinés à être installés sur 3 avions DC 10.

L'Argentine a octroyé un contrat d'un montant de 20 M de DM à **Bosch Fernseh** pour la fourniture d'équipements de téléproduction couleur au standard PAL, destinés à la retransmission de la Coupe Mondiale de Football de 1978. La commande porte sur l'équipement de 6 studios, 4 cars de reportage et sur 44 caméras couleur KCK.

La **CIT-Alcatel** fournira à l'Administration des Télécommunications d'Egypte (ARETO), 75 centraux téléphoniques publics du type crossbar pour un montant total de 21,5 MF. Ces centraux auront une capacité unitaire s'échelonnant entre 120 et 600 lignes.

Faisant suite à la décision de la France de ne plus livrer d'armements à l'Afrique du Sud, le gouvernement de ce dernier pays a suspendu la signature d'un important contrat qui devait le lier à la **CIT-Alcatel** en matière d'équipement de commutation temporelle E 10.

La Western Union Telegraph Co a octroyé un contrat d'un montant de 1,3 M\$ à **Comtech Laboratories Inc** pour la fourniture d'équipements de télécommunications destinés à être associés dans la future station terrienne de télécommunications par satellite de la Western Union, qui sera implantée dans la région de San Francisco.

La division «Space» de la General Electric Corporation a octroyé un contrat d'un montant de 1,6 M\$ à la division «Defense Systems» de **Cubic Corporation** pour la production d'un nouveau type d'émetteur-récepteur destiné à la phase III du système américain de télécommunications militaires par satellite.

L'Armée des États-Unis a octroyé un contrat d'un montant de 2,5 M\$ à la division ECI de **E-Systems** pour la fourniture de deux équipements automatisés transportables de télécommunications.

L'OTAN a octroyé un contrat d'un montant de 15 M\$ à la **Federal Electric Corporation**, filiale américaine d'ITT, pour la fourniture et l'installation d'un système de télécommunications hyperfréquence en Allemagne Fédérale. Ce contrat inclut également la fourniture de pièces de rechange.

La Police d'Irak a octroyé un contrat d'un montant de 900 M yens (3,6 M\$ environ) à **Fujitsu** pour la fourniture et l'installation d'un réseau de radio-communication.

Unilever Ltd a octroyé un contrat d'un montant de 60 000 £ à **GEC Telecommunications Ltd** pour la fourniture d'équipements multiplex (60 canaux, 240 kHz ; 12 canaux, 48 kHz) destinés au réseau de télécommunications britannique du groupe Unilever.

GEC Telecommunications Ltd fournira au Post Office britannique, 23 centraux téléphoniques modèle TXE 4 pour un montant de 30 M£.

GTE installera pour le compte de la Régie des Télégraphes et des Téléphones de Belgique, une liaison de télécommunications par fibres optiques destinée à relier Bruxelles à Vilvoorde (10,5 km ; sept fibres, capacité : 1 920 circuits sur 4 fibres).

GTE Sylvania a livré à l'Institut de Géodésie Appliquée de la République Fédérale d'Allemagne un télémètre laser destiné à effectuer des mesures précises de distance entre satellite et station terrienne.

L'Arabie Saoudite a octroyé un contrat d'un montant total de 21 M\$ à **Harris Corporation** pour la fourniture d'un système national de télécommunications par satellite.

Ce système qui comportera 11 stations terriennes équipées d'antennes de 10 m de diamètre, doit permettre d'établir un service téléphonique entre 10 villes du pays.

La division «Microwave Communications Products» de **Hughes Aircraft Co** fournira à Communications Systems Inc une station terrienne de réception de programmes de télévision par satellite destinée à être raccordée à un système de télédistribution par câbles. Le diamètre de l'antenne est de 4,5 m.

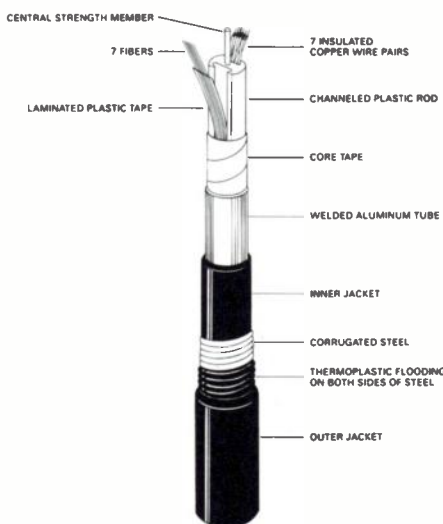
Selon les termes d'un contrat signé entre les deux firmes, **ICC Corporation** (USA) fournira à Toshiba des modems à 9 600 bits/s qui seront incorporés aux équipements d'informatique du réseau TOSNET (Toshiba Network).

La Federal Aviation Administration des États-Unis a octroyé un contrat d'un montant de 8,2 M\$ à la division Optique et Aérospatiale de l'ITT pour la fourniture d'émetteurs-récepteurs en ondes métriques décimétriques destinés à être installés dans différents aéroports des USA.

L'US Navy a octroyé un contrat d'un montant de 0,298 M\$ à la division «Electro Optical Products» d'ITT pour l'étude et la fourniture d'un système de transmission de données multicanaux à forte capacité faisant appel à des fibres optiques à gradient d'indice.

ITT Business Systems (GB) fournira à la société Cadbury Schweppes, 6 centraux téléphoniques privés pour une valeur globale de 1,3 M£. Quatre équipements seront du type Crossbar Pentomat et deux du type électronique Unimat 4080 ; ces derniers auront une capacité de 500 et de 1 800 postes. Rappelons que la société Cadbury Schweppes avait déjà commandé au mois de mai dernier, un autocommutateur Unimat 4080.

L'US Navy a octroyé un contrat d'un montant de 19,488 M\$ à **ITT Defense Communications** pour l'étude et le développement du programme ULCS (Unit Level Circuit Switch).



Coupe du câble optique installé entre Vilvoorde et Bruxelles par G.T.E.

Un pays du Moyen-Orient dont le nom n'a pas été rendu public, a octroyé un contrat d'un montant de 4 M£ à la firme britannique **J. Donne Holdings** pour la fourniture et l'installation d'un important réseau de télécommunications protégées.

LM Ericsson fournira au Nigéria pour 35 M\$ d'équipements de commutation du type crossbar. La commande porte sur la fourniture de trois centres de transit et l'agrandissement de six centraux existants.

La Compañía Anonima Nacional Telefono de Venezuela (CANTV) a octroyé un contrat d'un montant de 55 M\$ à la société **LM Ericsson** pour la fourniture d'équipements de commutation téléphonique du type crossbar.

LM Ericsson fournira au Vietnam pour 0,86 M\$ de matériels de télécommunication destinés à équiper deux hôpitaux.

Un contrat d'un montant de 0,3 M£ a été octroyé par la BBC à **Marconi** pour la fourniture d'équipements d'association de puissance (triplexeurs) et de charges d'essais, destinés à être utilisés sur des émetteurs radiodiffusion en ondes hectométriques. Le contrat prévoit également la fourniture de diverses prestations.

Un contrat d'un montant de 12 M£ a été octroyé par le Ministère de la Défense britannique à **Marconi** pour la fourniture de 400 équipements de radiocommunication en ondes métriques, modèle Triffid. Ce contrat sera exécuté par Marconi en collaboration avec AEG Telefunken et Siemens, la firme britannique étant le maître d'œuvre. Rappelons que Marconi s'était vu octroyer en 1974 un contrat analogue représentant un montant de 7,6 M£.

Marconi-Elliott fournira à la Royal Air Force britannique, 600 émetteurs récepteurs aéroportés modèle AD120 et 200 systèmes de radoralliment, modèle AA 13304.

Marconi a acquis la licence de vente mondiale des systèmes d'édition de branches de magnétoscope série CMX de la firme américaine **Orrox Corporation**, ainsi que la licence exclusive de vente pour la Grande-Bretagne du système d'édition CMX 340. Rappelons que les systèmes d'édition CMX sont commandés par ordinateur.

Penril a reçu un contrat complémentaire de Plantronics Frederick Electronics pour la fourniture de modems à 2 400 bits/s en version «pour constructeurs» (OEM) qui seront utilisés dans les équipements ELCOM (Electronic Concentrating Multiplex) de Plantronics.

L'Arabie Saoudite a octroyé un contrat d'un montant de 3 100 M\$ à un groupe conduit par **Philips** et comprenant **LM Ericsson** et la **Bell Canada** pour la fourniture et l'installation de centraux téléphoniques totalisant 450 000 lignes. Ces centraux à commutation spatiale et à commande par programme enregistré qui seront fournis sont du type PRX et AXE.

Plessey fournira à la Royal Air Force britannique 1 200 émetteurs-récepteurs aéroportés modèle PTR 1751 de 10 et 20 Watts de puissance ainsi que des équipements annexes. Le montant du contrat s'établit à 10 M£.

Air Anglia Ltd a octroyé un contrat d'un montant de 35 000 £ à **Pye Business Communications** pour la location vente sur 10 ans d'un système de distribution automatique d'appels téléphoniques.

Pye Business Communications Ltd a fourni à la société britannique Comex Diving Ltd un central téléphonique privé UH 200 pour un montant de 46 000 £.

Pye Telecommunications Ltd (GB) a reçu un contrat d'un montant de 1 M£ pour la réalisation d'un projet de modernisation et de développement des télécommunications de la police au Kenya.

ICI (GB) a octroyé un contrat d'un montant de 1 M£ à **Pye TMC**, filiale britannique du groupe Philips, pour la fourniture d'un système de commutation de messages, modèle DS 714, qui sera installé à Blackley (Manchester).

Roim Corporation fournira à la Washington Public Power Supply System, 4 centraux téléphoniques privés à commande par programme enregistré, modèle CBX.

Scientific Atlanta fournira à Harris Cable Corporation une station terrienne de télécommunications par satellite équipée d'une antenne de 10 m de diamètre et qui sera installé à San Juan (Porto Rico).

Harris Cable Corporation a octroyé un contrat à **Scientific Atlanta Inc** pour la fourniture de stations terriennes de télécommunication équipées d'antennes de 5 m de diamètre et destinées aux systèmes de télédistribution par câble des villes de Hickory et Gilroy (USA).

Un contrat cadre d'une durée de trois ans a été signé entre **Siemens** et la Hong Kong Telephone Company Ltd, réglant les rapports commerciaux de ces deux compagnies. Selon les termes du contrat, Siemens doit fournir et installer un central urbain comprenant 25 000 unités de raccordement et étendre par la fourniture de 42 000 équipements d'abonnés la capacité de centraux déjà existants. Rappelons que Hong Kong disposait jusqu'à présent de 7 centraux téléphoniques Siemens modèle ESK 10 000 E comprenant 163 000 unités de raccordement et 5 000 entrées-sorties pour le transit local.

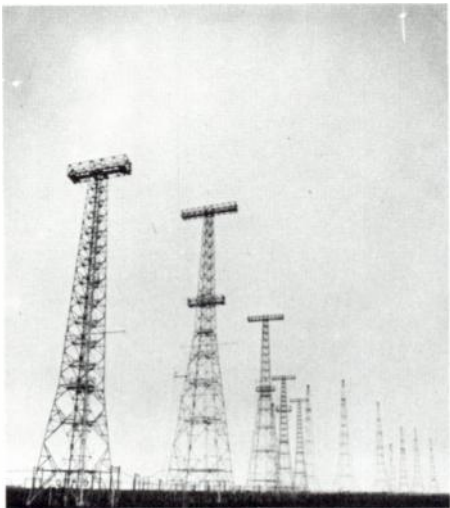
Siemens fournira à l'Empresa Nacional de Telecomunicaciones d'Argentine pour 40 M\$ d'équipements de commutation et de postes téléphoniques. La commande porte sur des centraux urbains totalisant 77 000 lignes, des centres de transit totalisant 22 000 lignes et sur 0,135 M de postes téléphoniques.

Tele-Communications Inc a octroyé un contrat d'un montant total de 2,3 M\$ à Scientific Atlanta Inc, pour la fourniture d'équipements terminaux terriens pour télécommunications par satellite.

L'Administration des Télécommunications d'Egypte (ARETO) a octroyé un contrat d'un montant de 0,765 M\$ à la société italienne **Telettra SpA** pour la fourniture de systèmes de télégraphie harmonique à 24 voies.

Un contrat d'un montant de 4,5 M\$ a été octroyé par le Soudan à la société italienne **Telettra SpA** pour la fourniture, l'installation et la maintenance d'un réseau de faisceaux hertziens numériques qui sera installé dans la zone de Khartoum et qui reliera des centraux téléphoniques entre eux.

Thomson-CSF fournira à la Malaisie deux émetteurs en ondes courtes délivrant une puissance de 500 kW chacun et leurs antennes.



Centre de radiodiffusion ondes courtes d'Issoudun en France équipé par Thomson-CSF de 8 émetteurs de 500 kW.

Les PTT français ont retenu les sociétés **Thomson-CSF, Sagem, Matra et CIT-Alcatel** pour le développement d'un télécopieur grand public. Ces sociétés se partageront donc les 30 MF de crédits d'études affectés à ce programme.

Toshiba a installé un système de télécopie COPIX 9600 reliant l'Iran au Japon pour le compte de l'Iran Japan Petrochemical Company. Le coût de ce système aura été de 0,370 M\$.

T R W Vidar fournira à la Chickasaw Telephone Company (Oklahoma, USA) deux systèmes intégrés de transmission et de commutation numérique pour un montant de 1,4 M\$.

L'American Airlines a octroyé un contrat d'un montant de 1,2 M\$ à **Wescom Inc** pour la fourniture et la maintenance d'un système de commutation à programme enregistré modèle 580-DSS ayant une capacité de 2 360 postes.

Afin de répondre à l'appel d'offres conjoint de la Marine et de l'Armée de l'Air des États-Unis, concernant l'étude et la fabrication d'un brouilleur aéroporté baptisé

ASPJ (Airborne Self Projection Jammer). Les firmes américaines Scanders Associates et Northrop se sont associées ainsi que ITT et Westinghouse. Le montant total de l'appel d'offres est estimé à 50 M\$.

VIE DES SOCIÉTÉS
ET RÉSULTATS FINANCIERS

L'adresse du nouveau siège social de **California Microwave Inc** est désormais : 990 Almanor Avenue, Sunnyvale CA 94086 (USA).

La **Continental Telephone Corporation** (USA) et la firme iranienne **Fortres-Icas** ont définitivement constitué une filiale commune iranienne pour la construction et l'installation en Iran d'un réseau de transmission téléphonique par courants porteurs. La firme américaine détient 30 % du capital de la filiale commune. L'engagement total porte sur une somme de 320 M\$.

Raytheon Company a racheté la firme américaine Lexitron Corporation spécialisée dans le traitement de texte. Lexitron emploie 500 personnes et devait réaliser en 1977 un chiffre d'affaires de 21 M\$.

Au cours des neuf premiers mois de 1977 la **SAT** a réalisé un chiffre d'affaires de 928 655 MF (+ 11,4 %) dont 214 050 pour l'activité «câbles» (+ 24,4 %) ; 631 875 pour l'activité «équipements électroniques» (+ 8,7 %) et 82,73 pour l'activité «travaux» (+ 2,9 %).

Siemens et Corning Glass Works constituent actuellement une nouvelle filiale commune américaine spécialisée dans le domaine des télécommunications par fibres optiques. Rappelons que les deux firmes disposent déjà d'une filiale commune en Allemagne Fédérale, baptisée Siecor GmbH et qui produit des fibres optiques.

Le Secrétariat d'État aux Postes et Télécommunications a mis fin aux activités des groupements d'intérêt économique **SOTELEC** et **SOCOTEL**. Ces groupements réunissaient l'État et des constructeurs de matériels de télécommunication, SOTELEC était spécialisée dans les transmissions et SOCOTEL dans la commutation téléphonique.

DIVERS

Le Ministère des Postes et Télécommunications d'**Australie** a décidé de porter de 18 à 40 le nombre des canaux attribués aux services radioélectriques privés (CB en anglais). Cette mesure entrera en application dès 1979.

La République Populaire d'Angola est devenue le 99^e membre de l'**Intelsat** et le 25^e membre africain de cette organisation.

La Finlande a adopté le système de commutation temporel français E 10 pour l'équipement téléphonique du pays. Ces équipements seront construits sous licence par la société locale Telefonno SA fondée en 1977 par les firmes Nokia et Televa. Le système E 10 est dénommé DX 100 par Telefonno.

oe

COMPOSANTS

DANS LES USINES

AMI a introduit sous la référence S 2000 un nouveau microordinateur à 4 bits en un seul boîtier destiné aux applications grand public et aux télécommunications. Ce dispositif incorpore une mémoire vive de 64 mots de 4 bits et une mémoire morte de 1 K mots de 8 bits, il dispose de 13 sorties et de 8 lignes d'entrées-sorties bidirectionnelles et est réalisé en technologie MOS à canal N. Notons qu'il peut être alimenté sous une tension unique de 9 V ou deux tensions + 9 et + 5 V.

La firme américano-allemande **Eurosil**, implantée à Munich, va commencer au cours du premier semestre de 1978, la fabrication de masse du circuit intégré MOS Complémentaire pour montres numériques, modèle e 1159.

Intel annonce l'introduction sur le marché d'un nouveau microordinateur à 8 bits pour applications de masse. Proposé à un prix inférieur à 3 \$, ce dispositif qui porte la référence 8021 incorpore une mémoire vive de 64 octets et une mémoire morte programmée par masque de 1024 octets ; il comporte en outre 21 lignes d'entrée-sortie et s'alimente par une tension unique comprise entre 4,5 et 6,5 V.

La société yougoslave **ISKRA** construit actuellement une nouvelle usine en Slovanie, qui sera spécialisée dans la fabrication de potentiomètres au carbone et cermet et de circuits hybrides à couches épaisses. Rappelons que le groupe **ISKRA** est spécialisé dans le secteur des télécommunications et emploie 29 000 personnes dans 14 usines.

La **Nippon Electric Company** a introduit sous la référence COM 47 un microordinateur à 4 bits en un seul boîtier plus particulièrement conçu pour être incorporé dans les systèmes complexes de calcul, tels les terminaux point de vente, les calculatrices programmables, etc. La cadence initiale de production du COM 47 sera de 50 000 pièces/mois.

Tektronix a ouvert près d'Amsterdam, un centre européen d'assistance et d'applications pour le test automatique de dispositifs à semi-conducteurs. Ce centre comporte un système de test Tektronix modèle S 3260.

COMMANDES ET CONTRATS

Hughes Aircraft Co a octroyé un contrat d'un montant total de 0,78 M\$ à **Microwave Associates Inc** pour la fourniture de composants et de sous-ensembles hyperfréquences destinés à équiper les systèmes radar et de contre-mesures des avions F 15 Eagle et F 18 Hornet.

L'intelsat a octroyé un contrat d'un montant de 0,414 M\$ à la société **Microwave Semiconductor Corporation** pour la mise au point d'un transistor de puissance délivrant 1,5 W en classe AB à 4 GHz.

La division «Electromagnetic Systems» de Raytheon a octroyé un contrat d'une durée de 4 ans et d'un montant de 10 M\$, à **Varian Associates** pour la fourniture de 6 000 TOP destinés au système Design-To-Price de la Marine américaine.

VIE DES SOCIÉTÉS
ET RÉSULTATS FINANCIERS

La firme américaine Savoy Electronics Inc a racheté la société **Alpha Crystal Corp.** du groupe Sunair Electronics Inc. Alpha Crystal fondée en 1973, fabrique des résonateurs à quartz pour télécommunications.

Bowmar Instruments Corporation a cédé à un groupe d'employés 51 % des parts de sa filiale canadienne spécialisée dans la fabrication et dans la vente de dispositifs à diodes électroluminescentes. Le nom de l'ancienne filiale est devenu **Optotek** ; notons que Bowmar détient encore 24 % du capital d'Optotek.

La Société **COMELIM** du groupe Floirat, a réduit son capital de 13 à 8 MF, puis l'a reporté à 13 MF, l'augmentation de capital ayant été réservée à la société Matra (groupe Floirat).

Au cours de la période de six mois close au 29 juillet 1977, **Microwave Semiconductor Corporation** (MSC) a réalisé un chiffre d'affaires de 5,09 M\$ (+ 19,5 %) et un bénéfice net de 0,251 M\$ (+ 48,5 %).

Au cours de la période de six mois close au 25 juin 1977, **Vitramon** a réalisé un chiffre d'affaires de 5,88 M\$ (+ 44,1 %) et un bénéfice net de 0,605 M\$ (+ 128,3 %).

Penril Corporation a racheté la division Technipower et la filiale suisse de **Wells Benrus** pour 1,2 M\$. La division Technipower fabrique des alimentations électroniques à hautes performances destinées à fonctionner dans des conditions sévères d'environnement, le chiffre d'affaires de cette division est voisin de 3,5 M\$. Rappelons que Penril est une société spécialisée dans la fabrication de matériels de transmission de données numériques et d'appareils de mesure.

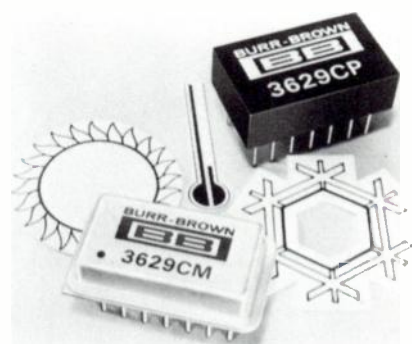
DIVERS

Le **Centre National d'Études des Télécommunications** (CNET) va implanter à Grenoble un nouveau centre qui sera spécialisé dans la microélectronique.

Des cellules solaires à l'arséniure de gallium présentant un rendement de conversion de 22 % ont été réalisées aux Laboratoires de Recherche **IBM** de Yorktown Heights. Rappelons que les cellules à l'arséniure de gallium présentent un rendement maximum théorique de 27 %.

La **Standard Elektrik Lorenz** filiale allemande d'ITT, a engagé une procédure auprès de la Commission des Communautés Européennes contre le Japon pour dopage de prix en matière de résonateurs à quartz.

PRODUITS RÉCENTS



Burr-Brown : amplificateur d'instrumentation à faible dérive en température modèle 3629. [1201]

Caddock : résistances haute tension de précision (200 à 2000 M ; 1 % ; 48000 V maximum ; 15 W maximum) série MG. [1202]

Fairchild : émetteur-récepteur asynchrone synchrone universel pour microprocesseur à 8 bits (USART) modèle F 3843. [1203]

Elesta : relais électromécanique (entrée : 12 à 220 V en courant alternatif ou continu ; pouvoir de coupure 10 A sous 220 V alternatif ou 4 A sous 380 V alternatif) série SKR 128. [1204]

Hybrid Systems : convertisseur numérique-analogique à 8 bits pour microprocesseurs 2650 ou 8080 modèle DAC 336 8. [1205]

Intel : Carte d'extension de mémoires à semi-conducteurs modèles SBC 032 (32 K octets) ; SBC 048 (48 K octets) et SBC 064 (64 K octets). [1206]

Intersil : convertisseurs numériques analogiques multiplieurs fabriqués en seconde source d'Analog Devices modèles AD 7520 et 7530 (10 bits) et AD 7521 et 7531 (12 bits). [1207]

— Carte mémoire vive dynamique à semi-conducteurs (16 K mots de 20 bits ou 32 K mots de 10 bits ou 32 K mots de 20 bits ou 64 K mots de 10 bits) modèle Ramstak I. [1208]

- Carte mémoire vive statique à semiconducteurs de 6 K octets modèle Ramstak II C. [1209]
- Système mémoire complet (capacité jusqu'à 1 M octets) modèle Ramstak III A. [1210]

Intronics : module convertisseur de tension continue-continue à sortie simple ou double (tension d'entrée : 5, 12, 24 ou 48 V - tension de sortie 5 ; ± 12 ou ± 15 V) série DCW. [1211]

ITT Jeanrenaud : interrupteur lumineux à bascule (2 ou 3 positions ; 1 ou 2 circuits ; 5 A sous 28 V ou 2 A sous 250 V) série S. [1212]

Lambda Electronique : régulateurs de tension continue présentés en boîtier TO 3 (5, 6, 8, 10, 12, 15 V, 5A) série LAS 1900. [1213]

Mann Components : résistances de haute précision (5Ω à $400 \text{ K}\Omega$; coefficient de température : 3 ppm ; tolérance : 1 à 11 % ; 250 et 350 mW) série MX 100, 125 et 250. [1214]

Micro Memory Inc : cartes mémoire à tores (8 K mots de 8 bits ou 8 K mots de 16 bits). [1215]

Motorola : horloge programmable à 4 phases réalisée en technologie ECL modèle MC 10802. [1216]

- Circuit intégré réalisant les fonctions de mémoire morte, d'entrée-sortie et de temporisateur destiné à être associé avec le microprocesseur 6802 ; modèle MC 6846. [1217]

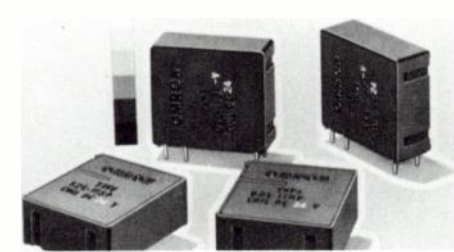
Nippon Electric Company : amplificateur différentiel pour le contrôle de servo-moteurs par la lumière modèle UPC 589 G. [1218]

- Amplificateur pour le contrôle de servo-moteur par la lumière modèle UPC 590 G. [1219]

- Circuit intégré pour le décodage et la commande de puissance de dispositifs d'affichage fluorescents à 8 segments modèle UPD 261 C. [1220]

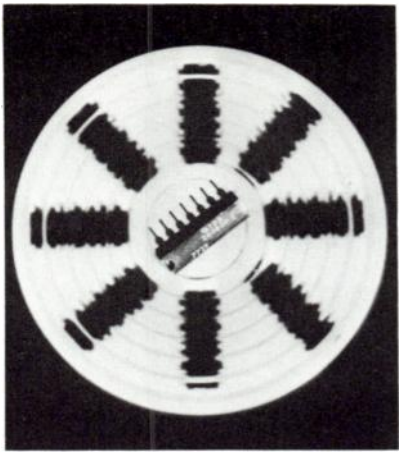
- Circuit intégré pour balance électronique permettant le calcul direct du poids et l'affichage direct du prix modèle UPD 317 C. [1221]

- Amplificateurs opérationnels monolithiques compensés spécialement conçus pour la mesure, la régulation ou la comparaison de température, modèles UPC 616 A, 616 C et 3911 C. [1222]



OMROM : relais miniature (entrée : 6, 12 ou 24 V continu ; sortie : inverseur 8 A sous 24 V continus ou 250 V alternatifs) modèle G 2 L. [1223]

RCD : résistances bobinées de précision (2-50 W ; $0,01 \Omega$ à $40 \text{ k}\Omega$) série PW. [1224]



(Doc. Sescosem)

Sescosem : circuit intégré temporisation pour applications industrielles, modèle TDB 2608. [1225]

- Quadruples amplificateurs opérationnels indépendants et programmables modèles TDB 0 146 DP (0 à 70°C) TDC 0146 DP (-55 à $+125^\circ\text{C}$) et TDE 0146 DE (-25 à $+85^\circ\text{C}$). [1226]

SGS Ates : transistor NPN au silicium pour amplification de signaux dans les systèmes à antennes collectives, modèle BFW 92. [1227]

- Transistor PNP au silicium pour l'amplification de signaux à faible bruit jusqu'à 900 MHz modèle BF 6795. [1228]

- Transistor PNP au silicium pour l'amplification à courant fort de signaux jusqu'à 900 MHz modèle BF 4795. [1229]

- Paires complémentaires de transistors darlington de puissance présentés en boîtier TO 220, modèles BDW 23124 (50 V) et BDW 93194 (80 V.). [1230]

Siemens : circuit intégré MOS coupleur de signaux vidéo jusqu'à 5 MHz pour les applications de commutation ou de mélange de signaux vidéo dans les régies de télévision modèle S 180. [1231]

- Circuit intégré MOS pour la commande à partir de signaux BCD de dispositifs d'affichage doubles à sept segments et à diodes électroluminescentes modèle SAB 3211. [1232]

- Circuit intégré microprocesseur fabriqué en seconde source d'Intel, modèle SAB 8085. [1233]

- Composants actifs pour microélectronique hybride :

- transistors en boîtier miniature SOT 23 (courant collecteur 800 mA, 75 V) modèles BSS 79 et BSS 80 ; [1234]

- transistor haute fréquence miniature, modèle BFO 28 ; [1235]

- circuit intégré de régulation pour petits moteurs électriques, modèle TCA 955 K ; [1236]

- circuits intégrés pour prothèse auditive, modèles TAB1031K et TAB 1041 W. [1237]

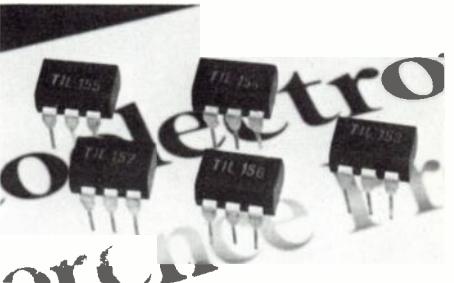
Siliconix : transistors MOS pour commutation rapide de puissance présentés en boîtier TO 3, modèle 2 N 6659 (35 V), 6657 (60 V) et 6658 (90 V) ; [1238]

- Transistor MOS pour commutation rapide de puissance présentés en boîtier TO 39, modèles 2 N 6659 (30 V), 6660 (60 V) et 6661 (90 V) ; [1239]

- Transistors MOS pour commutation rapide de grande puissance, modèles VN 23 EX (25 V) et VN 67 EX (60 V.). [1240]

Sprague : condensateurs électrolytiques à l'aluminium et à sorties axiales (2 200 μF / 6,3 V à 22 μF / 350 V) série 8 D. [1241]

- Condensateurs disques en céramique ($0,01 \mu\text{F}$ à $0,47 \mu\text{F}$ en 16 et 25 V) série 563 C. [1242]



Texas Instruments : coupleurs opto-électroniques à haute tension d'isolement (2500 BV en alternatif ou 3540 V en continu) modèle TIL 153 et 157 ; [1243]

- Circuits intégrés pour la commande de circuits périphériques délivrant 500 mA modèles SN 75416 (ET) ; SN 75417 (NON-ET) ; SN 75418 (OU) et SN 75419 (NON-OU) ; [1244]

- Circuit intégré double pour la commande de ligne selon la norme EIA RS 422, modèle SN 75159 ; [1245]

- Circuit intégré pour la commande de têtes thermiques imprimantes EPN 5200 et 3620, modèle SN 75490 ; [1246]

- Réseaux logiques programmables à fusibles (12 entrées, 50 termes produits, 6 sorties), modèles SN 54S/74S 330 et SN 54S/74S 331. [1247]

Thomson-CSF : klystron de puissance pour émetteurs radar (1250-1350 MHz ; 4,5 MW crête gain 50 dB) modèle TH 2068. [1248]

Transco : commutateur coaxial hyperfréquence à 2 entrées et à 3 sorties. [1249]

- Commutateur de transfert pour applications spatiales (0-18 GHz). [1250]

T R W : convertisseurs rapides analogique-numérique monolithique à 8 bits modèle TDC 1001 J (400 ns) et TDC 1002 J (1 μs). [1251]

- Circuit intégré corrélateur numérique à 64 bits modèle TDC 1004 J. [1252]

- Registres à décalage monolithiques modèle TDC 1005 J (64 bits) et TDC 1006 J (256 bits). [1253]

- Circuits intégrés multiplieurs modèle MPY 8 AJ (8 bits) MPY 12 AJ (12 bits) et MPY 16 AJ (16 bits). [1254]



MESURE & INSTRUMENTATION

Aerazur Constructions Electroniques fournira à la société Schlumberger 4 capteurs Helios destinés à l'équipement de 2 aéroports yougoslaves.

Aerazur Constructions Electroniques fournira à la société des Avions Marcel Dassault deux chaînes d'acquisition rapides de données analogiques modèle INF 128.

Aerazur Constructions Electroniques fournira à Thomson-CSF, 5 systèmes de mesure de visibilité, modèle Helios et destinés à être installés à l'aéroport de Tripoli en Libye.

La NASA a adjugé un contrat d'un montant de 0,785 M\$ à **Automation Industries Inc** pour l'étude et la réalisation d'un système d'instrumentation destiné à être associé à un radar fonctionnant en bande Ku (15 GHz environ).

Entran Devices (USA) et la société FGP Instrumentation (F) ont créé une filiale commune française **Entran SARL** (84, rue Henri Prou, 78340 Les Clayes-sous-Bois).

La firme allemande **Kienzle** a introduit sous la référence 1140 un nouveau taximètre électronique faisant appel à un microprocesseur Intel.

Marconi Instruments fournira au Post Office britannique, 94 générateurs de signaux destinés à équiper des véhicules de détection de brouillage affectant la radio-diffusion.

Tekelec-Airtronic a livré au Centre Commun d'Études de Télécommunications et de Télévision (CCETT) le prototype d'un analyseur simulateur de procédure X 25. Cet appareil destiné au réseau de transmission de données à commutation par paquets du type Transpac permet la simulation d'un réseau d'un équipement terminal ou l'espionnage d'une ligne. Il porte la référence TE 92.

Au cours du premier semestre de 1977, **Watkins Johnson Co** a réalisé un chiffre d'affaires de 40,9 M\$ (+ 22,5 %) et un bénéfice net de 2,45 M\$ (+ 76,4 %).

PRODUITS RÉCENTS



Elesta : compteurs électroniques 6/12/24 V avec possibilité de mémoire type CVS 500. [1255]

GenRad : ponts RLC et Q, numériques et automatiques modèles 1658 (100 Hz à 1 kHz) et 1687 (1 MHz). [1256]

Hewlett Packard : unité de normalisation de données et mémoire numérique pour analyseurs de spectre, analyseurs de réseaux et oscilloscopes, modèle HP 875 OA. [1257]

— Oscilloscope 200 MHz à deux voies avec possibilité de mesure d'intervalle de temps et affichage direct du temps en option. [1258]



— Appareil automatique et numérique de mesure de résistance, de capacité et d'inductance, modèle HP 4262 A. [1259]

— Synthétiseur de fréquence à microprocesseur (200 Hz-80 MHz) modèle HP 3335 A. [1260]

Moore Read : résolveur sans balais (précision angulaire : 3'). [1261]



DANS LES USINES

Le constructeur américain d'unités imprimantes **Data Products** a ouvert à Santa Clara en Californie une nouvelle usine de 7 000 m² qui sera non seulement affectée à la production, mais également à la conception, au développement et au test de prototype et des pré-séries.

Digital Equipment Corporation introduit un nouveau microordinateur à 16 bits de la série LSI 11, le modèle LSI 11/2 dont l'encombrement est réduit de moitié et le prix de 42 % par rapport aux modèles actuels. Le LSI 11/2 est proposé en 5 versions selon les tailles et les types de mémoire.

COMMANDES ET CONTRATS

La société **ITT Data Systems France** au capital de 8 MF, vient d'être fondée en France (36, avenue du Maine, 75015 Paris). Cette société sera spécialisée dans l'étude, la vente, la location, l'installation et l'entretien de systèmes informatiques ainsi que

dans la fourniture de prestations de tous services en relation avec l'informatique et l'automatisation.

La société Norvégienne **Norsk Data** fournira à l'US Air Force 16 ordinateurs à mots de 16 bits modèle Nord 10/S et l'ordinateur Nord 50 à mots de 32 bits. Ces systèmes sont destinés à équiper les simulateurs de vol de l'avion F 16.

VIE DES SOCIÉTÉS ET RÉSULTATS FINANCIERS

Centronics a implanté une filiale en Italie (Via Santa Valeria 5 ; 20124 Milano).

La Northern Telecom Ltée a pris une participation de 12 % dans le capital de **Data 100** firme américaine spécialisée dans la fabrication d'équipements terminaux pour ordinateurs. Le montant de la transaction s'élève à 15 M\$. Cette participation pourra ultérieurement être portée à 35 %.

Au cours de l'exercice fiscal clos au 24 septembre 1977, **Data General** a réalisé un chiffre d'affaires de 254,6 M\$ (+ 42,5 %) et un bénéfice net de 28,5 M\$ (+ 37,7 %).

INFORMATIQUE

Au cours de la période de six mois close au 24 septembre 1977, **Data Products** a réalisé un chiffre d'affaires de 61,830 M\$ (+ 12,66 %) et un bénéfice net de 7,116 M\$ (+ 14,23 %).

Au cours de l'exercice fiscal 1977 clos au 30 septembre 1977, **ICL** a réalisé un chiffre d'affaires de 418,7 M£ (+ 45,2 %) et un bénéfice net de 18,1 M£ (+ 22,3 %). L'accroissement du chiffre d'affaires a pour origine l'augmentation des exportations qui représentent plus de la moitié des résultats (+ 85 %).

Le capital de **Perkin Elmer Data Systems France** a été porté de 0,1 à 1,1 MF.

La **SEMS** (Société Européenne de Mini-informatique et de Systèmes), firme issue de l'ancienne CII et appartenant au groupe Thomson-CSF, a fondé une filiale en Allemagne Fédérale au capital de 0,15 M de DM (Düsseldorf, Karthäuserstrasse 90).

La Northern Telecom Ltée (CND) s'apprête à prendre le contrôle de la firme américaine de matériel informatique **Sycor**.

oe

NOUVELLES ÉCONOMIQUES

AUSTRALIE

D'après l'Australian Telecommunications Development Association, l'Industrie australienne des télécommunications employait 12 272 personnes en 1976 contre 20 000 environ en 1972. Cette baisse a pour origine la baisse des commandes publiques.

CORÉE DU SUD

Les exportations de biens et de composants électroniques de la Corée du Sud ont évolué de la manière suivante :

- 1976 : 1003 M\$
- 1977 : 1250 M\$ (chiffre provisoire).

TAIWAN

Les exportations de biens et de composants électroniques de Taïwan devraient évoluer au cours des prochaines années, de la manière suivante :

- 1976 : 1284 M\$,
- 1977 : 1400 M\$ (chiffre provisoire),
- 1981 : 2600 M\$ (objectif).

Au cours de l'année 1976, Taïwan a exporté 3,6 M de téléviseurs noir et blanc et 0,254 M de téléviseurs couleur. Pour 1977, les estimations font apparaître l'exportation de 3,9 M de téléviseurs noir et blanc et 0,44 M de téléviseurs couleur.

FRANCE

Commerce extérieur au cours des neuf premiers mois de 1977 (en MF) : (Les chiffres entre parenthèses sont relatifs à la même période de 1976).			
	Radio-télévision	Électroacoustique	Total
Importations	1 423 (1 166)	1 225 (1 073)	2 649 (2 239)
Exportations	348 (255)	296 (323)	644 (578)
Solde	— 1076 (— 911)	— 929 (— 750)	2 005 (— 1 661)
Taux de couverture (%)	24,4 (21,8)	24,2 (30,1)	24,3 (25,8)

Le Ministère de l'Industrie, du Commerce et de l'Artisanat a publié un certain nombre de statistiques concernant le marché de l'électronique grand public en France :

Chiffre d'affaires au cours du troisième trimestre 1977 :
Radio-Télévision : 796 MF (+ 14,5 %),
Électroacoustique : 139 MF + 17,8 %),
Total grand public : 935 MF (+ 15 %).

GRANDE-BRETAGNE

Les importations britanniques de matériels et composants électroniques en provenance de Taïwan ont évolué de la manière suivante au cours des dernières années :

- 1974 : 0,16 M£,
- 1975 : 1,96 M£,
- 1976 : 4,32 M£.

Les résultats pour 1977 ne sont pas connus, toutefois la Grande-Bretagne a importé les 2 premiers mois de 1977 pour 1,3 M£ de biens électroniques en provenance de Taïwan (+ 400 %).

JAPON

D'après la Communication Industries Association of Japan, au cours du premier semestre de 1977, le Japon a exporté pour 260 M\$ de matériels de télécommunications (+ 5 %) dont 125 M\$ de matériels pour télécommunications par courants porteurs (+ 7,5 %) et 134,7 M\$ d'équipements de radiocommunications (+ 2,5 %). Le ralentissement a surtout été sensible en matière d'équipements de radiocommunications ayant pour origine une dégradation du marché d'Amérique du Nord ; à titre d'exemple, le montant total des exportations japonaises d'émetteurs-récepteurs pour services radio-électriques privés à destination de ce continent, a diminué de 50 % en un an.

D'après le Ministère de l'Industrie et du Commerce International japonais (MITI), le Japon a produit au cours des 6 premiers mois de 1977, 43 M de résonateurs à quartz (— 28,9 %) représentant une valeur de 10 680 M de yens (— 42,8 %).

INTERNATIONALE

D'après l'association américaine WEMA, le marché mondial des dispositifs à semiconducteur doit évoluer de la manière suivante (en M\$) :

	1978	1979
Circuits intégrés numériques MOS	1947	2286
Circuits intégrés numériques Bipolaires	1053	1090
Circuits intégrés linéaires	865	941
Total circuits intégrés	3865	4317
Total dispositifs discrets à semiconducteurs	3064 (+ 8,7 %)	3196

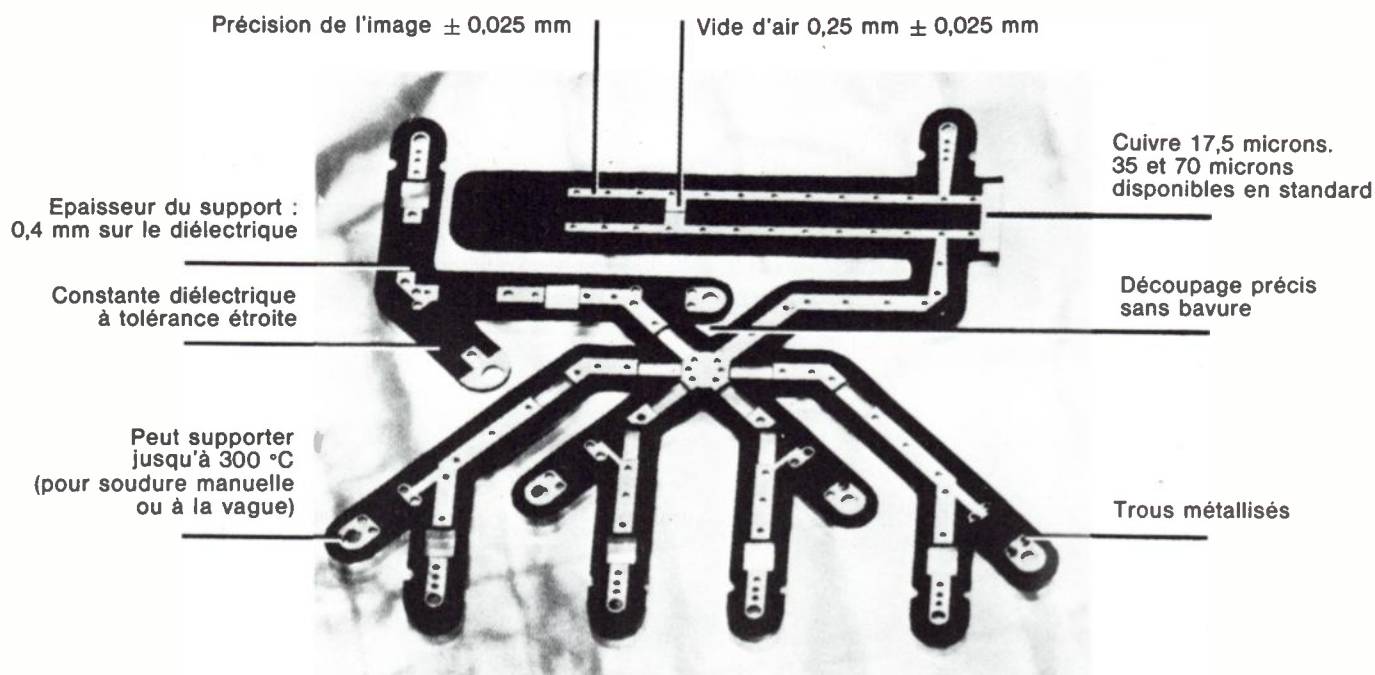
D'après la Nippon Electric Company, le marché mondial des jeux télévisuels privés doit évoluer de la manière suivante :

	1977	1978	1980
Marché mondial (M d'unités)	9	11,5	15,5
Marché américain (M d'unités)	7,5	8,5	9,5
Ventilation du marché par catégorie de jeux (M d'unités)			
— jeux non programmables	8,5	9,2	9,3
— jeux programmables	0,5	2,3	6,2
Marché mondial des cassettes pour jeux (M d'unités)	1	6	30

En 1976, la production de montres numériques dans certains pays d'Extrême-Orient a été la suivante (en M d'unités) :

- Japon : 3,8
- Corée du Sud : 1,92 (plus 2,17 M de modules)
- Taïwan : 1,99.

Connaissez-vous d'autres supports pour circuits hyperfréquences autorisant ces performances ?



RT/duroid®

5870 constante diélectrique : $2,35$ à 10 GHz
 5880 constante diélectrique : $2,20$ à 10 GHz
 très faible perte

Ces supports sont disponibles dans toutes les épaisseurs standard de $0,25$ mm à $3,2$ mm

® Marque déposée de Rogers Corporation

Mektron-France

9, allée des Jachères - SOFILIC 416
 94263 - FRESNES Cedex
 Téléphone : 668.10.25 - Télex : 260719

oe

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

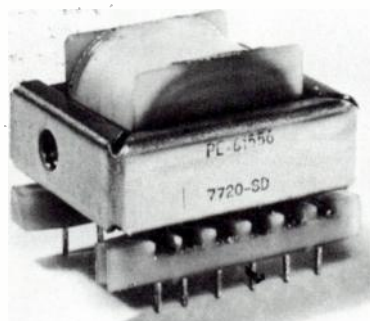
Cette rubrique a exclusivement pour but l'information de nos lecteurs et aucune participation sous aucune forme n'est sollicitée ni acceptée pour sa réalisation.

TRANSFORMATEURS HYBRIDES POUR TÉLÉPHONE

Pulse Engineering

La société Pulse Engineering du groupe Varian Associates, introduit une nouvelle gamme de transformateurs hybrides ou translateurs destinée aux télécommunications et plus particulièrement à la téléphonie. Ces dispositifs peuvent être incorporés dans des répéteurs et utilisés pour l'adaptation d'impédance, le couplage à 2 ou 4 fils et l'isolement galvanique.

La réponse en fréquence dans la bande 300-3400 Hz est de $\pm 0,5$ dB ; le courant maximum de compensation varie entre 0 et 120 mA et les pertes d'insertion restent inférieures à 5 dB.



PULSE ENGINEERING FRANCE, BP 12, 91401 Orsay (tél. 907.62.34).

Service lecteur : inscrivez le n° 151.

MATRICES A POINTS DE CROISEMENT

RCA modèles CD 22100, 22101 et 22102

RCA présente trois nouveaux circuits intégrés MOS Complémentaire réalisant la fonction de commutation à points de croisement avec mémoire de contrôle. Le modèle CD 22100 comporte une matrice 4×4 et les modèles CD 22101 et 22102 une matrice $4 \times 4 \times 2$. Ces dispositifs sont caractérisés par une faible résistance en circuit fermé (85Ω sous $V_{DD} = 12$ V) et possèdent des circuits de verrouillage, la bande passante de commutation est de 10-11 Hz.

Le CD 22100 associe une matrice de 4×4 points avec un décodeur de 4 à 16 lignes et 16 circuits de verrouillage. Chacun des points de croisement peut être sélectionné en appliquant l'adresse à 4 lignes appropriées. Le point sélectionné peut être mis en conduction ou hors conduction en appliquant respectivement un «1» ou un «0» logique sur l'entrée des données.

Le CD 22101 est identique au modèle précédent mais il comporte 2 matrices 4×4 , de même le modèle 22102.

Ces dispositifs sont particulièrement destinés à être incorporés dans des centraux téléphoniques privés, des systèmes de commutation de son ou d'image, ainsi que des systèmes d'interconnexion par bus multi-systèmes.

RCA FRANCE, 32, rue Fessart, 92100 Boulogne (tél. 603.87.87).

Service lecteur : inscrivez le n° 152.

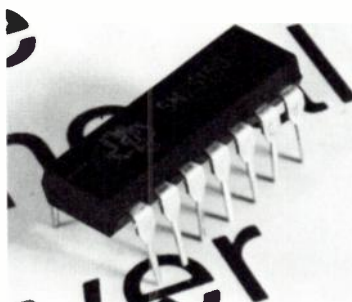
DOUBLE CIRCUIT DIFFÉRENTIEL DE COMMANDE DE LIGNE

Texas Instruments modèles SN 75159

Texas Instruments a développé sous la référence SN 75159, un nouveau dispositif réalisant la fonction de double circuit différentiel de commande de ligne, répondant à la norme EIA RS 422 et faisant appel à la technologie bipolaire.

Les sorties de ce circuit intégré étant en logique à 3 états, il est possible de brancher sur une même ligne de transmission plusieurs circuits SN 75159. Il fonctionne en source ou en puits de courant et peut fournir 40 mA sous des tensions nominales de 0,25 V (niveau bas) ou 3 V (niveau haut). Le temps moyen de transition est de 4 ns et le retard moyen atteint 13 ns.

Ce circuit est proposé en boîtier DIL à 14 broches en matière plastique ou en céramique.



TEXAS INSTRUMENTS FRANCE, La Boursidière, Bloc A, RN 186, 92350 Le Plessis Robinson (tél. 630.23.43).

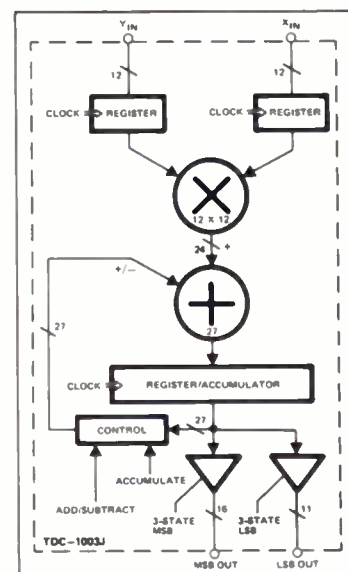
Service lecteur : inscrivez le n° 153.

MULTIPLIEUR-ACCUMULATEUR A 12 BITS

TRW modèle TDC 1003 J

La division «LSI Products» de TRW introduit sous la référence TDC 1003 J, un nouveau circuit intégré complexe réalisant la multiplication 12 bits $\times$ 12 bits et également l'accumulation des produits. Ce circuit présente la particularité de pouvoir soustraire au contenu de l'accumulateur, au lieu de l'additionner, le produit de la multiplication suivante. Ce dispositif contient les registres d'entrée de données. Les applications du TDC 1003 J concernent le filtrage numérique, et plus spécialement les trans-

formateurs de Fourier rapide, pour les multiplications complexes et pour l'incorporation dans des filtres récurrents ou non récurrents.



Caractéristiques :

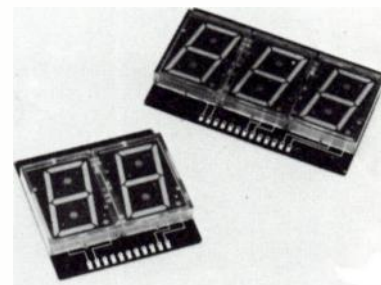
- multiplication 12 $\times$ 12 bits parallèle, complément à 2 ;
- accumulateur + ou - ;
- temps de multiplication et d'accumulation : 175 ns ;
- accumulateur à 27 bits ;
- technologie : bipolaire ;
- multiplication asynchrone ;
- résistant aux rayonnements ;
- sorties et entrées TTL ;
- sortie TTL à 3 états ;
- alimentation : 5 V sous 500 mA ;
- gamme de température : 0-70 °C.

TRW (USA). Représentation en France : REA, 90 rue de Villiers, 92301 Levallois-Perret (tél. 758.11.11).

Service lecteur : inscrivez le n° 154.

DISPOSITIFS D'AFFICHAGE NUMÉRIQUE

Litronix modèles DL 2130 et 3130



La firme américaine Litronix complète sa gamme de dispositifs d'affichage numérique à diodes électroluminescentes et de 25,4 mm de hauteur. Les modèles DL 2130 et 3130 sont respectivement des dispositifs à 2 et 3 caractères. Leur couleur

colloque
international
sur les
signaux
et les images
en médecine
et en biologie
international
conference
on signals
and images
in medicine
and biology
BIO SIGMA 78
paris 24-28 avril 1978

secrétariat général :
11 rue Hamelin
75783 Paris
Cedex 16 - France
☎ 505-14-27
✉ SYCELEC Paris 034
SYCELEC
Paris 611045 F

est rouge et les caractères comportent 7 segments. Ces dispositifs peuvent être associés de manière à présenter des résultats avec le nombre de caractères désiré. La luminosité par segment est de 1 mcd sous 20 mA et la chute de tension de 1,8 V.

LITRONIX (USA). Représentation en France : C P, 51 rue de la Rivière, 78420 Carrières sur Seine (tél. 914.61.36).

Service lecteur : inscrivez le n° 155.

DIODE LASER POUR TRANSMISSIONS PAR FIBRES OPTIQUES

Laser Diode Laboratories modèle IRE 160

La société Laser Diode Laboratories du groupe américain Valtec, introduit sous la référence IRE 160, une nouvelle diode laser émettant dans l'infrarouge et plus particulièrement destinée aux transmissions par fibres optiques. Cette diode rapide et à puissance d'émission élevée peut être livrée sur demande avec une queue de fibre optique.

Ce dispositif délivre une puissance optique de 500 μ W sous une longueur d'onde de 820 nm lorsqu'il est parcouru par un courant de 100 mA. Rappelons que cette diode a été mise au point et réalisée sous contrat de l'Armée américaine.



LASER DIODE LABORATORIES (USA), représentation en France : RMP, 18 rue d'Arras, 92000 Nanterre (tél. 782.56.71).

Service lecteur : inscrivez le n° 156.

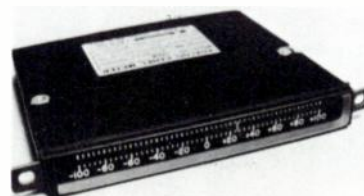
INDICATEURS ANALOGIQUES A SEMI-CONDUCTEURS

Bowmar modèles APM 2 et 4

La division «Instrumentation» de Bowmar présente une nouvelle gamme d'indicateurs analogiques entièrement électronique permettant d'afficher les valeurs mesurées à l'aide d'une barrette de diodes électroluminescentes.

Le modèle APM 2 comporte une barrette de 50 diodes, le modèle APM 4 une barrette de 100 diodes. Les dépassements de capacité sont indiqués par illumination d'un segment vert.

Le temps de réponse de ces indicateurs électroniques est très inférieur à celui de leurs homologues électro-mécaniques.



Caractéristiques :

- nombre de points :
50 pour le modèle APM 2 ;
100 pour le modèle APM 4 ;
- temps de réponse : 1 ms ;
- précision :
2 % pour l'APM 2 ;
1 % pour l'APM 4 ;
- impédance d'entrée : > 100 k Ω ;
- gamme de mesure : 1 V continu à pleine échelle (jusqu'à 75 V par sélection de résistances internes) ;
- calibrage et zéro accessibles par la face avant ;
- tension d'alimentation ± 15 V, ± 1 V, (± 10 V en option) ;
- consommation : 0,75 W ;
- gamme de température : 0-50 °C ;
- option : courant continu de 100 μ A à 10 A ; entrées différentielles, entrées en courant alternatif, barrette de diodes vertes avec indicateur de dépassement de couleur rouge, zéro central.

BOWMAR (CND). Représentation en France : ERN : 20 rue des Acacias, 75017 Paris (tél. 755.88.40).

Service lecteur : inscrivez le n° 157.

ONDULEURS STATIQUES

Technipower série NAC

La firme suisse Technipower du groupe Benrus, présente une nouvelle série de convertisseurs d'alimentation continu-alternatif destinés aux applications aéronautiques et marines sous environnement difficile.



Caractéristiques :

- tension continue d'entrée : 20-28 V ou 24-32 V ;
- tension de sortie : 115 V, 400 Hz ;
- régulation en fonction de la source : 1 % ;
- régulation en fonction de la charge : 1 % ;
- taux de distorsion : < 5 % ;
- rendement électrique : 70 % ;
- puissance de sortie : 50, 100, 250, 500 VA ;
- protection incorporée contre les courts-circuits ;
- garantie : 5 ans ;
- gamme de température : -20 à +80 °C.

TECHNIPOWER (CH). Représentation en France : Mesureur, 72 rue du Château des Rentiers, 75013 Paris (tél. 583.66.41).

Service lecteur : inscrivez le n° 158.

ALIMENTATION HAUTE TENSION

Brandenburg modèle 741

La firme britannique Brandenburg Ltd introduit sous la référence 741, un nouveau module d'alimentation délivrant à partir d'une tension continue comprise entre 26 et 30 V, + 15 kV sous 200 µA et + 600 V sous 2 mA. Ce module est principalement destiné à fournir la haute tension et la tension de concentration nécessaire au fonctionnement des dispositifs d'affichage à tube cathodique.

Ce module fait appel au principe de conversion à fréquence élevée (16 à 25 kHz) et le réglage ainsi que la régulation des tensions de sortie sont effectuées par contre réaction au niveau du circuit primaire. Notons également que cette alimentation peut être coupée ou mise en service à l'aide de signaux en logique TTL.

Caractéristiques :

- tension d'entrée : 26-30 V en courant continu ;
- tensions de sortie :
 - + 15 kV sous 200 µA ;
 - + 600 V sous 2 mA ;
- fréquence de conversion : 16 à 25 kHz ;
- régulation en fonction de la charge sur la sortie à + 15 V : 50 V pour une intensité variant de 0 à 400 µA et 15 V pour une intensité variant de 0 à 200 µA ;
- régulation en fonction de la tension d'entrée : une variation de la tension d'entrée : une variation de la tension d'entrée de 26 à 30 V provoque une variation de tension inférieure à 15 V sur la sortie à 15 kV ;
- ronflement :
 - 5 V crête à crête sur la sortie à 15 kV ;
 - 1,5 V crête à crête sur la sortie à 600 V ;
- résistance aux chocs : 30 g ;
- résistance aux vibrations : 1 g de 5 à 150 Hz ;
- dimensions : 146 x 100 x 68 mm.

BRANDENBURG Ltd (GB). Représentation en France : Sodilec, 7 avenue Louise, 93360 Neuilly Plaisance (tél. 927.38.07).

Service lecteur : inscrivez le n° 159.

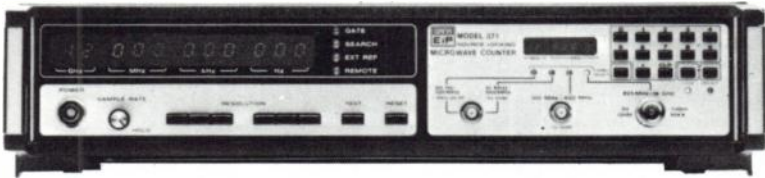
ALIMENTATIONS ALTERNATIVES DE PUISSANCE

Behlman Engineering

Le test, la mise au point ou le contrôle d'équipements électriques ou électroniques embarquables sur bateau ou sur aéronef nécessite la présence d'alimentations de puissance en courant alternatif adaptées délivrant des tensions alternatives à la fréquence voulue avec la puissance requise. A cette fin, la firme américaine Behlman Engineering Corporation a développé une famille d'alimentations de puissance qui se branchent sur le secteur et délivrent des tensions alternatives particulièrement stables mono, bi ou triphasées réglables à une fréquence ajustable.



2 COMPTEURS 18 GHz automatiques exceptionnels



EIP 371 COMPTEUR - SYNCHRONISATEUR A MICROPROCESSEUR

- 20 Hz à 18 GHz (option 20 GHz)
- Sensibilité - 30 dBm
- Tolérance FM 40 à 200.MHz
- Discrimination et présélection de fréquence
- Protection d'entrée 2 Watts

Ce compteur, associé à une source ou un vobulateur, stabilise celui-ci à mieux que 1.10-7 c'est-à-dire procure LA STABILITÉ D'UN SYNTHÉTISEUR.



EIP 451 MESURE D'UNE HYPERFRÉQUENCE EN IMPULSIONS-RADAR

- 925 MHz à 18 GHz (option 300 MHz)
- Sensibilité - 10 dBm jusqu'à 10 GHz
- Largeur minimum d'impulsion 100 ns
- Mesure de la fréquence en un point de l'impulsion
- Présélection et discrimination de fréquence
- Contre-mesure / P.T.D. / I.F.F.

CES DEUX COMPTEURS SONT PROGRAMMABLES EN BCD ET EN GPIB (IEEE 488 - 1975)



Electronics France s.a.

91, route des Gardes 92190 Meudon - Tél. (1) 027 75 75+

Lyon : (78) 52-42-10	Rouen : (35) 98-17-98	Toulouse: (1) 027-75-75
Nancy : (28) 29-11-17	Toulon : (94) 41-49-63	Vannes : (97) 66-77-58

Service Lecteur : inscrivez le n° 114

colloque
international sur
la fiabilité et
la maintenabilité
international
conference on
reliability and
maintainability

paris 19-22 juin 1978

secrétariat général :
11 rue Hamelin
75783 Paris
Cedex 16 - France
☎ 505-14-27
✉ SYCELEC Paris 034
SYCELEC
Paris 611045 F

Caractéristiques :

- gamme de puissances : 100 à 5 000 VA par phase selon les modèles ;
- gamme de tension : 36 à 260 V ;
- gamme de fréquence : 45 à 30 000 Hz (fixe ou variable) ;
- rendement énergétique : 70 à 75 % ;
- protection contre les surcharges thermiques et électriques incorporée avec réarmement automatique ;
- distorsion : < 0,5 %.

BEHLMAN ENGINEERING CORPORATION (USA). Représentation en France : Technitron, 8 avenue Aristide Briand, 92220 Bagneux (tél. 657.11.47).

Service lecteur : inscrivez le n° 160.

MÉMOIRE A CONVERSION DE BALAYAGE

Hughes Aircraft modèle 639 T



La firme américaine Hughes Aircraft annonce la commercialisation sous la référence 639 T, d'un nouvel équipement mémoire à conversion de balayage spécialement destiné à être utilisé avec les équipements terminaux graphiques de la série 4010 fabriqués par Tektronix.

Le 639 T reçoit et met en mémoire XY, les informations vidéo de n'importe quel terminal de la série 4010 et les restitue selon le standard de télévision à 625 lignes.

Parmi les caractéristiques intéressantes offertes par cet appareil, notons : le zoom permettant d'agrandir jusqu'à 6 fois n'importe quel champ de l'image, la focalisation dynamique assurant une résolution optimale de l'image entière, l'inversion de polarité d'image, la possibilité de visualiser une image sans scintillement, ni rafraîchissement pendant 30 mn au moins.

Le 639 T peut être utilisé pour obtenir une copie sur papier de l'image, pour la projection sur grand écran grâce à l'emploi de téléprojecteurs, etc.

HUGHES AIRCRAFT (USA). Représentation en France : Comsatec, 14 rue Baudin, 92300 Levallois-Perret (tél. 757.59.81).

Service lecteur : inscrivez le n° 161.

GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS DE PUISSANCE

Velonex modèle 345

La société Velonex présente un nouveau générateur d'impulsions de puissance destiné au test des interférences électro-magnétiques, à l'attaque de générateur d'ultra-sons, au test de composants magnétiques etc. Cet appareil délivre une puissance maximale de 5 kW avec un rapport cyclique de 1 % ; il possède un taux de répétition interne

ainsi qu'un réglage de la largeur d'impulsion et peut être attaqué extérieurement et servir comme amplificateur non linéaire d'impulsions externes.

Caractéristiques sur charge résistive de 200 ;

- tension de sortie :
1 kV sur la sortie directe ;
11,4 kW avec le tiroir transformateur d'impédance ;
- courant de sortie :
5 A sur la sortie directe ;
290 A avec le tiroir transformateur d'impédance ;
- puissance de sortie :
jusqu'à 5 kW avec un rapport cyclique de 1 % ;
jusqu'à 6 kW avec un rapport cyclique inférieur à 0,1 % ;
- temps maximal de montée : 35 ns ;
- temps maximal de descente : 35 ns ;
- largeur d'impulsion : réglable entre 80 ns et 10 ms ;
- taux de répétition : 1 Hz-100 kHz ;
- chute de tension : 0,005 %/μs ;
- protection incorporée contre les courts-circuits ;
- alimentation : réseau 220 V.

VELONEX (USA). Représentation en France : ETAT, 3 boulevard Saint Martin, 75003 Paris (tél. 271.90.09).

Service lecteur : inscrivez le n° 162.

CAPACIMETRE NUMÉRIQUE

Serelec

La firme française Serelec présente un nouveau capacimètre numérique manuel destiné à l'usage général.



Caractéristiques :

- résolution : 2000 points ;
- 4 gammes de mesure de 1 pF à 10 μF ;
1-1000 pF ;
2-20 nF ;
20-200 nF ;
0,2-10 μF ;
- précision : ± 1 % de la valeur lue, ± 0,5 % de la pleine échelle ;
- alimentation : réseau 220 V.

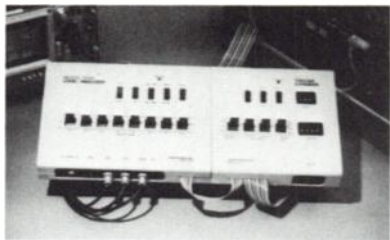
SERELEC, 3 rue d'Edimbourg, 75008 Paris (tél. 387.90.56).

Service lecteur : inscrivez le n° 163.

ANALYSEUR LOGIQUE

Paratronics modèle 100

La firme américaine Paratronics introduit un nouvel appareil permettant de transformer un oscilloscope en analyseur logique simple.



Cet appareil fonctionne sur 8 bits et a une capacité de stockage de 16 mots de 8 bits. Le mot de déclenchement est introduit à l'aide de clés et les résultats sont affichés sur le tube cathodique en format octal ou hexadécimal. Sa vitesse maximale est de 8 MHz. Le couplage à l'oscilloscope s'effectue en alternatif et en continu avec une commande d'extinction réglable jusqu'à 30 V.

Par ailleurs, Paratronics propose sous la référence 10, une unité d'extension qui, associée à l'analyseur 100 permet de porter à 24 bits la longueur du mot de déclenchement et d'introduire des retards allant jusqu'à 1000 pas de programme. Cette unité dispose d'un 25^e bit d'entrée dit de qualification permettant uniquement la saisie d'opérations particulières telles les écritures, les lectures ou la mise en mémoire.

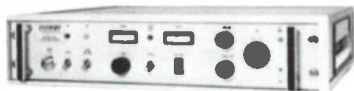
PARATRONICS (USA). Représentation en France : Eurotron, 34 avenue Léon Jouhaux, ZI 92160 Antony (tél. 668.10.59).

Service lecteur : inscrivez le n° 164.

SYNCHRONISATEUR HYPERFRÉQUENCE

Sage modèle 261.

La firme américaine SAGE présente un nouveau synchronisateur hyperfréquence permettant de transformer tout oscillateur hyperfréquence à balayage en un oscillateur local stabilité offrant une stabilité de 10⁻⁸ par seconde.



Le synchronisateur 261 comporte un résonnateur à quartz placé dans une enceinte thermostatée accordé électroniquement et associé à un circuit synthétiseur de fréquence couvrant de manière continue la bande 1-40 GHz.

La stabilité de l'ensemble peut être améliorée par le verrouillage de l'oscillateur interne à quartz sur un oscillateur externe à très haute stabilité délivrant un signal de 1, 2, 5 ou 10 MHz.

SAGE LABORATORIES Inc., 3 Huron Drive, Natick, MA 01760 (USA).

Service lecteur : inscrivez le n° 165.

CAPACIMETRE AUTOMATIQUE ET NUMÉRIQUE

ESP modèle 301 A

La firme britannique ESP présente un nouveau capacimètre numérique utilisant le principe de la mesure balistique. Cette

Les petites merveilles

Atténuateurs coaxiaux 8491 B - du continu à 18 GHz

- modèles à 3, 6, 10, 20, 30, 40, 50 et 60 dB
- excellent rapport prix/performances
- très bas TOS avec linéarité de phase supérieure dans le cas d'impulsions rapides et en large bande
- options APC-7, SMA, type N

Plus de 300 "petites merveilles" destinées aux mesures en hyperfréquences sont décrites dans un nouveau catalogue sur les guides et coaxiaux Hewlett-Packard. Vous pouvez obtenir votre exemplaire gratuitement en écrivant à l'adresse ci-dessous.



Z.I. de Courtabœuf, B.P. 70, 91401 Orsay Cedex - Tél. 907 78.25



méthode de mesure permet la mesure de capacité sur un large éventail de valeur allant de 1 pF à 1 F dans le cas de cet appareil et présente l'avantage de reproduire de très près le type de réponse transitoire rencontré dans les applications numériques. La précision de l'appareil est de 0,5 % et le changement de gamme automatique.



ELECTRONIC SERVICES AND PRODUCTS. Unit 2, Middle March, Long March Industrial Estate, Daventry, Northants (GB).

Service lecteur : inscrivez le n° 166.

ANALYSEUR LOGIQUE

Hewlett Packard modèle 1615 A

Hewlett Packard présente sous la référence 1615 A, un nouvel analyseur logique à commande par clavier destiné à l'étude, la mise au point ou le dépannage de systèmes numériques synchrones ou asynchrones.

Équipé d'un clavier, cet appareil fait appel au principe du « menu » qui permet à l'utilisateur de composer la séquence de mesure correspondant à ses besoins particuliers. La grande originalité du 1615 A réside dans le fait que les analyses sont effectuées dans le domaine des données et également dans le domaine temporel.

Il est ainsi possible de suivre des événements sur un grand nombre de voies (24 au maximum) à des cadences atteignant 20 MHz, en sélectionnant les champs d'exécution de programme. Les résultats sont affichés en clair sur l'écran et la mémoire de 256 mots de 24 bits permet de saisir au vol n'importe quel événement qui s'est produit durant les 255 cycles d'horloge suivant ou précédant un point de déclenchement. Un qualificateur d'horloge à 6 bits permet par ailleurs de saisir uniquement des données particulières correspondant soit à des opérations d'écriture, de lecture, d'entrée ou de sortie.

En mode temporel, les impulsions parasites sont détectées et capturées mais ne sont affichées que sur demande. Le 1615 A sépare les impulsions parasites du train de données et ces impulsions peuvent ainsi être intégrées dans une spécification de déclenchement.

Notons enfin que l'appareil fonctionne selon trois configurations différentes :

- analyseur d'état sur 24 canaux de 256 bits ;
- analyseur temporel sur 8 canaux de 256 bits ;
- analyseur d'état sur 16 canaux de 256 bits et analyseur temporel sur 8 canaux de 256 bits.

HEWLETT PACKARD, BP 70, 91401 Orsay (tél. 907.78.25).

Service lecteur : inscrivez le n° 167.

ENSEMBLE D'EXPÉRIMENTATION POUR FIBRES OPTIQUES

Augat modèle 698 OK 001 et 002



La firme américaine Augat introduit un ensemble d'expérimentation pour transmissions par fibres optiques. Cet ensemble est constitué par une source de lumière infrarouge émettant sur une longueur d'onde de 880 nm, un câble à fibres optiques de 5 m de long, un photodétecteur associé ou non à un préamplificateur-amplificateur dont les sorties sont compatibles avec la logique TTL. La vitesse maximale de transmission est de 5 M bits/s en numérique ; en analogique, la fréquence maximale de transmission est de 10 MHz. Cet ensemble s'alimente sous une tension unique de 5 V.

AUGAT SARL FRANCE : rue des Champs Lasnier, 91440 Bures sur Yvette (tél. 907.11.02).

Service lecteur : inscrivez le n° 168.

UNITÉ IMPRIMANTE THERMIQUE

Bowmar modèle TP 3210

La firme canadienne Bowmar présente une nouvelle unité imprimante à impression thermique caractérisée par une fiabilité élevée et un prix particulièrement intéressant. Cette unité est essentiellement destinée à être utilisée en instrumentation et en microinformatique.



Caractéristiques :

- 18 colonnes ;
- vitesse : 20 caractères/s ;
- 70 caractères ASCII ;
- temps moyen entre deux pannes : 3 M de caractères ;
- durée de vie : 1 M de lignes.

BOWMAR (CND). Représentation en France : E R N, 20 rue des Acacias, 75017 Paris (tél. 755.88.40).

Service lecteur : inscrivez le n° 169.

TERMINAL DE POCHE D'ENTRÉE-SORTIE DE DONNÉES

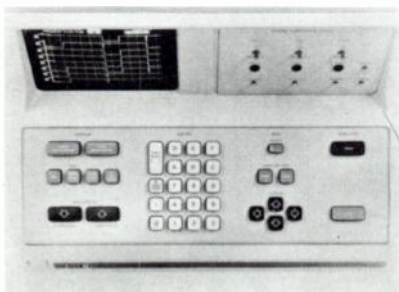
Gleichmann modèle Telekit

Dans de nombreuses applications de l'informatique et de la micro-informatique, l'utilisation d'un téléimprimeur n'est pas justifiée. Aussi, la firme d'Allemagne Fédérale Gleichmann a-t-elle développé un équipement d'entrée-sortie de données alphanumériques répondant à des besoins particuliers : microinformatique, saisie locale de données, instrumentation, etc. Cet appareil baptisé Telekit se présente sous la forme d'une calculatrice de poche à 36 touches permettant d'obtenir 64 caractères alphanumériques selon le code ASCII. Le Telekit incorpore un microprocesseur et dispose d'une unité d'affichage à 9 caractères, les entrées-sorties sont séparées par un coupleur opto-électronique. La vitesse de transmission est de 100 bauds (300 bauds sur demande). L'appareil qui mesure 75 x 155 x 25 mm s'alimente sous 5 V (400 mA) et — 12 V (140 mA).



GLEICHMANN AND Co, Wormser strasse 9, 6710 Frankenthal (D. Fédérale).

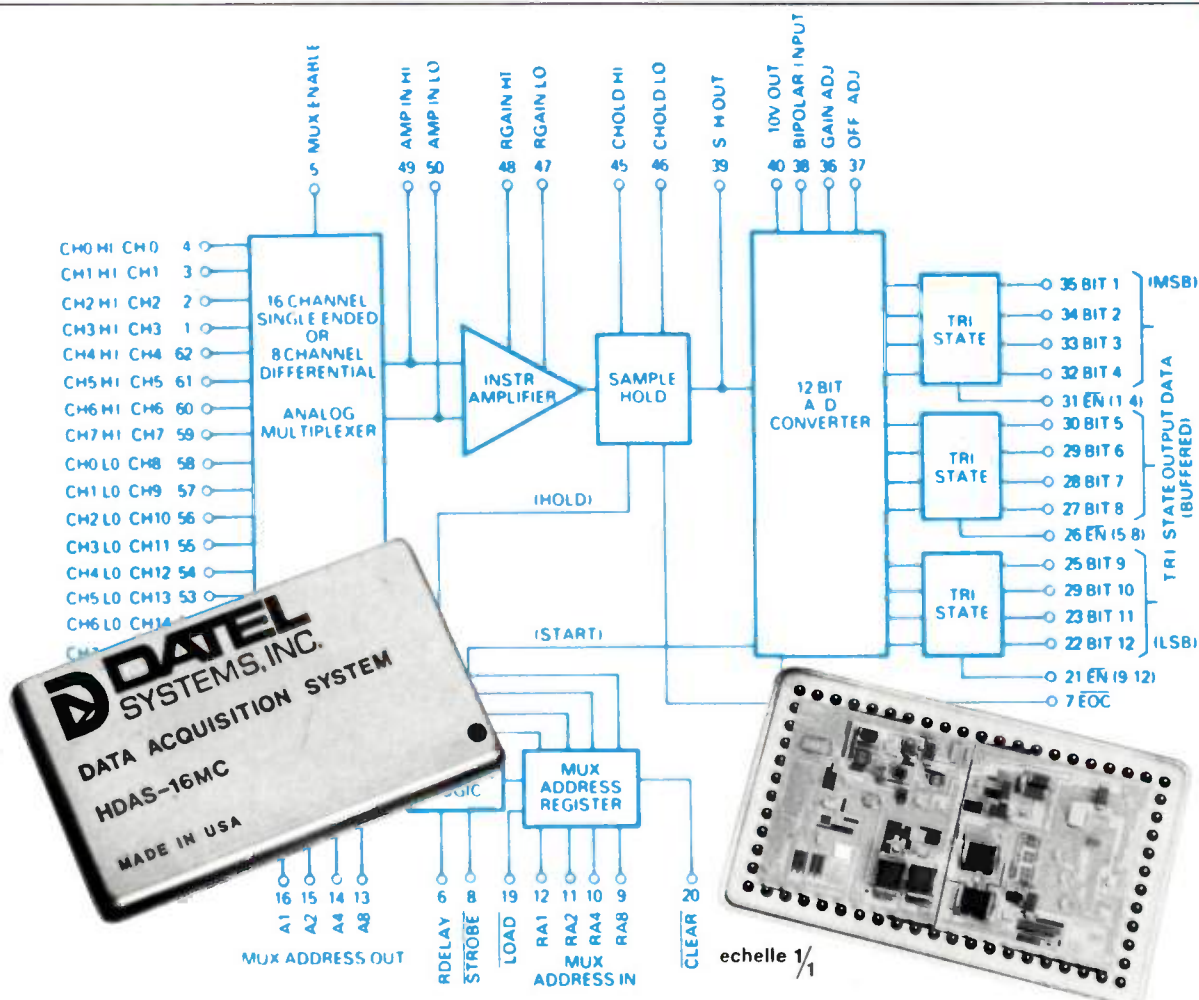
Service lecteur : inscrivez le n° 170.



UTILISEZ LE SERVICE LECTEUR

si vous désirez une documentation complète sur un ou plusieurs produits.

Dans chaque fascicule de l'Onde Électrique vous trouverez, en fin de volume, les cartes information mises à votre disposition.



Le HDAS : Premier système d'acquisition de données hybride 12 bits - 16 voies présenté sur le marché mondial.

Le HDAS est effectivement le premier système complet d'acquisition de données 12 bits - 16 voies réalisé en technologie hybride couche mince présenté sur le marché mondial. Il comprend : un multiplexeur CMOS, un ampli à gain programmable, un échantillonneur bloqueur, une référence, un convertisseur A/N 12 bits, un registre d'adresse et un circuit de contrôle logique, le tout dans un boîtier de 58,4 x 35,6 x 6,1 mm.

Le HDAS est disponible en 2 versions : le HDAS-16 à 16 voies asymétriques et le HDAS-8 à 8 voies différentielles avec la même vitesse de 50 kHz et la même résolution de 12 bits.

Des signaux bas niveau, issus de capteurs à partir de ± 10 mV pleine échelle peuvent être traités directement grâce à l'ampli à gain programmable interne.

Le HDAS est utilisable comme périphérique d'entrée de microprocesseur grâce à son interface entrée/sortie incorporée. Sa sortie logique 3 états lui permet de s'adapter directement au bus d'un microprocesseur de format 4,8 ou 16 bits. Les gammes de température d'emploi sont de : 0 + 70°C, - 25 + 85°C, et - 55 + 125°C.

Carte-Informations cerchez le n° 2-01.

DATEL SYSTEMS Leader en technologie de conversion et d'acquisition de données fabrique : convertisseurs A-N,N-A Multiplexeurs - Echantillonneurs bloqueurs - Amplificateurs opérationnels - Alimentations modulaires - Convertisseurs DC-DC - Voltmètres de tableau - Imprimantes - Compteurs - Data loggers - Systèmes d'acquisition - Enregistreurs - Lecteurs de cassette.

Nos représentants : Rhône-Alpes, Comtec Tél. : (78) 4861 87 - Sud Ouest, SPELEC Tél. (61) 62.34.72

nouveaux instruments et systèmes

L'AIP-40 : Une imprimante alphanumérique. 40 colonnes - 64 caractères.

L'AIP-40 est une imprimante compacte et autonome conçue et réalisée pour des systèmes de développement de microprocesseurs et pour terminaux de systèmes d'acquisition de données ; elle est proposée en 2 versions d'entrée : série ou parallèle. Equipée d'une matrice à impact 5 x 7, l'AIP-40 peut imprimer sur papier ordinaire 40 colonnes à la vitesse de 50 caractères/sec. L'entrée synchrone parallèle accepte des données 8 bits ASCII issues de minicalculateurs ou de microprocesseurs : les 3 versions à entrées séries proposées comprennent : un buffer série de 120 ou 200 caractères pour entrée asynchrone, des entrées 2 fils 20 mA (connexions télétape) et un interface RS 232 C (V 24). La vitesse est sélectionnée par strapp de 100 à 9.600 bauds ; un des modèles est équipé d'un moteur rapide pour avance du papier, les autres utilisent un seul moteur synchrone commandant la tête et l'avance du papier.

Pour les autres caractéristiques, signaux : caractères de double largeur, démarrage automatique (si absence de donnée pendant 3 sec.) ; durée de vie 400 millions de caractères, inversion automatique du ruban (impression 100.000 lignes). Dimensions 343 x 337 x 181 mm, poids 2,7 kg, alimentation 100, 115 ou 230 VAC/125 W.



Carte-Informations cerclez le n° 2-02

Le PDL 10 : Un data logger portable miniature.

Le PDL est un système d'acquisition de 10 voies analogiques ; logé dans un coffret miniature, il comprend :

- une imprimante thermique miniature sans encre,
- un voltmètre de tableau de 4 1/2 digits à affichage LED (circuit différentiel isolé jusqu'à 300 V de mode commun),
- une horloge à quartz,
- une multiplexeur à relais et un ampli à gain programmable permettent la sélection de la tension d'entrée pour chaque voie à $\pm 199,9$ mV, ± 1.999 V ou ± 19.999 V.

- Echantillonnage et impression contrôlés par horloge interne réglable en face avant (pour des périodes comprises entre 0 et 99 sec. ou min.) ; vitesse : 1 ligne/sec.
- Ses petites dimensions (133 x 216 x 305 mm) et son faible poids (5,8 kg) permettent de le positionner près des capteurs et appareils à tester. Précision totale : 0,01 % de la pleine échelle. Dérive du 0 : $\pm 1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ - dérive du gain $\pm 20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ avec 108 dB de RMC pour ± 20 V de VMC.
- Impédance d'entrée $M\Omega$.
- Tensions d'utilisation : 95 à 135 et 210 V à 250 VAC/30 W.



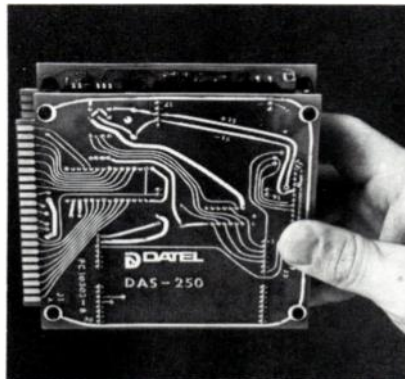
Carte-Informations cerclez le n° 2-03

Le DAS-250 : Module d'acquisition de données à très haute vitesse (250 kHz).

Le DAS-250 est un sousystème compact à très grande vitesse qui permet de convertir 16 voies analogiques à 250.000 échantillons/sec. sur 12 bits.

Il est particulièrement apte aux mesures des phénomènes rapides : chocs, vibrations etc... ; couplé à un minicalculetur rapide, il est idéal pour les équipements de test et les contrôles de processus. Sa compacité le rend utilisable en applications embarquées : essais de véhicules, de moteurs...

En périphérie d'entrée de mini et microprocesseurs le DAS-250 stocke un échantillon codé et son adresse de 4 bits ; le calculateur peut prendre en compte cet échantillon, pendant que la conversion suivante s'effectue.



Il peut fonctionner aussi en accès séquentiel ou aléatoire. Ce mode est particulièrement utile pour l'échantillonnage plus fréquent des signaux rapides. Par ailleurs les données converties sont transférées par des sorties 3 états, ce qui libère le bus calculateur pendant que d'autres périphériques l'utilisent.

Autres caractéristiques : précision globale $\pm 0,025$ % ± 1 LSB - Résolution : 12 bits binaire - Impédance d'entrée : 100 $M\Omega$ - Nombre de voies extensibles - Entrées de 0 à ± 10 V, ou ± 5 V - Consommation 6 W.

Carte-Informations cerclez le n° 2-04

Le DM-3100 L : Un nouveau voltmètre de tableau économique.

Le DM-3100 L est un nouveau voltmètre de tableau à entrée différentielle et correction automatique de zéro. Conçu pour l'affichage, son utilisation est simple et son prix avantageux (260 F par 100 pièces).

Ses principales caractéristiques sont : tension de mode commun : ± 2 V à 80 db de réjection - Coefficient thermique 50 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ - Précision 0,2 % - Tensions d'entrée ± 2 V DC avec possibilité d'adjonction interne d'un atténuateur - Impédance d'entrée : 100 $M\Omega$ - Circuits protégés jusqu'à ± 150 V à l'entrée - Vitesse : 3 conversions/sec. - Alimentation 5 V - 190 mA - Température d'utilisation 0 à 50° C. Le DM-3100 L comprend en outre un convertisseur CC-CC interne générateur des tensions négatives. Hauteur des afficheurs : 12,5 mm. Il est proposé en 2 versions : boîtier L : 7,6 x 5,5 x 4,5 cm, soit boîtier N : 6,4 x 8,2 x 2,4 cm.



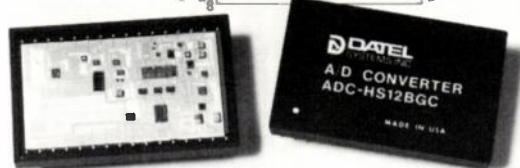
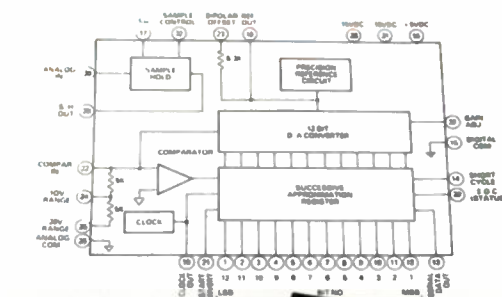
Carte Informations cerclez le n° 2-05

nouveaux composants et modules

L'ADC-HS 12 B : Un convertisseur A/N 12 bits avec échantillonneur bloqueur incorporé.

Ce nouveau convertisseur réalisé en technologie couche mince contient son propre circuit échantillonneur-bloqueur ; de ce fait il n'est donc plus nécessaire, comme c'était le cas dans la plupart des applications des convertisseurs A/N, d'ajouter en tête un échantillonneur-bloqueur (destiné à réduire le temps d'échantillonnage et donc à augmenter la bande passante des signaux).

L'ADC-HS 12 B utilise la technique d'approximation successive et code le signal d'entrée en 8 μ sec. sur 12 bits de résolution ; l'échantillonneur acquiert un signal de 10 V en 6 μ sec. En introduisant un retard de 1 μ sec., entre la commande de mémorisation et le start de conversion, sa vitesse est de 66 kHz pour un changement pleine échelle de l'entrée analogique. En applications « poursuite/conversion » et pour des variations plus faibles de l'entrée, la vitesse peut atteindre 100 kHz. Temps d'ouverture 50 nanosec. Entrées : 0 + 5 V, 0 + 10 V., $\pm 2,5$ V, ± 5 V, ± 10 V - Imp. d'entrée : 100 M Ω - Coef. term. 20 ppm/ $^{\circ}$ C - Sortie série et paral. : complément binaire et offset binaire - Présentation en boîtier DIP 32 broches - Versions civile et militaire disponibles.



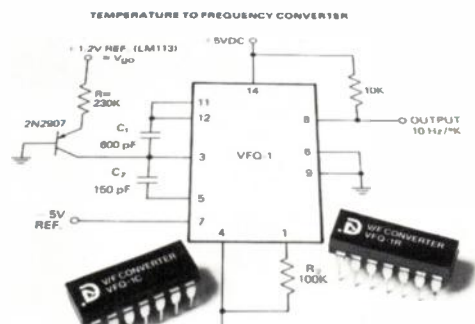
Carte-Informations cercliez le n° 2-06

Le VFQ-1: Un nouveau convertisseur V/F économique.

Ce nouveau convertisseur tension/fréquence monolithique permet d'obtenir des fréquences de sortie de 10 ou 100 kHz pleine échelle en signaux carrés ou rectangulaires.

Il comprend un intégrateur, un comparateur, un circuit de retard, un commutateur, un diviseur, et 2 drivers de sortie. Ses principales applications sont : transmission de données, isolation des signaux H.T., conversion $^{\circ}$ C/F, intégrateurs à long terme et oscillateurs contrôlés.

Il est proposé en 2 versions : le VFQ-1C 0 à 70 $^{\circ}$ C en boîtier DIP plastique, le VFQ-1R - 25 + 85 $^{\circ}$ C en boîtier céramique. Caractéristiques communes : linéarité 0,05 % max. à 10 kHz pleine échelle, et 0,25 max. à 100 kHz ; linéarité garantie jusqu'à 0 - Coeff. de température du gain 25 ppm/ $^{\circ}$ C typ. - Courant d'entrée 0 à + 10 μ A avec 500 % de dépassement possible - Alimentation ± 4 à $\pm 7,5$ V à 4 mA.



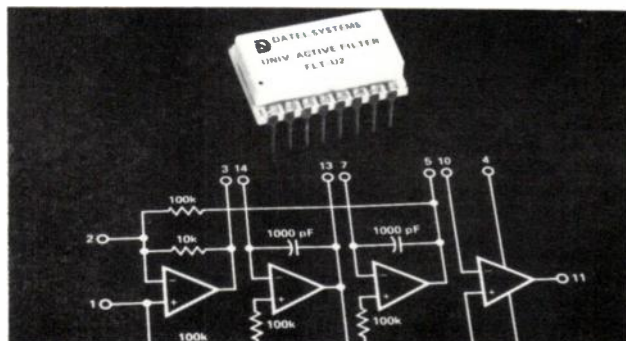
Carte-Informations cercliez le n° 2-07

Le FLT-U2: Un filtre actif en technologie hybride.

Le FLT-U2 est un filtre universel qui comprend 4 ampli opérationnels : 3 pour l'obtention d'une fonction de transfert du 2 $^{\circ}$ ordre, les fonctions passe bas, passe haut et passe bande étant simultanément présentés sur les 3 sorties, le 4 $^{\circ}$ pouvant être utilisé comme ampli. de sommation avec gain, buffer au pôle supplémentaire.

Précision 5 % entre 0,001 Hz et 200 kHz ; Q de 0,1 à 1.000 - Alimentation : ± 5 V à ± 18 V - Temp. d'emploi : 0 à 70 $^{\circ}$ C - Présentation en boîtier DIP 16 broches.

L'utilisation des FLT-U2 permet une réduction considérable des temps d'étude et, combinés avec des composants extérieurs, permet la réalisation de filtres Butterworth, Bessel, Tchebichev ou Elliptic. Enfin leurs tensions de ± 12 V en entrée et de ± 10 V en sortie sont compatibles avec : ampli op., multiplexeurs, échantillonneurs, convertisseurs A/N.



Carte-Informations cercliez le n° 2-08

CARTE-INFORMATIONS
à retourner affranchie à 1 F à

DATEL
SYSTEMS

11 avenue Ferdinand-Buisson
75016 PARIS

nouveaux composants et modules

2 nouvelles alimentations à sortie triple.

Ces deux nouvelles alimentations modulaires à sortie triple assurant une bonne régulation sur la ligne et à faible bruit sont particulièrement recommandées pour alimenter tous circuits logiques et analogiques tels que : convertisseurs A/N ou N/A, échantillonneurs-bloqueurs... ou d'autres combinant logique et analogique. Dans de nombreux cas elles permettent d'éviter l'utilisation de 2 alimentations séparées. Sorties ± 12 V ou ± 15 V à 500 mA. et $+ 5$ V à 500 mA. Température d'emploi : $- 25^{\circ}\text{C} + 70^{\circ}\text{C}$. Présentation en boîtier de 8,75 x 6,25 x 3,9 cm.

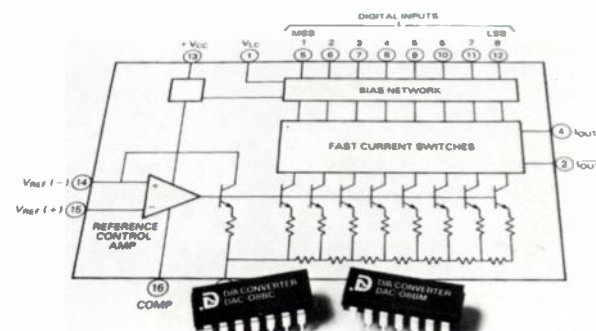


Carte-Informations cercelez le n° 2-09

Le DAC 08 : Un multiplieur numérique-analogique rapide.

Ce circuit monolithique convertisseur est disponible en version civile $0 + 70^{\circ}\text{C}$ et militaire $- 55 + 125^{\circ}\text{C}$. Le temps d'établissement en sortie est rapide : 85 nanosec. pour une variation de la pleine échelle. Sa linéarité est garantie à $\pm 1/2$ LSB.

Il comprend : 8 commutateurs de courant, un réseau R-2R à faible coefficient de température 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Une source de courant extérieur programme le facteur d'échelle du DAC, ce qui permet son utilisation en multiplieur 2 ou 4 quadrants. La sortie courant présente une "compliance" élevée - 10 à $+ 18$ V. Alimentation de $\pm 4,5$ V à ± 18 V à 4 mA. Compatibilité TTL/DTL, CMOS et HNIL. Présentation : boîtier DIP 16 broches.

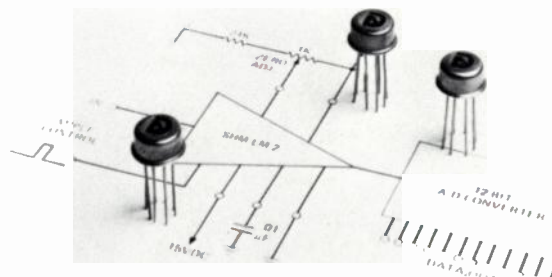


Carte-Informations cercelez le n° 2-10

Le SHM LM2 : Echantillonneur économique.

Ce circuit d'échantillonnage est recommandé pour compléter un convertisseur analogique/numérique de résolution 12 bits. Il nécessite uniquement une capacité extérieure de mémorisation. Sa configuration est celle d'un ampli-suiveur de gain 1. Son temps d'acquisition est de $6 \mu\text{sec}$. pour une tension de 10 V avec une précision de 0,01 %. (avec un condensateur de 1000 pF).

Le temps d'ouverture est de 100 nsec, la bande passante de 1 MHz et l'impédance d'entrée de 100 M Ω . La commande logique d'échantillonnage peut-être programmée pour accepter différents niveaux : TTL, CMOS, etc... et fonctionnera sur des impulsions positives ou négatives.



Carte-Informations cercelez le n° 2-11

M..... Fonction.....

Entreprise..... Service.....

Adresse.....

Ville..... Code postal..... Tél..... poste.....

Souhaite sans engagement, ni frais,

☐ Recevoir le catalogue Datel 1978

☐ Recevoir une documentation plus complète sur les produits-numéros suivants :

n° 2-01 n° 2-02 n° 2-03 n° 2-04 n° 2-05 n° 2-06 n° 2-07 n° 2-08 n° 2-09 n° 2-10 n° 2-11

☐ Recevoir régulièrement Datel Systems Informations (abonnement gratuit)

☐ Avoir la visite d'un ingénieur Datel pour le problème suivant :



Acoustic imaging : cameras, microscopes, phased arrays, and holographic systems,

G. WADE,
Plenum Press, New York, 1976, 325 p.,
ISBN 0-306-30914-9.

The propagation of acoustic waves, Byron B. Brenden (20 p.). - Historical perspectives, G. Wade (22 p.). - Introduction to acoustic imaging systems, Lawrence W. Kessler (22 p.). - Speckle and sensitivity in modern systems, G. Wade (14 p.). - Scanned acoustic holography, Byron B. Brenden (20 p.). - Liquid surface holography, Byron B. Brenden (12 p.). - Theory on imaging with arrays, Albert Macovski (16 p.). - Integrated electronics for acoustic imaging arrays, James D. Meindl (62 p.). - Bragg-diffraction imaging, G. Wade (40 p.). - Imaging with dynamic-ripple diffraction, Lawrence W. Kessler (12 p.). - Imaging using lenses, C. F. Quate (66 p.). - Applications and general conclusions, C. F. Quate (8 p.). - References (4 p.). - Subject index (6 p.).

Liste d'équivalences circuits intégrés,

G. FELETOU,
Éditions Radio, Paris, 1976, 144 p.,
ISBN 2-7091-0666-3.

Circuits intégrés linéaires : Liste des circuits intégrés à remplacer (18 p.). - Fonctions des remplaçants (6 p.). - Boîtiers des remplaçants (14 p.). - Circuits intégrés logiques : Liste des circuits intégrés à remplacer (40 p.). - Fonctions et caractéristiques essentielles des remplaçants (10 p.). - Boîtiers des remplaçants (4 p.). - Brochages des remplaçants (41 p.).

Microprocessing and microprogramming,

J. WILMINK, M. SAMI et R. ZAKS,
2nd Euromicro symposium, october 12-14, 1976, Venise,
North Holland, Amsterdam, 1977, 335 p.,
ISBN 0-7204-0557-2.

Keynote session (6 p.). - Microprocessor design (28 p.). - Micro-programming : models (22 p.). - Specialized hardware (18 p.). - Multimicroprocessor array's (24 p.). - Multimicroprocessor architectures (10 p.). - Microprocessor controlled minicomputer networks (16 p.). - Multiprocessor implementation (22 p.). - Micro-programming : implementation (26 p.). - Multimicroprocessor internal communications (14 p.). - Philosophy of microprocessor software development (24 p.). - Microprocessors for control purposes (20 p.). - Design approaches (20 p.). - Microprocessor software support systems (16 p.). - Multi-microprocessors for mathematical computations (22 p.). - Microprocessor controlled data transmission (12 p.). - Signal processing applications (16 p.). - Panel discussions (1 p.). (3 p.). - Errata : Authors addresses, session chairmen addresses (2 p.).

Fortran IV,

J. F. PHELIZON,
Economica, Paris, 1976, 69 p.,
ISBN 2-7178-0066-2.

Chapitre I : Principes de la programmation (8 p.). - Chapitre II : Représentation symbolique des expressions algébriques (12 p.). - Chapitre III : Comment modifier l'ordre naturel des instructions ? (10 p.). - Chapitre IV : Communications des données et impression des résultats (14 p.). - Chapitre V : Sous-programmes et compléments (12 p.). - Conclusion (4 p.). - Bibliographie (2 p.). - Index (6 p.).

Décomposition spectrale et opérateurs,

D. HUET,
P U F, Paris, 1976, 149 p.

Introduction (4 p.). - Notations. Opérateurs linéaires. Ad-joints (8 p.). - Théorèmes de représentation (24 p.). - Théorème spectral (32 p.). - Définitions et propriétés de T^* , $0 \leq x \leq 1$. Espaces intermédiaires entre espaces de Hilbert (12 p.). - Sommes et intégrales hilbertiennes (27 p.). - Théorème d'interpolation et perturbations singulières (29 p.). - Exercices (6 p.). - Bibliographie.

Applications of holography and optical data processing. Pro-ceedings of the international conference,
Jérusalem, August 23-26, 1976,

E. MAROM, A. A. FRIESEM et E. WIENER-AVNEAR,
Pergamon Press, Oxford, 1977, 723 p.,
ISBN 0-08021625-0.

List of participants. Editor's preface. Opening session. Chair-man : A. A. Friesem. Recent Trends in Holography and Optical Data Processing - E. N. Leith (6 p.). - Image processing I (36 p.). - Image processing II (28 p.). - Image processing III (22 p.). - Image processing IV (36 p.). - Interferometry (38 p.). - Holographic interferometry I (56 p.). - Holographic interferometry II (44 p.). - Holographic interferometry III (50 p.). - Speckle patterns (36 p.). - Recording materials (46 p.). - Holographic devices and techniques (36 p.). - Devices and techniques (62 p.). - Optical elements (34 p.). - Pattern recognition (24 p.). - Bio-medical applications (48 p.). - Measuring methods I (38 p.). - Measuring methods II (30 p.). - Non-optical holography (44 p.). - Author index (2 p.). - Subject index (4 p.).

Impact wear of materials,

P. A. ENGEL,
Elsevier, Amsterdam, 1976, 339 p.,
ISBN 0-444-41533-5.

Considerations of friction and wear (28 p.). - Methods of per-cussive impact analysis (31 p.). - Impact response of engineering surfaces (44 p.). - Erosion by solid particles : Ductile and brittle theories (25 p.). - General aspects of solid particle erosion (30 p.). - Experimental background of percussive impact wear (21 p.). - The zero impact wear model (26 p.). - Measurable impact wear theory (38 p.). - Impact wear in the plastic stress range (20 p.). - Impact wear through flexible media (27 p.). - Liquid erosion (29 p.). - Appendix 1 : Computer programs in apl programming language (3 p.). - Appendix 2 : Elastic contact solutions (4 p.). - Appendix 3 : Hardness tests (3 p.). - Appendix 4 : Surface texture (1 p.). - Author index (4 p.). - Subject index (4 p.).

Introduction to optical electronics,

A. YARIV,
Holt Rinehart and Winston, New York, 1976 (2ème édition),
438 p.,
ISBN 0-03089892-7B.

Electromagnetic theory (17 p.). - The propagation of rays and spherical waves (11 p.). - Propagation of optical beams in homo-geneous and guiding media (29 p.). - Optical resonators (30 p.). - Interaction of radiation and atomic systems (25 p.). - Theory of laser oscillation (44 p.). - Some specific laser systems (41 p.). - Second-harmonic generation and parametric oscillation (47 p.). - Electrooptic modulation of laser beams (26 p.). - Noise in optical detection and generation (27 p.). - Detection of optical radiation (39 p.). - Interaction of light and sound (17 p.). - Propagation, modulation and oscillation in optical dielectric waveguides (49 p.). - Two laser applications (12 p.). - Appendix A : Unstable resonators-electromagnetic analysis (4 p.). - Appendix B : Mode locking in homogeneously broadened laser systems (8 p.). - Appendix C : The electrooptic effect in cubic 43 m crystals (4 p.). - Author index (3 p.). - Subject index (4 p.).

(Suite page 34).



- Tubes hyperfréquences
- Tubes de puissance et de commutation Machlett
- Tubes industriels et militaires
- Sous-ensembles hyperfréquences
 - ferrite
 - état solide
- Transistors hyperfréquences
- Composants hyperfréquences
- Composants mécaniques
- Composants magnétiques
- Instruments et calorimètres.
- Tubes cathodiques spéciaux.

GISCO vous invite à lui rendre visite à
HYPER 78
 17-20 janvier 1978
 U.S. TRADE CENTER

GISCO représente aussi



GISCO s.a.r.l.
 40 - 42, rue Mirabeau
 94200 IVRY-SUR-SEINE
 TELEX 204702 F

GISCO

Tél. : 670.11.58

Service Lecteur : inscrivez le n° 117

oe

LIVRES REÇUS

Computer aided design of surface acoustic wave devices,

J. H. COLLINS et L. MASOTTI,
Elsevier, Amsterdam, 1976, 308 p.,
 ISBN 0-444-41476-2.

Saw propagation in piezoelectric solids (24 p.). - Basics of the Saw interdigital transducer (39 p.). - Bulk wave generation by the IDT (18 p.). - Multistrip couplers (29 p.). - Basics of Saw frequency filter design : a review (22 p.). - Interdigital transducer techniques for specialised frequency filters (22 p.). - The design of Saw dispersive filters using interdigital transducers (22 p.). - Design of reflective-array surface wave devices (22 p.). - Surface acoustic wave oscillators (20 p.). - Pattern generation and replication for Saw devices (19 p.). - Saw signal transform techniques (28 p.). - Key signal processing functions performed with surface acoustic wave devices (25 p.). - Comments of the Chairmen (14 p.). - Biographies of invited speakers (3 p.).

Stochastic processes in queueing theory,

A. A. BOROVKOV,
Springer Verlag, New York, 1976, 280 p.,
 (Coll. Applications of mathematics n° 4),
 ISBN 0-387-90161-2.

Introduction (3 p.). - Systems with queues and service of type one (60 p.). - Some boundary problems for processes continuous from below with independent increments. Their connection with the distribution of $w(t)$ (21 p.). - Boundary problems for sequences with independent increments and factorization identities (18 p.). - Properties of the supremum of sums of independent random variables and related problems of queueing theory (58 p.). - Multi-channel queueing systems (24 p.). - The systems $\langle G, G, G/\infty, 1 \rangle$ with an infinite number of service channels (17 p.). - Systems with refusals (33 p.). - Systems with autonomous service. - Appendices. - Appendix 1. Some theorems from renewal theory (6 p.). - Appendix 2. Factorization in the ring and some theorems associated with It (9 p.). - Appendix 3. The Wiener-Lévy theorems and the asymptotic behavior of the coefficients of absolutely convergent series (3 p.). Appendix 4. Estimates for the distributions of sums of independent random variables (6 p.). - List of basic notation (2 p.). - Bibliographical notes (4 p.). - Bibliography (3 p.). - Author index (1 p.). - Subject index (3 p.).

Programming electronic switching systems,

M. T. HILLS et S. KANO,
Peter Peregrinus, Stevenage, 1976, 207 p.,
 ISBN 0-90122380-8,
 (IEE Telecommunications séries 3).

Introduction to s.p.c. systems (20 p.). - Principles of programming s.p.c. exchanges (27 p.). - Characteristics of telecommunication programming (30 p.). - Programming languages in telecommunication software engineering (30 p.). - Data facilities in the existing programming languages (53 p.). - Language features and their relevance to telecommunications programming (25 p.). - Conclusion (5 p.). - References (4 p.). - Appendix (10 p.). - Index (2 p.).

Automata,

D. HOPKIN et B. MOSS,
Mac Millan Press, London, 1976, 170 p.,
 ISBN 0-333-21217-7.

Introduction (4 p.). - Finite automata (31 p.). - Intermediate automata (31 p.). - Turing machines and computable functions (43 p.). - Computability (20 p.). - Appendix A : Logic (29 p.). - Appendix B : Biographical notes (6 p.). - References (2 p.). - Further reading (1 p.). - Index (2 p.).

Control engineering : theory, worked examples and problems,

R. V. BUCKLEY,

Mac Millan Press, London, 1976, 112 p.,
ISBN 333-19776-3.

Transfer functions (13 p.). - Block diagrams (12 p.). - Signal flow graphs (9 p.). - Steady-state and transient response (12 p.). - Nyquist analysis and stability (12 p.). - The bode diagram (17 p.). - Nichols chart analysis (9 p.). - The root locus plot (16 p.). - Miscellaneous problems (5 p.). - Appendix A : Block diagram theorems (3 p.). - Appendix B : M-circle data ; N-circle data (1 p.). - Appendix C : Root locus plots (2 p.). - Bibliography.

Electrostatics in the electronics environment,

C. E. JOWETT,

Mac Millan Press, London, 1976, 130 p.,
ISBN 0-333-19495-0.

Introduction (6 p.). - Dielectrics : Effects of high static voltage (22 p.). - Static at dielectrics and materials interfaces (8 p.). - Static electrification of solids (18 p.). - Effects of static electrification on MOS devices (16 p.). - Static charge effects on thick film resistors (8 p.). - Static electrification hazards (8 p.). - Protection from static electricity (8 p.). - Appendix 1 : Static electrification hazard experiments (12 p.). - Appendix 2 : Experiments on MOS devices gate protection (7 p.). - Appendix 3 : Accepted electrostatic values (3 p.). - Appendix 4 : Sample calculation for the experimental failure of a device due to a simulated discharge of static electricity (3 p.). - Appendix 5 : Example of the calculations needed to predict the approximate electrostatic voltage which will cause failure of an integrated circuit (6 p.). - Bibliography (3 p.). - Index (1 p.).

Solid state circuit design. User's manual,

M. MANDL,

Reston Publishing Co, Reston, 1977, 263 p.,
ISBN 0-87909-784-1.

Circuit bias and other basics (20 p.). - Transistor characteristics and parameter factors (25 p.). - Amplifier circuits (39 p.). - R-F amplification (53 p.). - Oscillator circuits (20 p.). - Special circuits (25 p.). - Integrated circuits (ICs) and modules (39 p.). - Power supplies (37 p.). - Appendices. - Index (4 p.).

Modern guide to digital logic : Processors, memories and interfaces,

Blue ridge summit, TAB Books, 1976, 293 p.,

ISBN 0-8306-6709-1 (hardbound ed.),
ISBN 0-8306-5709-6 (paperbound ed.).

Modern digital systems (9 p.). - Schottky transistor/transistor logic (65 p.). - High-speed emitter-coupled logic (17 p.). - MECL 10,000 vs schottky TTL (18 p.). - Designing with MECL 10,000 (69 p.). - MSI/LSI schottky TTL processors (19 p.). - High-noise-immunity logic (27 p.). - Using and interfacing CMOS logic (20 p.). - The microprocessor revolution (8 p.). - Modern bipolar and MOS memory systems (24 p.). - Index (6 p.).

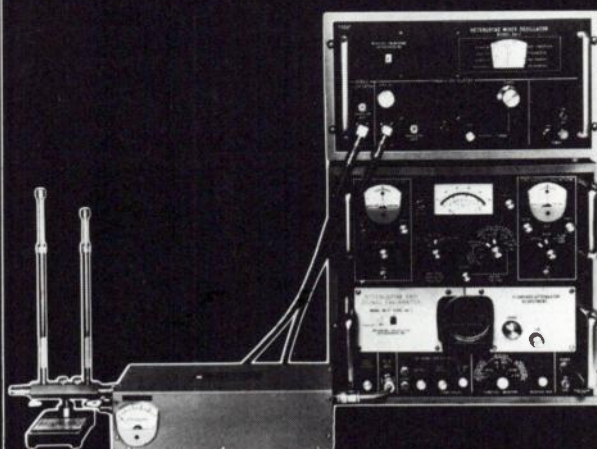
Studies in probability and statistics,

E. J. WILLIAMS,

North Holland, Amsterdam, 1976, 171 p.,
ISBN 0-7204-0434-7

Probability distributions and stochastic processes (76 p.). - Statistical inference (40 p.). - Miscellaneous applications (42 p.).

(Suite page 36).

**WEINSCHTEL
ENGINEERING****La précision
dans la mesure
d'atténuation****Système VM 3
à fréquence fixe (→ 40 GHz)**

précision à 20 dB $\pm$ 0,02 dB
60 dB $\pm$ 0,07 dB
100 dB $\pm$ 0,50 dB
mesure de fuite jusqu'à 140 dB

**Système 1810 A
en wobulation**

jusqu'à 18 GHz : précision $\pm$ 0,02 dB
30 dB de dynamique avec le détecteur 1870
60 dB de dynamique avec la tête 752

**kontron electronique**B.P. 99 - 6, rue des Frères Caudron
78140 Vélizy-Villacoublay
Tél. 946.97.22 - Télex 695 673

BB 126



SQUID : Superconducting quantum interference devices and their applications. Proceedings of the international conference on superconducting quantum devices,

H. D. HÄHLBOHM et H. LÜBBIG,

Berlin West, October 5-8 1976, *

Walter de Gruyter, Berlin, 1977, 606 p.,

ISBN 3-11006878-8.

Theory of superconducting phase coupling : Theory of phase coherence in SQUID's. H. Lübbig (28 p.). Investigation of the validity of generalizations of the adiabatic Josephson equation for a local junction by asymptotic expansions. W. A. Schlup (6 p.). - A self-consistent model of the Josephson junction. H. Ohta (16 p.). - Order parameter relaxation and Josephson effects in superconducting weak links. A. Baratoff, L. Kramer (12 p.). - Junction fabrication techniques ; junction fabrication techniques. T. Van Duzer (30 p.). - Preparation of variable thickness microbridges using electron beam lithography and ion etching. R. D. Sandell, G. J. Dolan, J. E. Lukens (8 p.). - Real junction properties ; properties of real junctions. J. E. Mercereau (32 p.). Some properties of long superconducting threads formed in monocrystalline silicon. S. Benacka, L. Bezakova, S. Gazi, J. Palaj (14 p.). - AC Josephson effect in long superconducting threads in static magnetic field. S. Benacka, S. Takacs, L. Bezakova, S. Gazi (18 p.). - Voltage current characteristics of superconducting to normal metal point contacts in an rf-field (6 p.). - Measurement of the $\cos \Phi$ term in Josephson tunneling (8 p.). - Effects in high critical current density Josephson tunnel junctions (14 p.). Anomalous thermoelectric effects in point contact tunnel junctions (14 p.). - Low frequency applications : Current performance of superconducting quantum interference devices (12 p.). - A variable temperature high sensitivity SQUID magnetometer (14 p.). - Flux creep of superconductors measured with a SQUID system (10 p.). - A magnetic excited state in oxy haemoglobin A detected with an rf-SQUID-magnetometer (6 p.). - High temperature application of SQUID voltmeter (12 p.). - Use of persistent supercurrents in SQUID current stabilisers and their application to a resistivity measurement on niobium and a portable voltage standard (10 p.). - The use of resistive SQUID's for calorimetry (10 p.). - Possible cryocoolers for SQUID magnetometers (10 p.). - On limiting magnetic field sensitivity of superconducting quantum interferometer with two Josephson junctions (6 p.). - An integrated thin film gradiometer based on a dc SQUID (8 p.). - A cryodevice for induction monitoring of dc electron on ion beams with nano-ampere resolution (6 p.). - A SQUID comparator bridge for low-to-cryoresistor measurements (6 p.). - High frequency applications : Superconducting devices for millimeter and submillimeter wavelengths (16 p.). - A closed loop broadband microwave operated SQUID (10 p.). - A numerical treatment of the lumped model of an rf biased SQUID by means of a hybrid computer (6 p.). - Rf power measurements using quantum interference in superconductors (10 p.). - An analysis of the low inductance ac-SQUID operated as a dc-magnetometer in a mixing mode (16 p.). - High frequency properties of stable Nb-Nb oxide-Pb Josephson tunnel junctions (14 p.). - Noise : Noise limitations of rf SQUIDS. R. A. Buhrman (38 p.). - Optimum response and damping of Josephson junctions. C. D. Andriesse (6 p.). - Communication systems : SQUID magnetometers for submarine communications at extremely low frequencies. J. R. Davis, M. Nisenoff (46 p.). - Singal processing : Complete linear equivalent circuit for the SQUID. G. J. Ehnholm (16 p.). - Two junctions SQUID using a sampling technique. P. Gutmann (10 p.). - Rf SQUID in the non hysteretic mode : the phase modulation of the tank voltage. S. N. Erne (8 p.). - Computer elements : SQUIDs as computer elements. P. Wolf (22 p.). - Switching between two different vortex modes in Josephson junctions. S. Hasuo, T. Imamura, K. Dazai (14 p.). - Switching dynamics of Josephson junction logic circuits. H. W. Chan, B. T. Ulrich, T. Van Duzer (12 p.). - Superconducting neuromime : a Josephson junction model neuron. B. T. Ulrich (12 p.). - Dynamics of flux transitions in the SQUID for the hysteretic case. S. N. Erne, H. Lübbig (8 p.). - Summary and conclusions : Summary and conclusions. J. Clarke (8 p.). - Subject Index (10 p.). - Author Index (1 p.).

Discrete mathematical models with applications to social biological and environmental problems,

F. S. ROBERTS,

Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1976, 559 p.,

ISBN 0-13214171-X.

Introduction : The scope of the book (6 p.). - 1. Mathematical models (13 p.). - 2. Graphs (44 p.). - 3. Applications of graphs (112 p.). - 4. Weighted digraphs and pulse processes (82 p.). - 5. Markov chains (106 p.). - 6. n -Person games (61 p.). - 7. Group decisionmaking (48 p.). - 8. Measurement and utility (76 p.). - Author index (2 p.). - Subject index (8 p.).

Broadcast engineering and maintenance handbook,

P. S. FINNEGAN,

Blue Ridge summit, TAB, 1976, 532 p., Bordas,

ISBN 0-8306-6852-8.

Typical broadcast systems (27 p.). - Maintenance techniques (34 p.). - Planning and installation (33 p.). - Audio characteristics and problems (42 p.). - The control room (45 p.). - Peripherals (37 p.). - Remotes (38 p.). - Program automation (26 p.). - The transmitter (52 p.). - Coax transmission line (30 p.). - Tower and antenna (34 p.). - Required inspections (20 p.). Tests and measurements (26 p.). - Proof of performance (50 p.). - Appendix A (19 p.). - Appendix B (4 p.). - Index (6 p.).

Systèmes d'exploitation des ordinateurs. Principes de conception,

CROCUS,

Dunod, Paris, 1977 (2ème édition), 364 p.,

ISBN 2-04001445-4.

Introduction : Fonctions et aspects externes des systèmes (1 p.). - Caractéristiques communes (7 p.). - Problèmes de conception et d'évaluation (1 p.). - Organisation de l'ouvrage (1 p.). - Les processus : Introduction (1 p.). - Définition (6 p.). - Exclusion mutuelle (8 p.). - Mécanismes de synchronisation (10 p.). - Communication entre processus (11 p.). - Implantation des primitives de synchronisation (8 p.). - Problèmes de protection (3 p.). - Exemples de coopération de processus (9 p.). - Gestion de l'information : Introduction (10 p.). - Gestion des noms dans le système CLICS (25 p.). - Gestion des noms dans le système Burroughs B 6700 (20 p.). - Gestion de l'information dans le système Esope (9 p.). - Représentation et gestion des objets (10 p.). - Gestion des ressources : Notions générales (7 p.). - Caractéristiques de la charge d'un système (10 p.). - Allocation de processeur réel (5 p.). - Gestion de la mémoire principale (19 p.). - Gestion de la mémoire secondaire (11 p.). - Stratégies globales (8 p.). - Interblocage (22 p.). - Protection : Présentation du problème (6 p.). - Mécanismes de protection dans le système Esope (5 p.). - Mécanisme de protection dans le système Multics (17 p.). - Mesures et modèles de systèmes : Introduction (2 p.). - Les modèles de système (16 p.). - Mesures sur les systèmes réels (10 p.). - Méthodologie de conception et de réalisation : Introduction (2 p.). - Validité des programmes (3 p.). - Programmation structurée (6 p.). - Outils d'écriture et de mise au point (6 p.). - Exemple : Réalisation d'un système d'entrée-sortie (13 p.). - Solutions des exercices (40 p.). - Bibliographie (8 p.). - Index (7 p.).

Exercices de programmation en fortran IV,

J. P. LAMOITIER,

Bordas, Paris, 1977, 148 p.,

ISBN 2-04009305-2.

Chapitre 1 : Organigrammes (18 p.). - Chapitre 2 : Exercices sur des nombres entiers (20 p.). - Chapitre 3 : Exercices simples orientés. Analyse numérique (26 p.). - Chapitre 4 : Exercices orientés. Analyse numérique (20 p.). - Chapitre 5 : Exercices simples de statistiques (12 p.). - Chapitre 6 : Calculs financiers (7 p.). - Chapitre 7 : Exercices divers faciles (14 p.). - Chapitre 8 : Exercices divers plus difficiles (27 p.).

(Suite page 38).

sous la direction de E. ROUBINE.

ANTENNES

TOME I : INTRODUCTION GÉNÉRALE
E. ROUBINE, J.-C. BOLOMEY

TOME II : APPLICATIONS
S. DRABOWITCH, C. ANCONA

L'ouvrage est présenté en deux volumes. Le premier est une introduction générale qui comprend une partie théorique et une étude des propriétés générales des antennes.

L'introduction théorique, rappel des résultats de l'électromagnétisme classique sur lesquels la théorie des antennes se fonde, est, en fait, un complément aux exposés traditionnels.

La seconde partie du Tome I traite des problèmes de base, champ et puissance rayonnés, gain, couplage..., communs à toutes les antennes.

Le Tome II est consacré à des applications. Plutôt que présenter le catalogue de nombreuses réalisations, il a paru plus opportun et plus pédagogique de développer deux thèmes représentatifs de la technique actuelle — celle, notamment, du radar, de la radioastronomie et des liaisons spatiales — : les « grandes » et les « petites » antennes.

Cet ouvrage pourra satisfaire aussi bien les étudiants et enseignants d'université ou d'écoles d'ingénieurs que les spécialistes des antennes et utilisateurs intéressés par une remise à jour de leur domaine d'activité.



Antennes

Tome I : Introduction générale

E. Roubine, J.-C. Bolomey

216 p., 84 fig., 125 F.

Tome II : Applications

S. Drabowitch, C. Ancona

248 p., 145 fig., 125 F.

(prix au 14-11-77)

Pour toute demande de documentation, adressez-vous à votre libraire ou aux Editions Masson, 120 bd St-Germain 75280 Paris Cedex 06.

MASSON





LIVRES REÇUS

Acoustic design and noise control, volume 1, Acoustic design,

M. RETTINGER,

Chemical Publishing Company, New York, 1977, 282 p.

Room acoustics (82 p.). - Room design (163 p.). - Sound amplification system (32 p.). - Bibliography (4 p.).

Maintainability : a major element of system effectiveness,

A. S. GOLDMAN et T. B. SLATTERY,

Robert E. Krieger Publishing Co, Huntington, 1977, 282 p., ISBN 0-88275-292-8.

Part I : Maintainability as a system characteristic (68 p.). - Part II : Maintenance strategy analysis (94 p.). - Part III : Provisioning (52 p.). - Part IV : Maintainability : automation versus man (64 p.). - Index (3 p.).

C E N Services d'Électronique de Saclay,

Journées d'information électronique 15-16-17 mars 1977, Gif sur Yvette,

CEN 1977, Page multiple,

Session A : Instrumentation nucléaire,*Session B* : Détecteurs et électronique associée.**RF Radiometer handbook,**

G. EVANS et C. W. Mc LEISH,

Artech House, Dedham, 1977, 152 p., ISBN 0-89006055-X.

Introduction to noise radiometry (16 p.). - Radiometer systems (20 p.). - Practical radiometer design (16 p.). - Spectrometry (40 p.). - A radiometer description (12 p.). - Appendices (42 p.). - References (4 p.). - Index (1 p.).

Méthodes mathématiques non numériques et leurs algorithmes,

Tome 1 : Algorithmes de recherche des éléments maximaux,

A. KAUFMANN et E. PICHAT,

Masson, Paris, 1977, 189 p., ISBN 2-225-44852-2.

Nature particulière des problèmes non-numériques en mathématiques (96 p.). - Représentation d'un sous-ensemble de pavés (53 p.). - Algorithmes en file pour rechercher les éléments maximaux de structures algébriques (31 p.). - Bibliographie (4 p.). - Index alphabétique des principaux termes et symboles (4 p.).

Tome 2 : Algorithmes de recherche de chemins et problèmes associés,

A. KAUFMANN et E. PICHAT,

Masson, Paris, 1977, 159 p., ISBN 2-225-44869-8.

Préface. Tableau des principaux algorithmes. Avertissement. - Introduction. - Concaténation et *—composition de chemins (6 p.). - Algorithmes matriciels de cheminement ou algorithmes matriciels de recherche (25 p.). - Énumération de chemins dans un multigraphe (40 p.). - Énumération des éléments maximaux de premier (ou de dernier) indice fixé (15 p.). - Premier cas particulier. Algorithmes de cheminement dans le cas où le graphe associé à Max A est sans circuit (19 p.). - Deuxième cas particulier. Algorithmes de cheminement symétriques (6 p.). - Algorithmes de cheminement en file (2 p.). - Problèmes homomorphes à un cheminement. Fermeture transitive de matrices (39 p.). - Bibliographie (4 p.). - Index alphabétique des matières (2 p.).

Fonctions de l'électronique,

B. GRABOWSKI,

Bordas, Paris, 1977, 182 p.,

(Coll. Aide mémoire)

ISBN 2-04-003104-9.

Circuits à diode (25 p.). - Éléments amplificateurs (50 p.). - Rétroaction (18 p.). - Amplificateur opérationnel (35 p.). - Dispositifs à seuil (12 p.). - Multiplicateur et fonction-produit (17 p.). - Générateurs harmoniques (9 p.). - Éléments de circuits logiques (15 p.).

Color television troubleshooting,

E. BANNON,

Reston Publishing Co, Reston, 1976, 264 p.,

ISBN 0-87909-130-4.

Basic troubleshooting approach (25 p.). - Color-reproduction troubles in the black-and-white section (29 p.). - Troubleshooting the bandpass amplifier, ACC, and Color-killer sections (30 p.). - Color-sync troubleshooting procedures (25 p.). - Chroma-demodulator troubleshooting (26 p.). - Troubleshooting chroma and color-matrices (25 p.). - Systematic color-circuit troubleshooting (19 p.). - Troubleshooting color picture tube circuitry (25 p.). - Modular troubleshooting procedures (18 p.). - Digital color-TV circuitry troubleshooting (24 p.). - Answers to review questions (12 p.). - Index (5 p.).

International symposium on subscriber loops and services,

IEE,

3-7 may 1976, London, IEE, 1976, 209 p.,

IEE Conference publication n° 137,

ISBN 0-852-961-561.

Titres des conférences. - ADS—an integrated digital network for telephony. - Breakthrough in telephone subset facilities offered to subscribers. - The development of electronic devices for the local line network of the UK Post Office. - Experimental visio-phony systems implemented by the French Telecommunications Administration. - Three-network philosophy for local networks and future integration in the local network. - Local network performances, maintenance and reliability. - A digital network compatible subscriber carrier system. - Comparison of modulation techniques for subscriber carrier systems. - A complete waterproof cable system for construction of buried loops. - Datacom—a low cost data telephone. - Local network management. - Telephone company planning for the integration of electronics in the local network. - A digital subscriber loop using demand assignment. - Viewdate—development of computer-based information services of the general public. - Protection of subscriber's equipment against transient line voltages. Transmission objectives for subscribers' networks during the evolution towards an all-digital telephone system. - A digital loop concentrator for expanding integrated pcm systems into the local area. - A system of modular wire joining with connection verification. - Loop-disconnect push-button telephones. - Local distribution of wideband services in an analogue environment. - A fresh approach to loop maintenance. - Exploitation of local line plant by service integration using digital techniques. - Code-division-multiplexed delta modulation for the subscriber loop. - Planning of transmission systems in local networks. - The evaluation of integrated digital switching and transmission for local networks. - Local networks optimization. - The economic use of manpower in the construction of the local line network. - Automation of repair service bureau. - Applications of new technology in the Bell System loop plant. - Impact of loop electronics on the local exchange network. - Incasting. - An approach to the all-digital subscriber. - Aluminium cables : design and manufacture in the UK. - The case for analog carrier (in a digital world ?). - The servicing of customers' apparatus. - Degrees of integration in local line networks. - Considerations on broadband local cables for new services. - Applying digital loop carrier in an existing analog world. - Subscriber network design computer program. - Aluminium cables—economic considerations leading to their use by the UK Post Office. - Local network planning and economics. - Cable placing in Bell Canada. - Loop operations systems.

oe

BLOC-NOTES

FÉVRIER 1978

3 - FÉVRIER USA (ATLANTA)
SMPTE (Society for Motion Picture and Television Engineers)
Television Conference.
SMPTE, 862 Scarsdale Ave, Scarsdale NY 10583 (USA).

6 FÉVRIER CH (GENEVE)
(4 semaines)
Conférence administrative mondiale des radiocommunications du service mobile aéronautique.
Union Internationale des Télécommunications, 2, rue de Varembe, CH 1220 Genève (Suisse).

7 - 9 FÉVRIER USA (SAN DIEGO)
2nd Biennial Conference on Laser and Electro-optical Systems (CLEOS).
Mr. Milton Chang, Newport Research Corporation 18235 Mt. Baldy circle, Fountain Valley, CA 92707 (USA).

9 - 13 FÉVRIER I (MILAN)
Intel 78 - 4^e Exposition internationale électrotechnique.
Intel spa, Via Luciano Manara 1, 20122 Milano (Italie). Tél. : (02) 790912 - 799066 - 799064.

13 - 15 FÉVRIER B (LIEGE)
Symposium sur les Protocoles de réseaux d'ordinateurs.
Mr. Danthine, Protocole de réseaux d'ordinateurs, avenue des Tilleuls 49, B 4000 Liège.

15 - 17 FÉVRIER USA (PHILADELPHIE)
International Solid State Circuits Conference.
Technical Activities Board, IEEE Inc. 345 East 47 th Street, New York NY 10017.

17 - 27 FÉVRIER ARABIE SAOUDITE (JEDDAH)
Conference and Exhibition on Transportation and Telecommunications Systems.
M. P. D. Mirrington, Brintex Exhibitions Ltd 178-202 Great Portland St, Londres WIN 6NH.

21 - 23 FÉVRIER F (LE CHESNAY)
Congrès AFCET / IRIA : Reconnaissance des formes et traitement des images.
IRIA, Service des relations extérieures, Domaine de Voluceau, BP 105, 78150 Le Chesnay.

MARS 1978

1^{er} - 8 MARS NL (UTRECHT)
Symposium on Applications of Microprocessors in Measurement and Control.
Miss A. E. S. Mill, Sira Inst. Ltd, South Hill Chislehurst, Kent BR7 5EH (England).

6 - 10 MARS F (TOULOUSE)
L'observation spatiale de la terre et la gestion des ressources planétaires.
Secrétariat Général : JET, 9, avenue Colonel Roche, 31019 Toulouse Cédex (France).

7 - 9 MARS CH (ZURICH)
International Zurich Seminar on Digital Communications.
Secrétariat : 1978 International Zurich Seminar HASLER Ltd, Dept. 60a Belpstrasse 23 CH-3000 Bern 14 (Suisse).

7 - 10 MARS GB (LONDRES)
International Conference on Maritime and Aeronautical Satellite Communications and Navigations.
IEE, Savoy Place, London WC2R OBL.

13 - 17 MARS GB (BIRMINGHAM)
IEA Electrex'78. Exposition Internationale de l'Electricité de l'Electronique des Instruments.
+ Salon de l'Instrumentation de l'Electronique et de l'Automation. Electrex'78. Wix Hill House, West-Horsley, Surrey KT 24 6 DZ, England. Tel. Guildford (0483) 222 888.

29 MARS - 1^{er} AVRIL GB (GUILDFORD)
Submillimetre Waves. 3rd International Conference.
IOP, 47 Belgrave Square, London SW1X 8 QX (England).

AVRIL 1978

AVRIL I (FLORENCE)
International Magnetics Conference (Intermag).
J. Suozzi, Bell Telephone Laboratories, Inc., Whippany, NY 07981 (USA).

AVRIL USA (LAS VEGAS)
International Reliability Physics Symposium.

3 - 4 AVRIL USA (NBS, GAITHERSBURG, MD)
Emerging patterns in automatic imagery pattern recognition.
Russel Kirsch, A 317 Administration Building, NBS, Washington, D.C., 20234, 301/921-2337.

3 - 8 AVRIL F (PARIS)
21^e Salon International des Composants Electroniques.
Service de Presse : S.D.S.A. - J.P. Duclos, 20, rue Hamelin, 75116 Paris, tél. : 505 13 17.

4 - 6 AVRIL GB (BRIGHTON)
European Conference on Optical Systems and Applications (Ecosa 1).
The meetings Officer, the Institute of Physics, 47 Belgrave Square, London SW 1X 8 QX.

4 - 7 AVRIL GB (LONDRES)
3rd Symposium on Electromagnetic Compatibility.
Institution of Electronic and Radio Engineers, 8-9, Bedford Square London WC 1B 3 RG.

4 - 7 AVRIL GB (BIRMINGHAM)
Communications'78 (International Exposition of Communications Equipment & Systems).
Exhibition Director, Tony Davies Communications, c/o Industrial & Trade Fairs Ltd, Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull, West Midlands B 91 2 BG (England).

9 - 11 AVRIL USA (SAN JOSE)
Semiconductor Microlithography.
Society of Photo optical, Instrumentation Engineers Po Box 10, Bellingham WA 98225 (USA).

10 - 12 AVRIL USA (TULSA)
Acoustics, Speech and Signal Processing.
IEEE, 345 East, 47th Street, New York NY 100 17.

10 - 12 AVRIL GB (LONDRES)
Private Electronic Switching Systems International Conference.
IEE, Savoy Place, London WC2R OBL.

10 - 12 AVRIL GB (NOTTINGHAM)
3rd International Conference on Automated Inspection and Product Control.
Inter. Fluidics Services Ltd, 35-39 High St., Kempston, Bedford MD 42 7 BT.

12 - 14 AVRIL USA (PRINCETON)
Workshop on pattern recognition and artificial intelligence.
Prof. YT Chien, Dept of Computer Sci, Univ. of Connecticut Storrs Con 06268.

16 - 21 AVRIL USA (KANSAS CITY)
Assn for Educational Communications & Technology.
Dr. Jenny Johnson Staff Associate 1 Dupont Circle, Washington DC.

(Suite page 40).



BLOC-NOTES

18 - 22 AVRIL D (MUNICH)
ANALYTICA : Salon International de l'Analyse Biochimique et Instrumentale.

Munchener Messe-und Ausstellungsgesellschaft mbH, Messegelände
 Post Fach 12 10 09, D 8000 München 12, RFA, Tél. (089) 51 07 1.

23 - 27 AVRIL USA (DIEGO)
AIAA 7 th Communications Satellite Systems Conference.
 American Institute Aeronautics and Astronautics, 1290 Ave of the Americas,
 New York, NY 100 19 (USA).

24 - 26 AVRIL USA (ANAHEIM)
1978 Electronic Components Conference.
 Electronics Industries Ass. 2001 EYE NW Washington DC
 20 000 006.

24 - 28 AVRIL F (CANNES)
Colloque International sur la Commande et l'Instrumentation des centrales nucléaires.
 M. J. Fleuret, Chef du service Electronique pour les Applications Industrielles, CEN Saclay, BP 2, 91190 Gif-sur-Yvette.

24 - 28 AVRIL F (PARIS)
Biosigma 78 : Colloque international sur les signaux et les images en médecine et en biologie.
 Secrétariat Général : 11, rue Hamelin, 75783 Paris Cedex 16. Tél. 553 11 09.

MAI 1978

2 - 6 MAI GB (LONDRES)
Salon International de printemps de la Haute Fidélité.
 Emberworth Ltd, London House, Oxford Road Stokenchurch,
 Buckinghamshire HP 14 3 SX.

8 - 10 MAI USA (GAITHERSBURG)
Symposium on real time radiographic imaging.
 Donald A. Garrett, NBS A 106 Reactor Building, Washington DC 20234.

9 - 12 MAI I (FLORENCE)
Intermag IEEE Inter. Magnetism Conference + Exhibition.
 Joe Suozzi, Bell Telephone Labo. Inc. Whippany, NJ 079 81.

10 - 13 MAI USA (DALLAS)
25th International Technical Communications Conference.
 J.W. Trimble, Gardner Denver Co, Box 26208 Dallas.

15 - 17 MAI CND (OTTAWA)
International Microwave Symposium and Exhibits.
 A. L. Vankoughnet, Comm Research Center, PO Box 11490, Sta «H», Ottawa Ont. Canada K2G 8S2.

15 - 19 MAI USA (WASHINGTON)
USNC URSI/IEEE APS/Radio Science/Antennas and Propagation/
Mtg.
 G. Hyde, Propagation Studies Dept Comsat Labs, Box 115, Clarksburg, Md 20734 I Katz App Phys. Labo, Johns Hopkins Univ., Johns Hopkins Rd, Laurel Md 20810.

16 - 17 MAI CND (OTTAWA)
Precision Electromagnetic Measurements
 A. F. Dunn, National Research Council Montreal Road, Ottawa Ontario (Canada).

17 - 19 MAI CND (OTTAWA)
International Microwave Power Inst.
 Intl. Microwave Power Inst., Box 1556 Edmonton Alta, T5J 2n7.

22 - 26 MAI F (NAINVILLE LES ROCHES)
IX^e Congrès International de la Société Française de Radioprotection.
 Mr Régis Marchand DSC 18, rue Ernest Cognacq, 92300 Levallois Perret, Tél. 758 11 86.

23 - 25 MAI USA (BOSTON)
Electro 78 IEEE Annual Convention + Exhibition.
 WC Waler Jr. IEEE Elec Tro 78 31 Channing St. Newton, Mass 02158.

JUIN 1978

4 - 7 JUIN CND (TORONTO)
ICC 78 International Conference on Communications.
 The Technical Program Chairman, Mr. A.N. Venetsanopoulos, c/o Department of Electrical Engineering University of Toronto, 35st. Georges Street, Toronto, Ontario (Canada), tel. (416) 798 8670.

6 - 8 JUIN NL (ROTTERDAM)
International Naval Technology Exposition.
 G. Dubbins Kiver Communications S.A., Millbank House, 171/185 Ewell Road, Surbiton Surrey (England).

12 - 16 JUIN SF (ELSINKI)
IFAC 78, 7th Triennial World Congress of the International Federation of Automatic Control.
 IFAC 78 Sec. PO Box 192, SF 00101 Helsinki 10.

19 - 22 JUIN F (PARIS)
Colloque International sur la Fiabilité et la Maintainabilité.
 Secrétariat Général : 11, rue Hamelin 75783 Paris Cédex 16. Tél. 505 14 27.

19 - 23 JUIN CND (TORONTO)
8^e Conférence Internationale de l'IFORS sur la recherche opérationnelle.
 SEC AFCET, 156 Bd. Pereire, 75017 Paris. Tél. 766.24.19.

20 - 22 JUIN CH (GENEVE)
International Microcomputer/Minicomputer/Microcompressors.
 G. Dubbins Kiver Communications S.A., Millbank House, 171/185 Ewell Road, Surbiton Surrey (England).

21 - 23 JUIN F (TOULOUSE)
8^e Symposium international sur la sûreté de fonctionnement des systèmes informatiques F T C S 8.
 J.C. Laprie, Président du Sympo., LAAS, 7, avenue du Colonel Roche, 31400 Toulouse. Tél. (61) 53.11.77.

26 - 29 JUIN CND (OTTAWA)
10^e Conférence biennale sur les mesures électromagnétiques de précision.
 Dr. A.F. Dunn, Division de physique, Conseil National de recherches, Ottawa, Canada K1A 0B6.

27 - 29 JUIN CND (ONTARIO)
International Microwave Symposium.
 Al. Van Koughnet, Communications Research Centre, POB 11490 Station H. Ottawa Ontario, Canada K2H 8S2.

JUILLET 1978

9 - 15 JUILLET SINGAPOUR
Seacon 78 - International Electronics Convention (Évaluation du marché d'Extrême-Orient).
 The General Secretary of IREEA, Science House, 157 161 Gloucester St., Sydney 2000 (Australie).

11 - 13 JUILLET GB (UNIVERSITY OF SOUTHAMPTON)
Conference on Radio Receivers and Associated Systems.
 Conference Secretariat, IERE, 8-9 Bedford Square, London WC1B 3 RG.

17 - 20 JUILLET USA (NBS, GAITHERSBURG MD)
4th Annual Conference of the American Association for Crystal Growth.
 R.L. Parker, B 164 Materials Building, NBS, Washington, D.C. 20234, 301/921 2961.

AOUT 1978

AOUT J (SENDAI)
Antenna and Propagation.
 Yasuto Mushiake, Faculty of Engineering, Tohoku University,
 Sendai 980 (Japon).

1^{er} - 10 AOUT SF (HELSINKI)
Int. Union of Radio Science.
 C.M. Minnis, rue de Nieuwenhove, 81, B-1180 Brussels (Belgique).

30 AOUT - 1^{er} SEPTEMBRE GB (SOUTHAMPTON)
Recombination in Semiconductors.
 Dr. A.F.W. Willoughby, Engineering Materials the University, Southampton 509 5 NH (GB).

SEPTEMBRE 1978

4 - 8 SEPTEMBRE CH (LAUSANNE)
ECCTD 78 - European Conference on Circuits Theory and Design.
 EPFL Dept of Electrical Engineering, ECCTD 78 Mrs R. Vez, 16
 chemin de Bellerive, CH 1007 Lausanne (Suisse). Tél. (021)
 26.46.21.

4 - 8 SEPTEMBRE
Physics of Semiconductors.
 IOP 47, Belgrave Square, London SW1W 8PL.

4 - 8 SEPTEMBRE GB (LONDRES)
Photoelectronic Image Device.
 B.L. Morgan, Astronomy Group, Blackett Laboratory, Imperial
 College Prince Consort RD, London SW 7 2B7 (ANGL.).

5 - 8 SEPTEMBRE F (AVIGNON)
CISFFE : 2^e Colloque International Soudage et Fusion par faisceau d'électrons.
 Mr. Buffereau, Secrétariat général du 2^e CISFFE Commissariat à
 l'énergie atomique, D M E C N, BP N° 2, 91190 Gif-sur-Yvette.
 Tél. 941.80.00 poste 5357.

11 - 15 SEPTEMBRE F (MONTPELLIER)
8th European Solid Device Research Conference ESSDERC 78.
 J.P. Nougier, Université des Sciences et Techniques du Languedoc
 Centre d'Etudes d'Electroniques des Solides, 34060 Montpellier
 Cédex. Tél. (67) 54.23.19.

11 - 15 SEPTEMBRE GB (OXFORD)
Meeting on Applications of high magnetic fields in semiconductor physics.
 European Physical Society, PO Box 39, CH 1213 Petit Lancy 2
 (Suisse).

12 - 15 SEPTEMBRE I (GENES)
4th European Conference on Optical Communication.
 Secrétariat du 4^e ECOC Instituto International Communication,
 Via Pertinace Villa Pioaggio 16125 Gênes (Italie).

18 - 20 SEPTEMBRE D (BERLIN)
Informations und System - Theorie in der Digitalen Nachrichtentechnik (langues parlées Allemand et Anglais).
 Dr. H. Ohnsorge, Heinrich Hertz Institut/Nachrichtentechnik
 (Berlin gmbH) Einsteinufer 37 - D 1000 Berlin 10.

18 - 21 SEPTEMBRE NL (AMSTERDAM)
ESSCIRC 78 : 4th European Solid State Circuits Conference.
 ESSCIRC, Delft University of Technology, Department of Electrical
 Engineering Mekelweg 4, Delft the Netherlands. Tél. (015) 78.59.14.

19 - 22 SEPTEMBRE P (WROCLAW)
4th Wroclaw Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility.
 EMG Symposium and Exhibition PO Box 2141 51 654 Wroclaw
 12 (Pologne).

25 - 29 SEPTEMBRE GB (LONDRES)
7th International Broadcasting Convention.
 IBC Secrétariat IEE, Savoy Place, London GB WC2R OBC. Tél.
 01.240.1871.

26 - 29 SEPTEMBRE J (KYOTO)
ICCC 78 - International Conference on Computer Communications.
 ICC 78 - Executive committee, c/o International Affairs Bureau,
 Nippon Telegraph & Telephone Public Corp., 1-6 Uchisaiwai cho
 1-chome, Chiyodaku, Tokyo 100, Japon.

OCTOBRE 1978

3 - 5 OCTOBRE D (WIESBADEN)
Military Electronics Defence Expo.
 Geoff Dubbins - Press Officer, Kiver Communications S.A., Mill-
 bank House, 171/185 Ewell Road, Surbiton, Surrey (England).
 Tél. 01.390.0281.

15 - 18 OCTOBRE USA (WASHINGTON)
Electronic and Aerospace systems conf CEASCON.
 IEEE (USA).

17 - 19 OCTOBRE GB (BRIGHTON)
Intermepcon/UK.
 Geoff Dubbins, Press Officer, Kiver Communications S.A., Mill-
 bank House, 171/185 Ewell Road, Surbiton, Surrey (England).
 Tél. 01.390.0281.

18 - 20 OCTOBRE USA (WASHINGTON, D.C.)
Scintillation and Semiconductor Counter Symposium.
 L. Castrell, US Dept. of Commerce, NBS, Washington, DC 20234,
 USA.

23 - 25 OCTOBRE CND (MONTREAL)
4^e Colloque International sur les Télécommunications numériques par satellite.
 Bureau de l'administration du Colloque 680 Ouest, rue Sherbrooke
 Montréal (Québec) Canada H3A 2S4.

24 - 26 OCTOBRE USA (SAN MATEO)
Aviation Engineering and Maintenance Expo.
 Geoff Dubbins - Press Officer Kiver Communications S.A., Mill-
 bank House, 171/185 Ewell road, Surbiton, Surrey, England.
 Tél. 01.390.0281.

NOVEMBRE 1978

7 - 10 NOVEMBRE J (KYOTO)
La Reconnaissance des Formes, Théories.
 Le Professeur Makoto Nagao, Dept. of Electrical Engineering Uni-
 versity Sakyo, Kyoto 606 (Japon).

9 - 15 NOVEMBRE D (MUNICH)
Electronica, Salon International pour Composants et Sous-ensembles de l'Electronique.
 Münchener Messe und Ausstellungsgesellschaft mbH, Messegelände,
 Postfach 12 10 09, D 8000, München 12, RFA. Tél. (089) 51.071.

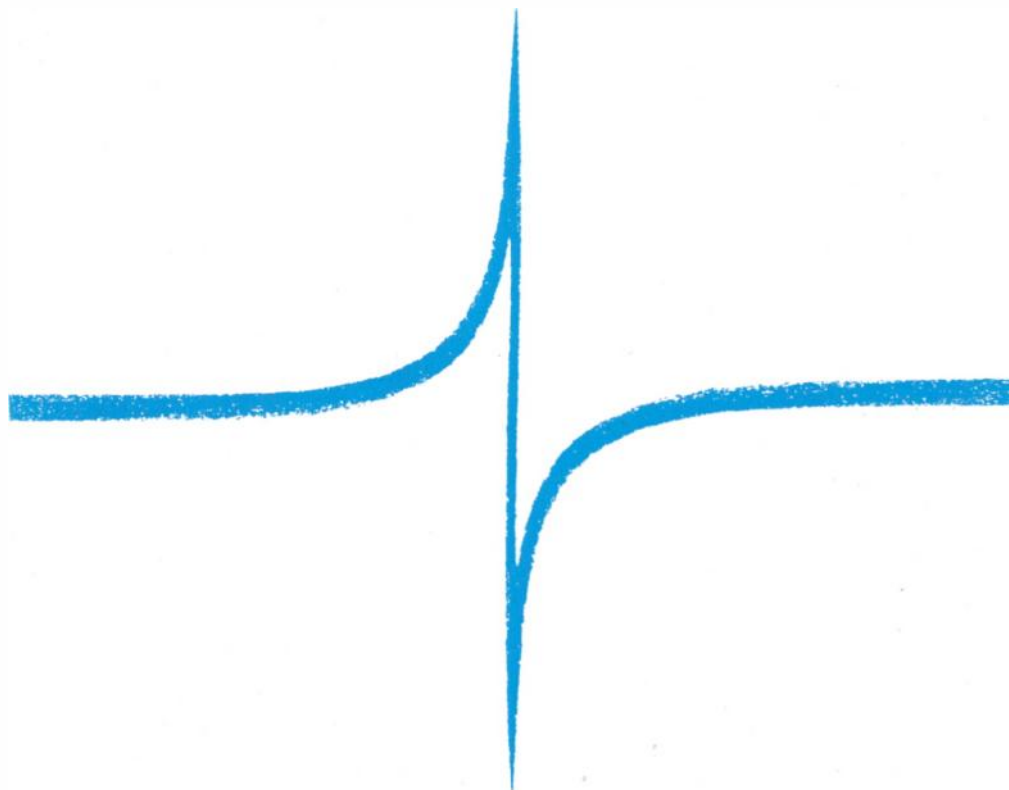
14 - 16 NOVEMBRE USA (ANAHEIM)
Military-Electronics Expo.
 Joseph C. Maurer, ISCM, 222 West Adams Street, Chicago, Illinois
 60606 (312) 263 4866.

14 - 17 NOVEMBRE USA (CLEVELAND)
Conference on Magnetism and Magnetic Materials.
 Mr. J.B. Blade, R & D. Center, 19701 South Mill Road, Warrenville
 Heights, OH 441 28, USA.

DÉCEMBRE 1978

4 - 6 DÉCEMBRE USA (BIRMINGHAM)
U.S.A. Telecommunications.
 H.T. Uthlaut Jr., South Central Bell POB 405, Birmingham, Ala-
 bama 35202 (USA).

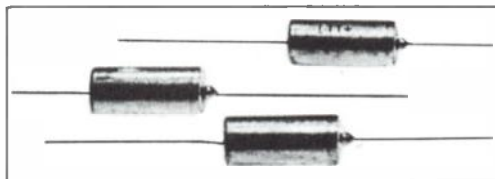
des performances nouvelles



condensateur au tantale à diélectrique dopé

Le condensateur au tantale à diélectrique dopé LTT CTS 31 (PASI 85) possède les caractéristiques habituelles des condensateurs au tantale à électrolyte solide :

- haute stabilité,
- très faible courant de fuite.



* U_n = Tension nominale.

Pour mieux connaître le CTS 31 PASI 85 et recevoir des échantillons, adressez-vous à L.T.T., 89, rue de la Faisanderie 75782 PARIS CEDEX 16 Tél. 504.45.50 ou renvoyez le bon ci-contre.

- encombrement réduit, mais en outre, il présente l'avantage, - nouveau pour ces condensateurs -, d'une excellente tenue en régime impulsionnel et sous tension inverse.

C'est ainsi que les condensateurs CTS 31 LTT subissent un essai de qualification sous tension alternative de $0,2 U_n$ * Eff 50 Hz pendant 2.000 heures à 85 °C, sans résistance de protection. Les boîtiers types E, A et B peuvent supporter cet essai sous $0,3 U_n$.

Le condensateur CTS 31 est le seul condensateur électrolytique présentant de telles performances dans un volume réduit.



Nous souhaitons recevoir gratuitement votre documentation.

Nom ou Société _____

Adresse _____

TA

Cavité hyperfréquence parallélépipédique partiellement remplie par un diélectrique

Exemples de résolution (de l'équation caractéristique)



par André POINCOOT,

Agrégé des Sciences Physiques, Maître-
Assistant, Faculté des Sciences, Dijon.

Laboratoire de Spectronomie (ERA
n° 599), Groupe de Radioélectricité, 6, bou-
levard Gabriel, 21000 Dijon (tél.
(80) 41.00.34).

Le problème de la cavité résonnante partiellement remplie par un diélectrique, peut être traité par la théorie des perturbations. Mais le domaine d'application de cette théorie reste limité, même lorsque le volume du diélectrique est faible devant le volume de la cavité. Lorsqu'on veut traiter le problème plus rigoureusement on doit résoudre une équation caractéristique, non linéaire, souvent compliquée. Nous avons établi ces équations caractéristiques pour un certain nombre de situations rencontrées fréquemment lors des déterminations de constantes diélectriques et nous avons programmé leur résolution numérique sur un ordinateur. Nous présentons ici quelques exemples d'exploitation de l'équation caractéristique pour un résonateur construit à partir d'un guide d'onde standard de la bande X et contenant un échantillon diélectrique.

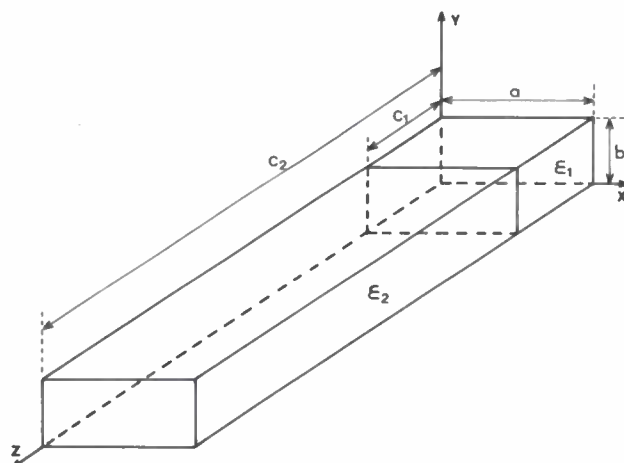


Fig. 1. — Paramètres de définition
du modèle à deux couches diélectriques.

1. DÉFINITION DU MODÈLE ÉTUDIÉ (deux couches diélectriques)

Nous étudions une cavité parallélépipédique (fig. 1) construite à partir d'un tronçon de guide d'onde standard, et résonnant donc sur le mode fondamental du guide. Cette cavité contient deux couches diélectriques différentes. En fait, pour faire référence à une situation courante, nous supposons que le milieu ϵ_2 est de l'air, tandis que le milieu ϵ_1 est un échantillon diélectrique.

En supposant les parois métalliques parfaitement conductrices et en négligeant les perturbations apportées par les dispositifs de couplage, le raccordement des champs sur l'interface $z = c_1$ impose deux relations :

$$\begin{aligned} A_1 \sin \gamma_1 c_1 &= A_2 \sin \gamma_2 (c_1 - c_2) \\ A_1 \gamma_1 \cos \gamma_1 c_1 &= A_2 \gamma_2 \cos \gamma_2 (c_1 - c_2) \end{aligned} \quad (1)$$

d'où :

$$\gamma_i^2 = \epsilon_i \mu_i \omega^2 - \frac{\pi^2}{a^2} \quad (2)$$

A_1 et A_2 étant deux constantes liées à l'amplitude des champs dans les milieux ϵ_1 et ϵ_2 .

Ces relations ne sont compatibles que si une certaine équation caractéristique [1] est satisfaite, à savoir :

$$\gamma_2 \operatorname{tg} \gamma_1 c_1 + \gamma_1 \operatorname{tg} \gamma_2 (c_2 - c_1) = 0 \quad (3)$$

Toutefois cette façon d'écrire l'équation caractéristique est peu propice à une résolution numérique car la fonction $\operatorname{tg} x$ possède des points à l'infini et des discontinuités si bien qu'un changement de signe du premier membre n'indique pas forcément un passage par zéro. Nous préférons annuler le déterminant du système (1) à deux équations linéaires homogènes en A_1 et A_2 :

$$\begin{vmatrix} \sin \gamma_1 c_1 & \sin \gamma_2 (c_2 - c_1) \\ \gamma_1 \cos \gamma_1 c_1 & -\gamma_2 \cos \gamma_2 (c_2 - c_1) \end{vmatrix} = 0$$

Une solution de cette équation représente le mode de résonance TE_{10m} , l'indice n étant le numéro de la solution

considérée lorsque la valeur $n = 1$ est attribuée à la solution de plus faible valeur numérique.

Pour tenir compte des pertes diélectriques dans l'échantillon, nous utilisons une constante diélectrique complexe :

$$\epsilon_1 = \epsilon_0(\epsilon'_{r1} - j\epsilon''_{r1}) = \epsilon_0\epsilon'_{r1}(1 - j \tan \delta) \quad (5)$$

Il faut alors donner une interprétation complexe de la fréquence de résonance :

$$\nu_{\text{complexe}} = \nu(1 + j\alpha) \quad (6)$$

$\alpha = 1/2 Q$ étant un coefficient d'amortissement lié au facteur de surtension comme dans la théorie des perturbations.

Toutes les pertes autres que les pertes diélectriques dans l'échantillon étant négligées, il faudra, pour la mesure de α , faire les corrections appropriées. En effet les pertes dans les parois et par les couplages, que l'on peut mesurer lorsque l'échantillon est sorti de la cavité, ne sont pas toujours négligeables devant les pertes diélectriques.

Nous avons programmé la résolution de l'équation caractéristique (4) par une méthode de bisection généralisée [3], et nous présentons maintenant quelques exemples d'exploitation de cette équation.

2. INFLUENCE DE LA LONGUEUR D'UN ÉCHANTILLON À FAIBLES PERTES SUR LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE

La figure 2 montre le déplacement, en fonction de la longueur c_1 de l'échantillon, des fréquences de résonance des

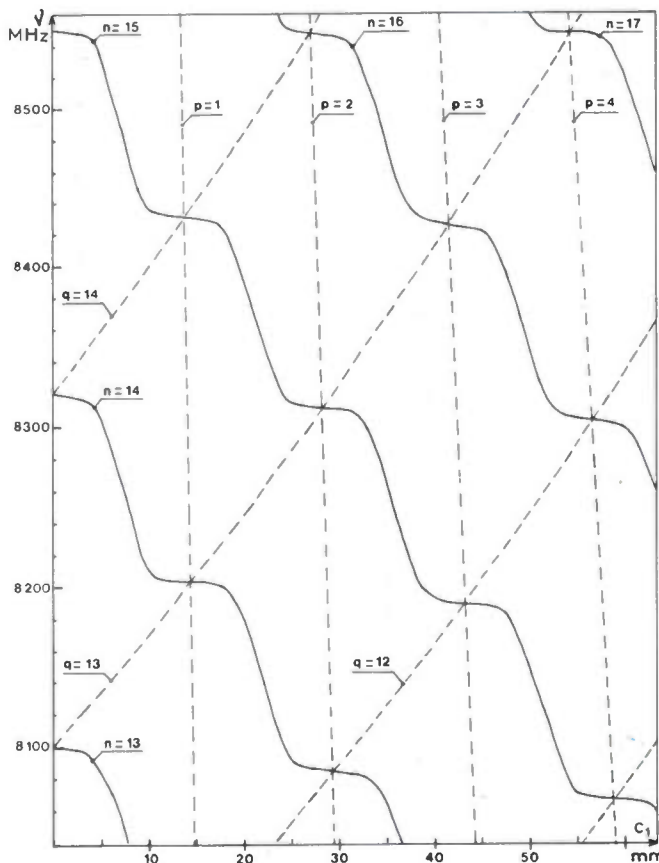


Fig. 2. — Variation des fréquences de résonance des modes TE_{10n} (traits pleins) avec la longueur de l'échantillon et lieux des fréquences stationnaires (pointillés).

Les paramètres utilisés pour le calcul sont :

$$\epsilon_{r1} = 2,25 - j0,041; \epsilon_{r2} = 1; c_2 = 409,8 \text{ mm}; a = 22,86 \text{ mm}.$$

modes TE_{10n} pour $n = 13$ à 17, dans une cavité de longueur $c_2 = 409,8$ mm, réalisée à partir d'un guide d'onde standard pour la bande X ($a = 22,86$ mm), et contenant un échantillon diélectrique de paramètres $\epsilon'_{r1} = 2,25$ et $\epsilon''_{r1} = 0,041$.

Ces valeurs correspondent à une expérience réalisée avec une cavité disposée verticalement, dont l'extrémité inférieure plonge dans un diélectrique liquide (huile de transformateur).

On constate que les fréquences de résonance (courbes en traits pleins) décroissent, lorsque la cavité se remplit progressivement de diélectrique, mais de façon non régulière, selon une courbe en marches d'escaliers.

Sur la figure 3 on peut voir les corrélations entre l'amortissement et la fréquence de résonance du mode $TE_{1,0,15}$. On constate que l'amortissement est minimum lorsque la fréquence est stationnaire, et maximum lorsque la fréquence varie rapidement.

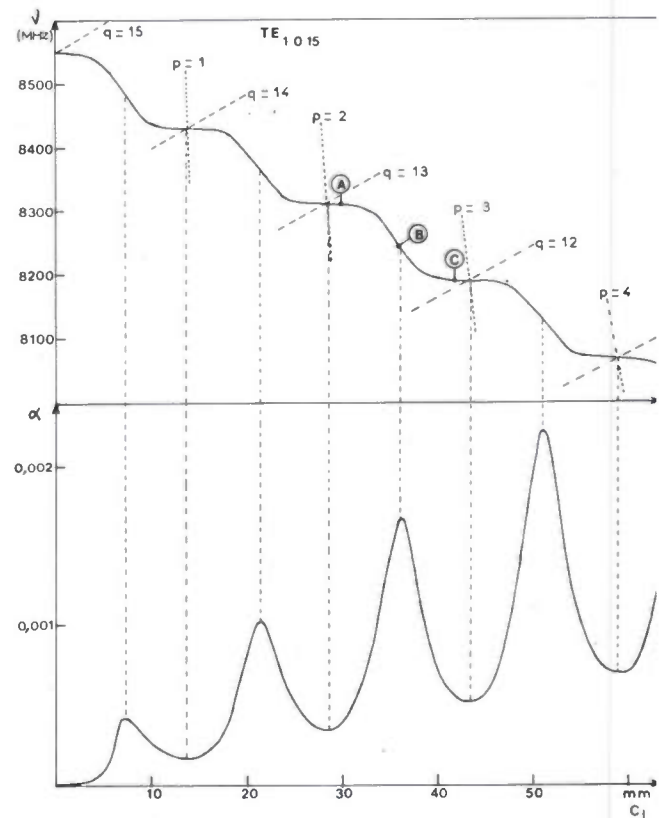


Fig. 3. — Corrélation entre les variations de la fréquence de résonance et de l'amortissement pour le mode $TE_{1,0,15}$.

Lorsque la résolution de l'équation caractéristique donne un couple de valeurs compatibles pour les paramètres γ_1 et γ_2 , il est possible de calculer le champ électrique en tous points de la cavité par les formules :

$$E_y = A_1 \sin \gamma_2(c_2 - c_1) \sin \frac{\pi x}{a} \sin \gamma_1 z \quad (7)$$

dans le milieu ϵ_1

$$E_y = A_1 \sin \gamma_1 c_1 \sin \frac{\pi x}{a} \sin \gamma_2(c_2 - z)$$

dans le milieu ϵ_2 .

Sur la figure 4 nous avons représenté, pour le mode $TE_{1,0,15}$, les variations de $|E_y|^2$ avec z (pour $x = a/2$). Les courbes (A) et (C) correspondent à des fréquences stationnaires. O

remarque dans ce cas, que le champ électrique est plus faible dans l'échantillon que dans le reste de la cavité et que la frontière de l'échantillon est située dans un nœud de champ électrique. La courbe (B), au contraire correspond à une longueur d'échantillon pour laquelle la fréquence varie rapidement. Dans ce cas la frontière de l'échantillon se trouve dans un ventre de champ électrique et on trouve dans l'échantillon un champ électrique aussi intense que dans le reste de la cavité, ce qui se traduit par un amortissement important.

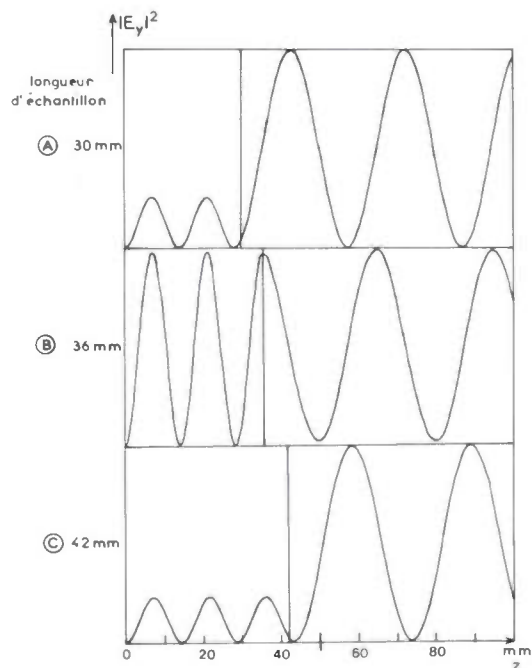


Fig. 4. — Topographies du champ électrique dans la cavité (mode $TE_{1,0,15}$).

Les courbes (A), (B), (C) correspondent aux points A, B, C portés sur les courbes caractéristiques de la figure 3.

Tout ceci nous permet de préciser la position des fréquences stationnaires [2]. Au centre d'une zone de fréquence stationnaire la frontière de l'échantillon se trouve dans un nœud de champ électrique, donc chacun des diélectriques ϵ_1 et ϵ_2 contient un nombre entier de demi-longueurs d'onde ce qui permet de définir la fréquence stationnaire par :

$$v_s = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon'_{r1}}} \left[\frac{1}{a^2} + \frac{p^2}{c_1^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{dans le milieu } \epsilon_1$$

$$v_s = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon'_{r2}}} \left[\frac{1}{a^2} + \frac{q^2}{(c_2 - c_1)^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{dans le milieu } \epsilon_2 \quad (8)$$

Pour le mode de résonance TE_{10n} on aura $p + q = n$. Sur la figure 2 nous avons tracé, en pointillés, les courbes représentatives de ces deux relations. Il est clair que ces courbes se coupent au centre des paliers de fréquence stationnaire.

L'existence de fréquences stationnaires dans un résonateur partiellement rempli par un diélectrique est un phénomène très général et se retrouve dans toutes les géométries de cavités que nous avons étudiées [3].

Comme nous l'avons déjà dit, les courbes caractéristiques de fréquence et d'atténuation en fonction de la longueur d'échantillon ont été vérifiées expérimentalement. A partir des valeurs mesurées pour v et α nous avons calculé, par résolution de l'équation caractéristique (4) les valeurs des paramètres diélectriques de l'huile de transformateur utilisée comme diélectrique.

Nous avons trouvé, avec le mode $TE_{1,0,15}$

$$\epsilon'_r = 2,25 \quad \text{et} \quad \epsilon''_r = 0,041$$

avec des écarts type :

$$\sigma(\epsilon'_r) = 0,12 \quad \text{et} \quad \sigma(\epsilon''_r) = 0,005$$

pour 23 mesures régulièrement réparties entre

$$c_1 = 3 \text{ mm} \quad \text{et} \quad c_1 = 69 \text{ mm.}$$

3. INFLUENCE DE LA PERMITTIVITÉ DE L'ÉCHANTILLON SUR LES FRÉQUENCES DE RÉSONANCE

Cette étude concerne une cavité de longueur

$$c_2 = 1050 \text{ mm.}$$

construite encore à partir d'un guide d'onde standard, bande X, et contenant un échantillon de longueur $c_1 = 1 \text{ mm}$. Nous étudierons l'évolution des paramètres v et α des résonances en fonction de la partie réelle ϵ'_r de la permittivité de l'échantillon, sa tangente de pertes étant prise comme paramètre.

La figure 5 permet de comparer l'évolution des paramètres v et α pour $\lg \delta = 0,1$ et $\lg \delta = 0,5$.

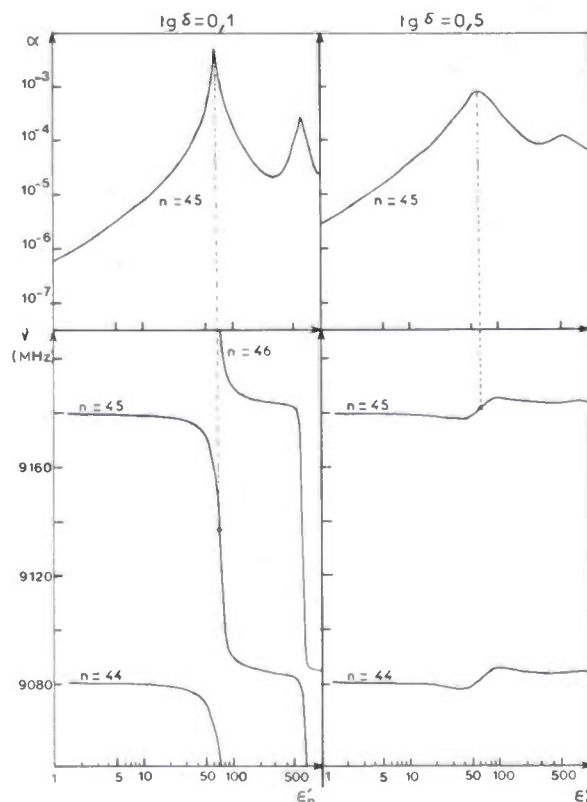


Fig. 5. — Évolution de la fréquence de résonance et de l'amortissement d'un mode TE_{10n} , en fonction de ϵ'_r , dans un cas à faibles pertes ($\lg \delta = 0,1$) et dans un cas à fortes pertes ($\lg \delta = 0,5$).

Les paramètres utilisés pour le calcul sont :

$$\epsilon_{r2} = 1; c_1 = 1 \text{ mm}; c_2 = 1050 \text{ mm}; a = 22,86 \text{ mm.}$$

On constate une différence radicale en ce qui concerne la fréquence. Pour $\text{tg } \delta = 0,1$ (et pour les valeurs inférieures) la variation de fréquence présente encore une structure en marches d'escaliers traduisant l'accumulation dans l'échantillon des ventres d'onde stationnaire. Le centre des zones de fréquence stationnaire peut encore être calculé par les formules (8). Par contre pour $\text{tg } \delta = 0,5$ (et pour les valeurs supérieures) la fréquence de résonance se stabilise vers la fréquence de la cavité raccourcie que l'on obtiendrait avec un échantillon parfaitement conducteur. On consultera la figure 6 pour un agrandissement de l'échelle des fréquences. On peut donc distinguer deux comportements différents de l'échantillon, vis-à-vis de la pénétration des ondes électromagnétiques : un comportement diélectrique normal dans le cas de faibles pertes et un comportement métallique dans le cas de fortes pertes.

L'amortissement présente, dans les deux cas, des maxima corrélés avec les variations rapides de fréquence, mais la valeur de ces maxima est plus faible dans le cas à fortes pertes ce qui peut sembler paradoxal.

Sur la figure 6 une dilatation de l'échelle des fréquences et le tracé d'un plus grand nombre de courbes caractéristiques permet de mieux apprécier les différences entre le cas des pertes faibles (courbes en traits pleins) et le cas des fortes pertes (courbes en traits pointillés). La valeur de $\text{tg } \delta$ qui marque la frontière entre les deux comportements est localisée ici entre $\text{tg } \delta = 0,1$ et $\text{tg } \delta = 0,2$. Il apparaît donc que le changement de comportement résulte d'une « catas-

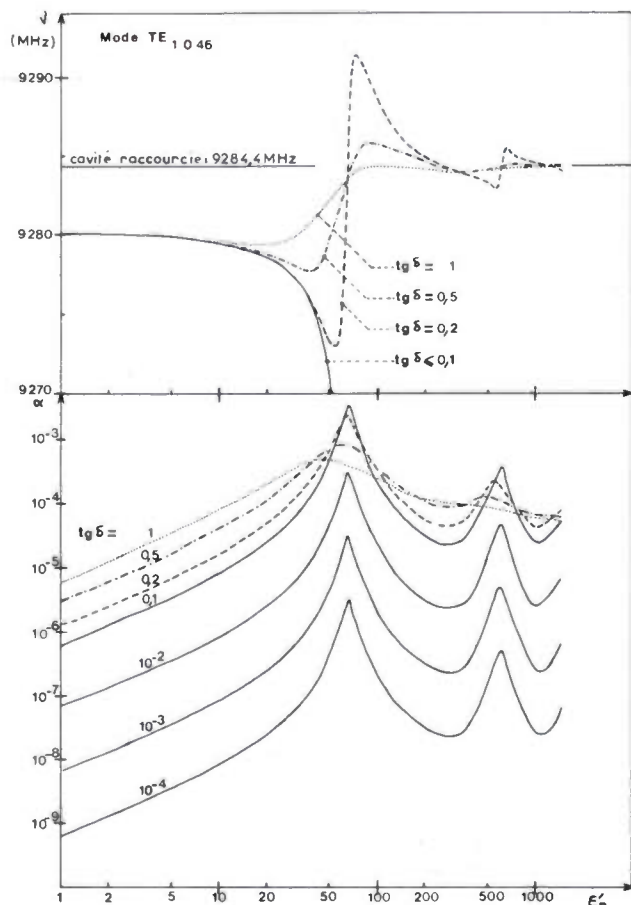


Fig. 6. — Fréquence de résonance et amortissement du mode $\text{TE}_{1,0,46}$ en fonction de ϵ_r , avec $\text{tg } \delta$ comme paramètre.

On distinguera le comportement diélectrique de l'échantillon (traits pleins) et son comportement métallique (pointillés).

rophe » plutôt que d'une évolution régulière avec la valeur de $\text{tg } \delta$.

Pour vérifier expérimentalement les résultats de cette étude on peut utiliser un échantillon ferroélectrique dont la permittivité dépend fortement de la température. Nous avons utilisé un échantillon monocristallin de Tri Glycine Sulfate (TGS), l'axe ferroélectrique étant parallèle à la direction Oy du champ électrique dans la cavité. La figure 7 montre les variations, avec la température, de l'amortissement et de la fréquence de résonance du mode $\text{TE}_{1,0,33}$ dans une cavité de longueur $c_2 = 795,8$ mm. A partir des valeurs mesurées de ces paramètres, la résolution de l'équation caractéristique (4) permet le calcul de la constante diélectrique complexe de l'échantillon qui se trouve également représentée sur la figure 7.

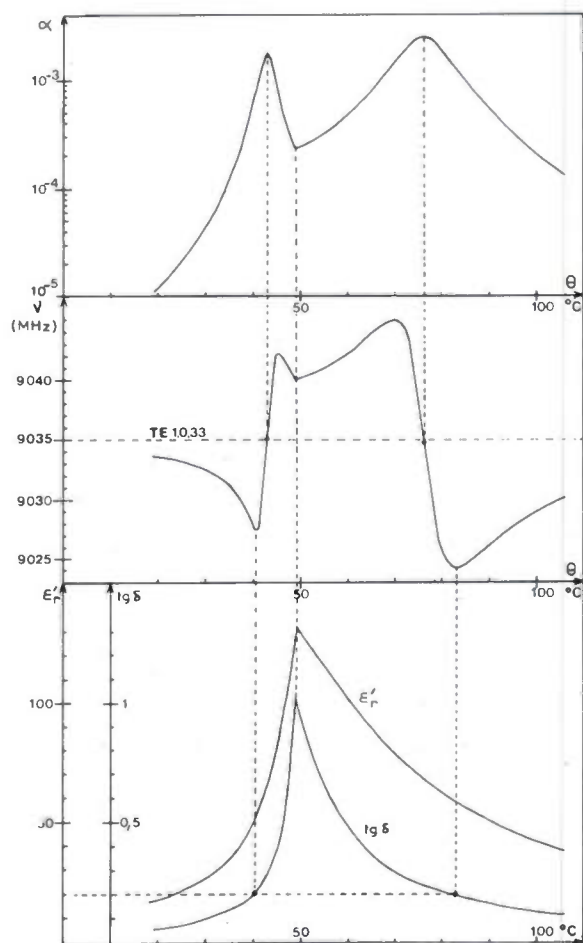


Fig. 7. — Résultats d'une expérience avec un échantillon de Tri Glycine Sulfate (TGS).

Les paramètres utilisés pour le calcul sont :

$$\epsilon_{r2} = ; c_1 = 1 \text{ mm}; c_2 = 795,8 \text{ mm}; \\ a = 22,86 \text{ mm}; \text{ mode } \text{TE}_{1,0,33}.$$

On voit que, pour des températures comprises entre 40 et 83 °C, l'échantillon de TGS présente un comportement métallique, avec remontée de la fréquence de résonance au-dessus du niveau de la cavité vide. Cette zone de températures correspond à des valeurs de $\text{tg } \delta$ supérieures à 0,1. L'amortissement de la résonance passe par deux maxima aux températures de 43 et 76 °C, qui coïncident avec des variations rapides de la fréquence. Entre ces deux maxima l'amortissement diminue notablement et, en particulier

passer par un minimum à la température de transition ferroélectrique où $\tan \delta$ est maximum.

Cette étude expérimentale nous permet donc de retrouver les phénomènes essentiels prévus par l'étude théorique de l'équation caractéristique. Elle illustre bien le caractère non linéaire de cette équation puisque les courbes $\epsilon'_r(\theta)$ et $\tan \delta(\theta)$ n'ont aucune ressemblance avec les courbes $v(\theta)$ et $\alpha(\theta)$ dont elles sont issues.

4. ÉQUATION CARACTÉRISTIQUE D'UN MODÈLE A TROIS COUCHES DIÉLECTRIQUES

La figure 8 précise les paramètres de définition de ce modèle à trois couches diélectriques.

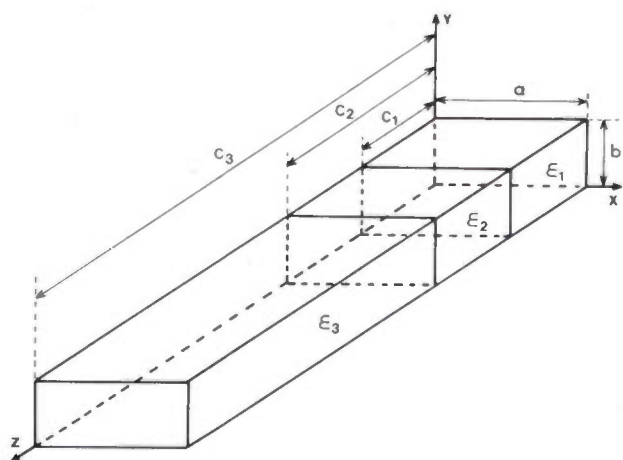


Fig. 8. — Paramètres de définition du modèle à trois couches diélectriques.

Lorsqu'on écrit les équations de raccordement des champs sur les interfaces $z = c_1$ et $z = c_2$ pour un mode TE_{10n} , on trouve que ces équations ne sont compatibles que si l'équation caractéristique suivante est satisfaite :

$$\begin{vmatrix} \sin \gamma_1 c_1 & -\cos \gamma_2 c_1 & -\sin \gamma_2 c_1 & 0 \\ \gamma_1 \sin \gamma_1 c_1 & \gamma_2 \sin \gamma_2 c_1 & -\gamma_2 \cos \gamma_2 c_1 & 0 \\ 0 & \cos \gamma_2 c_2 & \sin \gamma_2 c_2 & \sin \gamma_3 (c_3 - c_2) \\ 0 & -\gamma_2 \sin \gamma_2 c_2 & \gamma_2 \cos \gamma_2 c_2 & -\gamma_3 \cos \gamma_3 (c_3 - c_2) \end{vmatrix} = 0 \quad (9)$$

L'expression générale des paramètres γ_i est encore donnée par (2).

Ce modèle décrit une situation expérimentale courante où le milieu ϵ_2 est un échantillon diélectrique solide, les milieux ϵ_1 et ϵ_3 étant de l'air.

Nous avons programmé la résolution numérique de cette équation caractéristique par la même méthode que la précédente et nous présentons maintenant quelques exemples d'exploitation.

5. ÉTUDE DES FRÉQUENCES DE RÉSONANCE EN FONCTION DE LA POSITION DE L'ÉCHANTILLON ET DE SA LONGUEUR

Nous avons choisi pour cette étude une cavité de longueur $c_3 = 130$ mm, les dimensions transversales étant celles d'un guide standard bande X, résonnant à vide sur le mode TE_{106} à 9 532 MHz. Nous envisageons un échantillon (milieu ϵ_2)

de permittivité $\epsilon_{r2} = 2$ dont la longueur $l = c_2 - c_1$ est un paramètre variable et dont la position est repérée par la distance $d = \frac{1}{2}(c_1 + c_2)$.

Sur la figure 9 nous avons porté la fréquence de résonance du mode TE_{106} en fonction de la position de l'échantillon. Nous avons limité l'excursion de la distance d à 65 mm ce qui revient à dire que l'échantillon parcourt une moitié de la cavité. Les courbes peuvent être prolongées par symétrie lorsque l'échantillon se trouve dans l'autre moitié de la cavité. De plus, pour une question d'encombrement, d ne peut pas prendre les valeurs inférieures à $l/2$. Le profil de la zone interdite reproduit une caractéristique, fréquence de

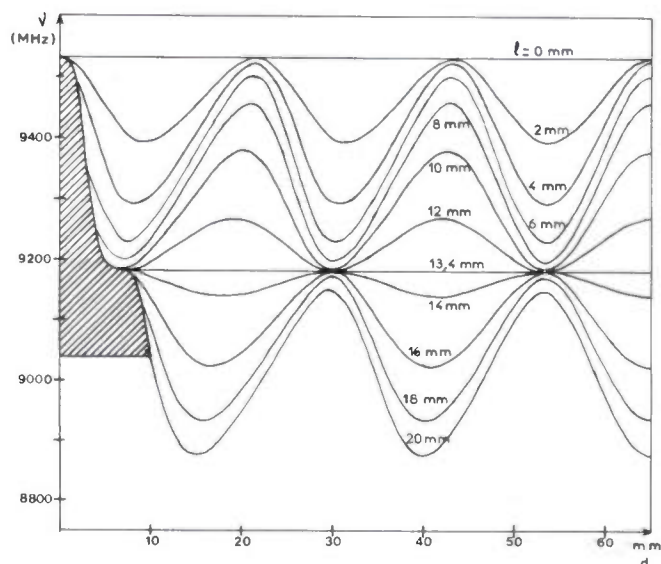


Fig. 9. — Variation de la fréquence de résonance du mode TE_{106} en fonction de la position de l'échantillon dans la cavité.

La longueur l de l'échantillon intervient comme paramètre. Les autres paramètres sont :

$$\epsilon_{r1} = 1; \epsilon_{r2} = 2; \epsilon_{r3} = 1; c_3 = 130 \text{ mm}; a = 22.86 \text{ mm}.$$

résonance-longueur d'échantillon, analogue à celle qui a été décrite au paragraphe 2.

On remarque, pour de faibles longueurs d'échantillon (2 mm), des variations de fréquence quasi sinusoïdales ainsi que le prévoit la théorie des perturbations. Lorsque la longueur l de l'échantillon s'accroît, on note une déformation des courbes puis une sorte « d'inversion de phase » après passage par une fréquence stationnaire qui prolonge la fréquence stationnaire observée pour un échantillon accolé au fond de la cavité.

Pour un échantillon à faibles pertes ces fréquences stationnaires, qui correspondent à un nombre entier de demi-longueurs d'onde dans l'échantillon, s'exprimeront par la formule :

$$v_s = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon'_{r2}}} \left[\frac{1}{a^2} + \frac{p^2}{(c_2 - c_1)^2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (10)$$

La détermination expérimentale d'une fréquence stationnaire est facile et précise et la formule (10) permet alors un calcul direct de la permittivité de l'échantillon. Pour la mesure d'une fréquence stationnaire nous déplaçons l'échantillon grâce à une fente ménagée sur une partie de la longueur de la cavité.

Il suffit alors de lire la fréquence de résonance lorsque celle-ci devient indépendante de la position de l'échantillon dans la cavité. Pour réaliser cette condition on peut agir sur la longueur ($c_2 - c_1$) de l'échantillon mais c'est une méthode fastidieuse qui oblige à sortir l'échantillon de la cavité pour l'amincir progressivement. Il est préférable d'agir sur la longueur c_3 de la cavité, donc de modifier la fréquence de résonance pour l'ajuster à une valeur telle que la stationnarité soit obtenue.

Lors de ces expériences, que l'on peut réaliser avec un échantillon de Téflon par exemple, il nous est apparu que le coefficient d'amortissement α ne présente pas un phénomène de stationnarité corrélé à la stationnarité de la fréquence. La résolution de l'équation caractéristique (9) dans le cas d'un échantillon dissipatif (fig. 10) a confirmé cette observation.

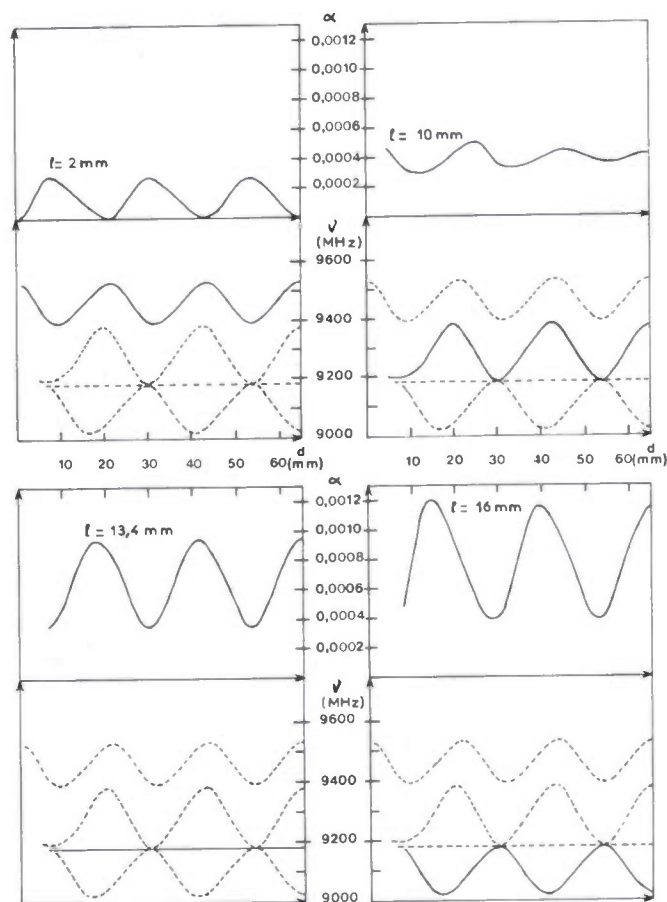


Fig. 10. — Variation de la fréquence de résonance et de l'amortissement du mode TE_{106} en fonction de la position, dans la cavité, d'un échantillon dissipatif.

Les paramètres fixes du calcul sont :

$$\epsilon_{r1} = 1; \epsilon_{r2} = 2(1 - j0.01); \epsilon_{r3} = 1; \\ c_3 = 130 \text{ mm}; a = 22.86 \text{ mm}.$$

Cette méthode de mesure des constantes diélectriques ne donne donc accès de façon simple qu'à la partie réelle de la permittivité. Pour la mesure de la permittivité complexe, la

résolution de l'équation caractéristique (9), ou éventuellement la méthode des perturbations, restent les seules solutions.

6. ÉTUDE DES FRÉQUENCES DE RÉSONANCE EN FONCTION DE LA POSITION DE L'ÉCHANTILLON ET DE SA PERMITTIVITÉ

Cette étude concerne le cas d'un échantillon de longueur fixe $l = 1 \text{ mm}$ supposé sans pertes. La figure 11 présente les variations de la fréquence de résonance du mode TE_{106} en fonction de la position d du centre de l'échantillon dans la cavité. La permittivité de l'échantillon intervient comme paramètre.

Comme dans l'étude précédente, pour les faibles permittivités, les courbes présentent un aspect quasi sinusoïdal reproduisant la variation du carré du champ électrique dans la cavité vide. Lorsque la permittivité de l'échantillon augmente on voit apparaître une déformation des courbes puis un « changement de phase » lorsque l'échantillon contient un ventre du champ électrique stationnaire. Il existe une permittivité pour laquelle la fréquence de résonance est indépendante de la position de l'échantillon dans la cavité. Cette condition de stationnarité obéit encore à la formule (10).

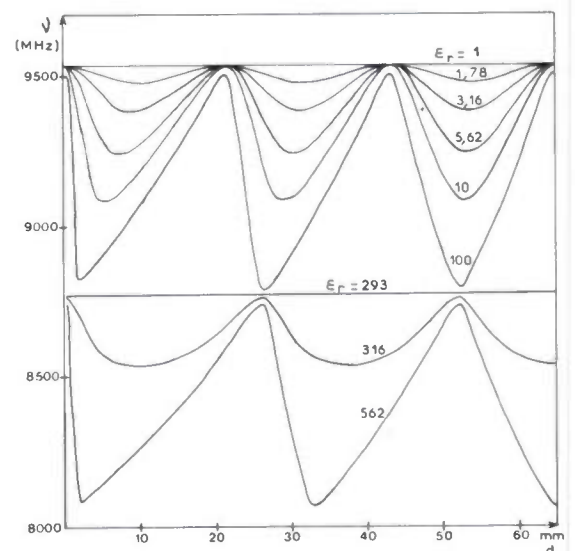


Fig. 11. — Variation de la fréquence de résonance du mode TE_{106} en fonction de la position d'un échantillon de longueur fixe dans la cavité.

La permittivité de l'échantillon intervient comme paramètre. Les paramètres fixes du calcul sont :

$$\epsilon_{r1} = 1; \epsilon_{r3} = 1; c_2 - c_1 = 1 \text{ mm}; \\ c_3 = 130 \text{ mm}; a = 22.86 \text{ mm}.$$

CONCLUSION

Cette étude des solutions de l'équation caractéristique d'une cavité parallélépipédique partiellement remplie par un diélectrique nous a permis de mettre en évidence des propriétés peu connues mais intéressantes des résonances

- d'une part un phénomène de stationnarité de la fréquence de résonance qui survient lorsqu'un diélectrique contient un nombre entier de demi-longueurs d'onde;

- d'autre part un changement radical de comportement caractérisé par une inversion du sens de variation de la fréquence de résonance et une diminution de l'amortissement.

ment, lorsque le facteur de pertes dans un diélectrique atteint un certain niveau.

Ainsi que nous l'avons montré, ces phénomènes remarquables peuvent être mis en évidence expérimentalement. Il nous semble qu'ils doivent être pris en considération, en particulier pour le développement des méthodes de mesure de constantes diélectriques en cavité résonnante.

RÉSUMÉ

Cet article présente des résultats numériques obtenus par résolution de l'équation caractéristique d'une cavité hyperfréquence parallélépipédique, partiellement remplie par un diélectrique. Cette équation caractéristique est susceptible d'une interprétation complexe qui décrit correctement les résonances (fréquence et coefficient de surtension) quelle que soit la permittivité complexe des diélectriques.

Dans le cas d'échantillons à faibles pertes l'équation caractéristique prévoit l'existence de fréquences stationnaires, qui peuvent être observées expérimentalement. Dans le cas d'échantillons à fortes pertes, le calcul, confirmé par l'expérience, prévoit un comportement quasi métallique de l'échantillon vis-à-vis de la pénétration des ondes électromagnétiques.

La transition entre ces deux comportements est brutale; elle survient dans un domaine très limité des valeurs du facteur de pertes du diélectrique.

SUMMARY

Microwave rectangular cavity partially filled with a dielectric (exemplés of solutions from the characteristic equation),

by A. POINSOT (Faculté des Sciences, Dijon).

This paper presents somme numerical results obtained by solving the characteristic equation for a microwave rectangular cavity, partially filled with a dielectric. This equation can be solved in the complex plane and describes well the resonances (resonant frequency and Q factor), for any value of the complex permittivity of the dielectric.

In the case of low loss samples, the characteristic equation forecasts the existence of stationnary frequencies which can be experimentally observed. In the case of high loss samples, calculus, confirmed by experiment, forecasts a quasi metallic comportment of the sample with respect to the penetration of electromagnetic waves.

The transition between these two comportments is abrupt; it occurs in a limited domain for the loss tangent values.

Bibliographie

- [1] ALTSCHULER H. M. — Dielectric Constant. *Handbook of Microwave Measurements*, M. Sucher et J. Fox, Polytechnic Press (New York), 1963.
- [2] EUGÈNE C. E. — Metrological Application of a Stationnary Property in Rectangular Cavities Containing a Dielectric Slab. *IEEE Trans. MTT*, 1973, p. 847-850.
- [3] POINSOT A. — Exemple de résolution numérique de l'équation caractéristique d'une cavité hyperfréquence contenant un échantillon diélectrique. *Rev. Phys. Appl.*, 1977, p. 1055-1062.

Exemples de transcodage adapté à la transmission numérique ⁽¹⁾

TÉLÉCOMMUNICATIONS

L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 1
pp. 50-55



par Vincent MAUREL (*).

Ancien élève de l'École Polytechnique,
Ingénieur de l'École Nationale Supérieure
des Télécommunications, chargé d'études
de transmissions numériques.

Thomson-CSF, Division Faisceaux Hertziens et liaisons spatiales, 55, rue Greffuhle,
92300 Levallois-Perret.

1. INTRODUCTION

Pour des raisons bien connues, les techniques numériques sont de plus en plus employées dans les équipements d'extrémité. Les supports de transmission modernes doivent donc transmettre ce signal. Ses caractéristiques à la source en font un signal difficile à transmettre par les canaux classiques; en particulier :

- il demande une très large bande;
- il n'accepte pas qu'une partie de cette bande soit coupée, par exemple pour transmettre la téléalimentation des répéteurs sur câble, ou les signaux de service, ou encore pour éviter les bruits des oscillateurs locaux des faisceaux hertziens;
- et enfin, on ne peut plus utiliser comme en analogique des procédés aussi simples que l'adjonction d'un pilote pour la télé-surveillance.

Les dispositifs de transcodage et de modulation doivent permettre l'adaptation du signal issu de la source d'informations numériques en général binaires, aux caractéristiques de la ligne de transmission.

Après avoir précisé les objectifs qui guident le choix d'un dispositif de transcodage et cité quelques procédés employés jusqu'ici pour les atteindre, nous décrirons à titre d'exemple, trois dispositifs particuliers en cours d'étude :

- le procédé FM WALSH II, adapté à la transmission de faibles débits sur des porteuses instables;
- le procédé QAM 4, adapté à la transmission de forts débits sur des canaux étroits mais de bonne qualité;
- enfin un dispositif de mesure de la qualité d'une liaison numérique qui permet d'éviter l'emploi d'un code redondant.

2. LES OBJECTIFS

On souhaite en général donner au signal émis les propriétés suivantes :

- a) Son spectre doit être adapté au canal :
- on peut en particulier vouloir réduire la bande occupée;

- ou avoir un spectre à transmettre nul aux fréquences où le canal présente un zéro, du bruit, ou d'autres informations.

Par exemple on cherche à supprimer l'énergie aux basses fréquences pour transmettre la téléalimentation des répéteurs sur câble, ou pour transmettre des voies de service; ou encore on cherche à supprimer l'énergie autour de la fréquence porteuse pour éviter le bruit des oscillateurs locaux des faisceaux hertziens.

- b) On doit pouvoir récupérer le rythme avec un traitement simple.

- c) Il doit permettre de lutter contre le bruit et les perturbateurs en minimisant la puissance émise (en général puissance crête).

- d) On désire enfin souvent pouvoir contrôler la qualité de transmission.

Dans le cas des transmissions sur porteuse radio électrique les opérations de transcodage, de modulation et filtrage sont intimement liées et doivent être étudiées ensemble. De nouvelles propriétés sont alors recherchées :

- e) La porteuse doit être aisée à récupérer dans le cas d'une démodulation cohérente.

- f) La perturbation des canaux adjacents doit être minimisée.

3. QUELQUES SOLUTIONS ACTUELLES

De nombreux procédés ont été utilisés jusqu'ici pour atteindre ces objectifs.

- Si on limite le signal émis à deux niveaux, le code biphase est un des plus fréquemment utilisés : il permet simultanément la suppression de la composante continue et une récupération aisée du rythme au prix d'une augmentation de la bande passante.

- La transmission à trois niveaux est aujourd'hui très courante; au prix d'une augmentation de la puissance émise, l'emploi de trois niveaux pour transmettre une information binaire amène une redondance que l'on exploite en fonction des besoins. Par exemple les codes de la famille du bipolaire (bipolaire entrelacé, B 6 CZ, HDB 3, etc...) permettent une suppression de la composante continue, une récupération

(1) Article issu d'une Journée d'Étude de la SEE du 30/11/76. Reçu le 10 décembre 1976, et accepté dans sa forme définitive le 22 juillet 1977.

(*) Membre de la SEE.

aisée du rythme et un contrôle du taux d'erreur après régénération.

Les codes alphabétiques de type pseudo ternaire (3 B/2 T, 4 B/3 T, etc...) permettent en outre de diminuer le débit en ligne et donc d'économiser de la bande passante.

- Les codes à plus de trois niveaux sont essentiellement utilisés lorsque l'objectif de réduction de la bande occupée est prioritaire.
- Citons en dernier lieu trois procédés qui permettent d'atteindre certains des objectifs énumérés ci-dessus :
 - les codes symétriques à contre réaction augmentent le nombre de niveaux d'un code pour supprimer la composante continue;
 - les codes à réponse partielle permettent de modeler le spectre du signal émis. Ils permettent en particulier de créer un zéro à la fréquence rythme;
 - enfin, diverses idées se font jour pour contrôler la qualité d'une transmission numérique sans l'utilisation d'un code redondant.

4. QUELQUES SOLUTIONS NOUVELLES

Les choix varient bien sûr en fonction des besoins.

Nous décrivons ci-dessous, dans le domaine hertzien, deux exemples de choix du procédé de codage-modulation adaptés à des canaux très différents :

- dans le premier cas, il s'agit d'utiliser des canaux millimétriques (40 GHz) pour transmettre de faibles débits numériques.

Pour adapter le signal au canal, il faut trouver un procédé de modulation peu sensible à l'instabilité des oscillateurs. En échange, il peut être coûteux en bande passante. Nous décrivons en exemple la modulation « FM-Walsh II » qui atteint cet objectif;

- dans le deuxième cas, il s'agit, au contraire, d'utiliser des canaux radioélectriques de bonne qualité (12 GHz) pour transmettre le plus grand débit possible. C'est ici le domaine des codes multiniveaux, qui diminuent la bande utilisée, au prix d'une plus grande sensibilité au bruit et aux distorsions. Nous décrivons la modulation QAM 4 (MA 4 Q) qui permet de doubler le débit transmis dans une bande donnée par rapport à la modulation 4 phases.

Les deux types de systèmes se distinguent par leur *efficacité spectrale*, la première deux fois plus faible (environ 1 bit/Hz) et la deuxième deux fois plus forte (environ 4 bit/Hz) que celle de la modulation « classique » à 4 phases (2 bit/Hz).

Un autre axe de recherche est celui de l'aide à l'exploitation des systèmes numériques hertiens.

Nous avons déjà signalé l'emploi des codes redondants qui permettent un contrôle du taux d'erreur après régénération. On peut classer dans la même famille l'emploi d'une « trame de ligne » qui introduit une redondance dans le signal transmis permettant d'apprécier la qualité en bout de chaîne.

Nous décrivons ci-après un procédé qui permet d'apprécier la qualité d'une transmission numérique sans l'utilisation d'un code redondant.

4.1. Modulation « FM WALSH II »

La transmission de faibles débits numériques sur des porteuses à fréquence très élevée se heurte à l'instabilité de phase des oscillateurs. Le système que nous allons décrire permet d'utiliser des canaux millimétriques (40 GHz) pour transmettre des débits numériques faibles (2 Mbit/s par exemple).

A. PRINCIPE

Pour obtenir un émetteur économique, on utilise une source à effet Gunn non pilotée dont les dérives peuvent atteindre ± 10 MHz. Cette source est modulée directement en fréquence (fig. 1).

Le code utilisé peut être décrit de la manière suivante : on utilise pour transmettre un « 1 » la fonction de Walsh d'ordre II (voir fig. 1) et pour un zéro la fonction opposée.

L'excursion de fréquence est réglée pour que la phase, intégrale de la fréquence, ait une excursion de $\pm \frac{\pi}{2}$.

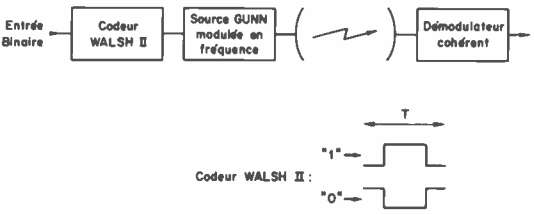


Fig. 1. — Liaison hertzienne millimétrique.

Si nous considérons alors la projection sur deux porteuses en quadrature (fig. 2), la voie Y est modulée par un signal biphase tandis que la voie « X » est modulée par un signal périodique à moyenne non nulle, ce qui permet la transmission de la porteuse et du rythme.

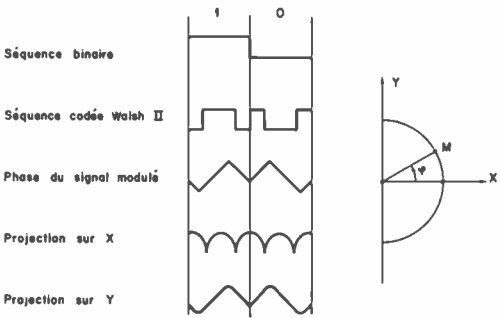


Fig. 2.

On peut remarquer que les deux porteuses en quadrature ainsi créées X et Y reçoivent chacune la moitié de l'énergie émise.

Il faut donc, pour obtenir les mêmes performances en présence de bruit, que pour une modulation biphase classique, augmenter de 3 dB le niveau de la porteuse émise. Mais ce coût théorique est largement compensé par les avantages suivants :

- l'utilisation de la modulation de fréquence évite tout mélange coûteux en puissance et délicat à ces fréquences;
- la décroissance rapide du spectre permet d'éviter des filtres SHF de bande relative faible donc à fortes pertes;

— enfin, la démodulation cohérente est simple puisque la porteuse est transmise.

Le spectre émis (fig. 3) a les deux propriétés essentielles suivantes :

- il a une raie à la fréquence porteuse non perturbée par le signal modulant: ceci permet d'employer une boucle de récupération de la porteuse suffisamment large pour inclure le spectre de bruit des oscillateurs et permet donc une démodulation cohérente;

- la densité spectrale de puissance décroît naturellement en $\frac{1}{f^4}$ ce qui permet d'éviter tout filtrage SHF dans notre application.

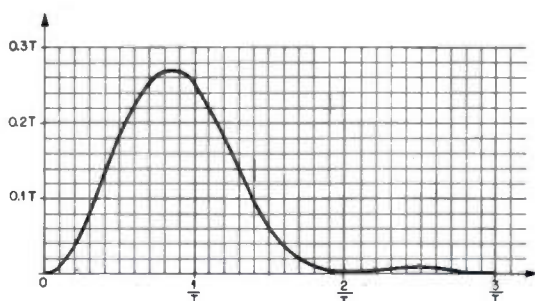


Fig. 3. — Spectre d'un signal FM-Walsh II.

On peut d'ailleurs généraliser ce résultat, et il existe une classe de signaux plus complexes que les fonctions de Walsh d'ordre II et qui donnent après modulation de fréquence un spectre qui décroît sans filtrage en $\frac{1}{f^{2n}}$.

B. APPLICATIONS

Ce principe de modulation est utilisé dans un faisceau hertzien léger à 40 GHz en cours de développement.

Le grand gain d'antennes de petites dimensions à ces fréquences conduit à un système très directif (3°); les conditions de propagation limitent la portée à des bonds de 10 à 15 km.

Cette famille de matériels est donc spécialement adaptée aux liaisons à courtes distances sur des réseaux très étoilés. Leur utilisation typique pourra être le raccordement d'un petit groupe d'abonnés à leur central.

4.2. Modulation QAM 4

La transmission de forts débits numériques par faisceaux hertziens exige avec les systèmes de modulation classiques une bande bien plus large qu'un système analogique de même capacité. C'est pour réduire ce handicap que nous avons étudié un système capable de doubler le débit transmis dans une bande donnée par rapport à la modulation à 4 phases.

A. DESCRIPTION

Le procédé consiste à utiliser une modulation d'amplitude à 4 niveaux de deux porteuses en quadrature.

Le schéma du modulateur est voisin de celui d'un système à 4 phases classique (fig. 4).

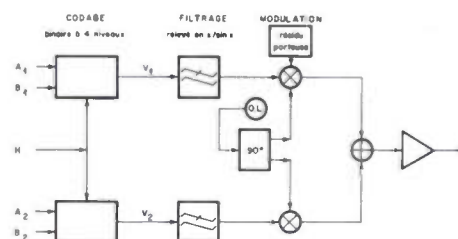


Fig. 4. — Modulation à 16 états QAM 4. Émission.

Le codage à 4 niveaux permet de réduire de moitié le débit en ligne donc de diviser par deux la bande utilisée : si le débit à transmettre est N Mbit/s, le débit en ligne sera N/4 Mbauds et donc la bande HF utilisée N/4 MHz.

Pour permettre une récupération aisée de la porteuse, on fait apparaître un résidu de porteuse par décalage du niveau continu d'une des voies émises.

Les 16 états obtenus dans l'espace des signaux (sans filtrage) sont représentés en figure 5.

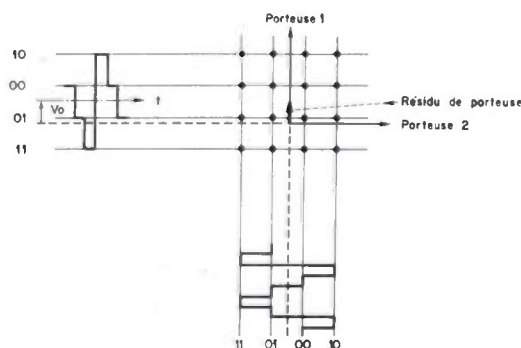


Fig. 5. — Modulation à 16 états QAM 4. Espace des signaux.

Après récupération de la porteuse à l'aide d'une boucle de phase très étroite, la démodulation est cohérente, sans ambiguïté. La récupération de rythme se fait en (bande de base) sur l'ensemble des transitions du signal reçu. Trois comparateurs à seuil dans chaque voie, suivis de bascules de pointage permettent de régénérer les quatre trains émis au débit de N/4 Mbit/s (fig. 6).

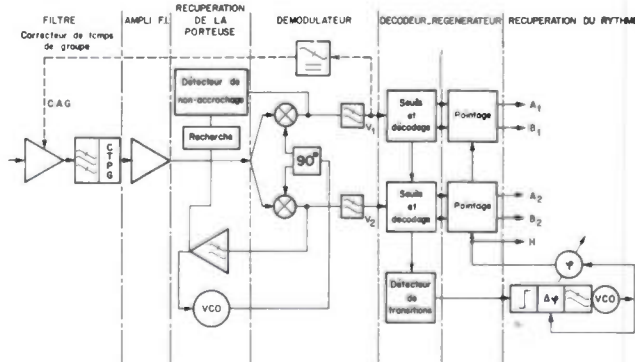


Fig. 6. — Modulation à 16 états QAM 4. Réception.

B. INTÉRÊT DE CE SYSTÈME

L'application envisagée d'un tel système de modulation est la transmission de 140 Mbit/s sur des canaux espacés de 40 MHz. En effet l'utilisation d'une modulation 16 états permet de réduire à 35 Mbauds le débit en ligne, et l'emploi

d'un filtrage *étroit* sans distorsion intersymbole en fait un système peu polluant pour les canaux voisins.

140 Mbit/s, soit 1 920 voies seraient ainsi transmis dans des canaux de 40 MHz, alors que le 1 800 voies analogiques utilise 30 MHz et le 2 700 voies, 40 MHz. On voit que le handicap en efficacité d'utilisation du spectre serait en partie comblé.

C. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Une maquette de ce modem a été construite en laboratoire et expérimentée sur une liaison usine de faisceaux hertziens à grande capacité.

Les performances de ce type de modulation sont les suivantes :

- la puissance crête théorique à émettre doit être 6,5 dB supérieure à celle d'un signal MDP 4 phases classique pour obtenir le même taux d'erreur;
- cette modulation est sensible aux non linéarités; l'adaptation d'un faisceau analogique nécessite donc la suppression des limiteurs et une amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance. Les simulations sur ordinateur et les essais ont montré que le système est utilisable avec des tubes à ondes progressives à condition d'employer une décote en sortie de quelques décibels (3 à 5 dB). Un dispositif linéariseur permettrait de réduire cette décote.

Le bilan de liaison montre alors qu'un faisceau hertzien utilisant ce procédé de modulation aurait une marge contre les évanouissements, intermédiaire entre celle des faisceaux analogiques 1 800 voies et 2 700 voies (rappelons que 140 Mbit/s correspondent à 1 920 voies) et permet donc d'envisager la transmission de 140 Mbit/s sur le réseau national au pas de 50 km.

4.3. Appréciateur de qualité

Pour permettre la mesure de la qualité d'une liaison en cours de fonctionnement, on utilise en général la redondance du code. Par exemple on pourra détecter l'apparition de séquences interdites. Ce principe a trois inconvénients :

- lorsqu'on veut diminuer le coût de la redondance, le système de détection des séquences interdites devient en général très complexe;
- il ne peut fonctionner qu'avec un code suffisamment redondant et est donc coûteux en bande;
- enfin, c'est un procédé lent.

Ces constatations nous ont amené à chercher un moyen de mesure de la qualité indépendant du code en ligne.

L'idée de base est d'apprécier la qualité du diagramme de l'œil reçu. Pour ce faire la méthode proposée consiste à utiliser des régénérateurs annexes et à dégrader le signal à leurs entrées, que ce soit en injectant un bruit local ou en décalant le seuil de décision par exemple (fig. 7).

Nous exposerons le principe du dispositif avec un décalage du seuil (fig. 8) et un signal binaire.

Une pseudo-erreur apparaît lorsque les deux régénérateurs prennent des décisions différentes.

Supposons qu'un « 0 » ait été émis et $\Delta S > 0$:
Si nous représentons comme en figure 9 la densité de

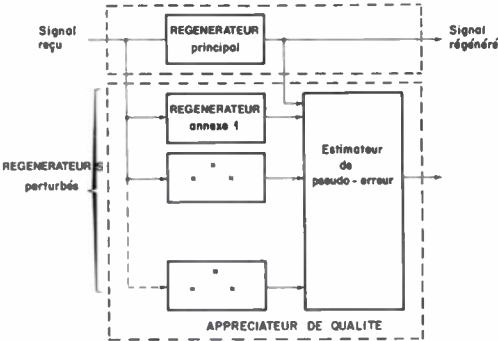


Fig. 7.

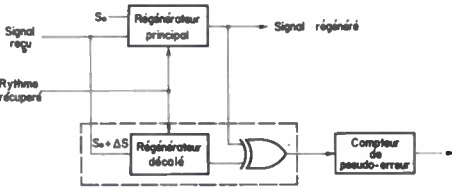


Fig. 8. — Appréciateur de qualité pour canal binaire symétrique.

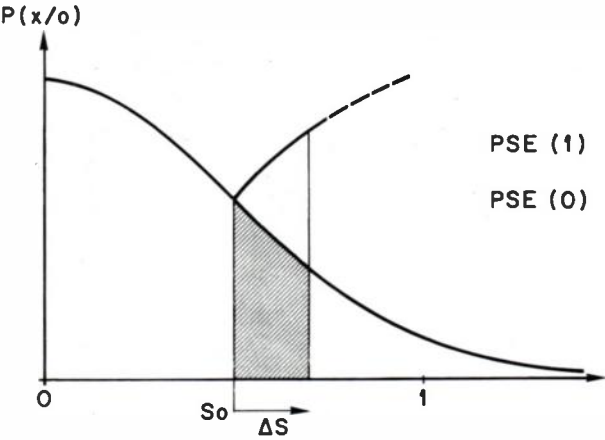


Fig. 9.

probabilité du signal reçu, le taux d'erreur sera donné par la surface sous la courbe à droite de S_0 (probabilité de décider un 1 alors qu'un zéro a été émis) et le détecteur de pseudo-erreur donnera un taux de pseudo-erreur proportionnel à la surface hachurée (probabilité de deux décisions différentes).

Il est clair que lorsque la puissance de bruit ou les distorsions du canal varient, le taux de pseudo-erreur varie dans le même sens que le taux d'erreur.

Si un « 1 » a été émis, le taux de pseudo-erreur mesuré est plus grand (surface pointée) mais garde la même propriété de fonction monotone du taux d'erreur.

Lorsque les 1 et les 0 sont équiprobables, le taux de pseudo-erreur est la moyenne des deux quantités précédentes.

La figure 10 donne pour trois valeurs de ΔS , la variation du taux d'erreur en fonction du rapport signal à bruit (canal sans distorsion intersymbole ni brouillage).

Deux remarques s'imposent :

- pour $S = 0,1$, le taux de pseudo-erreur est très proche du taux d'erreur;
- si $S = 0,3$, le taux de pseudo-erreur est beaucoup plus

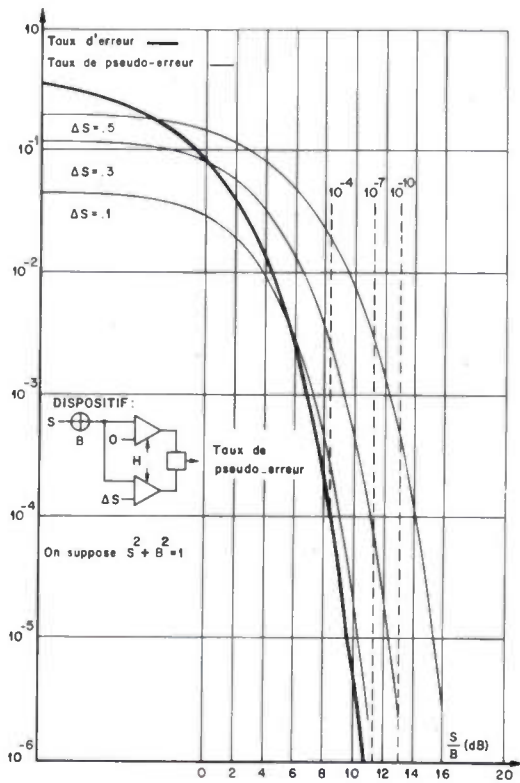


Fig. 10.

grand que le taux d'erreur mais en permet une évaluation. L'intérêt d'un écart de seuil relativement fort réside dans la rapidité de mesure : si le taux de pseudo-erreur est 100 fois plus grand, l'évaluation du taux d'erreur est près de 100 fois plus rapide qu'une mesure directe, ce qui, à des débits modestes, peut être très intéressant.

Malheureusement on peut montrer qu'un fort décalage du seuil est défavorable à la précision de mesure en cas de forts brouillages.

Les courbes de la figure 11 donnent un exemple de ce compromis rapidité-précision de la mesure. Elles supposent la mesure faite comme en figure 8 sur une des voies d'un système à 4 phases cohérent.

Lorsque le rapport signal à brouillage diminue la loi qui permet de calculer le taux d'erreur en fonction du taux de pseudo-erreur mesuré varie d'autant plus que le décalage est grand.

Ainsi dans le cas où le rapport signal à brouillage varie au cours du temps, on choisira un décalage faible ($\Delta S < 0,1$) et dans le cas où ce rapport est stable on peut choisir un décalage plus fort ($\Delta S \approx 0,2$) de manière à diminuer le temps de mesure.

Un dispositif de ce type a les avantages suivants :

- il permet l'évaluation en service du taux d'erreur sans utilisation d'un code redondant;
- il permet de détecter de nombreux défauts, en particulier :
 - dégradation du rapport signal à bruit,
 - coupure de liaison,
 - dérèglement de la démodulation,
 - dérèglement des filtres,
 - perturbateur occasionnel fort,

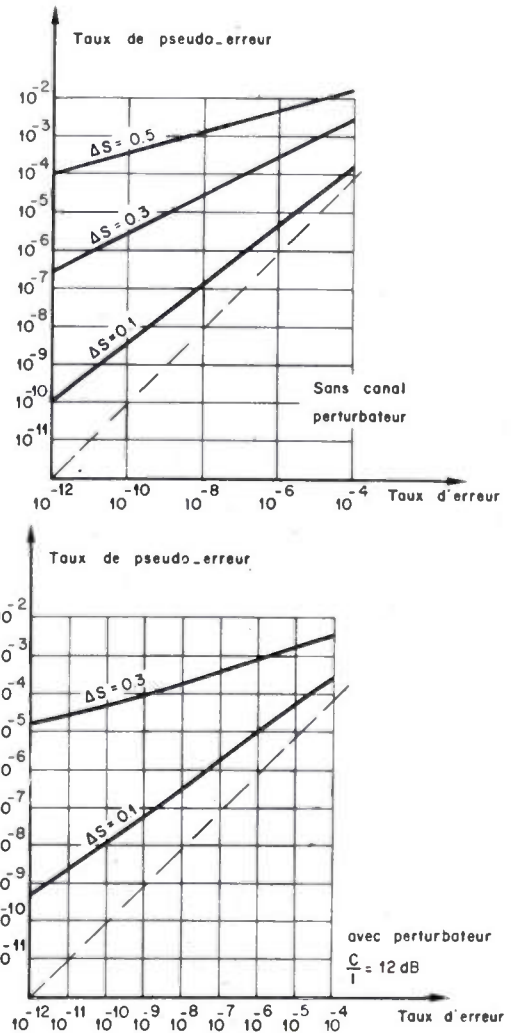


Fig. 11.

- dérèglement de la récupération de rythme,
- dérèglement du seuil du régénérateur direct;

- il est simple et peut donc être employé à chaque pas de régénération;
- il est rapide, ce qui permet son emploi par exemple pour commander une commutation automatique au niveau d'un bond de faisceau hertzien pour utiliser une diversité de fréquence ou d'espace.

Il présente cependant deux inconvénients : il est insensible à la perte du rythme; il ne détecte que les défauts apparus depuis le précédent régénérateur et non ceux de toute la liaison.

Associé à un détecteur de perte d'horloge, il permet d'envisager une télésurveillance des systèmes numériques.

CONCLUSION

Les trois exemples décrits ici montrent comment évoluent les techniques actuelles de transmission numérique :

- des dispositifs de transcodage-modulation permettent de traduire le langage de source en un langage mieux adapté à la transmission en particulier, l'efficacité spectrale peut varier de 1 à 4 bit/Hz;
- deux modes de surveillance peuvent être utilisés :
 - une surveillance globale de la liaison pour laquelle on

utilise généralement une redondance introduite lors du transcodage (code en ligne redondant, trame de ligne, ...);

- une surveillance locale (bond par bond) qui peut être exploitée sur place (diversité d'espace en liaison hertzienne) et/ou transmise à distance (télésurveillance, commutation des canaux, ...).

Le système simple présenté ici relève de cette technique.

RÉSUMÉ

La transmission hertzienne de signaux numériques pose deux types de problèmes :

- l'adaptation du signal transmis aux caractéristiques de la ligne de transmission;
- la mesure de la qualité en service.

Ces objectifs sont précisés; quelques procédés employés jusqu'ici pour les atteindre sont cités; on décrit enfin trois dispositifs particuliers :

- le procédé « FM-WALSH II » adapté à la transmission de faibles débits sur des porteuses instables;

- le procédé « QAM 4 » adapté à la transmission de forts débits sur des canaux étroits de bonne qualité;
- enfin, un dispositif de mesure de la qualité d'une liaison numérique qui permet d'éviter l'emploi d'un code redondant.

SUMMARY

Codings for digital transmission,
by V. MAUREL (Thomson-CSF).

With digital transmission over radio links, two types of problems arise :

- adaptation of the transmitted signal to the channel characteristics;
- on line quality measurements.

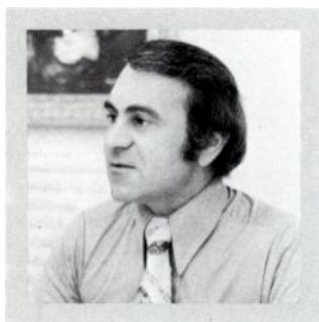
These objectives are more precisely defined; some methods used so far, are listed; then, we describe three particular techniques :

- « FM-WALSH II » concerning the transmission of low data rates on instable carriers;
- « QAM 4 » concerning the transmission of high data rates over good quality small bandwidth channels;
- lastly, a quality measuring device that avoids the use of redondant coding.

Tubes d'émission ^{(1) *}

(2^e partie)

COMPOSANTS
L'onde électrique
1978, vol. 58, n° 1
pp. 56-63



par Joseph CARRUBBA,

Diplômé du Lowell Technological Institute de la Northeastern University, de l'University of New Hampshire et du Worcester Polytechnic Institute. Directeur de l'unité Produits Militaires à la division Tubes hyperfréquences à la Société Varian Associates.

Varian Associates, Division MEO, 317 Brokaw Road, Santa Clara, California 95050.

RÉSUMÉ

Dans le système à 4 tubes en parallèle associés par groupe de 2 tubes, les effets du facteur de forme sont négligeables. Les pertes de combinaison sont faibles dans le cas d'un système pulsé et plus faibles encore pour un système à ondes entretenues.

L'auteur étudie ensuite les effets d'intermodulation et de captation dans les tubes à large bande.

L'intermodulation et la captation sont des effets très gênants et mal expliqués qui se manifestent dans un tube à large bande tels le TOP, lorsque celui-ci est simultanément attaqué par plusieurs signaux de fréquences différentes. Ainsi, un signal appliqué dans la partie inférieure de la bande altère de façon importante les performances du tube pour un signal situé dans la partie supérieure de la bande et la présence d'un signal de niveau élevé affecte les caractéristiques du tube dans le domaine des petits signaux. Comme il n'existait pas jusqu'à présent de théorie analytique satisfaisante pour expliquer ces phénomènes, il n'a pas été possible de concevoir des tubes ne présentant pas ces défauts. Toutefois, à partir des approches théoriques existantes et relatives à quelques cas particuliers, il est possible d'établir une théorie analytique non linéaire du premier ordre utilisant les séries de puissances ou les fonctions de Bessel donnant des indications très utiles pour la réalisation de tubes aux effets d'intermodulation et de captation atténués.

SUMMARY (Part. 2)

EMC Transmit tubes

by J. CARRUBBA (Varian, USA).

In the four tubes parallel experimental circuit, no significant change in combined output results from varying the duty cycle. Combining losses are low in the pulsed system and seem to be lower in the CW system.

Then the author analyzes intermodulation and capture effects in broadband tubes.

Intermodulation and capture are undesirable effects affecting broadband tube performances when the tube is simultaneously driven by two or more signals with different frequencies. For example, a signal applied at the low frequency end of the band severely degrades the performances of the tube at the high frequency end of the band and secondly, the presence of a large signal degrades the performances of the tube at small signal levels. These effects are very complicated and very severe; no adequate analytical theory has been developed that would allow a calculation and the design of an optimum TWT. The theoretical study of these effects can be approached using a first order non-linear theory with power series or Bessel functions leading to design modifications reducing these effects.

EFFETS DU FACTEUR DE FORME

Aucune modification notable de la puissance de sortie combinée n'a été constatée lorsque l'on faisait varier le facteur de forme. Ce point a été vérifié en produisant une variation de 10 : 1 du facteur de forme dans l'alimentation du système à 4 tubes. Pour des tubes travaillant avec des largeurs d'impulsions importantes, supérieures à quelques centaines de microsecondes, on pourrait peut-être constater une variation plus significative consécutive aux effets de la neutralisation des ions par le faisceau électronique, sur le déphasage dans le tube.

L'emploi d'une alimentation commune provoquant les mêmes fluctuations pour tous les tubes, les régulations requises pour la tension grille, la tension de faisceau et le facteur de forme sont les mêmes que celles qui sont nécessaires au fonctionnement d'un tube seul. Les tolérances maximales recommandées sont les suivantes :

- $\pm 1\%$ pour les tensions de grille et de cathode,

- $\pm 10\%$ pour la tension de collecteur,
- $\pm 5\%$ pour la tension de filament.

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DU SYSTÈME A 4 TUBES

Chaque tube employé dans le système expérimental pulsé a fait l'objet d'un relevé particulier de la caractéristique de puissance en fonction de la fréquence à niveau d'attaque

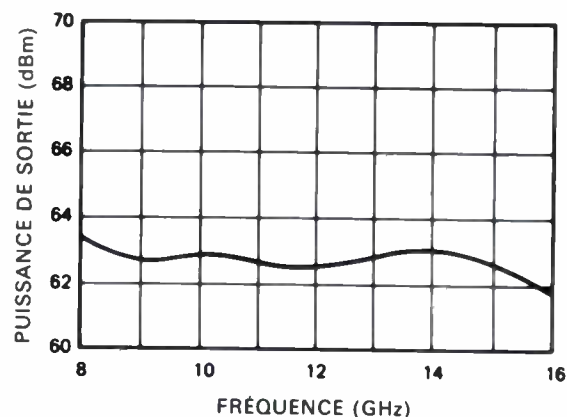


Fig. 5. — Puissance de sortie en fonction de la fréquence pour un tube du système expérimental pulsé à 4 tubes pour une puissance d'entrée constante égale à + 20 dBm (la puissance du second harmonique n'étant pas filtrée, la puissance de sortie disponible à l'extrémité inférieure de la bande est plus élevée).

(1) Article de l'International Countermeasures Handbook, première édition 1975-1976, reproduit avec l'aimable autorisation de EW Communications, Inc, Palo Alto, CA 94303, USA.

Reprinted from the International Countermeasures Handbook, first edition 1975-1976, EW Communications, Inc, Palo Alto, CA 94303, USA.

* (La 1^{ère} partie de cet article est parue dans le n° 12, p. 766, 1977.)

constant de + 20 dBm. La figure 5 donne la courbe puissance de sortie-fréquence relative à un des tubes. A la saturation, la puissance de sortie du système à 4 tubes est supérieure à 5 kW pour un niveau d'attaque de 20 dBm. Par rapport à la somme algébrique, on obtient une perte de combinaison moyenne inférieure à 1,4 dB (fig. 6). L'obtention d'une puissance de sortie supérieure demande la mise au point de TOP de plus grande puissance et l'utilisation de composants de combinaison à très faibles pertes et capables de supporter les puissances mises en jeu. Les caractéristiques des tubes magiques données par le constructeur font état d'une puissance de crête de 6 kW.

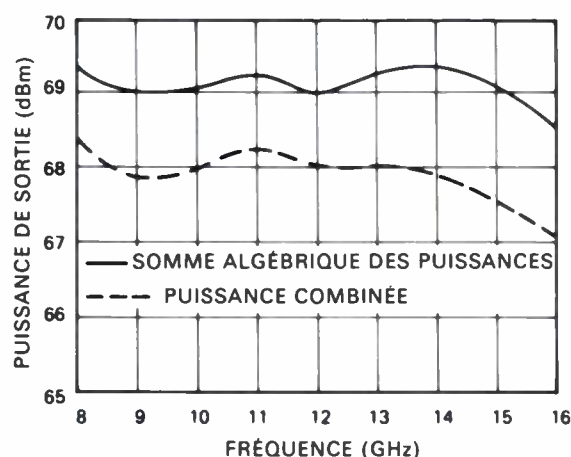


Fig. 6. — Comparaison entre la somme algébrique des puissances délivrées par chacun des tubes et la puissance combinée du système expérimental pulsé à 4 tubes. On relève une perte moyenne de combinaison inférieure à 1,4 dB.

Le même critère reste également valable pour la mise en parallèle de tubes pour ondes entretenues. A certains égards, la mise en parallèle se révèle plus aisée puisque les tubes

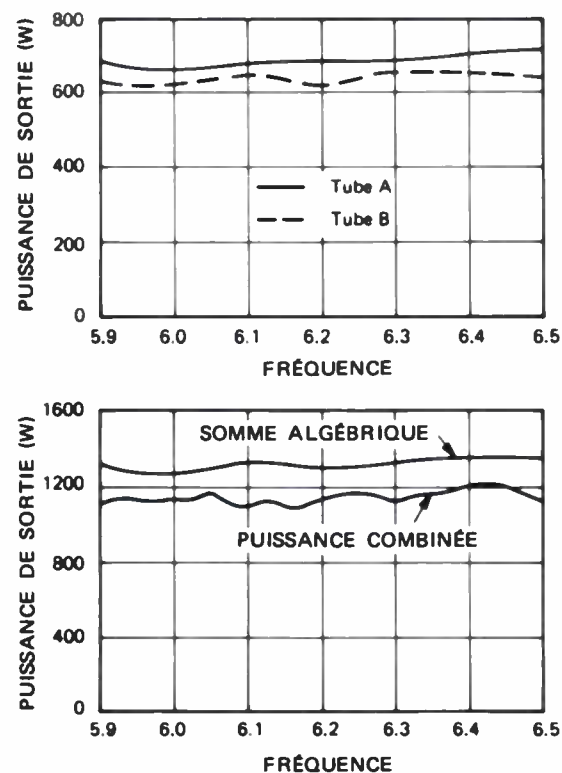


Fig. 7. — Les essais expérimentaux en ondes entretenues montrent que deux tubes capables de délivrer chacun des puissances comprises entre 625 et 700 W (a) peuvent être associés afin de délivrer 1 kW le long de la bande de fréquence réservée aux télécommunications par satellite. La comparaison entre la somme algébrique de puissance et la puissance combinée montre une perte moyenne de combinaison de 0,6 dB (b).

peuvent être fabriqués pour des tensions de fonctionnement identiques d'un tube à l'autre. Ce type de TOP ne présente pas de distances critiques entre les électrodes telle celle de grille-cathode des tubes pulsés.

Les TOP choisis pour la mise en parallèle dans notre système expérimental à ondes entretenues fonctionnent dans la bande de fréquences utilisée pour les télécommunications par satellite (5,9-6,4 GHz) et délivrent des puissances de sortie comprises entre 625 et 700 W. La puissance de sortie combinée est supérieure au kW (fig. 7). La comparaison entre la puissance combinée et la somme algébrique des puissances de chacun des tubes fait apparaître une perte de combinaison de 0,6 dB seulement. Malgré cette perte le rendement du système dépasse 28 %.

Les essais en ondes entretenues ont été réalisés avec des tubes utilisant la même alimentation. Cependant, dans un système totalement redondant, chaque tube doit posséder sa propre alimentation et il est alors préférable de synchroniser les fréquences de ronflement des deux alimentations délivrant les tensions d'hélice. Si ces alimentations sont du type à découpage, elles peuvent être verrouillées sur le même oscillateur pilote. Dans le cas où les alimentations se trouvent branchées sur le secteur, il y a synchronisation automatique des ronflements.

EFFETS DE L'INTERMODULATION ET DE LA CAPTATION DANS LES TOP A LARGE BANDE

L'intermodulation et la captation par les effets qu'ils engendrent posent de sérieux problèmes pour la mise en œuvre de TOP à large bande. Les effets de l'intermodulation dans les TOP sont bien compris et on peut grossièrement prévoir leurs effets dans le cas où les signaux appliqués au TOP sont à une fréquence suffisamment voisine pour que le tube présente des caractéristiques identiques pour tous les signaux. Cependant, dans les TOP à large bande où les fréquences des signaux appliqués aux tubes peuvent être séparés par une octave, les effets de l'intermodulation et de la captation ne sont pas encore bien compris. Dans ce cas, le gain, le rendement, la longueur d'onde du faisceau électronique, le paramètre de gain (C) et le paramètre de vitesse de synchronisme sont assez différents d'une extrémité à l'autre de la bande et ces différences provoquent d'importants effets de captation. Ainsi, lorsqu'un TOP présentant une bande passante d'une octave et utilisant une structure d'interaction à hélice, est attaqué par deux signaux identiques se trouvant l'un à l'extrémité supérieure de la bande et l'autre à l'extrémité inférieure, la puissance de sortie du signal à la fréquence haute peut être inférieure de 20 dB à celle du signal à la fréquence basse.

Dans le passé, les travaux visant à réduire ces effets ont été limités. Des TOP spéciaux à adaptation de la vitesse de phase ou à dispersion contrôlée ont été construits mais les résultats n'ont pas été particulièrement bons. A l'origine de cet insuccès, on trouve l'absence d'une théorie analytique adéquate qui aurait peut-être permis la conception de TOP présentant des effets d'intermodulation et de captation moins importants. La clé pour l'utilisation des techniques d'adaptation de la vitesse de phase, de contrôle de la dispersion, de la distribution des pertes, etc., réside dans une meilleure compréhension théorique de leurs effets.

LES PROBLÈMES DE L'INTERMODULATION ET DE LA CAPTATION DU SIGNAL

Les effets de l'intermodulation et de la captation dans les TOP à large bande ont été étudiés dans le détail et bien compris dans le cas où les signaux se trouvent à des fréquences relativement voisines. Dans ce cas, le tube présente des caractéristiques identiques pour chacun des signaux. Les figures 8 à 10 montrent des résultats caractéristiques de mesures effectuées dans ces conditions sur un TOP à focalisation alternée délivrant 1 W en onde entretenue en bande L (1-2 GHz).

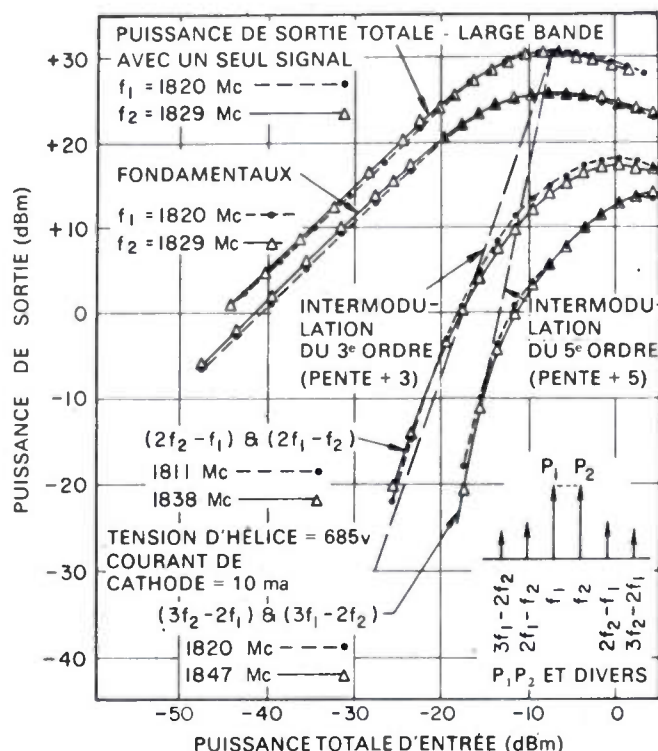


Fig. 8. — Caractéristiques d'intermodulation de deux porteuses de même amplitude pour un TOP délivrant 1 W en bande L (1-2 GHz).

La figure 8 montre les caractéristiques d'intermodulation de deux porteuses de même amplitude. Les courbes supérieures donnent la puissance de sortie du tube en fonction de la puissance d'entrée lorsque le tube est attaqué par un seul signal à la fois. Les fréquences des deux signaux ne diffèrent que de 9 MHz. On remarque que les performances du tube sont pratiquement identiques aux deux fréquences. Les autres courbes de la figure 8 sont relatives au cas où deux signaux d'égale amplitude sont appliqués à l'entrée du TOP. Comme il est indiqué dans la partie inférieure droite de la figure, les deux fréquences apparaissent à la sortie du tube ainsi que les fréquences d'intermodulation. Notons qu'à la saturation, la puissance de sortie disponible à chacune des fréquences est à 5 dB en dessous de celle disponible à la saturation lorsqu'un seul signal est appliqué. La puissance totale de sortie aux deux fréquences est donc inférieure de 2 dB à celle qui pourrait être obtenue si le tube fonctionnait avec l'un des signaux. A la saturation, les produits de l'intermodulation du troisième ordre sont à 11 dB en dessous des fondamentaux. Toutefois, lorsque le tube est surexcité de 10 dB, les produits d'intermodulation sont à 5 dB seulement en dessous des fondamentaux.

La figure 9 donne le niveau de sortie des produits d'intermodulation du troisième ordre en fonction de la

puissance de sortie des deux fondamentaux. Les effets de différences dans les fréquences de fonctionnement, dans les micropervéances du faisceau, dans la conception des tubes et dans l'adaptation de l'hélice sont comparés. Notons qu'aucune de ces modifications de conception ne diminue le niveau des produits d'intermodulation à la saturation. Dans tous les cas, les produits d'intermodulation du troisième ordre sont à 11 dB en dessous des deux fondamentaux ainsi qu'il a été montré à la figure 8. Notons également que même en dessous de la saturation, aucune de ces modifications ne réduit l'intermodulation de manière significative et parfois même, certaines modifications l'augmentent par rapport aux valeurs montrées à la figure 8 (cf. courbe dessinée avec des triangles à la figure 9). Remarquons en particulier qu'on ne constate aucune augmentation significative des produits d'intermodulation dans le cas d'une adaptation par compression (cf. figure 9, courbe dessinée avec des triangles inversés); c'est le type d'adaptateur qui est normalement utilisé pour augmenter le rendement.

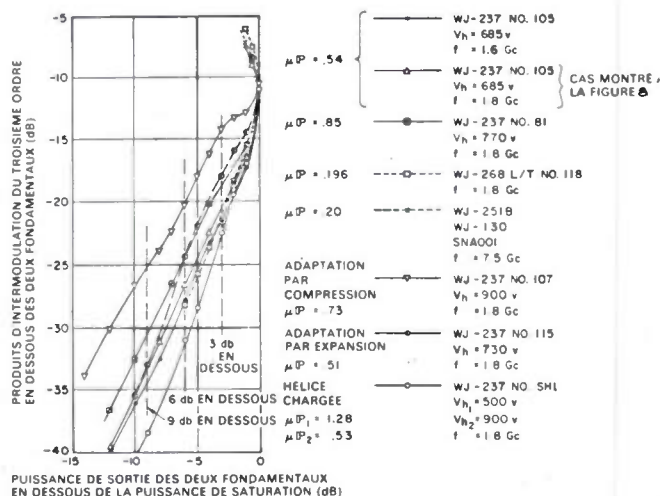


Fig. 9. — Niveau de sortie des produits d'intermodulation du troisième ordre par rapport aux fondamentaux en fonction de la puissance des fondamentaux repéré par rapport à la puissance de saturation.

La figure 10 montre les caractéristiques d'intermodulation pour deux porteuses d'amplitudes différentes et de transmodulation pour le tube dont les caractéristiques d'intermodulation pour deux porteuses d'amplitude identique ont été données aux figures 8 et 9. Dans ce cas, la puissance d'attaque à la fréquence f_2 , qui est de 1 838 MHz, est réglée à 13 dBm environ de manière telle que le tube soit saturé. On fait varier le niveau du signal d'entrée de l'autre fréquence qui est de 1 829 MHz et on obtient la courbe de la puissance de sortie à la fois aux fréquences fondamentales et à la fréquence de modulation du troisième ordre en fonction de la puissance d'entrée du signal dont on fait varier l'amplitude. A des niveaux d'attaque faibles, l'un des produits d'intermodulation est en fait plus grand que le niveau de sortie à la fréquence f_1 .

Lorsque le niveau d'attaque à la fréquence f_1 est augmenté la puissance de sortie à la fréquence f_2 reste relativement constante puis tend à décroître. Lorsque le niveau d'attaque atteint -13 dBm, le niveau de sortie aux deux fréquences est approximativement identique; c'est la même condition que l'on trouve à la figure 8. Au fur et à mesure que la puissance à la fréquence f_1 est ensuite augmentée, la puissance de sortie à la fréquence f_2 décroît rapidement et

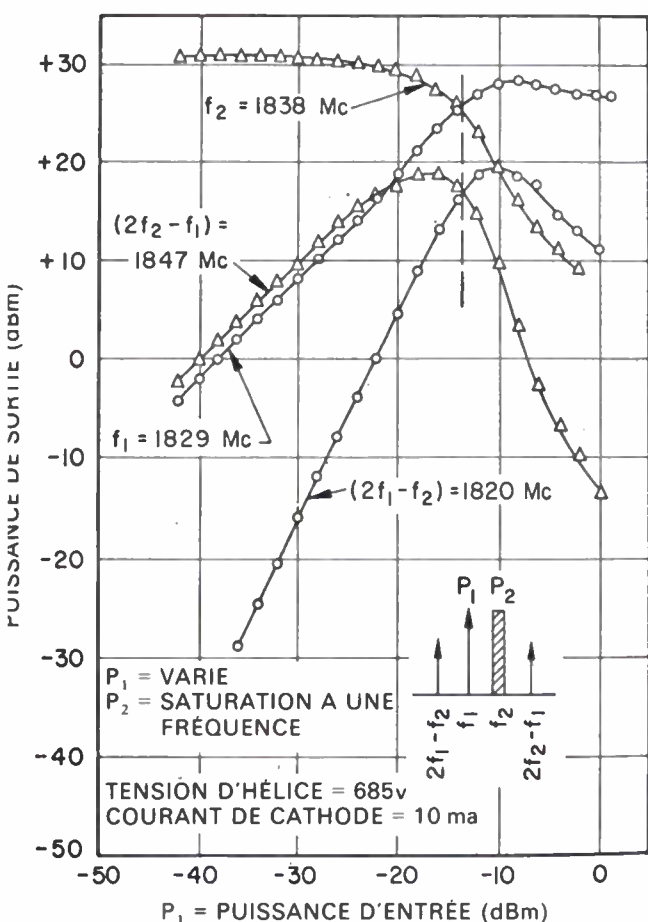


Fig. 10. — Intermodulation et transmodulation de deux porteuses d'amplitudes différentes pour le TOP délivrant 1 W en bande L (1-2 GHz).

levient très vite inférieure à celle des autres produits d'intermodulation.

Des effets plus gênants apparaissent lorsque les fréquences des signaux diffèrent notablement. Des résultats caractéristiques sont montrés dans les figures 11 à 14. Les mesures ont été effectuées sur un tube Varian à focalisation alternée délivrant 25 W en ondes entretenues de 2 à 4 GHz, portant à référence VTS 6150 A dont la tension d'hélice était de 650 V et le courant de cathode de 108 mA.

La figure 11 donne les courbes de puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à différentes fréquences de la bande d'une octave lorsque le tube est attaqué par un seul signal. Dans ce cas, la caractéristique est excellente. Avec une puissance d'attaque voisine de + 3 dBm, le tube délivre plus

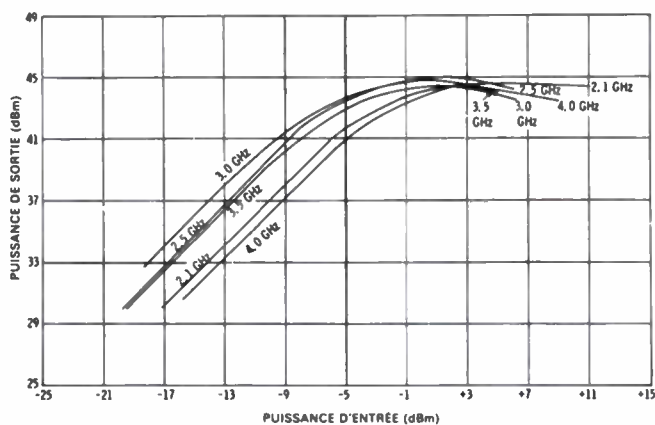


Fig. 11. — Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour un TOP à focalisation alternée délivrant 25 W en bande L (1-2 GHz).

de 25 W de puissance en ondes entretenues le long de la bande complète.

Les figures 12 à 14 donnent la puissance de sortie de ce tube, lorsque celui-ci est attaqué à deux fréquences : l'une étant située à la partie supérieure de la bande (4 GHz) et l'autre dans la partie inférieure (2,1 GHz). Lorsque les fréquences diffèrent de cette manière, les produits d'intermodulation demeurent en dehors de la bande 2-4 GHz et par conséquent ne sont pas montrés. A la figure 12, la puissance d'entrée à 4 GHz est d'environ + 3 dBm si bien que le tube est utilisé à saturation à cette fréquence. On fait varier la puissance d'entrée à 2,1 GHz. La courbe en pointillé de la figure 12 donne la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée lorsque le tube est excité par le signal à 2,1 GHz sans que le signal à 4 GHz soit présent. Cette courbe est donc identique à la courbe correspondante de la figure 11. La figure 12 montre que la présence d'un signal à 4 GHz n'a que peu d'effets sur le signal à 2,1 GHz : le gain et la puissance de sortie sont respectivement diminués d'environ 1 et 0,5 dB. Il faut noter cependant que, à mesure que le niveau du signal à 2,1 GHz augmente au-dessus d'une puissance d'entrée de - 3 dBm, la puissance de sortie à 4 GHz se trouve diminuée. La figure 12 est très semblable à la caractéristique d'intermodulation à deux porteuses d'amplitudes différentes de la figure 10.

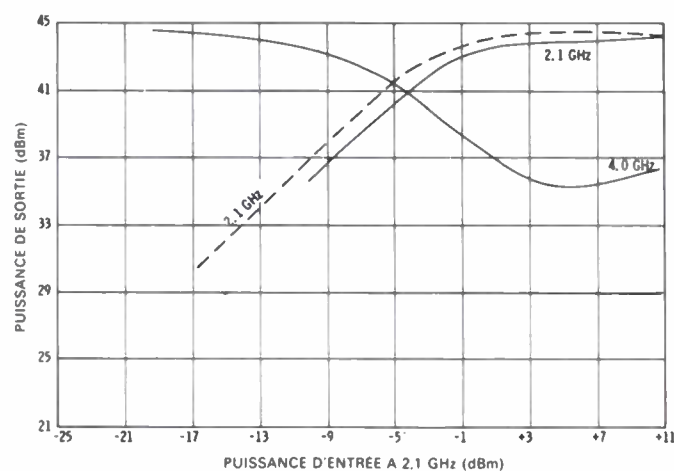


Fig. 12. — Puissance de sortie à 2,1 et 4 GHz en fonction de la puissance d'entrée à 2,1 GHz, lorsque le tube est simultanément attaqué par des signaux à 2,1 et 4 GHz.

La figure 13 montre l'effet inverse de la figure 12, lorsque la puissance d'entrée à 2,1 GHz est réglée aux environs de

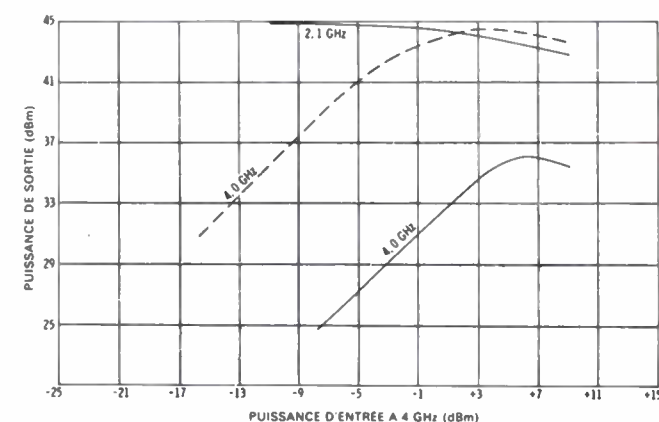


Fig. 13. — Puissance de sortie à 2,1 et 4 GHz en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz, lorsque le tube est simultanément attaqué par des signaux à 2,1 et 4 GHz.

+ 3 dBm de manière à ce que le tube se trouve saturé à cette fréquence et l'on fait varier la puissance d'entrée à 4 GHz.

La courbe en pointillé représente la puissance de sortie en fonction de la puissance d'attaque lorsque le signal à 4 GHz est seul présent; c'est une courbe identique à celle de la figure 11.

Remarquons que la présence du signal à la fréquence basse provoque une dégradation des performances pour le signal à la fréquence haute. Le gain petits signaux à 4 GHz se trouve diminué d'environ 14 dB et la puissance à saturation de 9 dB. Il faut également noter que même lorsque le tube est saturé à 4 GHz, la puissance de sortie à 2,1 GHz ne se trouve réduite que de 2 dB en ajustant le niveau d'attaque à + 5 dBm.

La figure 14 montre des conditions analogues à celles de la figure 13 à l'exception du niveau d'entrée à 2,1 GHz qui se trouve réglé de manière à ce que la puissance de sortie à cette fréquence soit à 6 dB en dessous de la puissance de saturation. Même avec un signal aussi faible à 2,1 GHz, les performances à 4 GHz du tube sont diminuées de façon notable. Il faut remarquer l'augmentation de la puissance de sortie à 2,1 GHz lorsque la puissance d'entrée à 4 GHz est de - 1 dBm, dans ce cas la présence de la seconde fréquence augmente en fait le gain du tube à l'autre fréquence.

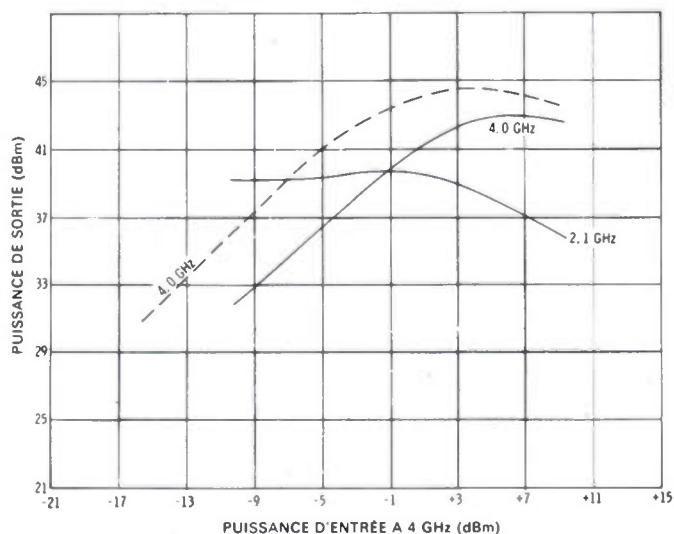


Fig. 14. — Puissance de sortie à 2,1 et 4 GHz en fonction de la puissance d'entrée à 4 GHz lorsque le tube est simultanément attaqué par 2 signaux à 2,1 et 4 GHz. La puissance d'entrée est réglée de manière à ce que la puissance de sortie à 2,1 GHz soit à - 6 dB en dessous de la saturation.

Des effets de captation les plus gênants apparaissent dans ce tube particulier lorsque les fréquences se trouvent aux extrémités de la bande. Cependant, des effets analogues mais d'importance plus faible apparaissent à travers toute la bande et en conséquence la description générale des performances du tube en présence de deux signaux s'avère très compliquée. Les figures 15 à 19 montrent les effets de la captation de signaux de façon encore plus nette. Ces quatre figures représentent les résultats de mesures effectuées sur un TOP en verre à focalisation par solénoïde délivrant 2 W de 2 à 4 GHz. Ce tube est fabriqué par Hughes et porte la référence HA 2P. En raison de l'utilisation d'un cylindre de verre cannelé, ce tube présente une dispersion légèrement négative.

Les figures 15, 16 et 17 donnent la puissance de sortie en fonction de la puissance d'attaque à 2,15 ; 3 et 3,8 GHz pour des valeurs particulières de la tension d'hélice. Dans tous les cas le courant de faisceau est de 18 mA. Le gain maximum petits signaux le long de la bande est obtenu pour une même

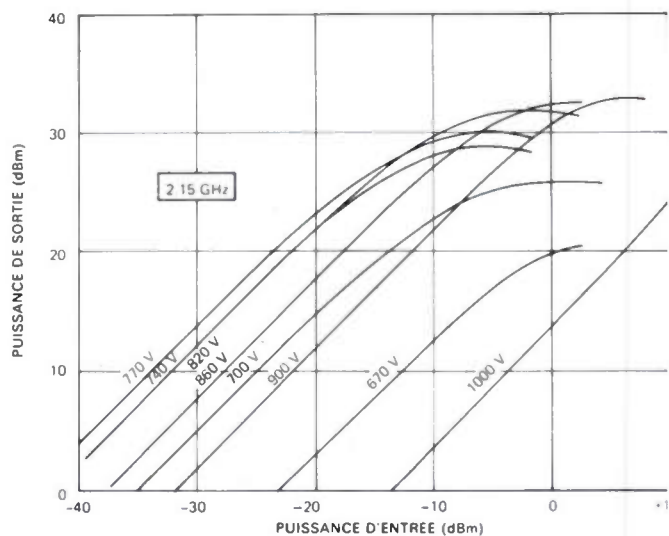


Fig. 15. — Puissance de sortie à 2,15 GHz en fonction de la puissance d'entrée pour un TOP délivrant 2 W en bande S (2-4 GHz).

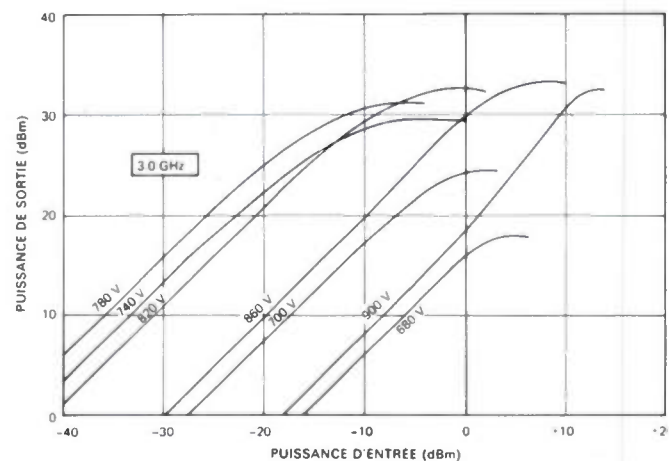


Fig. 16. — Puissance de sortie à 3 GHz au TOP de la figure 15 en fonction de la puissance d'entrée.

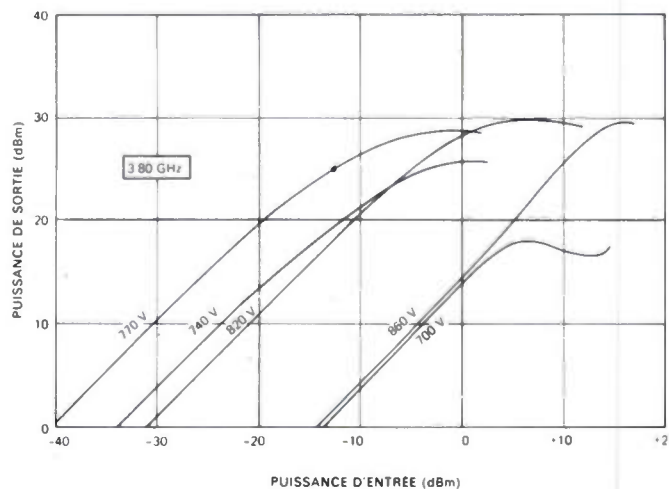


Fig. 17. — Puissance de sortie à 3,80 GHz du TOP de la figure 15 en fonction de la puissance d'entrée.

tension d'hélice (770 V environ) en raison de la caractéristique de dispersion négative de l'hélice.

Les courbes les plus intéressantes présentées jusqu'ici sont peut-être celles des figures 18 et 19.

La figure 18 montre la variation de la puissance de sortie à 2,15 GHz en fonction de la puissance d'entrée à l'autre fréquence soit 3,8 GHz. Deux cas sont décrits. Les courbes supérieures donnent la puissance de sortie à 2,15 GHz dans le domaine des petits signaux. Les performances sur une large gamme de tensions d'hélice. Pour certaines tensions d'hélice, l'effet de la captation est très réduit, mais il faut remarquer que pour ces tensions, comme il est indiqué aux figures 15, 16 et 17, le gain et le rendement du tube sont également très faibles. Comme attendu, la figure 18 illustre le fait que le signal à l'extrémité supérieure de la bande n'a pas d'effet important sur les performances du tube à l'extrémité inférieure de cette bande.

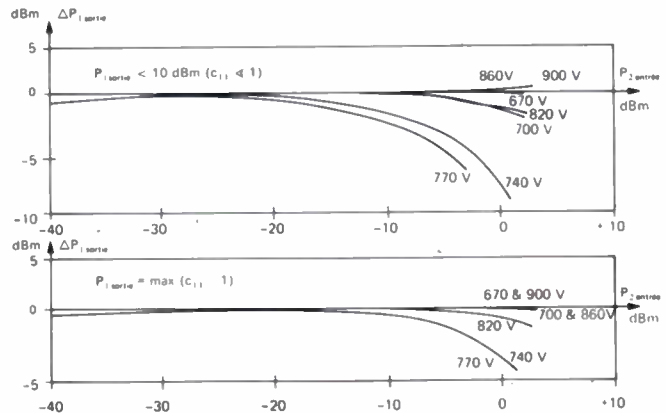


Fig. 18. — Modifications de la puissance de sortie à 2,15 GHz du tube de la figure 15 en fonction de la puissance d'entrée à 3,80 GHz.

La figure 19 montre le cas contraire, c'est-à-dire la puissance de sortie à l'extrémité supérieure de la bande (3,8 GHz) en fonction de la puissance d'entrée à l'extrémité inférieure de la bande (2,15 GHz). L'ensemble des courbes inférieures s'applique au cas où le tube est saturé à 3,8 GHz et l'ensemble supérieur au cas des petits signaux. A ce niveau, comme prévu, l'effet des captations est encore beaucoup plus

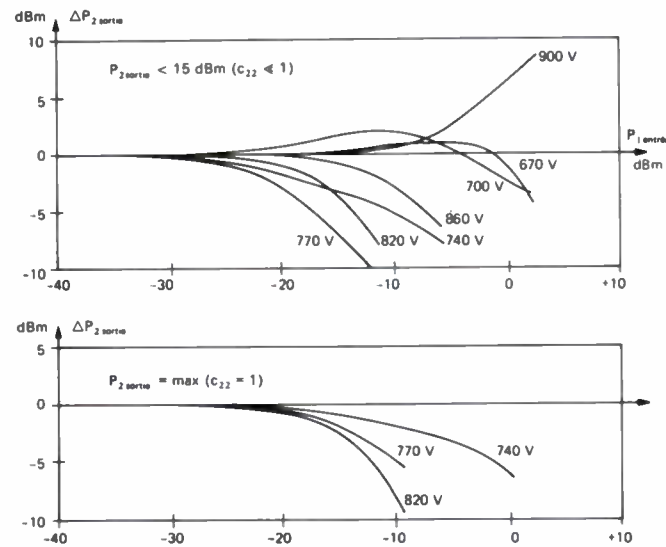


Fig. 19. — Modification de la puissance de sortie à 3,80 GHz du tube de la figure 15 en fonction de la puissance d'entrée à 2,15 GHz.

gérant. L'atténuation du signal à la fréquence haute peut facilement être supérieure à 10 dB. Notons également le cas intéressant dans la région des petits signaux à 900 V, lorsque la présence du signal à la fréquence basse augmente en fait la puissance de sortie du signal à la fréquence haute.

La figure 20 montre les effets de captation mesurés sur un TOP à focalisation alternée délivrant un 500 W en ondes entretenues et présentant une bande passante d'une octave.

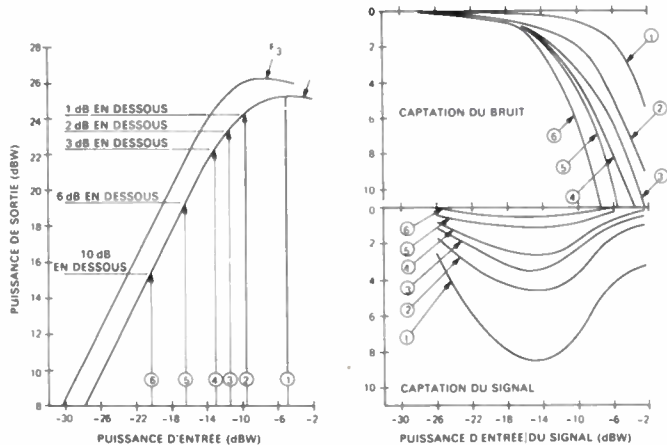


Fig. 20. — Captation du signal et du bruit en fonction du réglage du bruit.

Dans ce cas, le tube était excité par une seule fréquence dans la partie médiane de la bande et par un bruit blanc qui couvrait toute l'octave. Les courbes de gauche donnent la puissance de sortie en fonction de la puissance d'attaque lorsque le tube est excité soit par la fréquence à mi-octave seule soit par le bruit blanc seul. Les courbes de droite montrent les effets de captation. Notons la diminution de la puissance de bruit totale lorsque la puissance du signal augmente et également le comportement particulier du phénomène de captation du signal.

Quelles conclusions peut-on tirer de cette brève revue des effets de l'intermodulation et de la captation dans les TOP à large bande illustrés par les figures 8 à 20. Il est clair qu'un signal appliqué dans la partie inférieure de la bande de fréquence altère de façon importante les performances du tube dans la partie haute de la bande de fréquence. Par ailleurs, la présence d'un signal important altère la performance du tube dans le domaine des petits signaux. Cependant, ces deux conclusions sont très superficielles, la conclusion importante est que les effets de captation sont extrêmement compliqués et suffisamment gênantes pour que le fonctionnement d'un TOP à large bande avec deux signaux s'avère impossible dans de nombreux cas.

APPROCHE ANALYTIQUE DES EFFETS D'INTERMODULATION ET DE CAPTATION

L'étude théorique des effets d'intermodulation et de captation pour les TOP à large bande peut être entreprise selon deux méthodes.

La première approche utilise une théorie non-linéaire du premier ordre qui donne une expression algébrique des effets d'intermodulation et de captation en utilisant les paramètres du TOP qui sont sous le contrôle du concepteur.

L'avantage de cette approche comme point de départ est que les équations sont données sous une forme explicite, si bien que les effets sur l'intermodulation et la captation du signal des différentes modifications de conception apparaissent immédiatement. Dans ce type d'analyse, le comportement du TOP est donné pour tout nombre de signaux de niveau de puissance quelconque par une série infinie de la forme

$$V_{\text{sortie}} = V_1 e^{j\omega_1 t} \prod_{q=1}^N \sum_{n=0}^{\infty} A_{1q,n} V_N^{2n} \quad (1)$$

où V représentent les tensions haute fréquence. Des expressions similaires de séries peuvent être écrites pour d'autres composantes de distorsion en fréquence tels les harmoniques, les produits d'intermodulation et les composantes de mélange. Le problème pratique consiste à déterminer les coefficients A_{qn} qui non seulement sont fonction de tous les paramètres du tube et de la fréquence particulière évaluée, mais sont aussi des termes complexes en ce sens que chaque terme a une phase relative. Ainsi, la conversion modulation d'amplitude-modulation de phase, ainsi que les effets de transmodulation en phase et en amplitude sont inclus dans l'équation (1).

Une analyse simplifiée rapportée au cas à 2 signaux, afin de déterminer les coefficients a été effectuée par Putz. Dans cette analyse, l'étude de Pierce sur le fonctionnement des TOP avec des petits signaux a été élargie de manière à inclure le comportement non linéaire du premier ordre. La théorie des paquets d'électrons dans le champ de l'onde progressive a été étudiée à la fois pour un champ à une et à deux fréquences. A partir de cette théorie des paquets, le courant alternatif du faisceau peut être évalué en termes de produit de séries de fonctions de Bessel, qui à leur tour peuvent être exprimées en série de puissances. Cette série de puissances, de même que la relation entre le courant de faisceau et le champ électrique dans la structure à ondes progressives données par Pierce, conduit à un élargissement de la série de puissances pour le champ, dont le premier terme est le résultat habituel pour les cas relatifs aux petits signaux. Plusieurs approximations successives sont utilisées afin d'obtenir une solution cohérente. Dans cette analyse simplifiée, les forces dues aux charges d'espace dans le faisceau sont négligées.

Les résultats ainsi obtenus conduisent à des expressions pour les différentes composantes sinusoïdales du faisceau et des forces des champs électrostatiques à la sortie correspondante à la fois pour le signal d'entrée à une seule fréquence et pour le signal d'entrée à deux fréquences. La partie non-linéaire de la fréquence fondamentale de sortie est évaluée en fonction de tous les paramètres de l'amplificateur y compris les pertes froides, la vitesse d'injection des électrons et la longueur de la structure. Cette analyse est une théorie petit signal et permet uniquement de prévoir les non-linéarités en petits signaux et non les effets d'intermodulation et de captation à saturation.

Cette analyse simplifiée pour deux signaux conduit à une équation du premier ordre non linéaire donnant la tension à

la sortie du TOP en présence d'un second signal d'interférence :

$$V_{\text{sortie}} = V_1 e^{j\omega_1 t} \left[1 - A_1 e^{j\phi} \frac{V_1^2 G_1^2}{C_1 |\delta_1|^4} - B_1 e^{j\theta} \frac{W_1^2 V_2^2 G_2^2}{W_2^2 C_2 |\delta_2|^4} + \dots \right] \quad (2)$$

où V^2 et V_2^2 sont respectivement proportionnels aux puissances d'entrée aux fréquences f_1 et f_2 , G^2 et G_2^2 les gains en puissance en petits signaux correspondants et C_1 et C_2 les paramètres de Pierce calculés à chaque fréquence.

Les valeurs de

$$A_1 e^{j\phi} \quad \text{et de} \quad B_1 e^{j\theta}$$

dans l'équation (2) suggèrent que la réduction des effets de captation à basse fréquence peut être obtenue en adaptant le gain du tube de telle manière à ce que la transmodulation représentée par le terme V_2^2 soit pratiquement indépendante de la fréquence, c'est-à-dire qu'il n'y ait pas dégradation lorsque les fréquences deviennent égales. Pour diminuer la transmodulation, il est nécessaire de trouver une certaine combinaison des paramètres de fonctionnement qui minimise le coefficient B_1 .

Lorsque cette combinaison a finalement été trouvée les conditions demandées peuvent être physiquement réalisées par une adaptation appropriée des caractéristiques de dispersion et d'impédance du circuit à ondes lentes.

Il est possible de trouver une autre représentation mathématique qui implique moins de manipulations algébriques que la série de puissances. Un choix évident consisterait à effectuer un développement en fonctions de Bessel, puisqu'un tel développement s'applique bien pour la description de la théorie des paquets dans les klystrons. De toute manière, la complexité des relations rend nécessaire l'emploi d'un ordinateur pour évaluer les différentes conceptions proposées.

L'utilisation d'une approche non linéaire du premier ordre est intéressante car elle montre sous une forme algébrique explicite les incidences des différents changements de conception sur l'intermodulation et la captation du signal. C'est pourquoi, l'emploi d'une théorie non linéaire du premier ordre constitue un point de départ évident. Toutefois, cette analyse ne donne pas le comportement au voisinage de la saturation. Pour cela, la mise au point d'un programme d'ordinateur pour les signaux forts est nécessaire. Les programmes pour les signaux forts dans les TOP sont couramment utilisés pour différents calculs y compris ceux qui sont relatifs aux effets des adaptations de vitesse et de sauts de tension. Les mêmes programmes peuvent être utilisés pour deux fréquences pour le calcul des effets d'intermodulation et de captation. Un exemple caractéristique de ce type de calcul est donné à la figure 21.

La tension haute fréquence est fonction de la distance normalisée le long du tube pour les deux fréquences d'entrée et des deux fréquences d'intermodulation. Le paramètre de gain (C) et le paramètre de vitesse de synchronisme est donné à la fois aux deux fréquences fondamentales et aux fréquences d'intermodulation. La figure 21a est relative au cas où le signal de grande amplitude est le signal à la fréquence haute,

a figure 21b concerne le cas inverse. Ce type de calcul pour les signaux forts dans les TOP est indispensable si l'on veut

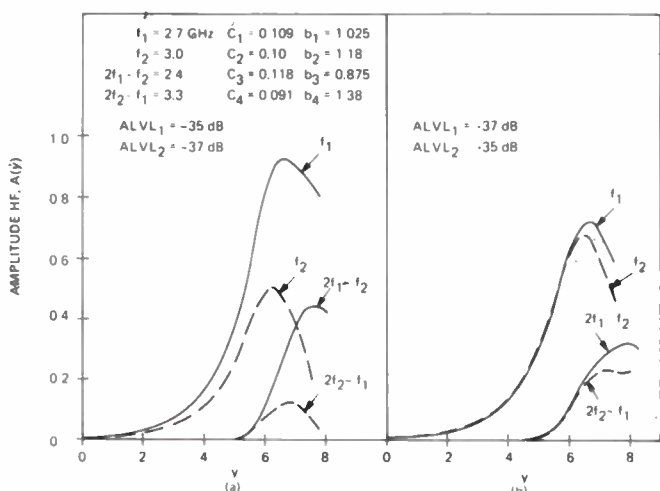


Fig. 21. — Calcul par ordinateur des amplitudes des signaux en fonction de la distance le long de la structure d'interaction d'un TOP.

faire les prévisions exactes, mais il sera utilisé après qu'un aperçu du problème ait été obtenu à partir de l'approche non linéaire du premier ordre qui est plus explicite.

Pour la réduction des effets d'intermodulation et de captation, les modifications suivantes peuvent être utiles :

- ajustement de la dispersion de vitesse de phase dans la bande ;
- adaptation de la vitesse de phase ;
- distribution des pertes ;
- ajustement de l'interaction d'impédance en fonction de la fréquence.

Les trois premières modifications techniques peuvent être facilement réalisées, la dernière, qui consiste à faire varier de la manière prescrite l'interaction d'impédance en fonction de la fréquence, est plus délicate mais peut être réalisée en utilisant des bras de charges résonnantes qui emmagasinent l'énergie de manière différente à travers la bande d'octave.

Performances d'un calculateur analogique de volumes pulmonaires utilisé en milieu hospitalier ⁽¹⁾

BIOMÉDICAL

L'onde électrique
1978, vol. 58, n°
pp. 64-67

par J. P. BONNEFOY,

Docteur de 3^e Cycle, Maître-Assistant en
Électronique à l'Université Paris-Val-de-
Marne.

et F. FRIEMEL

Chef de travaux à la Faculté de Médecine
de Créteil. Assistant de Biologie des Hôpi-
taux. Laboratoire de Génie Biomédical
appliqué à la physiologie, CHU Henri-
Mondor.

Laboratoire de Génie Électrique, Institut
de Recherche Universitaire de Génie Médi-
cal, Université Paris-Val-de-Marne, 94000
Créteil.



1. SYSTÈME D'ACQUISITION DES DONNÉES PHYSIOLOGIQUES

1.1. Le modèle monoalvéolaire

Dans le cas d'une exploration fonctionnelle pulmonaire, on cherche à caractériser l'ensemble des structures (bronches, alvéoles) assurant de manière cyclique, le renouvellement de l'air dans les poumons.

De telles structures peuvent être englobées dans un système simple : le système mécanique ventilatoire (SMV) dans lequel on ne fait pas intervenir les phénomènes d'échanges gazeux.

Le modèle le plus simple, permettant de décrire le SMV est le modèle monoalvéolaire dans lequel un alvéole unique représente l'ensemble des nombreux alvéoles pulmonaires et les conduits bronchiques (fig. 1).

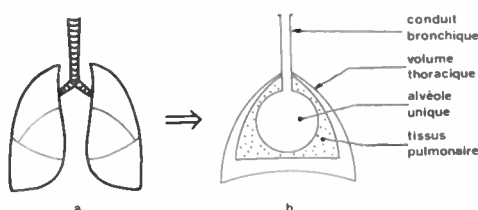


Fig. 1. — L'ensemble des poumons, bronches, alvéoles (a) peut être représenté par un modèle simple : le modèle monoalvéolaire (b).

1.2. Les volumes pulmonaires

Les volumes pulmonaires constituent des paramètres importants dont la mesure permet, entre autres, de caractériser le SMV, d'effectuer un diagnostic ou la surveillance d'un traitement, de réaliser un dépistage précoce dans le cas de troubles mécaniques ventilatoires sans manifestations cliniques évidentes (bronchite chronique).

Les volumes pulmonaires absolus, tels que la capacité pulmonaire totale (C_{PT}) et le volume résiduel (V_R) (fig. 2) définis par rapport au zéro des volumes, sont généralement

de détermination difficile, au contraire de la capacité vitale (C_V) volume relatif, facilement mesurée par spirométrie.

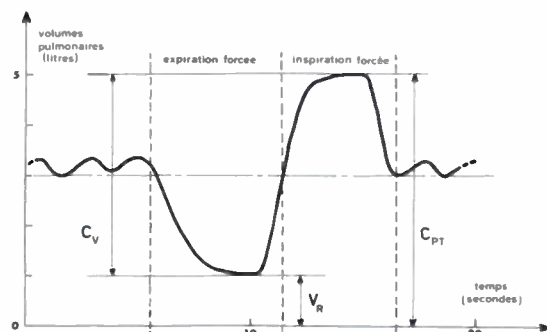


Fig. 2. — Tout sujet effectuant une expiration et inspiration forcées totales, atteint son volume résiduel (V_R) et sa capacité pulmonaire totale (C_{PT}). La différence entre les deux extrêmes constituant la capacité vitale (C_V). Ces trois volumes pulmonaires sont des paramètres importants du SMV.

1.3. Le pléthysmographe

Le système d'acquisition des signaux physiologiques, dont le traitement permet la mesure des volumes pulmonaires tels que C_{PT} , V_R et C_V , repose sur le principe de la pléthysmographie corporelle totale [1].

La figure 3a représente le pléthysmographe (enceinte dans laquelle pénètre le sujet, celui-ci ventilant à l'extérieur par l'intermédiaire d'un embout buccal).

Les variations de volume pulmonaire du sujet induisent des variations de pression ΔP_B dans le pléthysmographe, mesurées à l'aide d'un capteur de pression différentielle.

L'intégration des signaux ΔP_B suivant une fonction de transfert propre au pléthysmographe permet de remonter aux signaux ΔV représentant les variations de volumes pulmonaires effectives du sujet. Ces signaux ΔV étant définis par rapport au zéro électrique du capteur, on ne peut déduire de ceux-ci les volumes pulmonaires absolus tels que C_{PT} ou V_R . Pour ce faire, on demande au sujet d'effectuer une séquence physiologique connue sous le nom de manœuvre de Pflüger : pendant quelques secondes, les voies aériennes

(1) Article reçu le 23 juin 1977 et accepté le 23 août 1977.

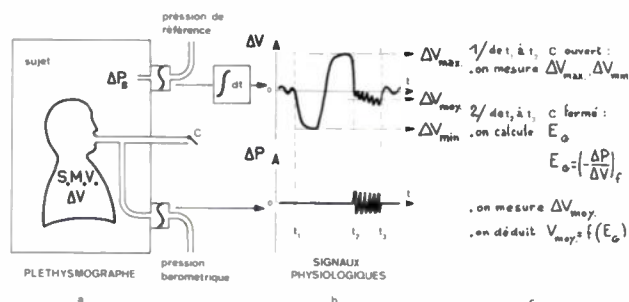


Fig. 3. — Deux capteurs de pressions différentielles montés sur le pléthysmographe (a) permettent d'obtenir les signaux physiologiques ΔV et ΔP dont le traitement, à partir des données (c) permet la mesure des volumes pulmonaires du sujet.

du sujet sont obturées (clapet C, fig. 3a) et celui-ci effectue les efforts inspiratoires et expiratoires forcés (fig. 3b de t_2 à t_3).

4. Algorithmes définissant les volumes pulmonaires

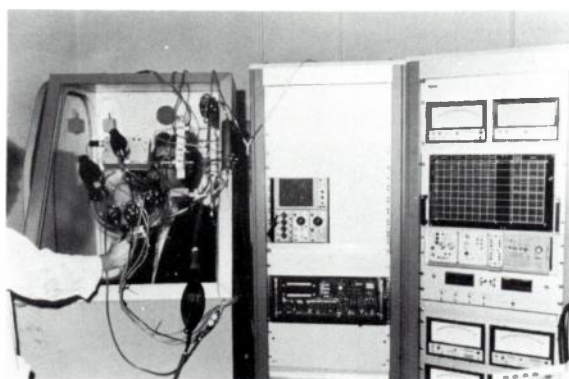
Les variations de pression buccale ΔP et les variations correspondantes de volumes pulmonaires ΔV permettent de définir au cours de cette manœuvre un autre paramètre du S.M.V. : l'élastance gazeuse monoalvéolaire (E_G) (fig. 3c) dont la connaissance permet la mesure des volumes absolus suivant certains algorithmes définis à partir des données recueillies sur les signaux ΔP et ΔV (fig. 3c) :

$$\begin{aligned} C_{PT} &= V_{moy} - \Delta V_{moy} + \Delta V_{max} \\ V_R &= V_{moy} - \Delta V_{moy} + \Delta V_{min} \\ C_V &= \Delta V_{max} - \Delta V_{min}, \quad \text{où } V_{moy} = f(E_G) \end{aligned} \quad (1)$$

Toutes ces valeurs sont des valeurs algébriques).

Ces algorithmes tiennent compte de certaines hypothèses simples sur le modèle monoalvéolaire :

- la compression subie par les gaz dans les poumons est isotherme et suit la loi de Mariotte;
- les tissus thoraciques sont incompressibles;
- la pression des gaz au niveau de la bouche est égale à la pression alvéolaire.



On distingue à gauche le pléthysmographe contenant le patient, à droite les auxiliaires des capteurs du pléthysmographe, au centre sous l'oscilloscope, le calculateur analogique automatique de volumes pulmonaires.

CALCULATEUR ANALOGIQUE AUTOMATIQUE DE VOLUMES PULMONAIRES

Compte tenu :

- de la forme simple des algorithmes à réaliser (sauf lors du calcul de E_G);

- des caractéristiques propres aux signaux ΔV et ΔP :
- spectre TBF (0,04 Hz à 10 Hz environ);
- dynamique peu importante : < 30 dB;
- peu bruités mais dérives lentes parfois très importantes.

Nous avons réalisé un traitement analogique dont la concrétisation conduit à un calculateur actuellement utilisé en milieu hospitalier et dont les performances sont satisfaisantes [2].

2.1. Réalisation analogique des algorithmes

La figure 4 représente un schéma synoptique simplifié du traitement analogique. Seul le calcul de l'élastance gazeuse E_G pose quelques difficultés. Il est particulièrement intéressant d'examiner de quelles manières la mesure électronique de E_G peut s'effectuer.

1) Détermination de l'élastance gazeuse monoalvéolaire E_G :

$$E_G = \left(-\frac{\Delta P}{\Delta V} \right)_f \quad (2)$$

Nous considérons que le bruit et la dérive qui perturbent ΔV et ΔP ont été supprimés. Il n'y a pas là de problème particulier, la suppression totale de la dérive (dérive résiduelle inférieure à 1 % de la dérive initiale) est parfaitement possible à l'aide de filtres actifs du second ordre, par exemple :

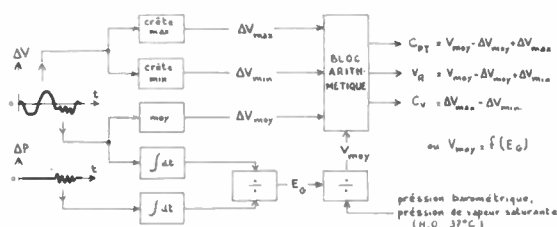


Fig. 4. — Ce schéma synoptique simplifié, montre les principaux circuits analogiques utilisés dans le calculateur de volumes pulmonaires. On retrouve sur cette figure, avant le bloc arithmétique, les principales données (fig. 3c) permettant de définir les algorithmes.

La principale difficulté du calcul de l'élastance gazeuse réside dans le fait que ΔV et ΔP sont nuls en même temps (2). De plus, il ne faut pas oublier que ΔV et ΔP sont des signaux physiologiques, donc non reproductibles; il apparaît alors nécessaire d'effectuer une pondération des valeurs de ces signaux au cours de leur élaboration, c'est-à-dire pendant la manœuvre de Pflüger. Pour cette raison nous avons choisi de calculer E_G en effectuant le rapport des valeurs moyennes des valeurs absolues des signaux :

$$E_G = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T |\Delta P| dt}{\frac{1}{T} \int_0^T |\Delta V| dt} \quad (3)$$

On peut montrer que cet algorithme représente E_G à condition :

- que ΔV et ΔP soient de même forme;
- que ΔV et ΔP soient en phase.

Ces conditions sont naturellement réalisées si le SMV du sujet respecte effectivement les hypothèses de départ : modèle monoalvéolaire, loi de Mariotte. En fait, l'analyse des signaux ΔV et ΔP montre évidemment qu'il n'en est pas tout à fait ainsi, surtout pour la relation de phase entre ΔV et ΔP .

Pour ce qui est du déphasage, on peut montrer qu'un choix judicieux des circuits et un temps d'intégration supérieur à trois secondes permet de réduire l'incertitude relative systématique aux environs de 1 %, ce qui reste parfaitement acceptable.

2) Réalisation électronique du calcul de E_G .

Il est intéressant d'examiner comment on peut réaliser le calcul analogique de E_G suivant l'algorithme (3). On distingue sur le schéma de la figure 5 les trois types de modules couramment rencontrés en calcul analogique :

- les modules de traitement, qui éliminent le bruit, la dérive, ou toute perturbation entachant le signal;
- les modules de calcul, qui effectuent l'opération mathématique proprement dite;
- les modules d'échelle, qui rendent compatibles entre eux les modules de calcul. On peut également ranger dans cette catégorie les circuits d'étalonnage.

L'algorithme (3) montre que nous devons réaliser le rapport de deux expressions relativement complexes mais identiques du point de vue mathématique.

Pour cette raison, nous avons choisi pour réaliser ces deux voies de calcul, des circuits relativement simples permettant deux réalisations identiques, plutôt que des circuits très performants dont le nombre de composants risque de rendre illusoire deux réalisations équivalentes.

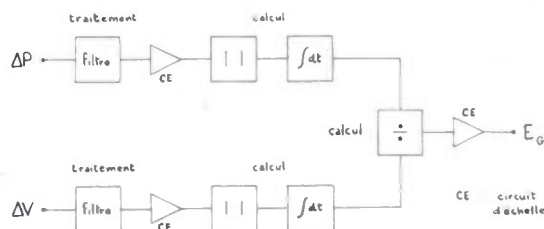


Fig. 5. — Sur ce schéma, représentant le principe du calcul analogique de l'élastance gazeuse pulmonaire (E_G), on distingue les trois types de modules : modules de traitement de calcul et d'échelle. Les circuits logiques de commandes ne sont pas représentés.

En effet, pour ce qui est, par exemple, du filtre actif passe-bande (0,5 Hz; 15 Hz) que l'on trouve à l'entrée de chaque voie, le choix d'une structure simple du second ordre permet de réaliser à l'aide de composants performants (amplificateurs opérationnels à FET, résistances à couche métallique 0,1 %, ...) deux filtres rigoureusement identiques (réponses équivalentes à mieux que 1 %). De cette manière, même si les représentations des fonctions de transfert de ces filtres s'éloignent notablement d'un gabarit parfait, cette divergence disparaît au niveau du diviseur (fig. 5).

La compatibilité entre les différents modules de calcul est également un problème technologique important lors de la réalisation d'un calculateur analogique. En effet, le diviseur analogique utilisé permet d'obtenir le rapport de deux signaux avec une précision supérieure à 1 %, à condition que ces signaux aient une valeur crête comprise entre 1 et 10 V.

Or les amplitudes des signaux d'entrée, ΔV et ΔP , sont telles que l'on a généralement pour un sujet standard :

$$\int_0^T |\Delta P| dt > 10 \int_0^T |\Delta V| dt,$$

ce qui rend impossible l'obtention du rapport avec une bonne précision, sauf si l'on intercale un module d'échelle au niveau de la voie traitant le signal ΔV . En conclusion, le choix des modules d'échelles repose dans le cas de calculateur analogique physiologique sur trois critères indépendants :

- la dynamique de signaux non reproductibles (signaux physiologiques);
- la compatibilité technologique des circuits de calcul;
- le choix d'un facteur d'échelle judicieux pour l'affichage de la valeur finale suivant l'unité demandée.

Compte tenu des remarques précédentes on peut espérer une incertitude relative totale lors du calcul de E_G inférieur à 3 %.

2.2. Calcul analogique des volumes pulmonaires

Des circuits analogiques du type de ceux des figures 4 et 5 permettent donc de réaliser un calculateur analogique automatique de volumes pulmonaires.

Le tableau I montre quelle précision on peut attendre lors d'un tel traitement.

TABLEAU I
Incertainitude relative systématique
sur la mesure des volumes pulmonaires.

Volume pulmonaire	Ordre de grandeur typique (litres)	Incertainitude relative max. (%)
C_{PT}	6	3
V_R	1	10
C_V	5	1

L'incertitude relative importante sur V_R n'est pas due au choix analogique du traitement mais à la forme même de l'algorithme le définissant. En effet, V_R étant le résultat d'une différence entre deux volumes de valeurs voisines :

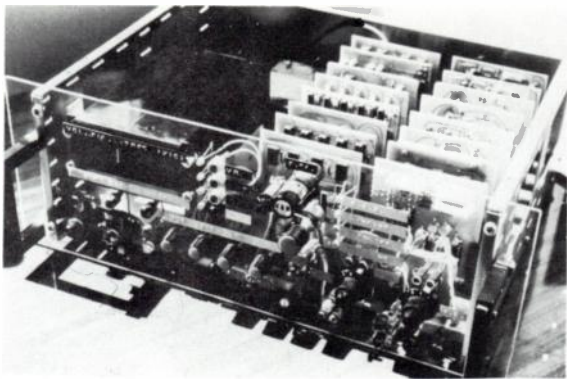
$$(V_{\text{moy}} - \Delta V_{\text{moy}}) \approx \Delta V_{\text{min}}, \text{ où } \Delta V_{\text{min}} < 0$$

l'incertitude absolue sur la mesure de ce volume n'est plus négligeable devant celui-ci.

De par son principe même un système de traitement analogique peut être victime de dérives dans le temps, à long terme, par exemple.

Il est alors intéressant d'observer si l'écart entre deux séries de mesures effectuées sur des signaux enregistrés à une valeur significative.

Le tableau II précise que l'écart entre deux séries de mesures de volumes pulmonaires à dix mois d'intervalle, par rapport à des mesures graphiques servant de référence, n'est pas significatif.



Le calculateur analogique automatique de volumes pulmonaires.

TABLEAU II
Dérive dans le temps à long terme.

Date	Volumes pulmonaires	Calculateur analogique (litres)	Méthode graphique (litres)	Écart (%)
10/1/76	C _{PT}	4,54	4,50	0,9
	V _R	1,40	1,40	0,3
	C _V	3,14	3,10	1
20/10/76	C _{PT}	4,60	4,50	2,2
	V _R	1,45	1,40	3,6
	C _V	3,15	3,10	1,6

2.3. Comparaison de la méthode analogique avec d'autres méthodes de mesures de volumes pulmonaires

Afin de valider la méthode utilisée, nous avons comparé nos résultats avec ceux obtenus au moyen d'autres méthodes

utilisées dans notre laboratoire : une méthode manuelle et une méthode de calcul numérique.

La méthode manuelle consiste, sur un enregistrement graphique de la pression buccale et du volume pléthysmographique en fonction du temps à rapporter les variations de volumes aux variations de pression, entre deux instants t_1 et t_2 .

La méthode numérique utilisée consiste à pratiquer une régression linéaire [$P = f(V)$ ou bien $V = f(P)$ ou bien $AP + BV = 1$] [3].

La comparaison a été faite à partir de signaux obtenus chez deux sujets effectuant chacun quatre séquences différentes pour les paramètres E_G , C_{PT} , C_V .

Les résultats (fig. 6) montrent que la méthode proposée donne des valeurs très proches de celles fournies par les méthodes de référence.

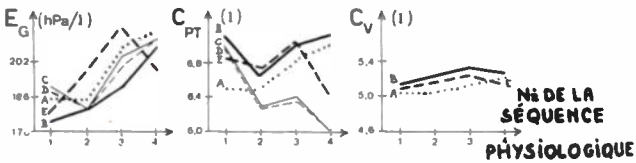
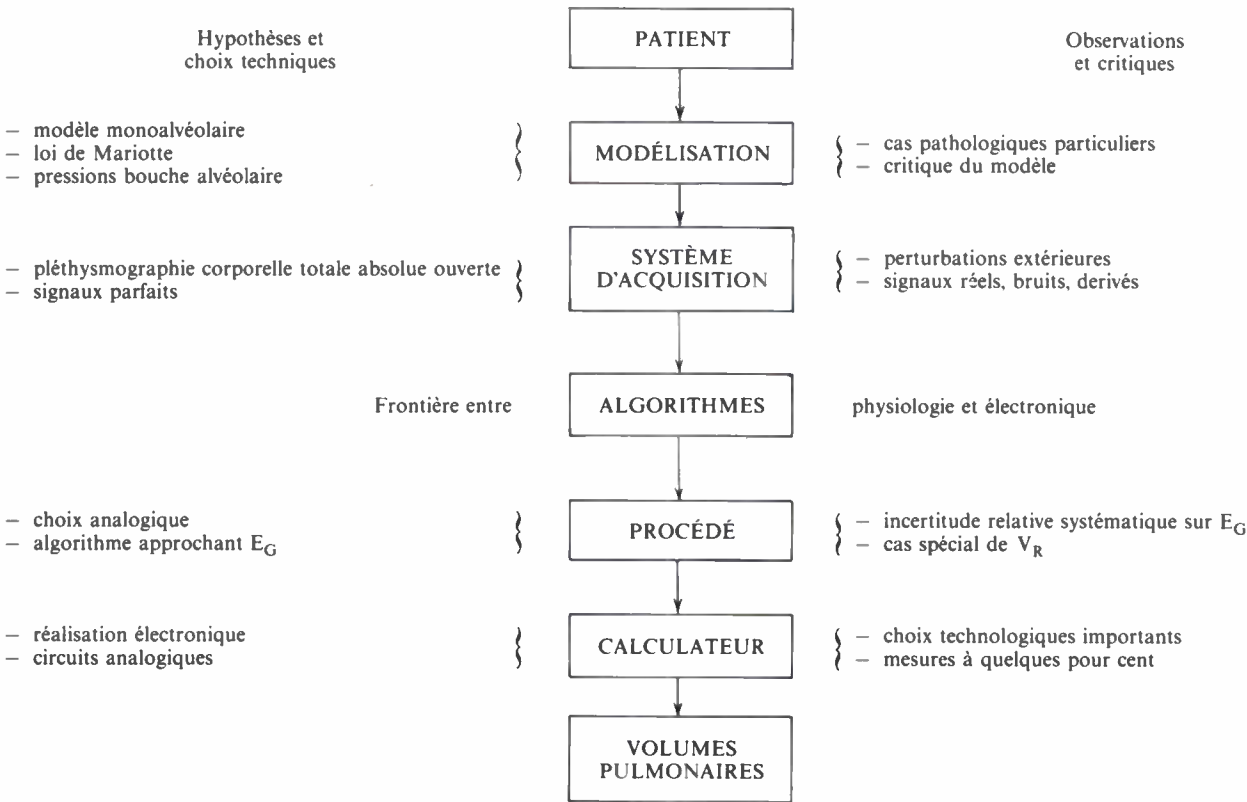


Fig. 6. — Ces trois diagrammes représentent l'évolution des mesures de l'élastance gazeuse et de deux volumes pulmonaires, en fonction de la séquence physiologique effectuée par le sujet et de la méthode utilisée. On distingue les résultats de : (A . . .) la méthode analogique, (B —), (C —), (D - -) trois types de régression linéaire, (E - -) la méthode graphique.

3. CONCLUSION

La détermination des volumes pulmonaires chez l'homme a été réalisée dans des conditions particulièrement performantes moyennant un calculateur analogique.

TABLEAU III
Du patient à l'obtention de ses volumes pulmonaires.



Le tableau III résume les différentes étapes qui conduisent du patient à l'obtention de ses volumes pulmonaires. Pour chacune de ces étapes nous avons noté, d'une part quelques hypothèses sur les choix techniques et, d'autre part, les observations et critiques que l'on peut en faire.

Il est, par exemple, intéressant de constater que comme on pouvait s'y attendre les résultats des mesures sur certains sujets de pathologie particulière (obstruction partielle des voies respiratoires) semblent erronés. On peut voir là le point de départ d'une nouvelle modélisation du système mécanique ventilatoire de type bi-alvéolaire ou même multialvéolaire.

Cette réalisation présente tous les avantages d'une technique en temps réel : rapidité, automatisme, précision (évaluée à quelques pourcents, suffisante pour nos besoins).

Le calculateur de volumes pulmonaires résout un problème important en mettant à disposition des données élaborées indispensables pour d'autres objectifs : détermination des propriétés élastiques du poumon, des paramètres de l'expiration forcée, etc...

Il prend ainsi place dans un ensemble de moyen de calcul qui allie les techniques analogiques et numériques avec notamment le recours à des systèmes de base de microprocesseurs pour le traitement de certains algorithmes et pour la gestion des données élaborées par préprocesseurs.

Nous tenons également à préciser que la réalisation d'un tel calculateur, traitant des signaux physiologiques, à nécessité une coopération étroite entre spécialistes de disciplines très différentes.

Une telle coopération pose nécessairement des problèmes de communication entre physiologistes, physiciens et électroniciens. Ces problèmes, bien connus en Génie Biologique

Médical, ne sont pas toujours résolus favorablement. Pour notre part, nous tenons à préciser que cette coopération s'est avérée positive et enrichissante.

RÉSUMÉ

La mesure, en temps réel, des volumes pulmonaires d'un sujet permet au physiologiste ou au médecin, d'effectuer un diagnostic immédiat. L'association d'un système complexe d'acquisition de données physiologiques et d'un calculateur électronique analogique permet d'obtenir les volumes pulmonaires du sujet avec une précision suffisante.

Nous décrivons les problèmes de réalisation et les performances que l'on peut attendre d'un tel calculateur, réalisé au Laboratoire de Génie Électrique (I.R.U. Université Paris-Val-de-Marne) et au laboratoire de Génie Biomédical appliqué à la physiologie (C.H.U. Henri-Mondor) et utilisé depuis un an en milieu hospitalier.

SUMMARY

Performances of analog pulmonary volume calculator used in hospitals

by J. P. BONNEFOY (Université Paris-Val-de-Marne, Créteil) and F. FRIEMEL (C.H.U. Henri-Mondor, Créteil).

Pulmonary volume measurement is one of the important objectives of human pulmonary studies. The author describes the different problems encountered in the design, construction, and testing of an automatic analog pulmonary volume calculator. This calculator has been especially designed for the physiological signal in plethysmography. The performances of such a system are quite acceptable for physiologists studying pulmonary function.

Bibliographie

- [1] CANNET G., BARAN Y., GAUDAIRE M., BONNEFOY J.P., FRIEMEL F., MARTIN A. et JACQUEMIN Ch. — La pléthysmographie corporelle totale : élaboration d'un système complet de mesure et de traitement. Colloque International sur les capteurs bio-médicaux. Biocapt 75. Édit. F.N.I.E. (Paris), 1975, 1, 409-415.
- [2] BONNEFOY J.P. — « Traitement analogique en temps réel de signaux physiologiques pléthysmographiques. Identification de volumes pulmonaires. » *Thèse de doctorat de 3^e Cycle*. Orsay, Avril 1976.
- [3] CANNET G., BARAN-MARSZAK Y., FRIEMEL F., COMMEROT P. et JACQUEMIN Ch. — Identification des volumes pulmonaires. Variété d'un modèle de la compliance gazeuse. *J. Physiol.* (Paris), 1975, 71, 2 326 A.

Le bruit électrique III : représentation symbolique et méthodes de mesure ⁽¹⁾ (3^e partie)

FORMATION CONTINUE

L'Onde électrique
1978, vol. 58, n° 1
pp. 69-80

par A. CHOVET,
Docteur-Ingénieur,
Maître-Assistant INP Grenoble.

et P. VIKTOROVITCH,
Docteur ès sciences,
chargé de Recherche CNRS.

Laboratoire d'Électronique : Groupe
« Physique des Composants Électroni-
ques », ENSERG, Institut National Poly-
technique, 23, rue des Martyrs, 38031
Grenoble Cedex (tél. (76) 87.69.76).

Nous consacrons cette troisième partie * à la représentation et à la mesure du bruit. La représentation à l'aide de schémas équivalents est indispensable au calcul (et à la mesure) du bruit dans les dispositifs et les circuits électroniques. La mesure des

* La 1^{re} et 2^e parties sont parues dans l'Onde Électrique, 1977, n° 11, p. 699 et n° 12, p. 773.

densités spectrales de puissance, traditionnellement réalisée à l'aide de méthodes analogiques, peut désormais s'effectuer par des méthodes numériques d'exécution rapide, grâce à la mise au point d'algorithmes performants (FFT).

Nous insisterons plus particulièrement sur ces méthodes, trop peu utilisées jusqu'à présent.

PLAN

III.1. REPRÉSENTATION DU BRUIT. GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES. SCHÉMAS ÉQUIVALENTS.

- III.1.1.1. Dipôles.
- III.1.1.2. Tripôles. Quadripôles.
- III.1.1.3. Indications sur les conditions de mesure des grandeurs caractéristiques.

III.2. MÉTHODES DE MESURE DES DENSITÉS SPECTRALES DE PUISSANCE DE PROCESSUS STATIONNAIRES.

- III.2.1. Filtrage en bande étroite.
- III.2.2. Méthodes numériques de calcul des DSP.
- III.2.3. Estimation de la fonction d'autocorrélation par FFT.

ANNEXE : Principe des algorithmes de FFT.

PRINCIPAUX SYMBOLES ET NOTATIONS

Z_d, Y_d :	impédance et conductance dynamique d'un dispositif.
$\delta I, \delta V, \delta Z$:	fluctuations de courant, de tension, d'impédance.
$S_{e,s}$:	puissance d'un signal (à l'entrée, à la sortie d'un dispositif).
g, g_p :	gain en tension, gain en puissance.
σ_X :	écart-type d'une variable aléatoire X .
$E(X)$:	moyenne de X .
$S_X(f)$ ou $\overline{X^2}(f)$:	densité spectrale de puissance de la fonction aléatoire (f.a.) $X(t)$.
$R_X(\theta)$:	autocorrélation de la f.a. $X(t)$.
$x(t, T_0)$:	« tranche temporelle », de durée T_0 finie, d'une f.a. $X(t)$.
$X(f, T_0)$:	transformée de Fourier de $x(t, T_0)$.
$\hat{R}_X(\theta)$:	autocorrélation de $x(t, T_0)$; c'est une estimation approximative de $R_X(\theta)$.
$x(n) = x(nT_e), n = 0, 1, 2, \dots, N-1$:	valeurs des N échantillons de $x(t, T_0)$ obtenus à une fréquence d'échantillonnage $F_e = 1/T_e; T_0 = NT_e$.
$\hat{R}_N(kT_e)$:	estimation numérique de $R_X(\theta)$ en $\theta = \theta_k = kT_e$, obtenue à partir de N échantillons $\{x(n)\}$.
$X_k \equiv X(k) = \frac{X(f_k, T_0)}{T_e}$ en $f_k = k/T_0 = k/NT_e, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$.	
$S_{xk} = S_x(f_k, T_0)$:	estimation numérique de $S_X(f)$ en f_k à partir de N échantillons $\{x(n)\}$.

III.1. REPRÉSENTATION DU BRUIT. GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES. SCHÉMAS ÉQUIVALENTS :

III.1.1. Dipôles.

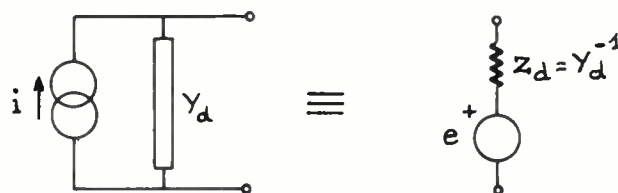
III.1.1.1. SCHÉMAS ÉQUIVALENTS.

Par application du théorème de Thévenin, le bruit d'un dipôle à la température T_0 , autour de la fréquence f_0 , peut être représenté par (fig. 1) :

- un générateur de courant i de densité spectrale $S_i(f_0) = \overline{i^2}(f_0)$ en parallèle avec le dipôle, supposé sans bruit, d'impédance dynamique $Z_d(f_0)$, ou par
- un générateur de tension e de densité spectrale $S_e(f_0) = \overline{e^2}(f_0)$ en série avec cette même impédance.

L'équivalence des deux représentations implique que :

$$S_e(f_0) = |Z_d(f_0)|^2 S_i(f_0) \Leftrightarrow \overline{e^2}(f_0) = |Z_d(f_0)|^2 \overline{i^2}(f_0).$$



III.1.1.2. GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES.

A partir des expressions simples des bruits thermique et de grenaille, on peut définir divers paramètres « caractéristiques » :

- courant équivalent de diode : I_{eq} , tel que pour un dipôle de d.s.

$$S_i(f) = \overline{i^2}(f); \quad \overline{i^2} = 2q I_{eq}$$

(1) Article reçu initialement le 7 Mai 1976 et dans sa forme définitive le 23 Mai 1977.

— résistance (conductance) de bruit équivalente : $R_n(G_n)$ définies par

$$\overline{e^2} = 4kT_0 R_n; \quad \overline{i^2} = 4kT_0 G_n \Rightarrow R_n = G_n |Z_d|^2;$$

— température de bruit équivalente : T_n définie par

$$\overline{e^2} = 4kT_n R; \\ \overline{i^2} = 4kT_n G \Rightarrow T_n = \frac{G_n}{G} T_0 = \frac{R_n}{R} T_0;$$

— rapport de bruit N : c'est le rapport du bruit total du dipôle à son bruit thermique

$$N(f) = \frac{e^2(f)}{4kT_0 R} = \frac{i^2(f)}{4kT_0 G} \Rightarrow N(f) = \frac{T_n(f)}{T_0} = \frac{R_n(f)}{R} = \frac{G_n(f)}{G}$$

on a :

$$\overline{e_{\text{exces}}^2}(f) = [N(f) - 1]4kT_0 R.$$

III.1.1.3. CAS DES BRUITS DUS A DES FLUCTUATIONS D'IMPÉDANCE (Bruit GR, $1/f$...)

Considérons un dispositif Z (dipôle) susceptible de présenter des fluctuations $\delta Z(t)$ (dus par exemple aux contacts, ou aux fluctuations de densités de porteurs) (fig. 2).

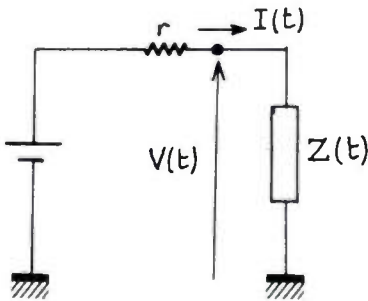


Fig. 2.

On a :

$$I(t) = I_0 + \delta I(t) \\ V(t) = V_0 + \delta V(t) \\ Z(t) = R_0 + \delta Z(t);$$

impédance dynamique complexe pour petits signaux :

$$z_0(\omega) = 1/y_0(\omega);$$

on a pour $\omega \rightarrow 0$;

$$z_0 = \left. \frac{\partial V}{\partial I} \right|_{I_0, V_0}$$

$$V(t) = Z(t) \cdot I(t); \quad R_0 = \frac{V_0}{I_0} \\ \delta V = -r \delta I = R_0 \delta I + I_0 \delta Z.$$

a) Variation du bruit avec le courant moyen.

La valeur moyenne du carré des fluctuations de tension est :

$$\overline{\delta V^2} = r^2 \overline{\delta I^2} = \frac{r^2}{(r + R_0)^2} I_0^2 \overline{\delta Z^2}.$$

Si on représente, par exemple, le bruit dans Z par un générateur de courant i (fig. 3), on a :

$$S_{\delta V} = \overline{\delta V^2} = \frac{r^2 |z_0|^2}{|r + z_0|^2} \overline{i^2} = \frac{\overline{i^2}}{|g + y_0|^2} \approx \frac{\overline{i^2}}{|y_0|^2}$$

si $|y_0| \gg g$;

$$\Rightarrow \overline{i^2} = \frac{r^2}{(r + R_0)^2} |g + y_0|^2 \overline{\delta Z^2} \cdot I_0^2, \\ \overline{i^2} = \frac{\overline{\delta Z^2}}{R_0^2} I_0^2 \quad \text{si } z_0 = R_0.$$

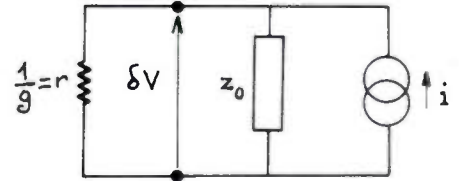


Fig. 3.

Le générateur de tension équivalent serait (fig. 4) :

$$\overline{e^2} = \frac{|r + z_0|^2}{r^2} S_{\delta V} \approx S_{\delta V} \quad \text{si } r \gg |z_0|.$$

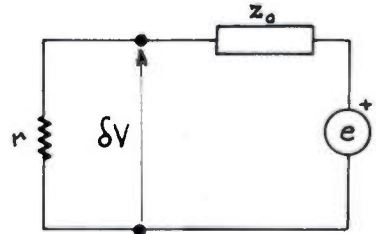


Fig. 4.

(Remarque : on vérifie bien que :

$$\overline{e^2} = \overline{\delta Z^2} \cdot I_0^2 \quad \text{si } |z_0| = R_0.$$

On constate donc que tant que le dipôle est linéaire (R_0 indépendante de I_0), et que $\overline{\delta Z^2}$ ne dépend pas de I_0 , les d.s. des générateurs de bruit, aussi bien que des fluctuations mesurées, varient comme I_0^2 .

Remarque. — On peut vérifier facilement que, puisque le bruit thermique provenant des éléments du circuit est en général indépendant des autres fluctuations (d'impédance,...), on obtient le bruit total en ajoutant la d.s. d'origine thermique à celle due aux autres fluctuations (par suite de leur indépendance, on peut séparer, dans l'équation du circuit, les fluctuations d'origine thermique des autres fluctuations, et on obtient ainsi deux équations indépendantes).

b) Fluctuations de résistances dues à des fluctuations de densité de porteurs :

Pour un semiconducteur type n , la conductance est proportionnelle à n_0 et donc, si N_0 est le nombre moyen de porteurs dans l'échantillon, sa résistance R_0 est telle que :

$$R_0 \propto 1/N_0. \quad \text{Donc } \frac{\delta R}{R_0} = -\frac{\delta N}{N_0}; \quad \overline{\delta R^2} = R_0^2 \frac{\overline{\delta N^2}}{N_0^2}.$$

Dans le cas où les fluctuations sont dues aux interactions directes électron-trou, on a (comme montré dans la deuxième partie [1, § II.1.2.2]) :

$$\overline{\delta N^2} = \frac{N_0 P_0}{N_0 + P_0} \propto P_0 \propto \frac{1}{N_0}; \quad \text{alors} \quad \overline{\delta R^2} \propto R_0^5$$

$$\overline{\delta V^2} \propto I_0^2 R_0^5; \quad \overline{\delta I^2} \propto I_0^2 R_0^3 \propto I_0^2 N^3.$$

Donc le bruit augmente si le nombre de porteurs N_0 diminue. C'est la raison pour laquelle on observe un bruit particulièrement important dans les échantillons de petite taille ou dans les couches minces.

c) Remarque sur les dipôles à résistance négative [4] :

Si $|g + y_0| \rightarrow 0$, on peut concevoir que $\overline{\delta V^2}$ (ainsi que $\overline{\delta I^2}$ et $\overline{\delta Z^2}$) diverge, sans que cela soit obligatoirement le cas pour $\overline{\delta Z^2}$. Il est aussi possible d'envisager que $|g + y_0| \rightarrow 0$ (d'où « fluctuations géantes » des grandeurs mesurables) pour diverses fréquences f qui peuvent dépendre, par exemple du champ électrique moyen E_0 appliqué au dipôle.

$$A \quad f = 0 : y_0 = \left. \frac{\partial I}{\partial V} \right|_{(I_0, V_0)}$$

est réelle; si $y_0 = -g$, on a des fluctuations géantes « autour » de $f = 0$ (aux TBF), lorsque le champ E_0 donne à la conductance dynamique BF une valeur $y_0 = -g$.

II.1.2. Tripôles: Quadripôles.

II.1.2.1. SCHÉMAS ÉQUIVALENTS.

Pour un quadripôle (ou un tripôle avec une électrode commune à l'entrée et à la sortie, en général mise à la masse), on vérifie facilement qu'il suffit de deux sources de bruit pour caractériser le bruit qu'il présente (fig. 5 et 6) :

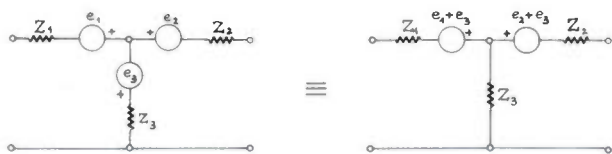


Fig. 5.

Les signes sont choisis arbitrairement pour les générateurs de tension (ici : pour la symétrie de la formule d'équivalence).

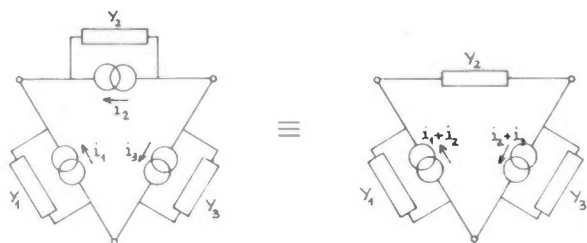


Fig. 6.

On caractérise alors le bruit du multipôle en plaçant les deux sources de bruit utiles b_1 et b_2 à l'extérieur (à l'entrée et/ou à la sortie) [2, ch. 3] [3] du multipôle supposé « parfait » (c'est-à-dire sans bruit).

En général, les deux sources de bruit sont partiellement corrélées et on caractérisera le bruit du tripôle par les trois paramètres :

$$S_{b_1}(f) = \overline{b_1^2}(f),$$

$$S_{b_2}(f) = \overline{b_2^2}(f),$$

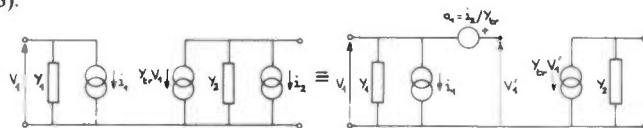
$$S_{b_1 b_2}(f) = \overline{b_1 b_2^*}(f).$$

TF de l'intercorrélation

$$R_{b_1 b_2}(\theta) \quad \text{où} \quad R_{b_1 b_2}(\theta) = E[b_1(t) \cdot b_2^*(t - \theta)].$$

Remarque. — L'intercorrélation des deux sources est souvent un nombre complexe; de plus, dans un schéma équivalent, il n'apparaît pas explicitement. Contrairement à $\overline{b_1^2}$ et $\overline{b_2^2}$, cette intercorrélation $\overline{b_1 b_2^*}$ ne peut pas être mesurée directement et ne peut être atteinte qu'en utilisant le dispositif comme amplificateur [cf. [2, p. 28]].

Exemples des schémas équivalents les plus utilisés (fig. 7 et 8).



Y_{tr} : admittance de transfert du dispositif (transadmittance)

Fig. 7.

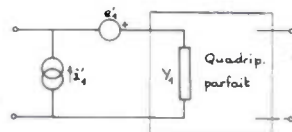


Fig. 8.

III.1.2.2. GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES.

Considérant les entrées et les sorties du quadripôle comme des dipôles, on peut définir (plus spécialement pour caractériser les sources de bruit) des courants, résistances, ... de bruit équivalents (qu'on mesurerait avec entrée ou sortie en court-circuit, ou circuit ouvert...).

Facteur de bruit (ou index de bruit, ou contour de bruit) F :

Par définition :

$$F = \frac{(S/B) \text{ entrée}}{(S/B) \text{ sortie}} \geq 1$$

S et B étant les puissances de signal et de bruit.

Si le quadripôle a un gain en tension $g(f)$:

$$S_s = |g(f)|^2 S_e \quad \text{et} \quad B_s = |g(f)|^2 B_e + B_{qs}$$

où B_{qs} est le bruit propre du quadripôle ramené en sortie.

Alors $F = \frac{B_s}{|g(f)|^2 B_e}$: le quadripôle est d'autant meilleur (B_{qs} faible) que F est voisin de 1 et

$$F - 1 \propto B_{qs} \propto B_{qe} = (F - 1) B_e;$$

où B_{qe} est le bruit propre du quadripôle ramené à l'entrée.

Température de bruit.

En caractérisant B_e par $B_e = 4kT_0 G_e$, on peut écrire :

$$(F - 1) 4kT_0 G_e = B_{qe} = 4kT_{nq} G_e;$$

$T_{nq} = T_0(F - 1)$ est la température de bruit équivalente à l'entrée du quadripôle (de l'ampli).

Formule de Friiss.

Si on connecte en cascade un certain nombre d'amplificateurs ayant, dans les conditions de couplage choisies, des facteurs de bruit $F_1, F_2, F_3, \dots$ et des gains en puissances disponibles $g_{p1}, g_{p2}, g_{p3}, \dots$, ainsi que des impédances de sortie égales, le facteur de bruit F de l'ensemble est, (cf. [2, p. 33]) :

$$F = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{g_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{g_{p1}g_{p2}} + \dots$$

Il est donc nécessaire dans une chaîne de bruit de soigner, en particulier, les caractéristiques du premier amplificateur (minimiser son bruit propre et maximiser son gain).

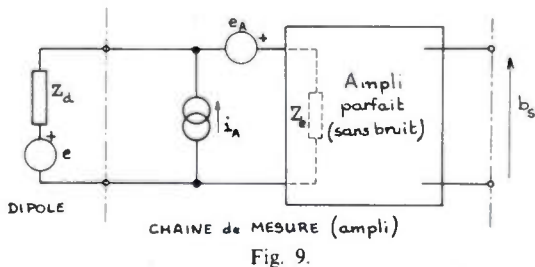
III.1.3. Indications sur les conditions de mesure des grandeurs caractéristiques.

Le niveau de bruit présenté par un dispositif étant en général relativement « bas », toute mesure nécessite l'emploi d'un amplificateur dont le bruit propre devra être le plus faible possible (« préampli à faible bruit ») mais n'est pas en général négligeable.

Ceci implique certaines précautions pour la connaissance exacte des grandeurs caractéristiques du dispositif étudié :

III.1.3.1. DIPÔLE.

Si on représente le dipôle par son générateur de tension de bruit, on obtient le schéma suivant (fig. 9).



Les inconnues sont les 4 grandeurs caractérisant le bruit du montage global : e (dipôle) ainsi que, pour l'ampli : e_A, i_A et le coefficient de corrélation de e_A et i_A .

L'obtention de e nécessiterait donc a priori quatre mesures. Mais souvent, on peut faire l'approximation $i_A \simeq 0$ (tant que Z_d n'est pas trop grande), et il ne reste alors que deux inconnues e et e_A . Le gain en tension g de l'ampli étant supposé connu, on obtient e par deux mesures :

1° Entrée de l'ampli en court-circuit :

$$\overline{b_{s1}^2} = g^2 \overline{e_A^2}$$

2° Dipôle à l'entrée de l'ampli :

$$\overline{b_{s2}^2} = g^2 (\overline{e_A^2} + \overline{e^2})$$

puisque les bruits du dipôle et de l'ampli ne sont pas corrélés et que nous supposons que le bruit de l'ampli reste pratiquement le même, que son impédance de source soit nulle ou égale à Z_d , et (pour simplifier le calcul) que $|Z_e| \gg |Z_d|$.

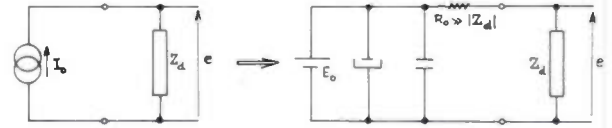
D'où :

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{b_{s2}^2} - \overline{b_{s1}^2}}{g^2}.$$

Remarque sur le circuit de polarisation du dipôle.

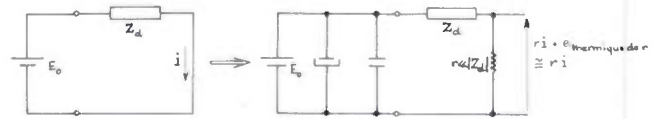
— Pour mesurer $\overline{e^2}(f)$ (d.s. des fluctuations de la tension aux bornes du dipôle, en circuit ouvert) :

le dipôle sera polarisé par un générateur de courant I_0 (non bruyant !) (fig. 10).



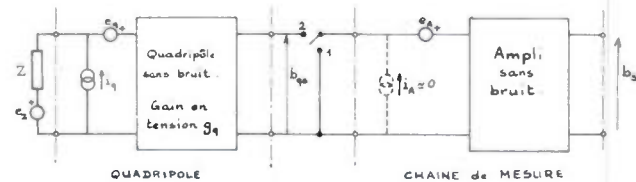
— pour mesurer $\overline{i^2}(f)$ (fluctuation du courant, le dipôle étant en court-circuit) :

un générateur de tension E_0 polarisera le dipôle (fig. 11).



III.1.3.2. QUADRIPOLE.

Supposons le quadripôle fermé à l'entrée sur une impédance Z ; le schéma de la chaîne de mesure est le suivant (fig. 12) :



1° L'entrée de la chaîne de mesure étant en court-circuit :

$$\overline{b_{s1}^2} \propto \overline{e_A^2}.$$

2° Quadripôle à l'entrée de la chaîne de mesure :

$$\overline{b_{s2}^2} \propto \overline{b_{qs}^2} + \overline{e_A^2}.$$

Pour les conditions de fonctionnement considérées (quadripôle attaqué par une impédance Z), on peut déduire le facteur de bruit du quadripôle :

$$F = \frac{\overline{b_{qs}^2}}{g_q^2 \overline{e_q^2}} \propto \frac{\overline{b_{s2}^2} - \overline{b_{s1}^2}}{\overline{e^2}}$$

— Mesure de e_q :

$$Z = 0 \Rightarrow \overline{b_{qs}^2} = g_q^2 \overline{e_q^2} = \overline{b_{s2}^2} - \overline{b_{s1}^2}$$

— Mesure de i_q :

$$|Z| \rightarrow \infty \Rightarrow \overline{b_{qs}^2} = \overline{b_{s2}^2} - \overline{b_{s1}^2} = |Z_{tr}|^2 \overline{i_q^2}$$

où Z_{tr} est l'impédance de transfert du quadripôle (connue ou à mesurer).

III.2. MÉTHODES DE MESURE DES DENSITÉS SPECTRALES DE PUISSANCE DE PROCESSUS STATIONNAIRES [5 ch. 4 et 11] [6] [7 ch. 6 à 9] [8]. [9]. [10].

La conception d'une chaîne de mesure nécessite d'avoir décidé si l'analyse finale des données sera faite par des procédés analogiques ou par des procédés numériques.

Dans le premier cas, le schéma synoptique de la chaîne de mesure se déduit assez facilement de la méthode de calcul choisie; par contre les techniques de traitement numérique, après l'échantillonnage du signal, nécessitent souvent pour une précision et une rapidité de calcul optimales l'utilisation d'algorithmes propres au traitement numérique effectué (filtrage numérique, calculs de corrélations ou de transformées de Fourier).

Nous indiquerons donc, pour chacune des méthodes de calcul de la densité spectrale de puissance (dsp) quel procédé de mesure est le mieux adapté ou, à défaut, les facteurs principaux de choix (temps de la mesure ou du calcul, précision) qui, outre le coût des équipements, entrent en jeu dans le choix du procédé de mesure.

III.2.1. Filtrage en bande étroite.

Considérons un filtre passe-bande de largeur Δf_n au voisinage de la fréquence f_n : par définition sa fonction de transfert est :

$$H(f) = K, f_n \leq f \leq f_n + \Delta f_n$$
$$H(f) = 0 \text{ ailleurs.}$$

La réponse $X_n(t)$ d'un tel filtre à un signal $X(t)$ a pour puissance totale (puisque

$$S_{X_n}(f) = |H(f)|^2 S_X(f),$$

comme nous l'avons montré dans la première partie [11, § I.1.4.] :

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_{X_n}(f) df = \int_{\Delta f_n} S_{X_n}(f) df = K^2 \int_{\Delta f_n} S_X(f) df.$$

Ainsi la puissance du signal de sortie est proportionnelle à la puissance spectrale du signal d'entrée comprise entre les fréquences f_n et $f_n + \Delta f_n$.

Si Δf_n est assez faible pour que $S_X(f)$ reste quasiment constante sur Δf_n , alors :

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{X_n}(f) df \simeq K^2 \Delta f_n S_X(f_n) = R_{X_n}(0) = E[X_n^2(t)].$$

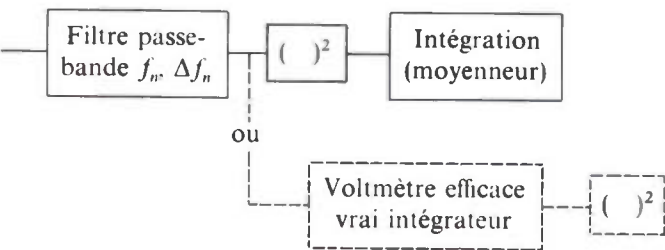
La puissance du signal de sortie $X_n(t)$ d'un tel filtre est donc proportionnelle à la dsp du signal d'entrée $X(t)$.

De plus, si $X(t)$ est réel, ergodique et si l'on ne considère que les fréquences positives :

$$\overline{X^2(f_n)} = 2S_X(f_n)$$
$$= \lim_{\substack{T_0 \rightarrow \infty \\ \Delta f_n \rightarrow 0}} \frac{1}{K^2 \Delta f_n T_0} \int_0^{T_0} X_n^2(t, T_0) dt.$$

On peut démontrer que ce procédé de calcul fournit une estimation correcte de la dsp [7, p. 75]; il correspond à la

principale méthode de mesure *analogique*. Le schéma synoptique d'une telle chaîne est évident :



Les appareils conçus sur ce principe réalisent souvent l'opération du filtrage par changement de fréquence du signal d'entrée à travers un filtre passe-bande très sélectif à fréquence centrale fixe.

Précision de mesure, largeur de bande et temps d'intégration.

Toute mesure analogique d'une grandeur moyenne relative à un signal aléatoire pendant un temps d'intégration (temps de mesure) T_0 fini implique une *erreur statistique* ϵ .

Indiquons rapidement comment s'exprime cette erreur dans le cas du moment d'ordre 2 d'un signal ergodique $Y(t)$ défini dans une bande de fréquence Δf , centré, de valeur efficace (= écart type) σ_Y et dont la répartition en amplitude est gaussienne : par calcul de la densité de probabilité de la variable Y^2 , on montre que sa valeur moyenne est $E(Y^2) = \sigma_Y^2 = S_Y$, grandeur que l'on veut mesurer, et que son écart-type vaut $\sigma_{Y^2} = \sigma_Y^2 \cdot \sqrt{2}$.

Pour améliorer la précision du résultat, on peut réaliser n mesures indépendantes et l'on sait que la moyenne arithmétique de ces n résultats :

$$\langle Y^2 \rangle = (1/n)(Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_n^2)$$

est une variable aléatoire dont la valeur moyenne est encore S_Y mais dont l'écart-type vaut $\sigma_{Y^2} \cdot \sqrt{n}$.

Par définition, la précision statistique sur $\langle Y^2 \rangle$ est :

$$\epsilon = \frac{\sigma_{\langle Y^2 \rangle}}{E(\langle Y^2 \rangle)} = \frac{\sigma_{Y^2} \sqrt{2} / \sqrt{n}}{\sigma_Y^2} = \sqrt{\frac{2}{n}}.$$

D'autre part, le théorème d'échantillonnage indique que toute l'information utile relative à un signal défini dans une bande de fréquence Δf est contenue dans des échantillons (indépendants) pris à la fréquence $2 \Delta f$; pendant un temps T_0 , on peut donc obtenir $n = 2 \Delta f T_0$ échantillons indépendants, c'est-à-dire faire n mesures indépendantes.

D'où

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{\Delta f \cdot T_0}}$$

D'une façon plus générale et sauf cas particulier [17] on montre [7, p. 259] que la dispersion à attendre sur les résultats de mesure est caractérisée par une précision (statistique) ϵ de l'ordre de $1/\sqrt{\Delta f \cdot T_0}$.

III.2.2. Méthodes numériques de calcul des DSP.

Il existe deux principales méthodes pour estimer la dsp $S_X(f)$ d'un processus stationnaire $X(t)$, dont l'utilisation est

particulièrement pratique si l'on dispose d'échantillons numérisés de $X(t)$.

Quoique mathématiquement équivalentes [10, p. 542] (l'estimateur de la dsp obtenu est ce qu'on appelle parfois le « périodogramme »), ces deux méthodes sont basées sur des principes relativement différents : utilisation de la relation de Wiener-Khinchine entre $S_X(f)$ et $R_X(\theta)$ d'une part, de la transformée de Fourier d'une « tranche » temporelle de $X(t)$ d'autre part. L'existence depuis une dizaine d'années d'algorithmes performants rend cette dernière méthode plus efficace, mais la première méthode est encore parfois employée.

Remarquons tout de suite que pour obtenir une bonne estimation de la dsp, les deux méthodes nécessitent l'utilisation de techniques de lissage.

III.2.2.1. ESTIMATION DE LA DSP $S_X(f)$ À PARTIR DE LA FONCTION DE CORRÉLATION $R_X(\theta)$ [5], [6], [7], [10]

$S_X(f)$ étant la transformée de Fourier (TF) de $R_X(\theta)$ (voir 1^{re} partie [11 § I.1.2.2.]), on peut envisager de calculer la densité spectrale à partir d'une estimation de la fonction d'autocorrélation du signal $X(t)$.

a) *Principe.* — On peut montrer [5, p. 206], [7, p. 181] que $R_X(\theta)$ est estimée correctement par l'autocorrélation $\hat{R}_X(\theta)$ d'une tranche temporelle de $X(t)$ de durée T_0 finie (que l'on peut obtenir avec un corrélateur analogique [7, p. 268], ou numérique [5, p. 216], [7, p. 311]).

On est ensuite ramené au calcul de la TF d'une fonction $\hat{R}_X(\theta)$ qui, d'une part n'est qu'une approximation de la vraie fonction d'autocorrélation $R_X(\theta)$, et d'autre part, n'est définie que sur un intervalle de longueur finie. En effet, on ne connaît de $X(t)$ qu'une « tranche »

$$x(t, T_0) = X(t) \quad \text{si} \quad 0 \leq t < T_0,$$

nulle ailleurs ; la fonction d'autocorrélation $\hat{R}_X(\theta)$ de cet échantillon vaut :

$$\begin{aligned} \hat{R}_X(\theta) &= \frac{1}{T_0 - \theta} \int_0^{T_0 - \theta} x(t)x(t - \theta) dt \\ &\quad 0 \leq \theta < T_0 \\ &= \frac{1}{T_0 - |\theta|} \int_0^{T_0 - |\theta|} x(t)x(t - \theta) dt \\ &\quad -T_0 < \theta \leq 0 \end{aligned}$$

et n'est donc définie que sur un intervalle de durée $2T_0$: $0 \leq |\theta| < T_0$.

En pratique, pour conserver une précision suffisante, on ne calcule jamais $\hat{R}_X(\theta)$ au-delà de

$$|\theta|_{\max} = \theta_m \simeq T_0/10.$$

On cherche donc :

$$S_X(f, \theta_m) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{R}_X(\theta) e^{-j2\pi f \theta} d\theta = \int_{-\theta_m}^{\theta_m} \hat{R}_X(\theta) e^{-j2\pi f \theta} d\theta$$

c'est-à-dire :

$$S_X(f, \theta_m) = \int_{-\infty}^{\infty} [u_m(\theta) \cdot R_X(\theta)] e^{-j2\pi f \theta} d\theta;$$

où $u_m(\theta)$ est une « fenêtre temporelle » rectangulaire de largeur $2\theta_m$:

$$u_m(\theta) = 1 \quad \text{pour} \quad |\theta| < \theta_m \\ = 0 \quad \text{ailleurs.}$$

Donc, d'après les propriétés des transformées de Fourier :

$$\begin{aligned} S_X(f, \theta_m) &= U_m(f) * S_X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U_m(v) \cdot S_X(f - v) dv \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_X(v) \cdot U_m(f - v) dv; \end{aligned}$$

où

$$U_m(f) = \text{TF de } u_m(\theta) = \frac{\sin 2\pi f \theta_m}{\pi f}.$$

Conséquences. — 1^{re} La densité spectrale obtenue est la convolution de la vraie densité spectrale $S_X(f)$ et d'une fonction $U_m(f)$ appelée « fenêtre fréquentielle » (fig. 13).

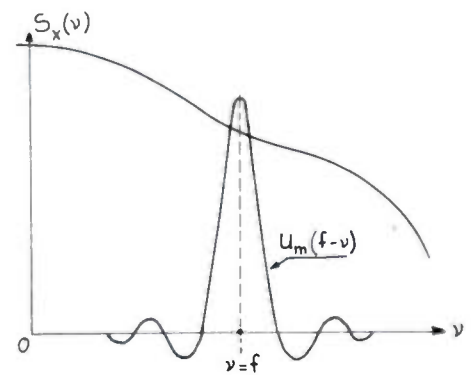


Fig. 13.

Cet effet, dû à la « troncation » de la fonction d'autocorrélation introduit un « lissage » du spectre car il rend indistinctes deux fréquences séparées par un intervalle inférieur à la largeur de la fenêtre $\Delta f = 1/\theta_m$.

De plus, la contribution des lobes latéraux de $U_m(f)$ n'est pas négligeable. On peut la réduire en choisissant d'autres types de fenêtres, par exemple la fenêtre de Hanning correspondant à la fonction de pondération :

$$U'_m(\theta) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi \theta}{\theta_m} \right) \quad \text{pour} \quad |\theta| < \theta_m \\ = 0 \quad \text{ailleurs.}$$

D'où la fenêtre fréquentielle $U'_m(f) = \text{TF de } u'_m(\theta)$ (fig. 14) :

$$U'_m(f) = \frac{1}{4} U_m\left(f - \frac{1}{2\theta_m}\right) + \frac{1}{2} U_m(f) + \frac{1}{4} U_m\left(f + \frac{1}{2\theta_m}\right)$$

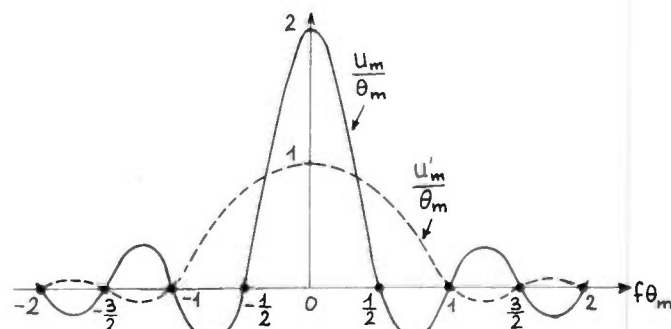


Fig. 14.

2° On vérifie facilement que l'estimateur $S_X(f, \theta_m)$ ainsi obtenu est égal (pour $\theta_m \ll T_0$) à $\frac{1}{T_0} |X(f, T_0)|^2$, où $X(f, T_0)$ est la TF de $x(t, T_0)$.

Cette grandeur, comme indiqué plus loin (§ III.2.2.2.a), est un estimateur impropre de la dsp $S_X(f)$. Une estimation correcte de $S_X(f)$ impliquera donc une moyenne statistique (lissage, cf. § III.2.2.2.b) des résultats relatifs à un ensemble de tranches $\{x(t, T_0)\}$ du signal $X(t)$.

b) Application.

L'estimation de $S_X(f)$ à partir de $\hat{R}_X(\theta)$ ne s'effectue pratiquement que par un traitement numérique.

Le signal $X(t)$ est échantillonné à une fréquence $F_e = 1/T_e$ (rappelons qu'on doit avoir $F_e \geq 2F_{\max}$ où $F_{\max}$ est la fréquence maximale à analyser).

On suppose que l'on a acquis ainsi N valeurs successives de $X(t)$:

$$x_n = x(nT_e), \quad n = 1, 2, \dots, N;$$

la durée d'échantillonnage est donc $T_0 = NT_e$.

Estimation numérique de $R_X(\theta)$:

On obtient une estimation de la fonction d'autocorrélation $R_X(\theta)$ sous forme d'échantillons par :

$$\begin{aligned} \hat{R}_N(kT_e) &= \frac{1}{N-k} \sum_{n=k+1}^N x_n x_{n-k}; \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \\ &= \frac{1}{N-|k|} \sum_{n=1}^{N-|k|} x_n x_{n-k}; \\ &\quad k = -(N-1), \dots, -1, 0. \end{aligned}$$

Mais en pratique pour avoir une précision suffisante, on gardera $|k| < m$ tel que $mT_e \leq \theta_m$ (d'où résultera une résolution maximale sur le calcul de la densité spectrale $\Delta f = 1/mT_e$) et on pourra, en général, considérer que :

$$\hat{R}_N(kT_e) = \frac{1}{N} \sum_{n=k+1}^N x_n x_{n-k};$$

en pratique, donc, $k < m$ et $m = N/10$ au maximum.

On dispose donc de $2m + 1$ estimations-échantillons de $R_X(\theta)$, soit :

$$R_{\text{éch}}(\theta) = R_X(\theta) \sum_{k=-m}^m \delta(\theta - kT_e) \cdot T_e;$$

Estimation numérique de $S_X(f)$.

On calculera alors :

$$S_N(f, m) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\text{éch}}(\theta) e^{-j2\pi f \theta} d\theta;$$

$$S_N(f, m) = T_e \sum_{k=-m}^m \hat{R}_N(kT_e) e^{-j2\pi f k T_e};$$

$$S_N(f, m) = T_e \left[\hat{R}_N(0) + 2 \sum_{k=1}^m \hat{R}_N(kT_e) \cos 2\pi f k T_e \right].$$

Connaissant les échantillons $\hat{R}_N(kT_e)$, on peut donc calculer (numériquement) $S_N(f, m)$, estimation de $S_X(f)$.

Remarquons que $S_N(f, m)$ est une fonction périodique de f , de période $F_e = 1/T_e$ (c'est un phénomène général dû à l'échantillonnage : la « fenêtre » correspondante (TF de $\sum_{k=-m}^m \delta(\theta - kT_e)$ est périodique, de période F_e).

Ainsi, si on veut une estimation correcte de $S_X(f)$, il convient que cette densité spectrale soit nulle (ou tout au moins négligeable) en dehors du domaine de fréquence $(-F_e/2, F_e/2)$ sinon on observera un effet de « repliement du spectre » (pour un exemple, cf. [5, p. 219]). Le plus souvent, on ne calcule $S_N(f, m)$ que pour $m + 1$ fréquences, à savoir :

$$f = \frac{r F_e}{m + 2} \quad \text{où} \quad r = 0, 1, 2, \dots, m;$$

en effet, pour un signal $X(t)$ réel, on sait que $S_X(-f) = S_X(f)$ (voir 1^{ère} partie [11, § I.1.5]), et, d'autre part parmi les $m + 1$ fréquences pour lesquelles on estimera $S_X(f)$, on a en fait seulement $m/2$ estimations indépendantes puisqu'on a signalé précédemment que la résolution maximale est :

$$\Delta f = \frac{1}{mT_e} = \frac{F_e}{m};$$

on obtiendra donc $m + 1$ estimations :

$$S_r(f) = S_N \left[\frac{r F_e}{m + 2} \right] = T_e \left[\hat{R}_N(0) + 2 \sum_{k=1}^m \hat{R}_N(kT_e) \cos \frac{\pi r k}{m} \right].$$

La précision statistique sur chaque estimation est :

$$\varepsilon \sim \frac{1}{\sqrt{\Delta f \cdot T_0}} = \sqrt{\frac{\theta_m}{T_0}} = \sqrt{\frac{m}{N}}.$$

III.2.2.2. CALCUL DIRECT DE LA DSP $S_X(f)$ A PARTIR DE LA TRANSFORMÉE DE FOURIER D'UNE « TRANCHE » TEMPORELLE DU SIGNAL $X(t)$

a) Justification de la méthode [5, p. 70], [7, p. 82 et p. 189].

Considérons une tranche temporelle $x(t, T_0)$ de durée T_0 du signal $X(t)$. $x(t, T_0)$ possède en général une transformée de Fourier $X(f, T_0)$:

$$X(f, T_0) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t, T_0) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{[T_0]} x(t, T_0) e^{-j2\pi f t} dt.$$

L'égalité de Parseval :

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t, T_0)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f, T_0)|^2 df,$$

permet de calculer la puissance moyenne de l'échantillon $x(t, T_0)$ dans l'intervalle T_0 puisque,

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_0} \int_{[T_0]} |X(t)|^2 dt &= \frac{1}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} |x(t, T_0)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_0} |X(f, T_0)|^2 df \end{aligned}$$

ce qui amène à considérer la quantité $\frac{1}{T_0} |X(f, T_0)|^2$ comme

la densité spectrale de puissance de la « tranche » $x(t, T_0)$ dans l'intervalle T_0 . Pour le signal aléatoire $X(t)$, on définira une densité spectrale :

$$S_x(f, T_0) = \frac{1}{T_0} E[|X(f, T_0)|^2];$$

et on montre que pour des processus stationnaires du second ordre, sans composantes périodiques [5, p. 72] :

$$S_x(f) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} S_x(f, T_0) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} E[|X(f, T_0)|^2].$$

Ainsi une estimation correcte d'une dsp impose une moyenne statistique sur un nombre suffisant de tranches temporelles de durée T_0 [on peut d'ailleurs montrer que :

$$\lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{T_0} |X(f, T_0)|^2$$

ne converge pas en probabilité vers $S_x(f)$].

Faire une estimation de $S_x(f)$ à partir de tranches temporelles indépendantes de durée T_0 (ce qui implique une résolution $\Delta f \simeq 2/T_0$) revient à effectuer une mesure de durée $T'_0 = qT_0$ d'où résultera une précision statistique :

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\Delta f T'_0}} = \frac{1}{\sqrt{2q}}.$$

b) Estimation numérique de $S_x(f)$ par la transformée de Fourier [7, p. 322] [10, p. 541].

$X(t)$ étant échantillonné à la fréquence $F_e = 1/T_e$ pendant un temps T_0 , on dispose de N valeurs successives :

$$x(n) = x(nT_e); \\ n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \text{ et } NT_e = T_0.$$

La TF de $x(t, T_0)$ sera obtenue par :

$$X(f, T_0) = T_e \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j2\pi f n T_e);$$

que l'on calcule usuellement pour les fréquences

$$f_k = k/T_0 = k/NT_e; \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

et on obtient les composantes :

$$X_k = \frac{X(f_k, T_0)}{T_e} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp\left[-j \frac{2\pi k n}{N}\right], \\ k = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Ces composantes constituent la transformée de Fourier discrète (« DFT ») de $X(t)$.

Le calcul de ces N composantes directement à partir de l'équation ci-dessus nécessite approximativement N^2 multiplications-additions portant sur des nombres complexes, ce qui devient rapidement très coûteux du point de vue temps de calcul et occupation-mémoire d'un calculateur.

Les algorithmes dits de transformée rapide de Fourier (ou FFT, de « Fast Fourier Transform »), dont le principe est donné en Annexe, permettent de réduire considérablement le nombre d'opérations et donc le temps de calcul.

Remarque sur les fenêtres utilisées [6], [7, p. 323], [10, p. 239], [16].

Les valeurs échantillonnées de $X(t)$ sont obtenues en un temps T_0 , par exemple entre $-T_0/2$ et $T_0/2$, alors :

$$X(f, T_0) = \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t, T_0) e^{-j2\pi f t} dt \\ = \int_{-\infty}^{\infty} u_{T_0}(t) x(t) e^{-j2\pi f t} dt;$$

où $u_{T_0}(t)$ est une fenêtre rectangulaire :

$$u_{T_0}(t) = 1 \text{ pour } |t| < T_0/2; \\ = 0 \text{ ailleurs.}$$

Donc,

$$X(f, T_0) = U_{T_0}(f) * X(f);$$

où

$$U_{T_0}(f) = \text{TF de } u_{T_0}(t) = \frac{\sin \pi f T_0}{\pi f},$$

identique à $U_m(f)$ définie au § III.2.2.1.a, pour $T_0 = 2\theta_m$.

Pour réduire l'effet des lobes latéraux importants de $U_{T_0}(f)$, lors de l'estimation numérique de $X(f, T_0)$ on utilise souvent, au lieu du créneau $u_{T_0}(t)$ d'autres fenêtres [6], [10, p. 239], [16] parmi lesquelles [7, p. 323] la fonction $c_{T_0}(t)$ semblable à $u_{T_0}(t)$, mais pondérée sur environ 1/10, à chacune de ses extrémités, par une fonction cosinus (fig. 15).

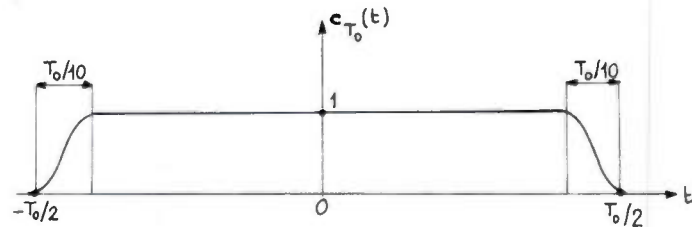


Fig. 15.

La fenêtre fréquentielle est la fonction $C_{T_0}(f)$ représentée sur la figure ci-dessous (fig. 16).

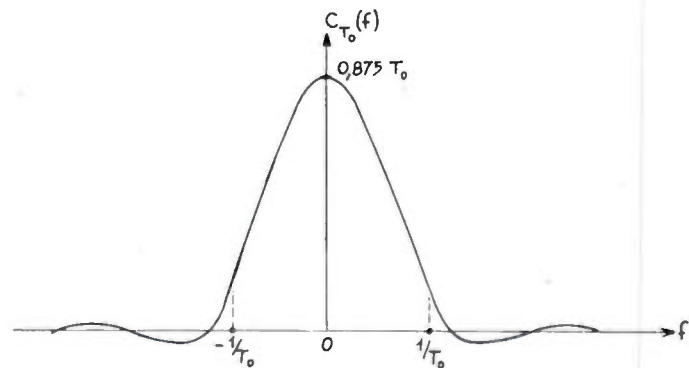


Fig. 16.

Estimation numérique de la DSP $S_x(f)$.

Une estimation (impropre) est donnée, comme nous l'avons vu précédemment, par

$$S_x(f, T_0) = \frac{1}{T_0} |X(f, T_0)|^2.$$

La DFT donne :

$$X_k = \frac{\bar{X}(f_k, T_0)}{T_e} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp \left[-j, \frac{2\pi kn}{N} \right],$$
$$k = 0, 1, 2, \dots, N - 1; \quad f_k = \frac{kF_e}{N} = \frac{k}{T_0};$$

d'où l'on obtient facilement :

$$S_{xk} = S_x(f_k, T_0) = \frac{1}{NT_e} |X(f_k, T_0)|^2 = \frac{T_e}{N} |X_k|^2.$$

Par suite du théorème d'échantillonnage, seules les $N/2$ premières composantes ont un sens « physique », et pour le résultat final, on ne conservera que les S_{xk} pour $k = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2}$.

La moyenne statistique (ou « lissage ») [7, p. 327] [10, p. 548], nécessaire pour obtenir une estimation correcte de $S_x(f)$ s'effectue essentiellement de deux façons :

• Lissage en fréquence : pour un signal échantillonné pendant un temps $T'_0 = N'T_e = lNT_e$, on obtiendra $N' = lN$ estimations :

$$S_{xk}(f'_k, T'_0), \quad k = 0, 1, \dots, lN.$$

Un estimateur correct de $S_x(f)$ peut être obtenu en moyennant l fréquences consécutives de S_{xk} , c'est-à-dire :

$$S_{xk} = \frac{1}{l} [S_{xk} + S_{xk+1} + \dots + S_{xk+l-1}]$$

S_{xk} sera considéré comme l'estimation de $S_x(f)$ à la fréquence

$$f = \frac{1}{2} (f'_{k+l-1} + f'_k).$$

Remarquons que la résolution en fréquence, initialement égale à :

$\Delta f' \sim 2/T'_0$ devient pour S_{xk} , par suite du lissage,
 $\Delta f = l \cdot \Delta f' \sim 2l/T'_0$, la précision statistique valant alors

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\Delta f \cdot T'_0}} = \frac{1}{\sqrt{2l}}.$$

Signalons aussi que la fenêtre fréquentielle, de forme triangulaire pour le calcul de $X_k(S_{xk})$, devient de forme trapézoïdale pour l'estimation S_{xk} obtenue.

• Moyenne d'ensembles : on fait la moyenne statistique des résultats donnés par q tranches distinctes du signal $X(t)$, chacune de durée T_0 ; la durée totale de l'observation est donc qT_0 . L'estimation obtenue est :

$$S_{xk} = \frac{1}{q} [S_{xk,1} + S_{xk,2} + \dots + S_{xk,q}].$$

La résolution reste $\Delta f \sim 2/T_0$, correspondant à une fenêtre fréquentielle de forme triangulaire, et la précision statistique est :

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\Delta f \cdot qT_0}} = \frac{1}{\sqrt{2q}}$$

On peut aussi combiner lissage en fréquence et moyenne d'ensemble (en utilisant donc une observation de durée qT_0).

Temps de calcul.

Le calcul d'un spectre de puissance d'après la TF de la fonction d'autocorrélation nécessite environ Nm opérations d'addition-multiplication réelles (voir équations du § III.2.2.1.b; puisque $m \ll N$, ce temps de calcul correspond à celui de l'autocorrélation, le calcul de sa TF ne nécessitant, au plus, que m^2 opérations).

On montre (voir l'Annexe) que si $N = 2^p$, le calcul par la FFT se réduit à environ $2Np$ opérations réelles. Ainsi le rapport des vitesses de calcul entre les deux méthodes numériques est $m/2p$.

En pratique, si

$$p \geq 12, \quad m < N/10 \Rightarrow \frac{m}{2p} \geq 16.$$

Signalons qu'en général, dans un calcul de spectre par une méthode numérique, le temps d'acquisition du signal [ou temps d'observation T_0 ou temps de prise d'information sur $X(t)$], de l'ordre de la seconde, est supérieur au temps de calcul du spectre, ce qui montre la rapidité des méthodes numériques.

III.2.3. Estimation de la fonction d'autocorrélation $R_x(\theta)$ par les FFT [7, p. 312] [10, p. 556]

Une méthode de calcul de la fonction de corrélation consiste à calculer d'abord la densité spectrale de puissance (à l'aide d'une FFT) puis d'en calculer la TF inverse. On utilise donc 2 FFT et cette méthode peut s'avérer plus rapide que le calcul direct (§ III.2.2.1.b).

Il faut toutefois signaler que par une double FFT on obtient en fait une fonction dite « circulaire » :

$$R_x^c(kT_e) = \frac{N-k}{N} \cdot R_x^e(kT_e);$$
$$k = 0, 1, 2, \dots, N - 1;$$

où :

$$R_x^c(kT_e) = \hat{R}_N(kT_e) + \hat{R}_N[(N - 1 - k)T_e]$$

$\hat{R}_N$ étant l'estimation correcte de $R_x(\theta)$ (cf. § III.2.2.1.b) et on remarque que :

$$R_x^c[(N - 1 - k)T_e] = R_x^e(kT_e).$$

En pratique, cet effet n'est pas très gênant si la fonction de corrélation décroît assez rapidement puisqu'on ne prend en compte $\hat{R}_N(kT_e)$ seulement pour $k \leq m \ll N$. En tous cas ces difficultés peuvent être évitées facilement en ajoutant N zéros aux N valeurs de données originelles, ce qui permet de séparer les deux « composantes » de la fonction « circulaire » puisque,

$$\hat{R}_{2N}(kT_e) = 0 \quad \text{pour} \quad k \geq N.$$

SUMMARY

Electrical noise III : Equivalent circuits and measurements.

by A. CHOVET and P. VIKTOROVITCH.

This third paper is devoted to noise representation and noise measurements. Noise representation with equivalent networks is very useful for noise calculation (and measurements) in electronic devices and circuits.

Power spectrum measurement, still often performed by analog methods, can be now computed by efficient digital techniques using performant algorithms like FFT.

A synthesis of useful methods is presented.

RÉSUMÉ

La représentation du bruit à l'aide de schémas équivalents est indispensable au calcul (et à la mesure) du bruit dans les dispositifs et les circuits électroniques. La mesure des densités spectrales de puissance, traditionnellement réalisée à l'aide de méthodes analogiques, peut désormais s'effectuer par des méthodes numériques d'exécution rapide, grâce à la mise au point d'algorithmes performants (FFT).

Les auteurs présentent une synthèse des méthodes utilisées pour la mesure des densités spectrales de puissance des processus stationnaires.

Bibliographie.

- [1] CHOVET A. et VIKTOROVITCH P. — *L'Onde Électrique*, 1977, 57, p. 773. (2^e partie).
- [2] Van der ZIEL A. — *Noise : Sources, characterization, measurement*. Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, 1970.
- [3] PISTOULET B. et SAVELLI M. — *Physique des dispositifs électroniques*, chapitre 9. Dunod, Paris, 1969.
- [4] BERLAN D., VIKTOROVITCH P. et KAMARINOS G. — *Physica*, 1977, 92B, 85.
- [5] BERLAN D. — *Thèse de Docteur-Ingénieur*, INP Grenoble, 1977.
- [6] STERN J., de BARBEYRAC J. et POGGI R. — *Méthodes pratiques d'étude des fonctions aléatoires*. Dunod, Paris, 1967.
- [7] BLACKMAN R. B. and TUKEY J. W. — *The measurement of power spectra*. Dover Publ. Inc., New York, 1958.
- [8] BENDAT J. S. and PIERSON A. G. — *Random data : analysis and measurement procedures*. Wiley Interscience, New York, 1971.
- [9] GOLD B. and RADER C. M. — *Digital processing of signals*. Mc Graw-Hill, New York, 1969.
- [10] RABINER L. R. and GOLD B. — *Theory and application of digital signal processing*. Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, 1975.
- [11] OPPENHEIM A. V. and SCHAFER R. W. — *Digital signal processing*. Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, 1975.
- [12] CHOVET A. et VIKTOROVITCH P. — *L'Onde Électrique*, 1977, 57, p. 699. (1^{ère} partie).
- [13] COOLEY J. W. and TUKEY J. W. — *Math. of Computat.*, 1965, 19, 297.
- [14] COCHRAN W. T., COOLEY J. W., FAVIN D. L., HELMS H. D., KAENEL R. A., LANG W. W., MALING G. C. Jr., NELSON D. E., RADER C. M. and WELCH P. D. — *IEEE, Trans. Audio Electroac.*, 1967, AU 15, 45, repris dans *Proc. IEEE*, 1967, 55, p. 1664.
- [15] BELLANGER M. et BONNAVAL P. — *L'Onde Électrique*, 1968, 48, n° 500, 962.
- [16] HIGGINS R. J. — *Amer. J. Phys.*, 1976, 44, 766.
- [17] PRABHU K. M. M., REDDY V. U. and AGRAWAL J. P. — *Electronics Letters*, 1977, 13, 600.
- [18] PICINBONO B., *Phys. Rev.*, 1977, A 16, 2174.

ANNEXE

Principe des algorithmes de FFT [12], [13], [14], [15], [7, p. 300], [8], [9], [10, ch. 6]

Il s'agit de calculer les N points de la transformée de Fourier discrète (DFT) d'un signal $X(t)$ dont on possède N échantillons successifs pris à la fréquence F_e :

$$x(n) = x(nT_e) = x\left[\frac{n}{F_e}\right], \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Le temps d'acquisition de ces échantillons est $T_0 = NT_e$.

La TF de cette « portion » $x(t, T_0)$ de $X(t)$ de durée T_0 serait :

$$X(f, T_0) = \int_{[T_0]} x(t, T_0) e^{-j2\pi ft} dt;$$

les N points de la DFT ont pour valeur (aux fréquences $f_k = \frac{k}{T_0}$) :

$$X(k) = \frac{X(f_k, T_0)}{T_e} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} kn\right),$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

et en posant $W_N = \exp\left(-j \frac{2\pi}{N}\right)$, on obtient :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad (A.1)$$

Remarquons que $X(k)$ est périodique, de période N puisque W_N^N est périodique de période N en k (de même qu'en n).

Le principe de base des algorithmes de FFT repose sur la possibilité de réduire le nombre d'opérations nécessaires au calcul d'une DFT sur N points en décomposant cette DFT en plusieurs DFT plus petites :

une DFT sur N points nécessite, d'après l'équation (A.1) environ N^2 opérations complexes (multiplications et additions de nombres complexes) N étant décomposé en facteurs premiers :

$$N = r_1 \cdot r_2 \cdot \dots \cdot r_p$$

on montre [7, p. 300] [12] qu'en utilisant des algorithmes convenables, on obtient tous les $X(k)$ à partir de :

N/ r_1 DFT sur r_1 points (donc r_1^2 opérations complexes)
et N/ r_2 DFT sur r_2 points (donc r_2^2 opérations complexes)

...

et N/ r_p DFT sur r_p points (donc r_p^2 opérations complexes).

Soit au total

$$Nr_1 + Nr_2 + \dots + Nr_p = N \sum_{i=1}^p r_i$$

opérations complexes $\leq N^2$.

Il existe deux classes principales d'algorithmes pour la FFT : ceux à réduction dans le temps (« decimation in time ») et ceux à réduction en fréquence (« decimation in frequency »), selon que pour la réduction de la DFT initiale en DFT plus petites on décompose la séquence des échantillons temporels $\{x(n)\}$ (ou des points en fréquence $\{X(k)\}$) en séquences plus courtes.

Le mécanisme des algorithmes est particulièrement évident dans le cas, très fréquent, où $N = 2^p$ ([8], [10]). Nous allons l'expliquer succinctement.

Algorithmes de réduction à base 2 dans le temps (« Radix-2 decimation in time »).

La séquence initiale des échantillons :

$$\{x(n)\} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1,$$

est d'abord divisée en deux séquences :

$$\begin{cases} x_0(n) = x(2n) \\ x_1(n) = x(2n+1) \end{cases} \quad n = 0, 1, 2, \dots, (N/2)-1.$$

L'équation (A.1) exprimant les N points $X(k)$ de la DFT s'écrit :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_0(n) W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_N^{(2n+1)k} \quad (A.2)$$

or

$$W_N^2 = \left[\exp\left(-j \frac{2\pi}{N}\right) \right]^2 = \exp\left(-j \frac{2\pi}{N/2}\right) = W_{N/2}$$

Donc

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_0(n) W_{N/2}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_{N/2}^{nk}$$

$$X(k) = X_0(k) + W_N^k X_1(k) \quad (A.3)$$

où $X_0(k)$ et $X_1(k)$ sont les points des DFT de $\{x_0(n)\}$ et $\{x_1(n)\}$ c'est-à-dire des séquences de $N/2$ échantillons.

Remarquons que pour $X_0(k)$ et $X_1(k)$, qui sont périodiques et de période $N/2$, k varie de 0 à $N/2-1$; donc pour le calcul de $X(k)$ quand $k \geq N/2$, on aura :

$$X(k) = X_0(k - N/2) + W_N^k X_1(k - N/2),$$

$$k = N/2, (N/2) + 1, \dots, N-1$$

mais, puisque $W_N^{k+N/2} = -W_N^k$, on peut écrire :

$$X(k) = X_0(k - N/2) - W_N^{k-N/2} X_1(k - N/2). \quad (A.3 \text{ bis})$$

Les calculs de $\{X_0(k)\}$ et $\{X_1(k)\}$ nécessitant chacun $(N/2)^2$ opérations complexes, on constate que pour calculer $\{X(k)\}$ il ne faut plus que :

$$\frac{N^2}{2} + N \sim \frac{N^2}{2} \text{ opérations complexes.}$$

On peut illustrer les équations (A.3) par des graphes : comme exemple nous donnons celui d'une DFT sur $N = 8$ points (pour simplifier on notera W_8 par W^k) (fig. A1) :

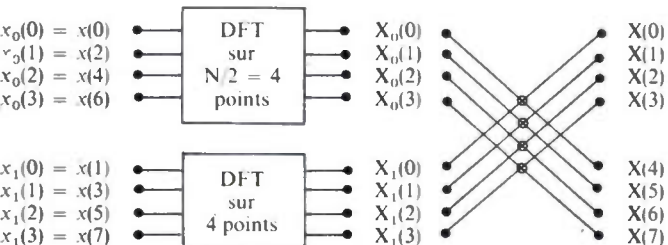
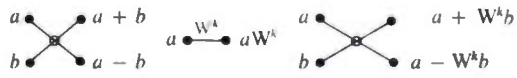


Fig. A1.

avec pour le graphe les conventions :



Le processus de réductions est itératif, et on va donc maintenant réduire chaque DFT sur $N/2$ points en deux DFT sur $N/4$ points ce qui donne :

pour $k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$:

$$X_0(k) = X_{00}(k) + W_{N/2}^k X_{01}(k) \Leftrightarrow X_0(k) = X_{00}(k) + W_N^{2k} X_{01}(k) \quad (A.4)$$

où $X_{00}(k)$ et $X_{01}(k)$ sont respectivement les DFT, à $N/4$ points, des termes pairs et impairs de $x_0(n)$.

Pour l'exemple précédent, le graphe est alors (fig. A2) :

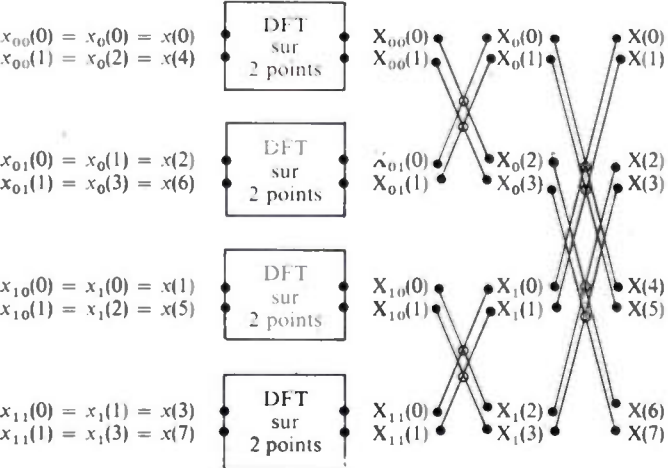


Fig. A2.

Puisque $N = 2^p$, on aboutira finalement au calcul de DFT sur 2 points c'est-à-dire relative à 2 échantillons $y(0)$ et $y(1)$ et donnant 2 composantes :

$$Y(0) = y(0) + y(1)e^{-j\frac{2\pi \cdot 0}{2}} = y(0) + y(1). W_2^0 = y(0) + y(1)W_N^0$$

$$Y(1) = y(0) + y(1)e^{-j\frac{2\pi \cdot 1}{2}} = y(0) + y(1)W_2^1 = y(0) + y(1)W_N^{N/2}$$

$$= y(0) - y(1)$$

Nous constatons qu'une DFT sur 2 points se calcule sans aucune multiplication.

Le graphe de la DFT de l'exemple est donc (fig. A3) :

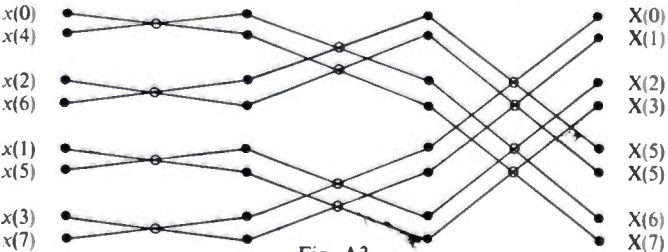


Fig. A3.

Il peut se réarranger facilement sous la forme (fig. A4) :

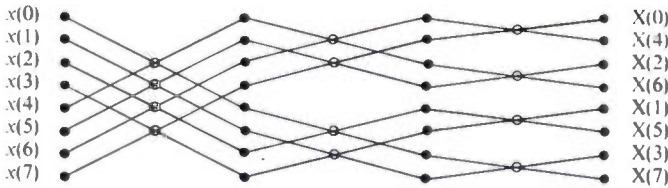


Fig. A4.

Algorithmes de réduction à base 2 en fréquence (« Radix-2 decimation in frequency »).

L'équation (A.1) peut aussi se mettre sous la forme :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n)W_N^{nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(n + N/2)W_N^{(n+N/2)k}$$

$$= \sum_{n=0}^{N/2-1} [x(n) + e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot \frac{N}{2} \cdot k} x(n + N/2)] W_N^{nk} \quad (A.5)$$

ce qui conduit à séparer les composantes paires $X(2k)$ et impaires $X(2k + 1)$ de la DFT puis à constater qu'elles sont respectivement les DFT sur $N/2$ points des séquences temporelles :

$$\{x(n) + x(n + N/2)\} \quad \text{et} \quad \{[x(n) - x(n + N/2)]W_N^k\}.$$

D'où l'algorithme et ses graphes correspondants (ici pour $N = 8$) (fig. A5) :

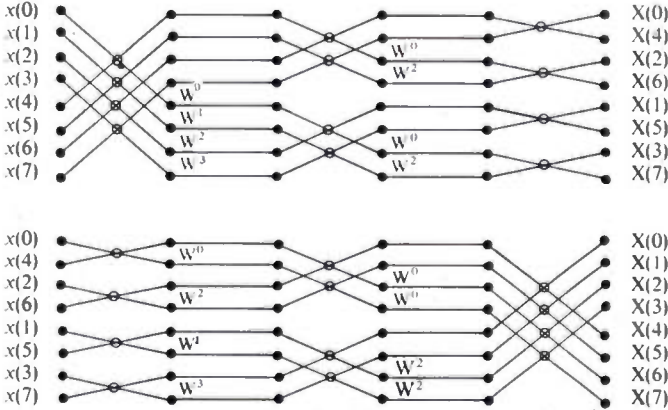


Fig. A5.

Propriétés des algorithmes de FFT.

1) Les calculs, à chaque étape de l'itération s'effectuent « sur place » (deux résultats partiels peuvent occuper les emplacements-mémoire des deux données qui ont servi à leur calcul, et qui n'ont plus à être utilisées ensuite, comme les graphes le mettent en évidence); c'est-à-dire que l'on n'a besoin d'utiliser qu'un seul registre-mémoire pour nombres complexes (de taille N) au lieu de deux, à priori (l'un pour les données, l'autre pour les résultats).

Pour que ce type de calcul soit possible, on remarque que si la séquence des échantillons temporels est ordonnée, alors la séquence des points de la DFT se présentera, apparemment dans un certain désordre. Si $N = 2^p$, ce « désordre » est en fait l'ordre « binaire inversé » obtenu comme indiqué ci-dessous :

Séquence Ordonnée	→	Équivalent binaire	→	Inversion binaire	→	d'où la Séquence
0		000		000		0
1		001		100		4
2		010		010		2
3		011		110		6
4		100		001		1
5		101		101		5
6		110		011		3
7		111		111		7

2) Nombres de multiplications complexes nécessaires au calcul d'une FFT sur N points : les équations (A.3) et (A.3 bis) ainsi que les graphes des divers algorithmes de FFT montrent qu'à chaque étape du calcul, il faut effectuer $N/2$ multiplications complexes pour combiner les résultats de l'étape précédente; on a $p = \log_2 N$ étapes de calcul, donc au total il faut environ :

$$(N/2) \log_2 N \ll N^2$$

multiplications de la DFT initiale.

Pour $N = 2^{10} = 1\,024$, le rapport entre les nombres des multiplications

nécessaires, donc approximativement des temps de calculs, est 205. Ceci démontre le grand intérêt des algorithmes de FFT qui permettent de travailler pratiquement en temps réel sur le signal.

Transformée de Fourier inverse.

Pour des signaux continus, la TF inverse $x(t)$ de $X(f)$ est définie par :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df,$$

d'où pour des signaux échantillonnés en N points, la DFT inverse sur N points :

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \cdot \frac{1}{N}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} kn\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-kn}$$

Cette DFT inverse est calculable par les algorithmes de FFT décrits précédemment (attention au facteur $1/N$ et au signe de l'exposant de W_N !).