

L'onde électrique

REVUE MENSUELLE DE LA SOCIÉTÉ DES ÉLECTRICIENS,
DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

Volume 56 n° **10** OCTOBRE 1976

Volume 56, n° 10, OCTOBER 1976

oe actualités P. 43

U. I. C. C.

NOV 8 1976

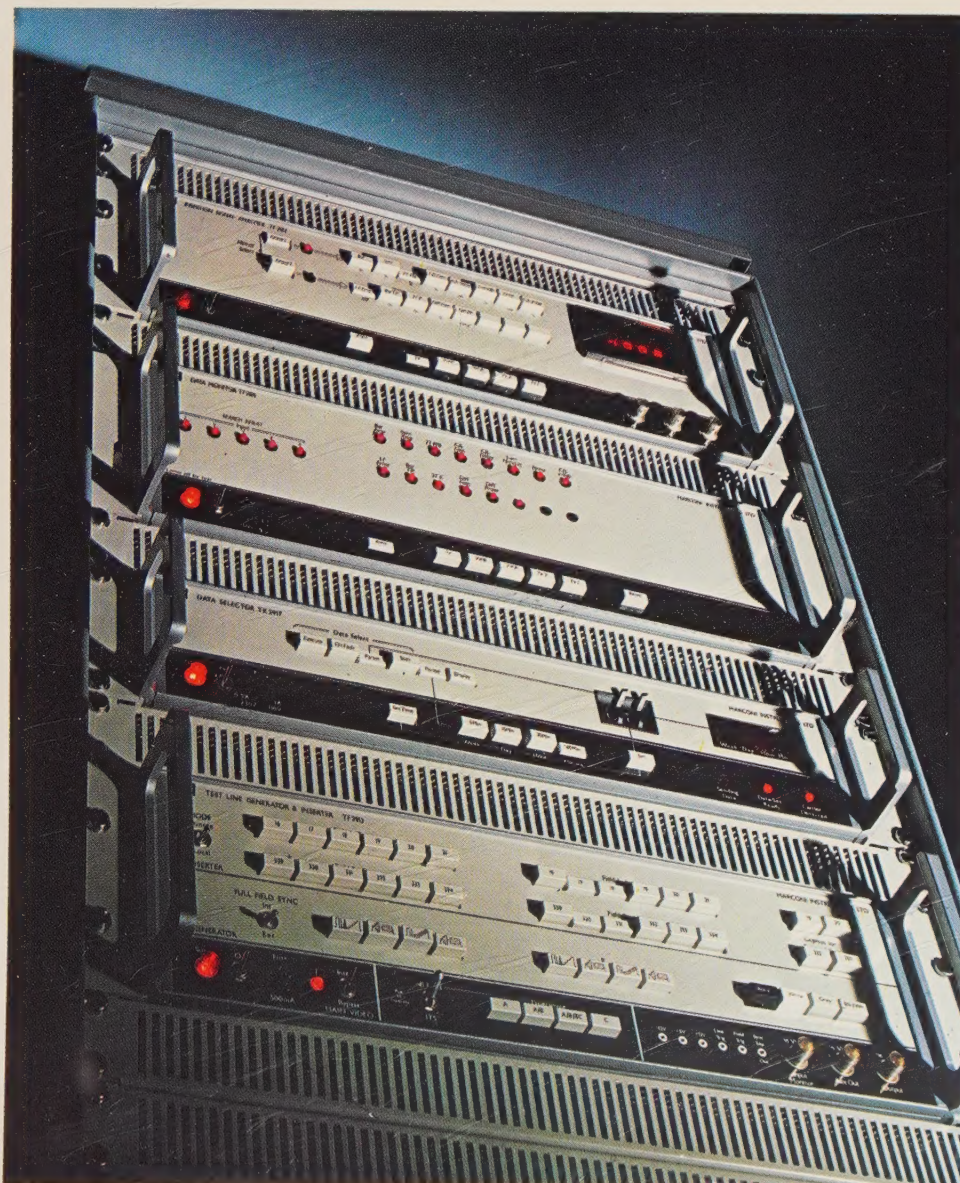
LIBRARY

LE BRUIT DANS LES CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

VOBULATION EN HYPERFRÉQUENCE

LES RADARS SECONDAIRES DE SURVEILLANCE

Les fibres optiques : un vieux rêve



Système
de contrôle automatique
des signaux vidéo
par analyse des lignes-test.
MARCONI INSTRUMENTS



MASSON
Paris New York
Bologna Milan

La Signalisation



DIVISION DES ÉTUDES ET FABRICATIONS ÉLECTRONIQUES
DIVISION INSTALLATIONS TECHNIQUES



PUPITRE D'AUTOMATISATION DE LA STATION ONDES COURTES D'ISSOUDUN. RÉALISATION POUR TDF

Références principales :

- Automatisation du système de Télécontrôle des Émetteurs de Télévision et des Émetteurs de Radiodiffusion,
- Automatisation du réseau interconnecté de l'Union Européenne de Radiodiffusion,
- Télécontrôle des Centres Intercalaires TV et FM,
- Télécommande des faisceaux hertziens (branche Sud de la France),
- Tous problèmes d'électronique ou d'instrumentation spécifique (commutateur cyclique d'alarme - sélecteur d'alarme, etc...),
- Sélecteur distributeur mélangeur vidéo pour réseau interne TV (Aéroport - Enseignement - Métro - Complexes Industriels),
- Tous problèmes d'installations radioélectriques.

La Signalisation



36, avenue Docteur Marie 94310 ORLY
Tél. 684-28-52 TELEX 270450 LASIGNAL ORLY

Dans ce numéro

(Sommaire détaillé p. III)

Caractérisation énergétique du bruit dynamique dans un système logique

Les parasites électriques brefs sont dans un système logique généralement assimilés à des impulsions de tension. En fait la grandeur caractéristique intrinsèque du parasite est l'énergie qu'il apporte ou extrait au circuit.

Les auteurs de cet article présentent une méthode de détermination de l'énergie parasitante d'une liaison entre circuits logiques, le montage de mise en œuvre et les résultats acquis (cf. Aucouturier, Dom, Lacroix et Rivière, p. 397).

Mesure du bruit de très faibles impédances

L'étude et l'analyse détaillées du bruit de fond créé par les circuits électroniques, permet d'avoir une meilleure connaissance de son origine qui est essentiellement liée aux phénomènes de conduction.

On peut par la suite concevoir des circuits dans lesquels les effets de ce bruit sont optimisés (cf. Lecoy, Rigaud et Segui, p. 403).

Synthétiseur de Fourier

Puisqu'il est possible de décomposer tout signal périodique en une somme appropriée et infinie de signaux sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du signal décomposé, appelée série de Fourier. On peut reconstituer un signal de forme déterminée à l'aide des composants de sa série de Fourier. Dans la pratique et pour la synthèse d'ondes périodique de forme relativement simple, quelques harmoniques suffisent (cf. Mathieu, Dandonneau et Vellas, p. 407).

Une nouvelle technique de synthèse de fréquence

Les synthétiseurs de fréquence sont des appareils permettant de délivrer à partir d'un oscillateur de base de haute qualité (quartz) des signaux de fréquence réglable, dont les caractéristiques en stabilité et en précision sont très voisines de celle de l'oscillateur de base. L'utilisation de ces instruments dans une chaîne de mesure rend leur programmation à distance indispensable, ce qui n'est pas sans poser de délicats problèmes au niveau des temps de consommation (cf. Papaieck et Coe, p. 410).

Une méthode moderne de vobulation entre 2 et 18 GHz

La réalisation d'un oscillateur vobulé couvrant la bande 2-18 Hz en une seule gamme, présente de nombreuses difficultés car il n'existe pas de source de variable en fréquence capable de couvrir cette gamme. Aussi, faut-il avoir recours aux méthodes de multiplication harmonique, ce qui n'est pas sans introduire de nombreux problèmes concernant la régulation du niveau, la commutation automatique de gamme et la multiplication en fréquence (cf. Ehlow et Hernday, p. 417).

Radar secondaire de surveillance (SSR) 1^{re} partie

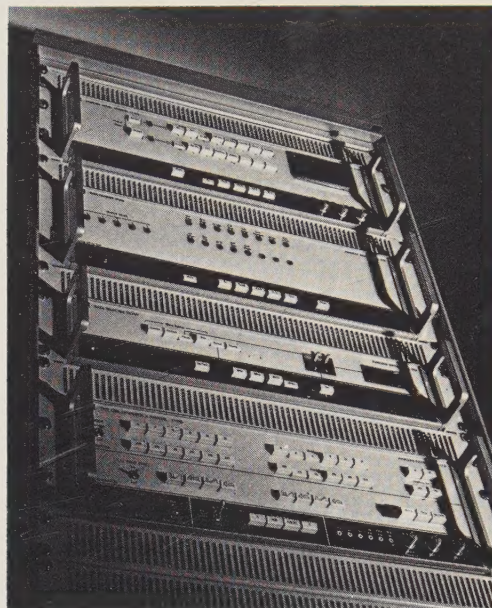
Le radar secondaire de surveillance (SSR) est un équipement civil dérivé du système militaire identificateur ami-ennemi (IFF). Il permet l'identification d'aéronefs équipés de répondeurs appropriés. Le SSR est solidaire du radar primaire avec lequel il effectue le même balayage spatial; dès qu'il reçoit le signal émis par le SSR, l'aéronef donne une réponse qui est reçue par l'interrogateur du radar, décodée et inscrite sur l'écran cathodique d'observation. La réponse peut également comporter des informations autres que l'identité de l'aéronef, telle l'altitude mesurée par les instruments de bord (cf. Milosevic, p. 425).

Les télécommunications par fibres optiques : une réalité pour demain

Les fibres optiques connaissent depuis ces dernières années un développement important. Le succès du récent colloque qui s'est tenu à Paris sur les télécommunications par fibres optiques, témoigne de la réalité et de la rapidité des progrès réalisés. Il a donc paru intéressant de faire le point dans ce domaine, en préambule à un prochain numéro de l'Onde Electrique qui sera consacré en grande partie à ce sujet (cf. événements, p. 433).

Sur notre couverture :

SYSTÈME DE CONTRÔLE AUTOMATIQUE DES SIGNAUX VIDÉO PAR ANALYSE DES LIGNES-TEST.



Mesures continues sur tous signaux vidéos (studios, faisceaux hertziens, émetteurs). Les valeurs des paramètres sont indiquées soit par affichage numérique, soit par comparaison avec les limites numériques prédéterminées, ou encore présentées sur BUS ASCII (interface V24 ou boucle courant 20 ou 60 mA).

La surveillance à distance illimitée de la qualité d'un maximum de 500 signaux peut être assurée d'un centre régional ou national.

Les résultats de mesure sont présentés comme suit : (langues autres que français ou anglais à la demande).

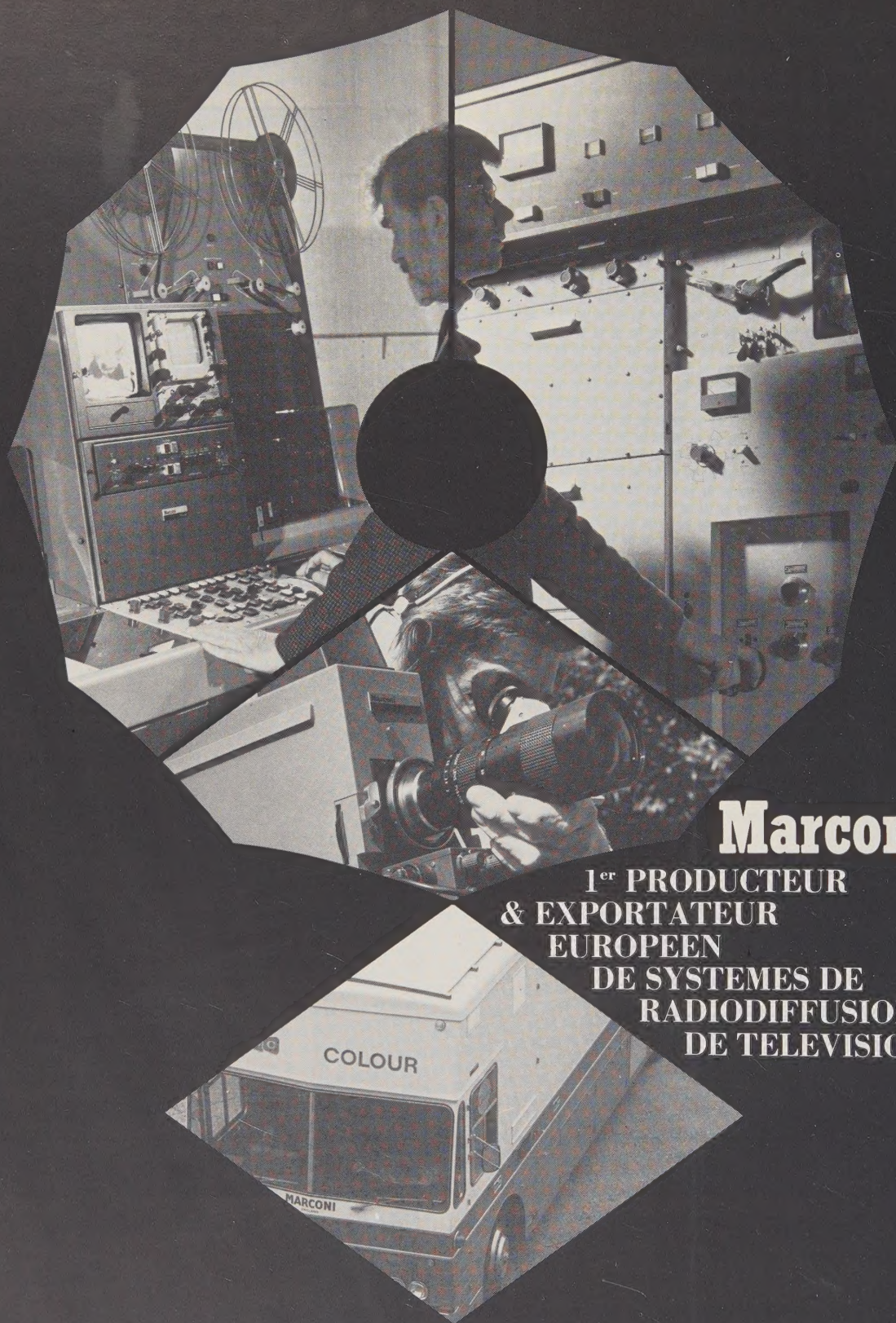
```
AME02SV12
AME02 Sm36 J2 10H58
DELAI
1 AMP BARRE +100.0 %
1 AMP SYNCRO +097.1 %
1 RAP 2T/BAR +100.7 %
1 GAIN C/L +100.5 %
1 RETARD C/L +004.1 ns
1 N-LIN LUN +000.6 %
1 BRUIT +057.7 dB
1 DIAPH C/L +000.2 %
1 ERREUR BF +000.5 %
1 INCL BARRE +000.2 %
1 2T 'K' +000.5 %
1 GAIN DIFF +000.4 %
1 PHASE DIFF +001.1 Deg
1 ENT AUX 1 +005.9 %
1 ENT AUX 2 +006.0 %
1 ENT AUX 3 +006.0 %
1 REF MLT +099.8 %
1 MLT SALV 1 +100.3 %
1 MLT SALV 2 +099.8 %
1 MLT SALV 3 +099.8 %
1 MLT SALV 4 +099.4 %
1 MLT SALV 5 +100.9 %
1 MLT SALV 6 +099.1 %
1 SALV COULR +000.1 %
```

mi MARCONI INSTRUMENTS

32, avenue des Ecoles - 91600 Savigny sur Orge - France

Tél: 996 03 86 - Télex 60541

Published monthly (except July and August)
by Masson et Cie, 120, bd Saint-Germain, Paris France.
Annual subscription price: 180 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.



Marconi

**1^{er} PRODUCTEUR
& EXPORTATEUR
EUROPÉEN
DE SYSTEMES DE
RADIODIFFUSION ET
DE TELEVISION**

Marconi Communication Systems Limited

MARCONI INSTRUMENTS

32, avenue des Ecoles - 91600 Savigny-sur-Orge - Tél. 996.03.86 - Télex 600541 F

**REVUE de la Division Électronique,
Radioélectricité
et Télécommunications (DERT)
de la Société des Électriciens,
des Électroniciens
et des Radioélectriciens (SEE).**

RÉDACTION

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70 et 273.29.71

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.

Rédacteur en chef : D. HALPERN.

Adjointe au Rédacteur en Chef : E. RUTMAN.

Secrétariat : B. BREDA.

ABONNEMENTS (1976) : 10 numéros

FRANCE et Zone Franc : 150 F.

Règlement à MASSON, Paris, par mandat,
chèque postal (joindre les 3 volets) ou
chèque bancaire.

ITALIE : 40 000 Lire.

Exclusivement par ETMI S.P.A., Via Pascoli,
55, 20133 Milano.

SUISSE : 114 F. Suisses.

Exclusivement par CRISPA S.A., 55, bd
de Pérolles, 1700 Fribourg.

AUTRES PAYS : 180 F.

Règlements à MASSON, Paris, par chèque
sur PARIS, transfert par banque, mandat
postal international ou bons Unesco.

MASSON, Éditeur.

Paris, New York, Barcelone, Milan.

à Paris : 120, bd St-Germain, F 75280 PARIS
cedex 06.

Téléphone : 329.21.60.

Changement d'adresse — Retourner l'éti-
quette modifiée ou indiquer le numéro
d'abonné.

Numéros de l'année et volumes antérieurs —
MASSON Services, 15, rue de Savoie,
75006 PARIS (Tél. : 325.74.73, 325.74.95).

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.



Circuits

397 Caractérisation énergétique du bruit dynamique dans un système
logique.

S. L. AUCOUTURIER, J. P. DOM, G. LACROIX et J. J. RIVIÈRE

403 Mesure du bruit de très faibles impédances.

G. LECOY, D. RIGAUG et F. SEGUI

Mesure

407 Synthétiseur de Fourier.

H. MATHIEU, J. M. DANDONNEAU et J. R. VELLAS

410 Une nouvelle technique de synthèse de fréquence.

R. PAPAIECK et R. COE

417 Une méthode moderne de modulation entre 2 et 18 GHz.

C. J. ENLOW et R. HERNDAY

Radar

425 Radar secondaire de surveillance (SSR) 1^{re} partie. L. MILOSEVIC

431 oe actualités

433 Événements :

435 En bref.

441 Nouveautés techniques.

Livres nouveaux VII, VIII, X, XII et XIV

Bloc-notes XVI

446 Produits récents

Livres reçus XXI

Index des annonceurs XXII

Service lecteur XXXI et XXXII

Sur notre couverture :

Système de contrôle automatique des signaux vidéo par analyse des lignes-test.

Mesures continues sur tous signaux vidéos (studios, faisceaux hertziens, émetteurs).
Les valeurs des paramètres sont indiquées soit par affichage numérique, soit par compari-
son avec les limites numériques prédéterminées, ou encore présentées sur BUS ASCII
(interface V24 ou boucle courant 20 ou 60 mA).

La surveillance à distance illimitée de la qualité d'un maximum de 500 signaux peut être
assurée d'un centre régional ou national.

MARCONI INSTRUMENTS, 32, avenue des Ecoles - 91600 Savigny-sur-Orge.
Tél. : 996.03.83 - Telex 600541.

EDITORIAL MATTERS

SEE, 48, rue de la Procession, 75015 Paris
Tél. : 567.07.70 et 273.29.71

Committee of l'Onde Électrique

President : Y. ANGEL, Professor, CNAM.
Vice-President : M. THUE in charge of
international technical relation at the CNET.

Committee of Referees

President : G. PAYET, French PTT.

Editor-in-Chief : D. HALPERN.

Editorial assistant : E. RUTMAN.

Secretary : B. BREDA.

SUBSCRIPTIONS (1976) : 10 issues

FRANCE and Franc zone : 150 F.

Payment to the order of Masson by check,
transfer order, or international money order.

ITALY : 40 000 Lire.

Exclusively from ETMI S.P.A., Via Pascoli,
5, 20133 Milano.

SWITZERLAND : 14 Suiss francs.

Exclusively from CRISPA S.A., 55, bd de
Vérolles, 1700 Fribourg.

OTHER COUNTRIES : 180 F.

Payment to the order of Masson by check,
transfer order, or international money order.

MASSON, Publisher.

Paris, New York, Barcelone, Milan.

In Paris : 120, bd St-Germain, F 75280 Paris
Cedex 06.

Telephone : 329.21.60.

Change of address — Return the corrected
address label or indicate your subscription
number.

Antiquariat — MASSON Services, 15, rue
de Savoie, 75006 Paris (Tél. : 325.74.73,
325.74.95).

ADVERTISING

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

Michel J. LEROY, Advertising Director.

Jean BUISSON, Advertising Manager.

Telephone : 329.21.60.

Representative for Great Britain :

Frank L. Crane Ltd,

6-17 Bride Lane, London EC4Y 8EB.

Phone : 01.353.1000. Telex : 21489.



© 1976, Masson, Paris
Published monthly

CONTENTS

n° 10 - October 1976

Volume 56

Circuits

397 Characterisation by energy of short duration noise in logical systems.
J. L. AUCOUTURIER, J. P. DOM, G. LACROIX and J. J. RIVIÈRE

403 Noise measurements for very low impedances.
G. LECOY, D. RIGAUD and F. SEGUI

Measure

407 Fourier synthesizer. H. MATHIEU, J. M. DANDONNEAU and J. R. VELLAS

410 A new frequency synthesis technique. R. PAPAIECK and R. COE

417 A high performance 2-18 GHz Sweeper. C. J. ENLOW and R. HERNDAY

Radar

425 Secondary surveillance radar (SSR) 1st part. L. MILOSEVIC

431 **oe actualités**

433 Events.

435 Short notes.

441 Technical news.

Books review VII, VIII, X, XII et XIV

Shoows and colloquium calendar XVI

446 New products

Books received XXI

Index of advertisers XXII

Readers'service XXXI and XXXII

On our cover :

Mi television automatic monitoring system

Enables continual measurements on all video-signals (studios, microwave links and transmitters). The mesured parameters can be displayed either on the digital panel meter or automatically compared with pre-determined digital limits.

All information is available in ASCII code V24 or current loops, 20 or 60 mA).

The quality of up to 500 signals from remote sites can be monitored by one regional or national control centre.

MARCONI INSTRUMENTS, 32, avenue des Ecoles - 91600 Savigny-sur-Orge.
Tél. : 996.03.83 - Telex 600541.

Readers'service : indicate the n° 801.

il n'est pas nécessaire
d'aller au bout du monde...



...pour vos approvisionnements

HONG KONG-QUARTIER DE WANG

notre groupe de distribution vous offre la possibilité de les centraliser.



15, avenue de Ségur-75007 PARIS
Télex: 204774



MOTOROLA
Semiconducteurs S.A.

MOSTEK

Advanced Micro
Devices

SILICONIX

HEWLETT  PACKARD
(DIVISION COMPOSANTS OPTOELECTRONIQUES)

A VOTRE SERVICE POUR:

**10dis-
ten** s.a.

80, rue d'Arcueil 94150 RUNGIS
Télex: 204 774



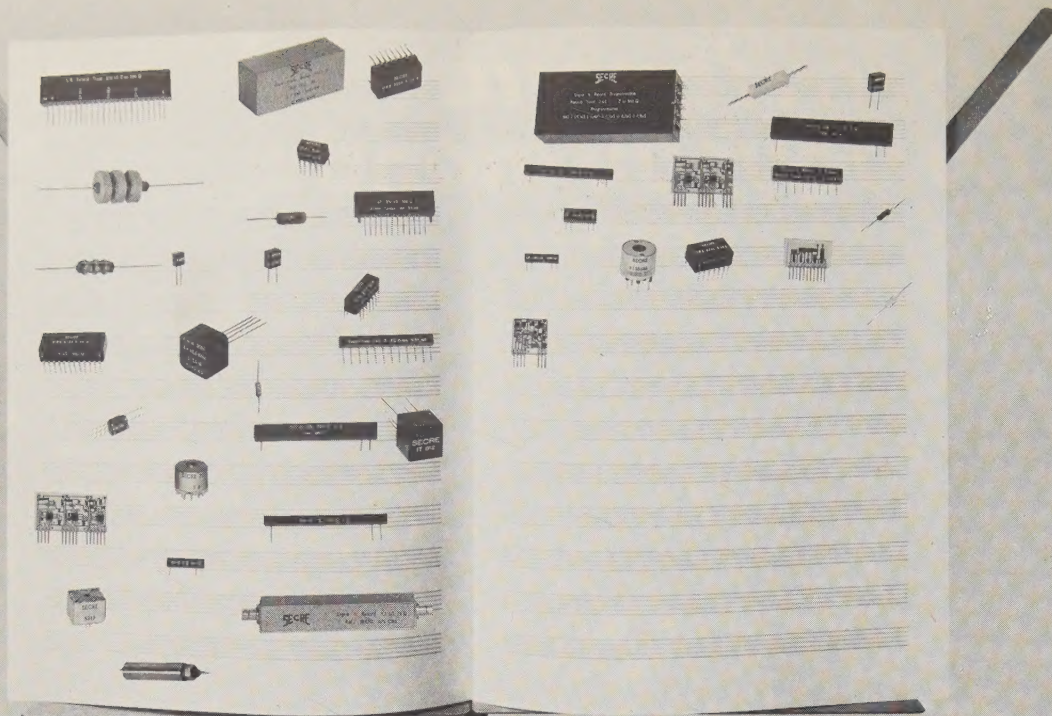
NATIONAL
SEMICONDUCTOR

RCA Solid
State

Téléphone:

555 95 54

(15 lignes groupées)



SÉCRÉ ... parce qu'une composition a la qualité de ses composants

- Lignes à retard.
- Filtres passifs et actifs.
- Microélectroniques Hybrides, couche épaisse.
- Filtres antiparasites.
- Transformateurs
- Inductances HF et BF.
- Boîtes de mesures : de résistances, capacités, inductances, atténuation.

218, rue du Faubourg Saint-Martin

75010 PARIS

Tél. : 202.53.20 - Télex 220.169 F

SÉCRÉ
COMPOSANTS

Digital signal processing,

A. V. OPPENHEIM et R. W. SCHAFFER,

Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, N.J., 1975, 585 p., ISBN 0-13-214635-5.

Si l'on établit une comparaison avec certains autres domaines techniques du ressort de l'Onde Électrique, on a le sentiment qu'en ce qui concerne les livres consacrés au traitement numérique du signal : « Les fleurs sont plus rares, mais aussi plus belles. » Tel est du moins probablement le cas de l'ouvrage de MM. Oppenheim et Schaffer. Il est loin de couvrir toutes les facettes du sujet, tout au moins certaines sont-elles introduites complètement, après quoi sont traitées à fond un certain nombre de techniques en général récentes, ayant des performances qui sont parmi les meilleures dans le cadre des problèmes posés. Les explications semblent claires, et les détails en amélioration proposés se trouvent justifiés correctement. A la première lecture on peut regretter peut-être le manque d'allusions faites à des cas concrets typiques, et la structuration de l'exposé qui peut en résulter. Mais à l'usage, la faiblesse citée se trouve compensée dans une large mesure par le nombre et la qualité des exercices proposés, tant théoriques que de programmation (environ 200 au total).

Ce livre sera particulièrement utile aux ingénieurs de conception engagés de manière effective dans le traitement de signaux ou dans la commande de processus. Il est d'autre part recommandé pour tous les enseignements de spécialisation dans les écoles d'ingénieurs, y compris pour les stages de formation continue. Dans tous les cas, il est indispensable de posséder les connaissances de base sur les systèmes discrets et la théorie du signal, et surtout un minimum d'expérience pratique préalable avec un type de signal.

Les deux premiers chapitres introduisent les systèmes échantillonnés et leurs équations de transition, la représentation d'un processus dans le domaine fréquentiel, et les transformées en Z, en étendant ces notions à des systèmes à état bi-dimensionnel. Le chapitre 3 donne les éléments de base sur la transformée de Fourier discrète (DFT), la convolution, ainsi que sur l'échantillonnage des transformées en Z.

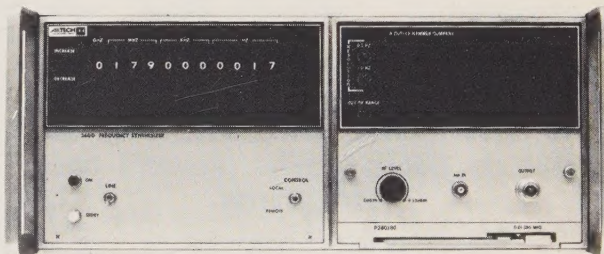
Aux chapitres 4 et 5 on discute la structure, la représentation, et surtout la réalisation des circuits numériques ; le théorème dit (de) Tellegen est évoqué, de même que la sensibilité dans les réseaux. Le chapitre 5 est plus particulièrement consacré à la réalisation de filtres digitaux usuels, à la conversion analogique digitale, et à la conception assistée par ordinateur de tous ces circuits. C'est au chapitre 6 que l'on donne des algorithmes performants de calcul de la DFT : algorithme de Goertzel, procédures dans les domaines temporels fréquentiels, longueurs variables, transformation « Chirp-Z ». Les graphes de fluence correspondants sont bien sûr explicités pour la réalisation. Les séquences

(suite page VIII)

Nous faisons aussi la SYNTHÈSE de FRÉQUENCES

SYNTHÉTISEUR de FRÉQUENCE AILTECH
modèle 360 à synthèse directe qui offre des performances exceptionnelles au prix des synthétiseurs à synthèse indirecte

- Fréquence 10 KHz à 180 MHz (1.4 GHz)
- Bruit de phase - 138 dBc/Hz
- Temps de commutation 10 micro s.
- Parasites - 100 dBc
- Modulations AM-FM - Phase
- Programmation totale



AIL - FRANCE

71, Boulevard National

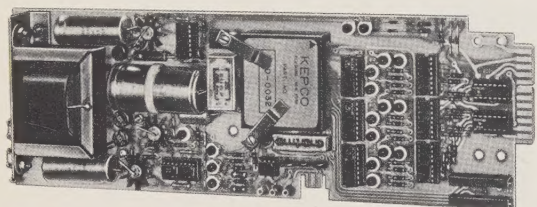
92250-LA GARENNE-COLOMBES

tél. 780.73.73 - télex 620 821

KEPCO



**programmation
digitale de votre
alimentation
stabilisée**



La carte de programmation digitale KEPCO SN 12 est en fait un convertisseur digital analogique possédant une très bonne immunité contre les bruits en ligne et un registre tampon. L'isolation entre l'entrée et la sortie de 1000 V est réalisée au moyen d'un couplage optique. 5 types différents de cartes de programmation vous offrent le choix entre les entrées suivantes :

2 ou 3 digits et 8-10-12 bits.

BINAIRE	ANALOGIQUE	X3.6 = SORTIE
111111111111	+ 10V — LSB	X3.6 + 35.99V
100000000000	0	X3.6 0
000000000000	- 10V	X3.6 - 36.00V

**Les alimentations KEPCO sont
des amplificateurs opérationnels,
tous compatibles avec cette carte.
Plus de 500 modèles peuvent vous
être offerts.**

Département instrumentation



P.C. 3787

RADIO EQUIPEMENTS ANTARES S.A.

9, RUE ERNEST COGNACQ - 92300 LEVALLOIS-PERRET
TEL. 758.11.11 - TELEX 620630 F

RHONE-ALPES : 2, COURS DE LA REPUBLIQUE - 69100 VILLEURBANNE
TEL. (78) 68.30.48 - TELEX 370439 F

REGION SUD-OUEST : RUE DE VERDUN - 31120 PORTET-S/GARONNE
TEL. (61) 08.06.08

de nombres complexes et les problèmes de correction de phase minimale sont liés à la transformation d'Hilbert (chapitre 7).

Les chapitres 8 et 11 constituent des rappels sur les processus aléatoires, menant à l'estimation du spectre de puissance, à celle d'un périodogramme, ou à celle d'une fonction d'autocorrection.

Les auteurs ont consacré le chapitre 10 à leurs propres recherches originales sur le traitement homomorphique, c'est-à-dire à base de cepstres complexes. Les réalisations des systèmes caractéristiques correspondant sont discutées, avec des applications aux images et à la parole.

Les effets de quantification ou de troncature en mémoire des valeurs codées, sont modélisés comme un bruit additif, analysés au chapitre 9 dans le cas du filtrage numérique et des algorithmes DFT.

Chaque chapitre s'achève sur un résumé, qui précède les références utilisées (en général solides); viennent ensuite les exercices. Un index détaillé est consigné en fin d'ouvrage.

L. F. PAU.

Image science. Principles, Analysis and Evaluation of Photographic-type Imaging Processes,

J. C. DAINITY et R. SHAW,

Academic Press, 1975, 402 p., 9 £ 80.

Cet ouvrage présente une synthèse très documentée des travaux de recherche portant sur la photographie utilisée comme moyen de mesure.

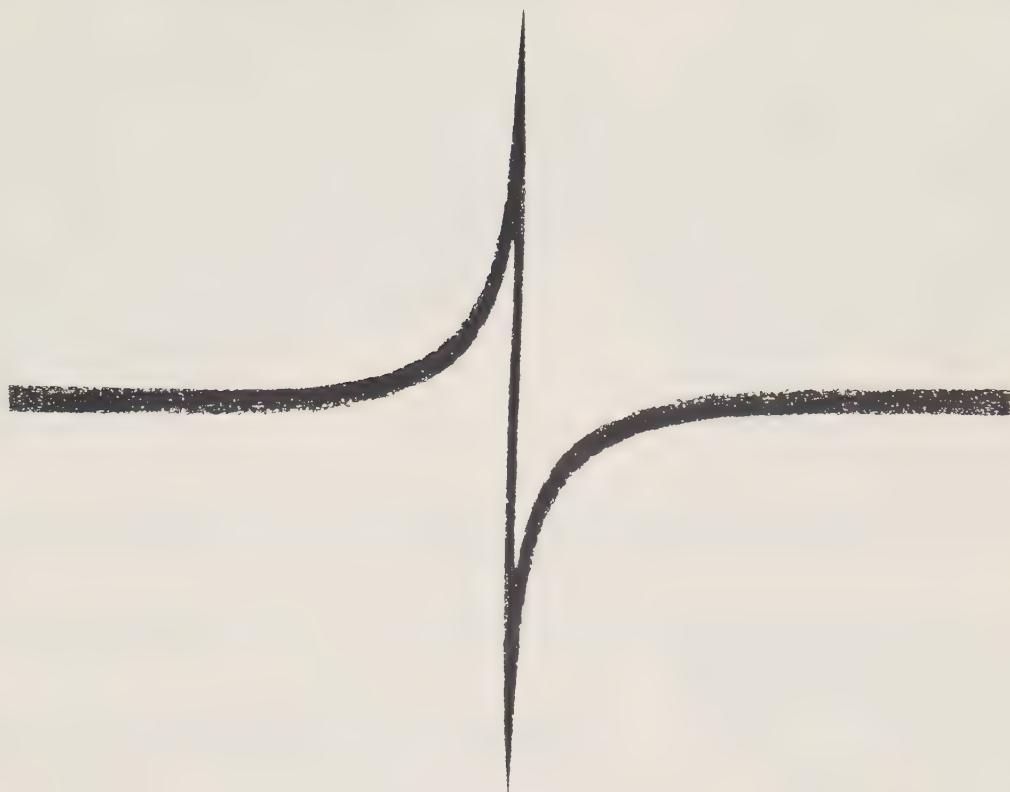
Initialement ouvrage d'enseignement (chaque chapitre comporte des exercices), il intéressera en fait tous les utilisateurs de la photographie scientifique appliquée, mais aussi les fabricants pour ce qui est de certaines conclusions de nature prospective.

Les mérites de l'ouvrage sont nombreux. Il présente tout d'abord des modèles théoriques microscopiques simples (Ch. 1 à 3), qui, comparés aux résultats expérimentaux (macroscopiques) connus, permettent de dégager les principes fondamentaux et les limitations liées à la nature même des émulsions. Par soucis d'uniformité de nombreuses propriétés utiles sont exprimées en fonction du concept d'Efficacité Quantique de Détection. Il en est ainsi des notions fréquentielles (FTM, spectre de Wiener) ainsi que des intéressantes propriétés développées à partir de la théorie de l'information. On trouve également un chapitre consacré aux mesures microdensitométriques et à l'étude de leurs limitations.

Les auteurs ont donc adopté une approche théorique, la plus générale et la plus fondamentale possible. Bien sûr, et ils en sont conscients, les modèles théoriques statistiques ne reposent pas nécessairement sur des réalités physiques. Les conclusions pratiques varieront

(suite page X)

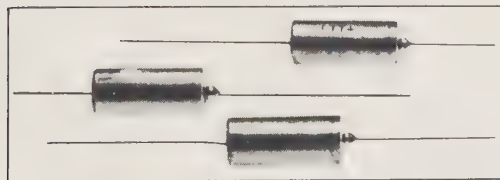
des performances nouvelles



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 impulsif 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.

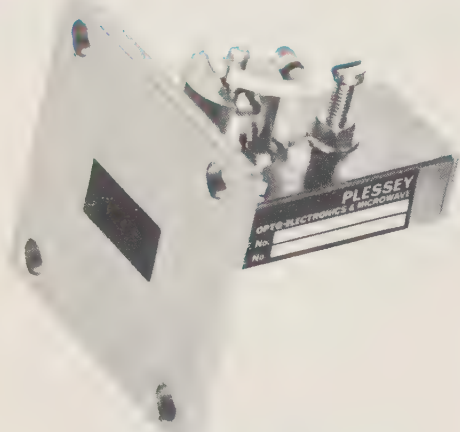
Nous souhaitons recevoir gratuitement votre documentation.

Nom ou Société _____

Adresse _____

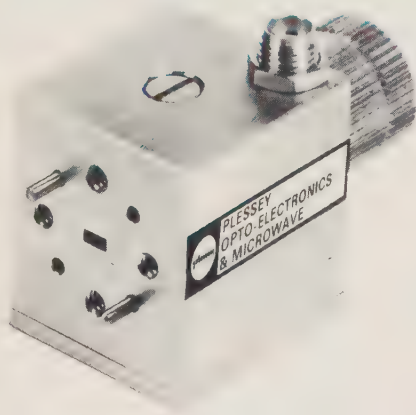
TA

OSCILLATEUR GUNN BANDE X A ACCORD ÉLECTRONIQUE



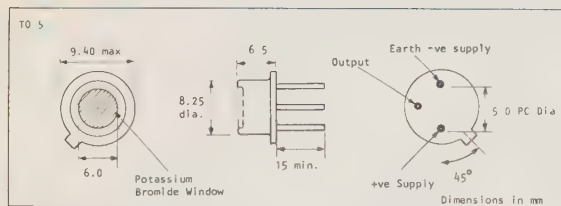
- Puissance continue de 10 à 100 mW
- Stabilité 300 KHz/°C

OSCILLATEUR GUNN BANDE 40-90 GHz A FRÉQUENCE FIXE



- Puissance continue de 20 à 100 mW
- Stabilité 4 MHz/°C

DÉTECTEUR INFRA-ROUGE



- Angle d'ouverture : 100°
- Réponse spectrale : 0,2-35 μm
- Alimentation : 9 V.

Pour obtenir la documentation complète, utilisez le
Service Lecteur de la revue en inscrivant :
HYPER: 813 OPTO: 814



PLESSEY FRANCE
Optoelectronics and Microwave

16-20, Rue Pétrarque -
☎ 727.43.49

75016 PARIS
Telex 62789

toujours, en fonction du modèle parfois trop simple ou incomplet — cas des effets de proximité — en fonction des conditions effectives de l'expérimentation, ou de l'auteur cité. Mais tout cela est amplement discuté, et les remarques précédentes ne font que justifier l'intérêt de la démarche choisie.

On peut toutefois regretter que les problèmes de la couleur soient à peine mentionnés. Enfin, les répétitions ne sont pas toujours évitées, et le grand nombre de références citées rend l'ouvrage parfois difficile à lire.

Malgré cela, et pour conclure, on peut dire qu'il est rassurant d'apprendre que la photographie n'est pas une technique dépendant d'un certain nombre de paramètres dont l'influence, plus ou moins magique, serait résumée dans quelques formules mystérieusement empiriques !...

J. FLEURET.

La représentation d'état pour l'étude des systèmes dynamiques,

J. C. GILLE et M. CLIQUE,

Eyrolles, Paris.

Tome 1 1975, 192 p.

Tome 2 1975, 104 p.

Les livres de MM. J. C. Gille et M. Clique indiquent clairement leur objectif par leur titre puisqu'ils se centrent sur la représentation des systèmes dynamiques. L'importance de ces problèmes est apparue en même temps que la nécessité d'aborder la commande des systèmes multidimensionnels (plusieurs entrées et sorties). C'est, en effet, dans ce cas que le choix d'un modèle mathématique adéquat est crucial et que les représentations usuelles montrent le plus leurs faiblesses.

Le tome I introduit la notion d'état en s'appuyant sur des exemples concrets et développe l'analyse de la dynamique des systèmes linéaires continus et discrets dans les termes de cette représentation. Le tome II introduit les concepts, fondamentaux en théorie des systèmes, de gouvernabilité (commandabilité) et d'observabilité qui sont, d'une part, la clef de l'équivalence entre les diverses représentations d'un système (matrice de transfert, système différentiel, état), et, d'autre part, qui sous-tendent toute application du modèle aux problèmes de commande et de filtrage.

Ces deux ouvrages s'adressent à l'ingénieur qui, déjà familier des techniques conventionnelles, recherche une introduction claire et simple aux modèles d'état. Ils peuvent être considérés comme le prolongement naturel des livres de MM. Gille, Decaulne et Pélegrin dont on connaît le succès et l'impact sur le développement de l'automatique en France. L'attention est attirée à juste titre sur diverses difficultés souvent mal mises en relief dans d'autres textes. On pourra, cependant, relever quelques imprécisions ou erreurs dues au choix conscient des auteurs d'apporter plus une compréhension de la matière qu'un traitement mathématique abstrait. Des exemples explicitement traités favorisent une assimilation immédiate des résultats et concepts.

(suite page XII)



Analyseurs de Réseau : Comparez... et vous saurez à qui téléphoner.

La recherche d'un analyseur de réseaux à hautes performances aboutit souvent à un choix à effectuer entre trois appareils.

La sélection finale dépend surtout de l'adéquation des caractéristiques de l'instrument à l'application.

Toutefois, si les applications sont diverses, et que l'ensemble des caractéristiques constitue le critère de sélection, le GR 1710 représente le meilleur investissement.

Faites la comparaison

	GR 1710	XY	XZ
• Prix • Gamme de fréquence • Représentation polaire et X Y • Mesure du temps de groupe • Gamme dynamique • Résolution	68 430 FF H.T. 400 KHz à 500 MHz oui option + 2 550 FF H.T. 115 dB 0,025 dB	Complétez	vous-mêmes

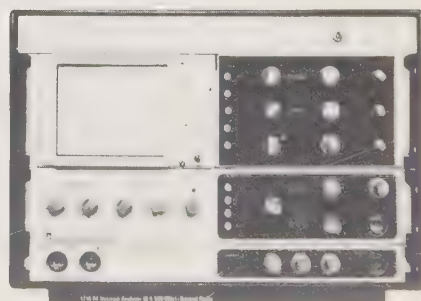
Naturellement, il y a de nombreuses autres caractéristiques à comparer, ne serait-ce que le prix, mais celles qui figurent dans le tableau ci-dessus sont parmi les plus importantes. Un autre avantage du 1710 est sa facilité d'emploi.

En effet, grâce aux boutons poussoirs, il n'est rien de plus facile que de passer de la courbe de transmission en amplitude à la courbe de phase ou de commuter des courbes amplitude et phase simultanées aux représentations du temps de

groupe ou en diagramme polaire.

Pour connaître toutes les possibilités du GR 1710 demandez-nous la brochure "RF Network Analyser" dans laquelle le GR 1710 est décrit ainsi que ses options et accessoires. Si vous le désirez, nous y joindrons la note d'application N° 7 dans laquelle est développée une méthode simple pour effectuer des mesures jusqu'à 2000 MHz ou plus avec le GR 1710.

GenRad,
96, rue Orfila, 75020 Paris, 797 07 39.



GenRad

enregistreurs de phénomènes aléatoires **datalab**

du plus économique...

DL 901



- sensibilité 50 mV
- fréquence : 200 kHz max.
- convertisseur : A/N 8 Bits
- mémoire 1000 mots

au plus complet

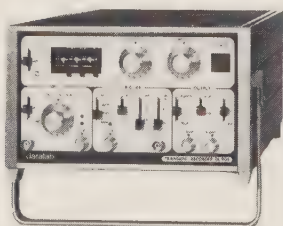
DL 920



- sensibilité : 100 mV
- fréquence : 20 MHz
- convertisseur : A/N 8 Bits
- mémoire : 2000 ou 4000 mots
- 2 voies distinctes
- double base de temps

**...en passant par le modèle
d'usage général**

DL 905



- sensibilité : 10 mV
- fréquence : 5 MHz
- convertisseur : A/N 8 Bits
- mémoire : 1000 mots
- double base de temps



REA

RADIO EQUIPEMENTS ANTARES S.A.

9, RUE ERNEST COGNACQ - 92300 LEVALLOIS-PERRET
TEL. 758.11.11 - TELEX 620630 F

RHONE-ALPES : 2, COURS DE LA REPUBLIQUE - 69100 VILLEURBANNE
TEL. (78) 68.30.48 - TELEX 370439 F

REGION SUD-OUEST : RUE DE VERDUN - 31120 PORTET-S/GARONNE
TEL. (61) 08.06.80

P.C. 3786

LIVRES

On ne peut donc que conseiller la lecture de ces deux documents aux étudiants et ingénieurs désireux d'étendre le champ de leur connaissance vers les techniques modernes qui toutes utilisent la représentation d'état. Ils disposeront ainsi d'une base introductive solide et il ne reste qu'à souhaiter que celle-ci soit complétée dans le futur par des ouvrages écrits dans le même esprit pour atteindre les problèmes de réalisation, de commande (retour d'état, critères quadratiques, ...) et de filtrage (observateurs, filtre de Kalman, ...) et leur dualité intrinsèque.

C. GUEGUEN

Modern communication systems,

R. F. W. COATES,

The MacMillan Press Ltd, Londres et Basingstoke, 1975.

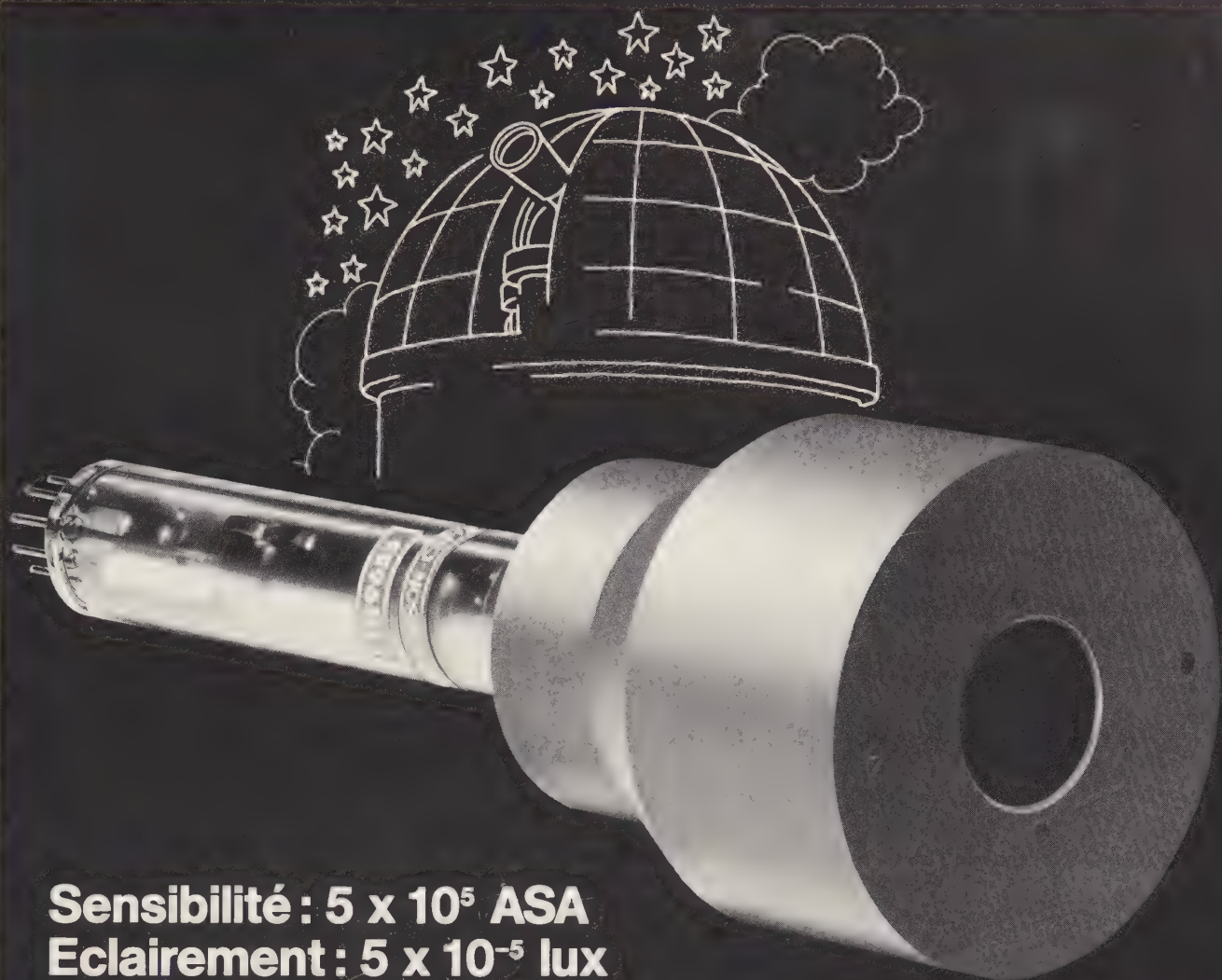
Passer la Manche, c'est traverser le miroir d'Alice. Cette réflexion ne vient pas d'un récent voyage, mais de la lecture du livre britannique « modern communication systems » de R. F. W. Coates. Il s'agit d'un cours pour la formation des « engineers » au niveau Bachelor of Science. Je me garde de traduire « engineer » par ingénieur, mot qui correspond à une qualification professionnelle bien différente, de ce côté-ci du miroir.

Il s'agit d'une introduction élémentaire à la théorie de la modulation classique, sous une forme empirique et descriptive, illustrée de diagrammes et schémas de dispositifs. Le niveau mathématique est à peine celui de notre baccalauréat, ce qui apparaît (vu d'ici) un peu léger pour aborder l'analyse spectrale. Les notions mathématiques, réduites au rôle d'outil, sont manipulées avec une totale indifférence à la rigueur, qui désarme la critique. Les calculs, quoique toujours élémentaires, sont présentés sans que le moindre intermédiaire y soit omis.

L'absence de rigueur et l'empirisme systématique relèvent du parti pris. Les condamner au nom de nos propres principes, c'est critiquer en fait le système britannique d'enseignement. Pourtant, même en m'efforçant à l'objectivité, et en jugeant d'un point de vue strictement utilitaire, il me semble que cette formation, si elle peut produire des exécutants de qualité, manque de vision d'ensemble et ne saurait développer l'esprit critique. Au contraire, enseignant les routines et les « à peu près » qui réussissent en moyenne dans les problèmes concrets, elle ne prépare guère à aborder des problèmes nouveaux ni à renouveler la compréhension des problèmes classiques.

Pourquoi alors cet adjectif « moderne » dans le titre, l'un des plus dangereux de la langue (que l'on se souvienne du « modern style »; le Pont Neuf n'est-il pas le plus vieux de Paris?) ? L'auteur nous dit dans sa préface qu'il n'aborde ni la théorie statistique des communications, ni la théorie de l'information, suspectes de manquer d'utilité pratique, et qu'ils les sacrifie à des sujets qui n'en manquent pas. La modernité invoquée ici se réduit à celle de la technologie, c'est-à-dire que l'accent est mis sur les techniques et modes de réalisation

(suite page XIV)



Sensibilité : 5×10^5 ASA Eclairement : 5×10^{-5} lux

Les niveaux d'éclairement exigés par les vidicons classiques rendent impossibles de nombreuses applications de la télévision.

Ces limites ne concernent pas le **Nocticon**®, conçu et développé par THOMSON-CSF depuis plusieurs années. Ses performances exceptionnelles autorisent la prise de vue jusqu'au seuil ultime d'éclairement.

Il comporte une photocathode de type S 20 et une cible multiplicatrice d'électrons à mosaïque de diodes sur silicium explorée par un faisceau d'électrons issu d'un canon analogue à celui d'un vidicon. Cette structure lui assure entre autres :

- une large réponse spectrale
- une sensibilité de 300 mA/lumen
- un faible courant d'obscurité

- une faible remanence
- une grande dynamique.

Cette conception garantit aussi une grande résistance aux suréclairements et une exceptionnelle robustesse, autorisant son utilisation dans un environnement sévère.

De plus, sa fenêtre à fibres optiques peut être directement couplée avec un intensificateur d'image : le

Super-Nocticon® ainsi constitué, procure une sensibilité plus de dix fois supérieure, permettant des applications qui vont du comptage de photons jusqu'à l'observation par nuit particulièrement noire.



Les applications de la télévision à bas niveau de lumière font fréquemment appel à des fonctions particulières. Pour répondre à ces besoins, THOMSON-CSF a mis au point une gamme de coffrets à mémoire dont, entre autres, le TH 7501. Il se caractérise par un dispositif d'arrêt sur image, complété par une fonction zoom électronique, et permet l'intégration d'image jusqu'à plusieurs secondes. La commande de la photocathode du Nocticon par des impulsions courtes, donne la possibilité de saisir des phénomènes rapides. L'image, mémorisée sur le TH 7501, peut être ensuite observée sur l'écran d'un moniteur classique.



THOMSON-CSF

DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES / 38, RUE VAUTHIER / 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT / FRANCE / TÉL. : (1) 604 81 75



LEA
PUBLIFIX 5625

**spécialiste
des lignes d'affaiblissement**

LHD 1 : $2 \times 75 \Omega = 150 \Omega$
 LHD 2 : $2 \times 100 \Omega = 200 \Omega$
 LHD 6 : $2 \times 300 \Omega = 600 \Omega$

5, rue J.-Parent - 92500 RUEIL (France) Tél. 749-27 84 - Telex 691319 F (LABELAC)

Service Lecteur : inscrivez le n° 818.



**EMI/RFI?
CHOMERICS...**

**pour une
cohabitation
sereine!**

... permet d'assurer
la compatibilité,
donc l'intégration
des différentes
"boîtes noires", même
les plus susceptibles,
au sein d'un système.

getelec 92, av. Marguerite Renaudin
92140 CLAMART (France)
Tél. : 644.68.91

RAPY

Service Lecteur : inscrivez le n° 819.

impliquant des circuits logiques, de préférence « intégrables » : ainsi la modulation MIC et les codes correcteurs d'erreurs. Par exemple, si la boucle à verrouillage de phase est mentionnée et décrite parmi les démodulateurs de fréquence, elle n'y figure pas pour sa théorie — difficile, dépassant largement les moyens mathématiques du livre —, mais pour l'excellente raison qu'elle est devenue un composant fiable et économique. De même, les codes correcteurs d'erreurs sont présentés d'une manière simple et concrète, en laissant de côté l'appareil théorique imposant qui leur est associé. Pour ma part, je reprocherai à l'auteur, non de ne pas avoir développé ces théories, chose impossible dans le cadre de son livre, mais de ne pas en faire pressentir à son lecteur, non averti par hypothèse, l'importance et la difficulté.

Toutes ces réserves faites, et si l'on parvient à oublier la différence des normes de qualification des ingénieurs des deux côtés de la Manche, on découvre que ce livre est bien adapté à la formation technique à un niveau élémentaire : il est clair (d'autant qu'il fuit l'abstraction et n'a aucune prétention à la rigueur ni à la généralité) et manifestement nourri d'une grande expérience de la technique des communications et de son enseignement. Et — je poursuis la métaphore du miroir — on se prend à réfléchir sur le portrait en négatif qu'il nous offre : n'allons-nous pas trop loin dans la généralité abstraite? Ne visons-nous pas trop haut, pour n'atteindre parfois que le vide? On peut rêver sur ce que serait un enseignement d'ingénieur qui saurait profiter de notre solide formation théorique, mais parviendrait à un équilibre entre le concret et l'abstrait, le particulier et le général, que n'atteignent, pour des raisons opposées, ni le système britannique ni le français.

Les chapitres du livre ont les titres suivants :

- Analyse et synthèse de forme d'onde,
- Source d'information et canal de communication,
- Modulation d'enveloppe,
- Modulation d'angle,
- Modulation composite,
- Échantillonnage et MIC,
- Codage pour la protection contre les erreurs,
- La transmission de signaux numériques.

Il me paraît regrettable que le deuxième chapitre emprunte dans son titre le vocabulaire de la théorie de l'information, pourtant absente dans tout le livre. On notera que le chapitre intitulé « modulation composite » est consacré à des modulations à la fois en enveloppe et en angle, telle que la BLU. La distinction retenue par l'auteur ne recoupe pas celle, plus usuelle, entre modulation linéaire et modulation exponentielle, à mon avis plus fondamentale, mais moins « concrète ».

La présentation du livre est soignée et les figures sont claires. Le lecteur français s'étonnera de certains détails, par exemple que les formules mathématiques abolissent la ponctuation. Les erreurs typographiques m'ont paru rares, sauf dans la bibliographie où Blachman (31) et Wozencraft (47) ont souffert dans leur intégrité orthographique.

G. BATAIL.

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

FORMATION CONTINUE 1977

L'ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS organise annuellement des sessions de Formation Continue destinées aux Ingénieurs de conception. Ces sessions sont de trois types :

FORMATION GÉNÉRALE

FORMATION TECHNIQUE

PRÉSENTATION DES TECHNIQUES DE POINTE

L'Électronique couvre un vaste domaine, depuis les récepteurs de radiodiffusion jusqu'aux dispositifs très évolués utilisés dans les satellites ou les ordinateurs. C'est pourquoi l'École Nationale Supérieure des Télécommunications se doit d'informer les Ingénieurs, concernés par les systèmes de Télécommunications, de toutes les techniques fondamentales en matière d'Électronique :

SESSIONS POUR L'ANNÉE 1977

PRÉSENTATION DES TECHNIQUES DE POINTE

Dans le domaine des Télécommunications :

- du 3 au 7 janvier — THÉORIE DU SIGNAL ET APPLICATIONS AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS
- du 2 au 6 mai — THÉORIE DE L'INFORMATION ET CODES CORRECTEURS D'ERREURS
- du 9 au 13 mai — FIABILITÉ DES SYSTÈMES
- du 19 au 23 septembre — OPTIMALISATION ET PLANIFICATION DES RÉSEAUX DE TÉLÉCOMMUNICATIONS ET DE TÉLÉINFORMATIQUE
- du 26 au 30 septembre — TRANSMISSIONS NUMÉRIQUES ET FIBRES OPTIQUES
- du 24 au 28 octobre — TRAFIC - PROBABILITÉS ET RÉSEAUX DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

PRÉSENTATION DES TECHNIQUES DE POINTE

Dans le domaine de l'Informatique en vue des Télécommunications :

- du 24 au 28 janvier — INTRODUCTION A LA RECHERCHE OPÉRATIONNELLE
- du 24 au 28 janvier } — RÉSEAUX INFORMATIQUES
- du 25 au 29 avril }
- du 14 au 18 novembre } — INITIATION AUX TECHNIQUES DE REPRÉSENTATION GRAPHIQUE
- du 23 au 27 mai }
- du 12 au 16 septembre — POSSIBILITÉS ET LIMITES DES ROBOTS INDUSTRIELS
- du 10 au 14 octobre — LA RECONNAISSANCE DES FORMES
- du 10 au 14 octobre — ANALYSE DE DONNÉES
- du 14 au 18 novembre — LA COMMUNICATION HOMME/MACHINE ET SIGNAUX BIOMÉDICAUX
- du 5 au 9 décembre — LA VISUALISATION GRAPHIQUE INTERACTIVE

Inscriptions et renseignements :

ENST - Service de la Formation Continue
46, rue Barrault, 75634 PARIS CÉDEX 13
Tél. : 589-66-66 poste 369





19-21 oct. 1976

**colloque
international sur
l'automatisation
de la
radiodiffusion
et des réseaux
de transmission**

**international
conference on
automation
sound and video
broadcasting and
transmission
networks**

Secrétariat Général : 11, rue Hamelin - 75783 PARIS Cédex 16 - France - ☎ 553.11.09 - 727.89.59
- SYCELEC PARIS 034 - [T] SYCELEC PARIS 611045 F

BLOC-NOTES

► Les informations précédées de ce signe paraissent pour la première fois.

OCTOBRE 1976

► 17-20 OCTOBRE USA (WASHINGTON)
Electronic and Aerospace Systems Convention (EASCON).
IEEE, Inc. 345 East 47th Street, New York, NY 10017.

► 20-22 OCTOBRE USA (NEW ORLEANS)
Nuclear Science Symposium.
M. Costrell, US Dept of Commerce, NBS, Washington, DC 20234.

► 20-22 OCTOBRE CND (QUÉBEC)
Canadian Communications and Power Conference.
IEEE, Inc., 345 East 47th Street, New York, NY 10017.

► 26-29 OCTOBRE F (VÉLIZY)
3^e Exposition des Capteurs Français
Syname, 20, rue Hamelin, 75116 Paris, France.

► 28-31 OCTOBRE F (STRASBOURG)
Festival « Haute Fidélité ».
SDSA, J. P. Duclos, 20, rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. 553.11.09.

NOVEMBRE 1976

► 8-13 NOVEMBRE USA (CORONADO)
Pattern Recognition Joint Conference.
A. Rosenfeld, University of Maryland Computer Science, Ctr.
College Park, Maryland 20742.

► 9-12 NOVEMBRE GB (LONDRES)
International Conference on Millimetric Waveguide Systems.
IEE, Conference Dept., Savoy Place, Londres WC 2R OBL. Tel. 01.240.1871.

► 18-24 NOVEMBRE D (MUNICH)
Electronica. 7th International Trade Fair for Components and
Production facilities.
Munchner Messe und Ausstellungsgesellschaft GmbH, Messegelände, POB 121009, D-8000 Munich 12, FR Germany.

► 22-25 NOVEMBRE GB (LONDRES)
International Conference on the Future of Aircraft all-weather
operations.
IEE, Savoy Place, Londres WC 2R OBL.

► 25 NOVEMBRE-1^{er} DÉCEMBRE D (MUNICH)
Electronica 1976.
Munchner Messe und Ausstellungsgesellschaft mbH, Münschen, Messegelände. Tel. (089) 76.71.1.

► 29 NOVEMBRE-1^{er} DÉCEMBRE USA (DALLAS)
National Telecommunications Conference.
IEEE, Inc., 345 East, 47th Street, New York, NY 10017.

DÉCEMBRE 1976

► 5-8 DÉCEMBRE USA (WASHINGTON)
International Electron Devices Meeting.
IEEE, Inc., 345 East, 47th Street, New York, NY 10017.

► 6-10 DÉCEMBRE PORTO RICO (SAN-JUAN)
2nd. International Conference and Winterschool on Submillimeter
Waves and their Applications.
K. J. Button, Mass. Inst. of Techno., National Magnet. Labo.,
Cambridge, MA 02139.

► 16-17 DÉCEMBRE GB (EXETER)
Meeting on Liquid Crystals.
The Institute of Physics, 47 Belgrave Square, London SW 1 X 8 QX, GB.

GENERATEUR SYNTHETISEUR ET SYNTHETISEUR DE FREQUENCE

SERIE 6000

**10 kHz
600 MHz**



Avec la conception modulaire de la série 6000 ADRET, vous disposez d'un générateur synthétiseur de fréquence parfaitement adapté à tous vos problèmes, et de surcroît, programmable en fréquence et en niveau de sortie.

Cette série se compose de deux tiroirs générateurs permettant respectivement de couvrir la gamme de 10 kHz à 110 MHz et 400 kHz à 600 MHz.

Chaque tiroir s'insère dans un châssis de base, le 6101 pour vos applications nécessitant un générateur programmable stable et précis ; le 6100 si vous désirez un instrument possédant toutes les fonctions du générateur, grande souplesse en modulations AM, FM et PM, résolution de 0,01 Hz, comparaison de fréquence, wobulation avec marqueurs ...



En particulier la version 600 MHz comporte un affichage numérique de la fréquence par 9 chiffres, de 400 kHz à 600 MHz en une seule gamme, une résolution de 1 Hz (0,01 Hz sur option), une stabilité de la fréquence de $5 \cdot 10^{-9}$ /jour après trois mois de fonctionnement, un niveau de sortie nominal de + 13 dBm (1 V_{eff}/50Ω), un atténuateur de 140 dB et deux verniers, un galvanomètre, la modulation de phase, les modulations AM et FM, la wobulation ...



12 avenue Vladimir Komarov
78190 Trappes • France
Tél. 051.29.72
Télex ADREL TRAPS 600 821



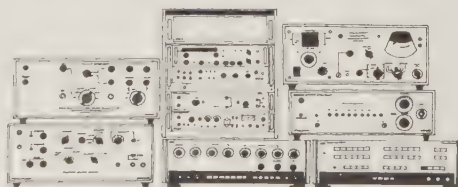
mi répond à tous vos besoins d'équipement de test TV.

Une gamme appropriée des générateurs et appareils de mesure **mi** englobe tous les systèmes de transmission vidéo. Voici quelques unes de nos "vedettes".

Générateur et Inséreur de lignes test TF2913 est une unité double fonction qui offre une sélection à touche de 6 lignes d'insertion par trame; il est programmable et peut être contrôlé à distance. Le générateur peut également alimenter chaque ligne de la totalité de la trame.

Générateur de mire demi-teinte TF2909 produit tous les signaux nécessaires aux mesures de linéarité pour les systèmes couleur ou monochrome. Il peut être utilisé avec

Analyseur de distorsion non linéaire TF2910/4 qui mesure la non-linéarité de la luminance et (en utilisant des techniques d'échantillonnage pour l'élimination du bruit) du gain et la phase différentiels. Il a un sélecteur de lignes test et peut également être utilisé pour les mesures pleine image.



Générateur d'impulsions sinus-carrées et barre, série TF2905 fournit 4 signaux d'essais (conformes aux normes CCIR) sélectionnés par commutateur, pour mesurer avec précision le facteur K, les gain et retard luminance/chrominance et autres mesures de réponse vidéo.

Ensemble Woblateur vidéo OA2900 est la conjugaison d'un woblateur, d'un mélangeur (de signaux de synchronisation et de suppression) et d'une sonde différentielle. L'ensemble complet permet de mesurer des installations vidéo, réponses, caractéristiques de terminaison et T.O.S.

Mesureur de gain et retard chrominance/luminance TF2904 utilisé avec un générateur d'impulsions sinus carrées et un oscilloscope, indique directement le rapport de gain et de retard luminance/chrominance.

Modulomètre AM/FM TF 2300B effectue les mesures du canal son. Pour plus de détails écrivez à :

mi: LES VERIFICATEURS VIDEO

MARCONI INSTRUMENTS

32 avenue des Écoles - 91600 Savigny-sur-Orge - Téléphone : 996.03.86 - Telex 600541.F

Membre du Groupe GEC-Marconi Electronics

Caractérisation énergétique du bruit dynamique dans un système logique

CIRCUITS
L'onde électrique
1976, vol. 56, n° 10
pp. 397-402

I. — Méthode de mesure de l'énergie parasite incidente sur une liaison entre circuits logiques



J. L. AUCOUTURIER,
Docteur ès Sciences,
Maître-Assistant (EEA).



J. P. DOM,
Docteur en Physique,
Maître-Assistant (EEA).



G. LACROIX,
Docteur ès Sciences,
Maître-Assistant
(ENSERB).



J. J. RIVIÈRE,
Docteur en Physique,
Assistant (EEA).

Équipe Systèmes Électroniques Logiques (ESEL), Université de Bordeaux I, 351, cours de la Libération, 33405 Talence.

Les parasites électriques brefs sont dans un système logique généralement assimilés à des impulsions de tension. En fait la grandeur caractéristique intrinsèque du parasite est l'énergie qu'il apporte ou extrait au circuit.

Les auteurs de cet article présentent une méthode de détermination de l'énergie parasitante d'une liaison entre circuits logiques, le montage de mise en œuvre et les résultats acquis.

1. INTRODUCTION.

On appelle bruit dynamique un signal électrique perturbateur dont la durée T est de l'ordre de grandeur du temps de traversée θ du module logique élémentaire de la technologie considérée.

Les origines physiques de tels signaux sont multiples. Outre la création de signaux parasites par réflexions et la transmission des fronts par couplage (1), l'étude détaillée de toute technologie montre l'existence de sources de signaux parasites inhérentes à la conception du circuit électronique. Ces signaux perturbateurs sont le plus souvent créés par des variations rapides de courant lors des transitions. Ces variations sont certes indispensables puisque sources des variations de niveaux logiques mais elles sont presque toujours assorties d'importants dépassements des valeurs statiques nominales.

On peut distinguer ces parasites selon leur origine ; ceux qui sont créés par un appel d'énergie à une source extérieure au circuit au moment de la commutation et ceux dus à un transfert d'énergie au niveau du circuit. Dans le premier cas le parasite va obligatoirement affecter la totalité des circuits logiques alimentés par la même source. Une illustration de ce cas est donnée par l'observation, lors de la commutation, du courant appelé sur la ligne d'alimentation de modules TTL et ECL (fig. 1a et b).

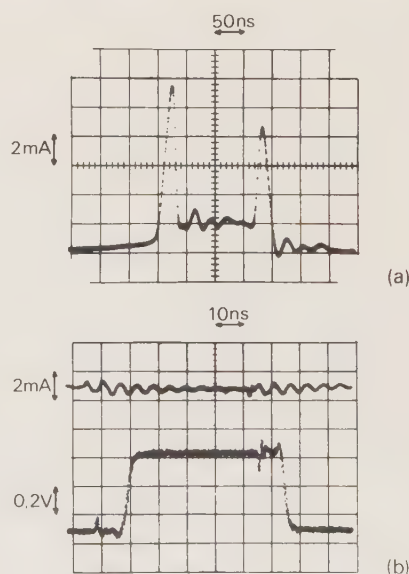


Fig. 1.

- a) Chronogramme du courant d'alimentation d'un circuit TTL 7400. Le pic de courant parasite atteint 5 fois la valeur de la variation du courant utile.
- b) Chronogramme du courant d'alimentation et de la tension de sortie d'un circuit ECL MC 1010. Le courant d'alimentation reste pratiquement constant.

On observe que pour les circuits TTL 7400 seul un découplage énergétique au niveau de chaque circuit ou de chaque groupe de circuits permet de minimiser les effets parasites. Par contre l'ECL présente l'avantage

de travailler à courant d'alimentation pratiquement constant.

Le second cas envisagé apparaît notamment avec des circuits rapides à transistors fonctionnant en régime bloqué-saturé; des appels de courant brefs et très importants apparaissant lors de la désaturation énergétique des transistors (fig. 2a et b). Le parasite de très faible durée est alors localisé au niveau du circuit de désaturation. Il n'est plus possible d'envisager le découplage, on recherche donc l'implantation optimale permettant de minimiser les effets perturbateurs (2).

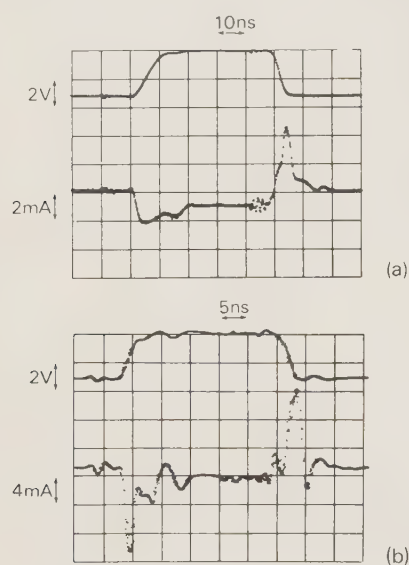


Fig. 2.

a) Chronogramme de la tension et du courant de commande d'un circuit TTL 7400.

b) Chronogramme de la tension et du courant de commande d'un circuit TTL 74 S 00.

La mesure de la sensibilité d'un module logique au bruit impulsionnel ne paraît pas à première vue poser de problème particulier. Il suffit en effet d'attaquer le module par une impulsion qui simule le signal parasite et d'en observer l'effet sur la sortie. Il faut cependant remarquer que pour des signaux rapides les capacités parasites créent une liaison non négligeable entre l'entrée et la sortie du module testé, liaison qui entraîne l'existence d'un signal en sortie pour tout signal appliqué à l'entrée. C'est pourquoi et afin d'éviter des erreurs d'interprétation, on évalue l'effet perturbateur sur les modules situés en aval du module testé, généralement au moyen d'une mémoire bistable, constituée de deux modules rebouclés, placée en bout de chaîne logique (3).

Les méthodes usuelles basées sur ce principe utilisent pour simuler le signal parasite un générateur d'impulsions de tension, de polarité et d'amplitude réglables. De même et si l'on disposait de générateurs de courant assez performants, on pourrait considérer un courant parasite (4). En fait la grandeur caractéristique intrinsèque est l'énergie qui doit être fournie, ou retirée, au circuit pour le faire changer d'état. La détermination de l'énergie perturbatrice est la seule méthode qui permette de s'affranchir des caractéristiques des sources de bruit.

Nous présentons un banc de mesure et une méthode de détermination de l'énergie perturbatrice W_p définie comme la valeur minimale de l'énergie incidente sur une liaison qui entraîne un changement d'état en bout de chaîne logique (5).

2. PRINCIPE, MONTAGE ET PROCESSUS DE MESURE.

Comme on ne connaît pas *a priori* l'impédance du circuit récepteur il est nécessaire de connaître simultanément la tension V_s qui apparaît au point de test et le courant i qui y est apporté par le générateur de signal parasite.

De ces deux grandeurs on déduira la puissance instantanée puis par intégration l'énergie correspondante. Pour déterminer simultanément et avec précision V_s et i sans altérer les conditions de fonctionnement de la chaîne nous avons élaboré un montage de mesure qui permet la mise en œuvre d'une méthode de mesure indirecte où V_s et i sont des grandeurs déduites de la comparaison de deux mesures tension : l'une en présence du dipôle constitué par la sortie du circuit en amont du point de test et l'entrée du circuit aval; l'autre en circuit ouvert (fig. 3). Des mesures de V_s 1 lorsque K est fermé et de V_s 2 lorsque K est ouvert on déduit $V_s(t)$ et $i(t)$.

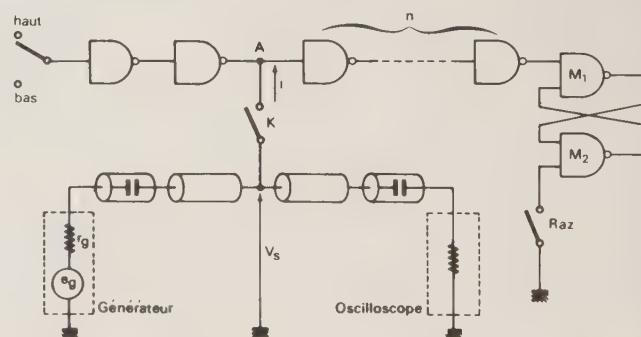


Fig. 3. — Schéma synoptique du montage de mesure de l'énergie parasite.

Les impulsions simulant le bruit sont délivrées par un générateur à relais à mercure Tektronix type 109; elles présentent, après passage dans une ligne à retard un temps de montée inférieur à 0,6 ns; leur largeur à la base est réglable, au delà de 1,2 ns, au moyen d'un câble de mise en forme; leur fréquence de récurrence est de l'ordre de 300 Hz, donc suffisamment faible pour que l'on puisse assimiler chaque impulsion à un signal unique.

L'oscilloscope est un oscilloscope à échantillonnage Tektronix type 561 A équipé des tiroirs 3 T 2 et 3 S 2 et des têtes d'échantillonnage S 2; il est couplé à une table traçante Cimatic type M 100. Le temps de montée de l'ensemble est inférieur à 0,1 ns, ce qui permet d'observer la forme exacte du signal.

La photographie du banc de mesure est présentée à la figure 4. Les câbles coaxiaux ont une longueur au moins égale à 2 m de sorte que l'observation des signaux ne soit pas perturbée par d'éventuelles réflexions

pendant 20 ns, intervalle de temps largement suffisant pour la présente étude. L'interrupteur K a pu être éliminé, en effet le circuit test est branché sur la ligne de transmission au niveau du point commun à deux prises coaxiales qui reçoivent l'une le câble de liaison au générateur, l'autre le câble de liaison à l'oscilloscope; l'élimination du circuit testé se fait en connectant directement les deux câbles. Nous avons vérifié la qualité de la transmission de la prise d'énergie ainsi réalisée, à la transmission directe. Pour cela nous avons déconnecté le circuit du point A et nous avons relevé la forme du signal délivré par le générateur d'une part en utilisant la prise, d'autre part en liaison directe. Les deux courbes obtenues sont pratiquement superposables et les erreurs introduites par l'usage de la prise sont en tout cas inférieures à celles qu'apporte l'utilisation de la table traçante.

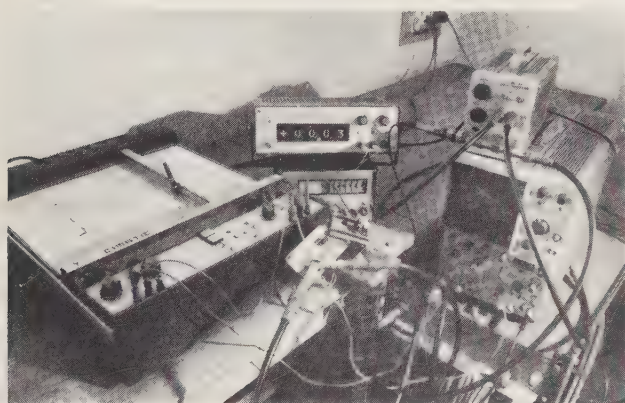


Fig. 4. — Photographie du banc de mesure de l'énergie parasite; le voltmètre numérique ne sert qu'à repérer l'état de la mémoire.

Le circuit de test doit être modifié selon que l'on mesure la sensibilité au bruit au niveau haut ou au niveau bas. Le nombre n d'étages placés entre le point de test et la mémoire doit être pair dans le premier cas et impair dans le second. Sur le plan pratique il faut noter que l'élimination de l'un de ces étages ne peut se faire par simple court-circuit entre son entrée et sa sortie, en effet l'étage court-circuité est alors auto-oscillateur et vient perturber les niveaux sur la chaîne.

Le processus de mesure se déroule comme suit : le circuit mémoire est initialement mis à zéro par l'interrupteur Raz. Selon que l'on mesure la sensibilité au niveau bas ou haut on fait délivrer au générateur e_g une impulsion positive ou négative dont on fixe la largeur. On augmente progressivement l'amplitude de cette impulsion jusqu'à ce qu'elle provoque la commutation du circuit détecteur en bout de chaîne. Pour cette valeur de l'amplitude on relève à la table traçante la forme du signal $Vs1(t)$. On débranche ensuite le circuit testé et on relève la forme du signal $Vs2(t)$ que délivrait le générateur. La forme de la tension $V(t)$ recherchée est donnée directement par $Vs1(t)$. La forme du courant $i(t)$ est déduite de la différence entre $Vs1(t)$ et $Vs2(t)$ selon la relation : $i(t) = (Vs1(t) - Vs2(t))/r_g$. De ces résultats on déduit la puissance instantanée $Pi(t)$ et par intégration graphique de cette courbe on obtient l'énergie Wp fournie au circuit à chaque impulsion.

3. EXEMPLE D'APPLICATION DE LA MÉTHODE : ÉTUDE DU COMPORTEMENT DE LA TECHNOLOGIE TTL A BAS NIVEAU.

Le module élémentaire de la technologie TTL à bas niveau est particulièrement simple (fig. 5a). Nous l'avons choisi comme premier support d'application parce qu'il se prête bien à l'analyse physique des phénomènes mis en jeu; parce qu'il fonctionne à courant d'alimentation pratiquement constant et que de plus nous l'avons déjà utilisé comme exemple pour la détermination de l'immunité au bruit statique cohérent (6). Le schéma électrique du circuit testé est représenté à la figure 5b. Selon que l'on étudie l'action des signaux parasites sur la liaison au niveau haut ou au niveau bas, l'entrée de la chaîne est portée à + 5 V ou à 0 V.

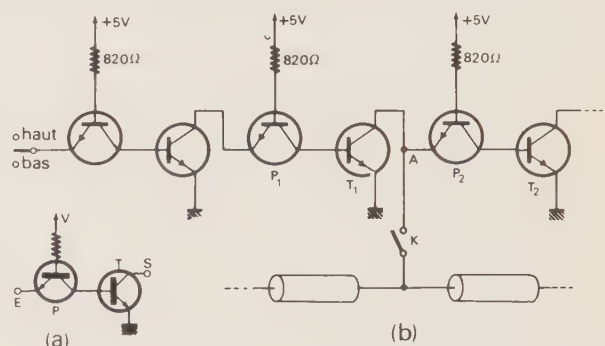


Fig. 5.

a) Module élémentaire de la technologie TTL à bas niveau : $P = 2\text{ N } 3607$; $T = 2\text{ N } 709$; $\theta \approx 2\text{ ns}$.

b) Schéma électrique du circuit testé. Pour imposer le niveau haut sur la liaison parasite, l'entrée de la chaîne est portée à + 5 V; pour imposer le niveau bas, elle est court-circuitée à la masse.

3.1. Détermination de la sensibilité au bruit dynamique au niveau haut

Le transistor inverseur T1 de l'étage amont est normalement bloqué alors que l'inverseur T2 de l'étage aval est normalement saturé. L'impulsion négative est donc sans effet sur T1 tant que son amplitude reste insuffisante pour rendre passante la jonction base-collecteur de ce transistor; elle est par contre active sur T2 qu'elle attaque par l'intermédiaire de P2 et qu'elle tend donc à désaturer.

Le processus de détermination de l'énergie minimale Wp à fournir au circuit pour entraîner la destruction de l'information en bout de chaîne est illustré par les courbes H et H' de la figure 6a et b. Les courbes H sont tracées pour une largeur d'impulsion parasite qui est de l'ordre de dix fois le temps de traversée du module logique. On observe que la tension critique est alors de - 220 mV (courbe H 1) et que le courant extrait au circuit est de 5 mA (courbe H 2). Ces valeurs correspondent aux valeurs statiques de la sensibilité au bruit et du courant de saturation (6). La courbe H 3 représente la puissance instantanée $Pi(t)$, par intégration graphique de cette courbe on obtient la valeur de l'énergie parasite Wp soit ici environ 15 pJ.

Les courbes H' sont tracées pour une largeur d'impulsion parasite qui est de l'ordre de grandeur du temps

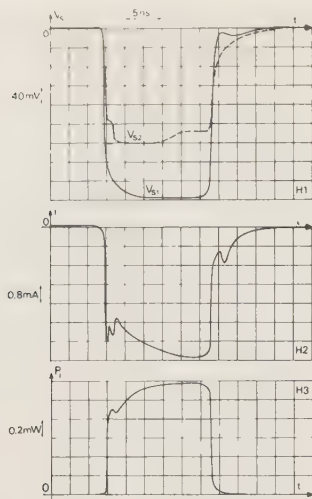


Fig. 6a. — Courbes H : illustration du processus de détermination de l'énergie W_p au niveau haut dans le cas de signaux parasites de largeur très supérieure au temps de traversée du module logique.

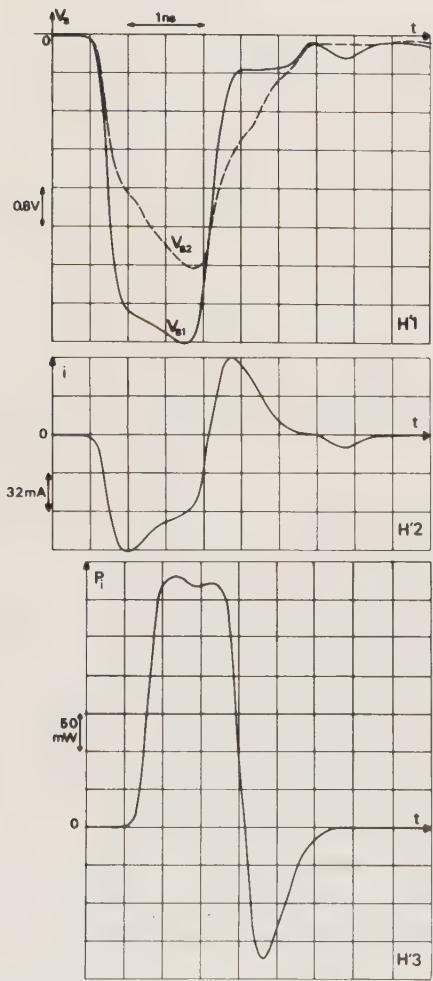


Fig. 6b. — Courbes H' : illustration du processus de détermination de l'énergie W_p au niveau haut dans le cas de signaux parasites de largeur comparable au temps de traversée du module logique.

de traversée du module logique. On observe que la tension critique atteint -5 V (courbe H'1) et le courant -100 mA (courbe H'2); ces valeurs dépassent de beaucoup les valeurs statiques. L'analyse du circuit (5) permet notamment de préciser les diverses origines du courant i : inversion du courant de base de T2; diminution du potentiel de base de P2 et appel de courant sur le circuit d'alimentation par l'intermédiaire

de la capacité parasite de la résistance de $820\ \Omega$; mise en conduction de la jonction base-collecteur de T1 entraînant un appel de courant par P1. Par intégration de la courbe H3 on obtient dans ce cas $W_p \approx 350\text{ pJ}$. Il faut noter que le circuit comportant des éléments réactifs, une partie de l'énergie fournie est ensuite restituée ce qui correspond à la partie de $Pi(t)$ située au-dessous de l'axe horizontal. Lors de la détermination de W_p on ne prend en compte que l'aire positive sans lui soustraire l'aire négative car le but de la mesure est de déterminer l'énergie à fournir au circuit pour le faire changer d'état et non de faire un bilan énergétique de la commutation.

Les résultats que nous avons obtenus sont présentés à la figure 7 où l'on a représenté W_p en fonction de la largeur T de l'impulsion parasite. On remarque sur cette courbe deux régions bien distinctes : pour des largeurs d'impulsion T supérieures au temps de traversée θ du module, l'énergie W_p reste constante, ce qui est normal puisque la quantité de charge à extraire au dipôle pour amener T2 au point de transition reste la même, quel que soit T . Pour les valeurs de T inférieures à θ , W_p augmente considérablement, en effet l'évacuation de la quantité de charges nécessaire pour que T2 atteigne le point de transition doit se faire en un temps de plus en plus court, I_{B2} donc i , est d'autant plus grand; l'analyse du fonctionnement du circuit a montré qu'en outre d'autres sources contribuent à accroître i . Le terme résistif de l'impédance d'entrée du dipôle est le siège d'une dissipation d'énergie, proportionnelle à i^2 , qui peut devenir alors une part prépondérante de W_p .

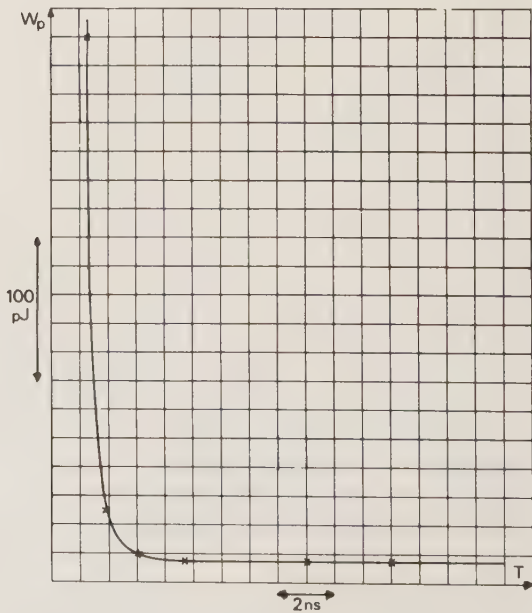


Fig. 7. — Représentation de l'énergie parasitaire W_p , au niveau haut, en fonction de la largeur T de l'impulsion parasite.

3.2. Détermination de la sensibilité au bruit dynamique au niveau bas

Le transistor inverseur T1 (fig. 5) est normalement saturé avec un gain forcé unité; la tension en A est de l'ordre de 200 mV , la tension sur la base de T2 est

pratiquement identique. L'impulsion parasite positive doit donc amener T2 au seuil de conduction malgré la faible impédance de sortie de T1. L'observation des courbes B (fig. 8a et b) montre que le circuit présente un caractère inductif très net. La valeur de la résistance mesurée est $6\ \Omega$ (R_{CEsat} de T1) et celle de l'inductance 50 nH (connexions). L'amplitude critique de l'impulsion parasite est de 900 mV ; on notera que cette valeur reste constante pour $T \geq 2\ \theta$. Pour les valeurs de T inférieures à θ , l'amplitude critique de l'impulsion Vs2 et le courant i deviennent considérables ($V_{s2} \approx 5\text{ V}$; $i = 150\text{ mA}$).

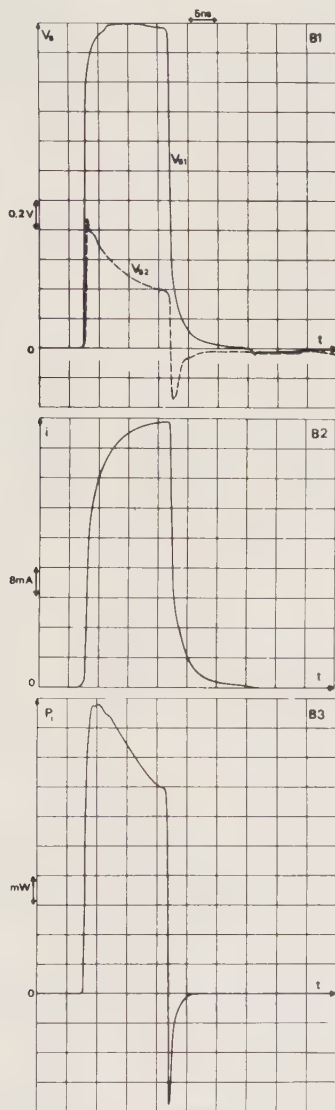


Fig. 8a. — Courbes B : illustration du processus de détermination de l'énergie W_p au niveau bas, dans le cas de signaux parasites de largeur très supérieure au temps de traversée du module logique.

Les résultats que nous avons obtenus sont présentés à la figure 9. On remarque encore deux régions distinctes sur la courbe $W_p = f(T)$: pour $T > \theta$, W_p croît linéairement avec T ce qui est dû au fait qu'il faut créer une variation de tension donnée aux bornes de la faible impédance de sortie de T1; pour $T \leq \theta$, W_p croît considérablement. On remarquera que le transistor P2 fonctionne alors en inverse et que T1 peut se désaturer.

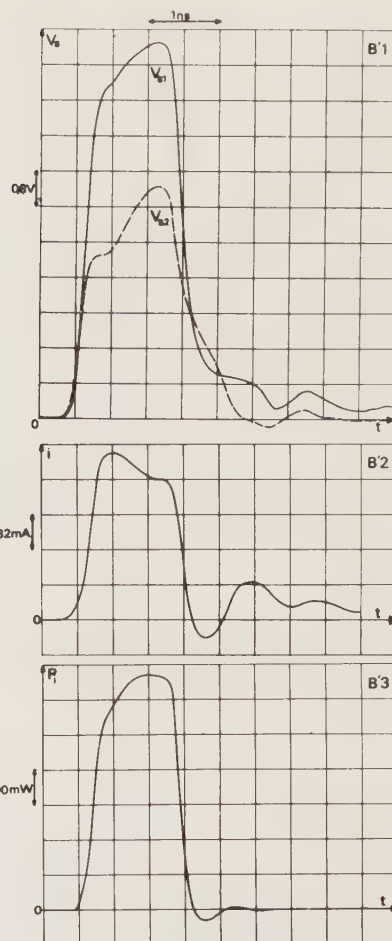


Fig. 8b. — Courbes B' : illustration du processus de détermination de l'énergie W_p au niveau bas, dans le cas de signaux parasites de largeur comparable au temps de traversée du module logique

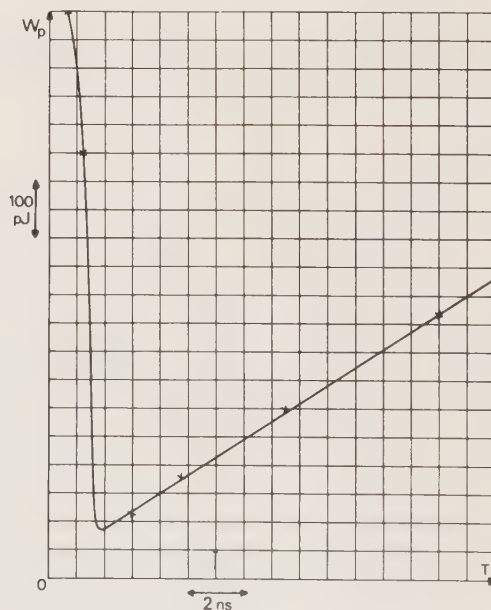


Fig. 9. — Représentation de l'énergie parasitante W_p , au niveau bas, en fonction de la largeur T de l'impulsion parasite.

4. CONCLUSION.

Cet article est un complément aux méthodes usuelles de détermination des sensibilités des circuits logiques au bruit dynamique. En choisissant de caractériser le signal parasite par son énergie W_p nous proposons

une méthode qui permet de s'affranchir des caractéristiques des sources de bruit. La mesure de W_p s'avère délicate mais le montage élaboré en permet la détermination précise à partir des résultats de deux mesures de tension.

L'application de cette méthode à la technologie logique TTL à bas niveau fait apparaître un minimum de l'énergie perturbatrice pour des largeurs d'impulsion parasites de l'ordre de grandeur du temps de traversée du module élémentaire. Si pour le niveau haut ce minimum reste constant lorsqu'on fait croître T , on conserve par contre qu'au niveau bas, W_p croît avec T . En fait, dans ce cas, à la notion d'énergie minimale perturbatrice on doit adjoindre la notion de débit énergétique minimal qui traduit la consommation de la sortie de l'étage commandeur de la liaison parasitée.

L'étude du comportement des familles logiques usuelles en présence de signaux parasites brefs caractérisés par leur énergie fera l'objet d'un prochain article.

RÉSUMÉ

On rappelle les origines physiques des signaux parasites brefs dans un système logique.

On élabore une méthode de détermination de l'énergie perturbatrice incidente sur une liaison entre modules logiques et on décrit le banc de mesure correspondant.

L'application de cette méthode à une chaîne logique de technologie TTL à bas niveau donne des résultats parfaitement explicables par l'analyse physique du circuit.

SUMMARY

Characterisation by energy of short duration noise in logical systems,

I. Method of measuring the parasitic energy on a connection between logical circuits,

by J. L. AUCOUTURIER, J. P. DOM, G. LACROIX and J. J. RIVIÈRE (ESEL Bordeaux).

The physical origins of short duration parasitic signals in a logical system are recalled.

A method allowing determination of incoming disturbing energy on connections between logical elements is built up and the corresponding test-circuit is described.

Application of this method to a succession of low level TTL elements leads to results perfectly explainable by physical analysis of the circuit.

Bibliographie

- [1] VABRE J. P. — *Électronique des Impulsions*, tome 6. Lignes couplées en régime transitoire, fascicule 1 couplage et parasitage entre lignes, Masson et Cie, 1972.
- [2] VABRE J. P., MAROILLE A. et PROUIN J. C. — *Assemblages et liaisons des circuits logiques dans les ordinateurs*. Chapitre IV. Les trois aspects du packaging. Le micropackaging, Masson et Cie, 1972.
- [3] GHANDI S. K. and THIEL F. L. — « Pulse noise immunity in saturated logic gates » IEEE Journal of Solid State circuits. Vol. Sc. 2, n° 3, Septembre 1967.
- [4] TORRES F. — Contribution à l'étude du bruit dans les systèmes logiques : Étude comparative du comportement des diverses technologies. *Thèse de Docteur d'Université*, n° 82, Bordeaux, Novembre 1972.
- [5] AUCOUTURIER J. L. — Contribution à l'étude de la commutation électronique logique : Élaboration d'une famille logique de type TTL à bas niveau. Recherche et application à cette famille, de méthodes d'étude approfondie de la sécurité de fonctionnement des circuits logiques. *Thèse de doctorat ès Sciences physiques*, n° 433, Bordeaux, Avril 1974.
- [6] ROUX Ph., AUCOUTURIER J. L. and EYHERAGUIBEL J. C. — Étude de l'immunité au bruit cohérent des circuits TTL à bas niveau. *Onde Électrique*, 1970, 50, fasc. 3, Mars.

Mesure du bruit de très faibles impédances

CIRCUITS

L'onde électrique
1976, vol. 56, n° 10
pp. 403-406

par G. LECOY,
Professeur

D. RIGAUD,

Docteur ès sciences physiques,
Maître de Conférences à l'École
Normale Supérieure d'Enseigne-
ment Polytechnique d'Oran,
Algérie.

et F. SEGUI,

Docteur de Spécialité, Assistant

Centre d'Études d'Électronique
des solides. Université des
Sciences et Techniques du Lan-
guedoc, Place Eugène-Bataillon
34060 Montpellier Cedex (Tél.
(67) 63.91.44 (poste 820)).



L'étude et l'analyse détaillées du bruit de fond créé par les circuits électroniques, permet d'avoir une meilleure connaissance de son origine qui est essen-

tiellement liée aux phénomènes de conduction.

On peut par la suite concevoir des circuits dans lesquels les effets de ce bruit sont optimisés.

1. INTRODUCTION.

La mesure du bruit de fond développé par des dispositifs électroniques apporte des renseignements précieux tant sur le plan théorique qu'expérimental : elle permet, en effet, de préciser les mécanismes électriques de conduction ainsi que d'optimiser leur fonctionnement dans les montages électroniques.

Dans le cas de dispositifs bipolaires, la détermination expérimentale des densités spectrales de tension ou de courant de bruit se ramène, en général, à la comparaison du signal produit par le dipôle à celui fourni par un générateur étalon. Ce problème a été largement traité et développé par de nombreux auteurs [1].

Le schéma synoptique du banc de mesure de bruit est donné figure 1. Il comprend : une chaîne d'amplification à faible bruit, un analyseur de spectre, un détecteur quadratique suivi d'un intégrateur et d'un appareil de lecture. Le dipôle dont on veut mesurer le bruit peut, éventuellement, être polarisé. Une de ses extrémités est reliée à la masse du montage par l'intermédiaire d'un générateur de tension de bruit étalon.

L'analyseur de spectre étant réglé sur la fréquence ν_0 avec une largeur de bande $\Delta\nu$ ($\Delta\nu \leq 1/10 \nu_0$), la déter-

— l'interrupteur K étant en position 1, on mesure le bruit propre de la chaîne : soit θ_1 l'indication de l'appareil de lecture ;

— l'interrupteur K étant en position 2 et le générateur étalon ne délivrant aucune puissance, on mesure la somme du bruit propre et du bruit du dipôle étudié : soit θ_2 la nouvelle indication de l'appareil de lecture ;

— enfin, le générateur délivrant une puissance non nulle, on mesure en plus sa contribution : soit θ_3 l'indication alors donnée par l'appareil de lecture.

On montre, moyennant quelques hypothèses simplificatrices [2], qu'en désignant par θ le rapport $(\theta_2 - \theta_1)/(\theta_3 - \theta_2)$ on aboutit à la relation :

$$e_{d,\nu}^2 = \theta e_{g,\nu}^2;$$

$e_{d,\nu}^2$ représente la densité spectrale de tension de bruit cherchée et $e_{g,\nu}^2$ celle délivrée par le générateur étalon.

On constate que cette mesure n'a de sens que si θ_2 est nettement plus grand que θ_1 . Cette condition n'est plus vérifiée si le bruit du dispositif étudié est faible devant celui de l'amplificateur ou si le bruit à mesurer est développé sous une faible impédance auquel cas θ_2 se confond avec θ_1 .

Dans cette méthode, le bruit propre de la chaîne de mesure apparaît donc comme la limite inférieure du bruit mesurable.

2. LA MÉTHODE DES TRANSFORMATEURS.

Afin de s'affranchir de cette limitation et de pouvoir mesurer des densités spectrales de tension de bruit 100 à 1 000 fois plus faibles que celle relative au bruit propre de la chaîne, nous avons mis en œuvre la méthode suivante utilisant des transformateurs qui jouent le double rôle d'élevateurs d'impédance et d'amplificateurs de bruit.

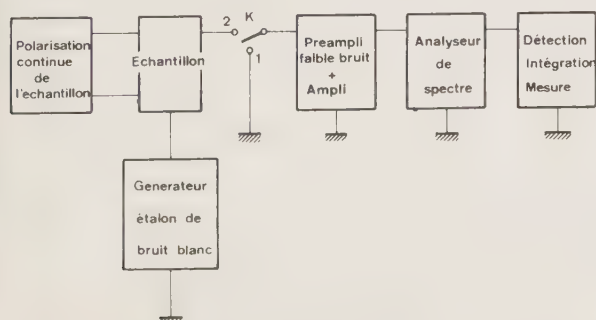


Fig. 1. — Schéma synoptique du banc de mesure de bruit.

mination de la densité spectrale de tension de bruit se déduit des mesures suivantes :

Le montage est celui de la figure 2. On retrouve la chaîne représentée figure 1 jusqu'à l'interrupteur K. K' est un second interrupteur placé à l'entrée du transformateur. R — C représente un ensemble de cellules de filtrage permettant d'éliminer l'ondulation résiduelle susceptible de provenir de l'alimentation continue. GB est le générateur étalon de bruit. Celui-ci est maintenant placé en parallèle sur le dipôle étudié. C₁ et C₂ sont deux condensateurs servant à bloquer la composante continue. Enfin R_p et ρ sont deux résistances choisies grandes devant la résistance du dipôle (rapport : 10² à 10³).

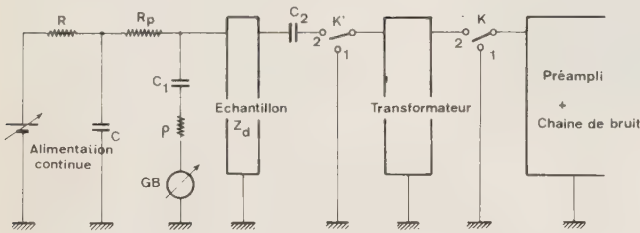


Fig. 2. — Banc de mesure de bruit avec transformateur.

Pour le bruit, le schéma équivalent du montage peut être représenté par la figure 3.

$e_p(t)$ et $e_\rho(t)$ sont les générateurs de bruit thermique associés aux résistances R_p et ρ; soient $e_{p_v}^2$ et $e_{\rho_v}^2$ leurs densités spectrales de tension de bruit respectives.

$e_d(t)$, de densité spectrale $e_{d_v}^2$, est le générateur de tension de bruit associé au dipôle étudié d'impédance Z_d.

Le schéma de la figure 3 se ramène à celui de la figure 4 dans lequel on a adapté la représentation du transformateur par un quadripôle en T. r est le rapport de transformation. R₁, R₂, I₁, I₂ et L₂ sont les éléments du transformateur. $e_1(t)$ et $e_2(t)$, de densité spectrale $e_{1_v}^2$ et $e_{2_v}^2$, sont les générateurs de tension de bruit thermique associés aux résistances r^2R_1 , R₁ et R₂.

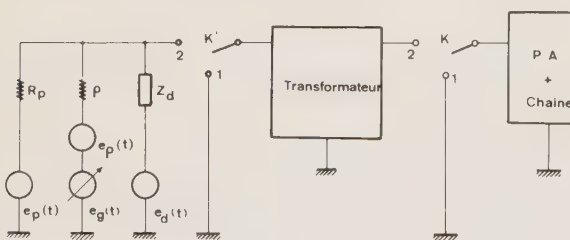


Fig. 3.

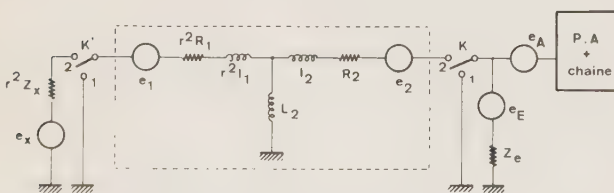


Fig. 3 et 4. — Schémas équivalents du montage pour le bruit

Z_x est l'impédance équivalente des trois branches en parallèle R_p, ρ et Z_d. Enfin $e_x(t)$, de densité spectrale $e_{x_v}^2$, est le générateur de bruit associé à r^2Z_x .

De plus, dans ce schéma, $e_A(t)$, de densité spectrale $e_{A_v}^2$, représente le générateur de tension de bruit de

la chaîne ramené à l'entrée. On néglige l'influence du générateur de courant de bruit ramené à l'entrée. Z_e représente l'impédance d'entrée du préamplificateur et $e_E(t)$ son générateur de bruit thermique associé de densité spectrale $e_{E_v}^2$.

3. PRINCIPE DE LA MESURE.

a) K est en position 1. En sortie, l'appareil de lecture donne une indication θ_1 qui s'explique, compte tenu des notations précédentes, par :

$$\theta_1 = k e_{A_v}^2 \Delta v$$

le facteur k ne dépend que du gain de la chaîne et reste constant pour la mesure à la fréquence ν_0 .

b) K est en 2 et K' en 1. La nouvelle indication θ'_1 de l'appareil de lecture s'écrit :

$$\theta'_1 = k(e_{A_v}^2 + e_{T_v}^2) \Delta v$$

avec :

$$e_{T_v}^2 = \frac{(|Z_1 + Z_3|^2 e_{2_v}^2 + |Z_3|^2 e_{1_v}^2) |Z_e|^2 + |\Sigma Z|^2 e_{E_v}^2}{|\Sigma Z + (Z_1 + Z_3) Z_e|^2} \quad (1)$$

où :

$$\begin{cases} \Sigma Z = Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 \\ Z_1 = r^2 R_1 + j r^2 I_1 \omega \\ Z_2 = R_2 + j I_2 \omega \\ Z_3 = j L_2 \omega \end{cases}$$

c) K est en 2, K' en 2. Le générateur étalon ne fournit aucune puissance. L'indication de l'appareil de lecture est θ_2 :

$$\theta_2 = k(e_{A_v}^2 + \epsilon_v^2) \Delta v$$

avec :

$$\epsilon_v^2 = \frac{\{|Z_1 + Z_3 + r^2 Z_x|^2 e_{2_v}^2 + |Z_3|^2 (e_{1_v}^2 + e_{x_v}^2)\} |Z_e|^2 + e_{E_v}^2 |\Sigma Z + r^2 Z_x (Z_2 + Z_3)|^2}{|\Sigma Z + (Z_1 + Z_3) Z_e + r^2 Z_x (Z_2 + Z_3 + Z_e)|^2} \quad (2)$$

d) K et K' en 2. Le générateur étalon fournit un signal tel que $e_x(t)$ devienne $e'_x(t)$. L'appareil de lecture indique θ_3 :

$$\theta_3 = k(e_{A_v}^2 + \epsilon_v'^2) \Delta v$$

avec pour $\epsilon_v'^2$ l'expression (2) dans laquelle $e_{x_v}^2$ est changée en $e_{x_v}'^2$.

Dans les différentes gammes de fréquences d'utilisation, la première condition à remplir par les transformateurs est de ne pas ramener de bruit propre. Cela implique que :

$$\theta_1 \approx \theta'_1 \text{ donc } e_{T_v}^2 \ll e_{A_v}^2$$

Cette relation conditionne la fabrication des transformateurs et sera vérifiée lors de leur réalisation. Compte tenu de cela, on pose :

$$\theta = \frac{\theta_2 - \theta_1}{\theta_3 - \theta_2} = \frac{\theta_2 - \theta'_1}{\theta_3 - \theta_2}$$

d'où :

$$\theta = \frac{e_{T_v}^2}{e_v'^2 - e_v^2}$$

soit encore :

$$\theta = \frac{\{ |Z_1 + Z_3 + r^2 Z_x|^2 e_{2v}^2 + (e_{1v}^2 + e_{xv}^2) |Z_3|^2 |Z_e|^2 + e_{E_v}^2 | \Sigma Z + r^2 Z_x (Z_2 + Z_3) |^2 \}}{(e_{xv}^2 - e_{xv}^2) |Z_3 Z_e|^2} \quad (3)$$

Il reste à évaluer la quantité $e_{xv}^2 - e_{xv}^2$: d'après le schéma de la figure 3 et compte tenu du fait que $R_p > \rho > |Z_d|$, on a, d'une part :

$$e_{xv}^2 = r^2 \{ e_{dv}^2 + |Z_d|^2 i_{dv}^2 \}$$

(i_{dv}^2 est la densité spectrale de courant de bruit thermique associé à ρ), et d'autre part :

$$e_{xv}^2 = r^2 \left\{ e_{dv}^2 + |Z_d|^2 i_{dv}^2 + \frac{|Z_d|^2}{\rho^2} e_{gv}^2 \right\}$$

Ainsi :
$$e_{xv}^2 - e_{xv}^2 = \frac{r^2}{\rho^2} |Z_d|^2 e_{gv}^2$$

Compte tenu de cette relation, l'expression (3) devient :

$$\theta \frac{e_{gv}^2}{\rho^2} |Z_d|^2 = e_{dv}^2 + |Z_d|^2 i_{dv}^2 + 4kTR_1 + \frac{4kTR_2}{r^2} \left| \frac{Z_1 + Z_3 + r^2 Z_d}{Z_3} \right|^2 + i_{E_v}^2 \left| \frac{\Sigma Z + r^2 Z_d (Z_2 + Z_3)}{r Z_3} \right|^2 \quad (4)$$

avec :
$$i_{E_v}^2 = e_{E_v}^2 / |Z_e|^2$$

En divisant les deux membres de la relation (4) par $|Z_d|^2$, on fait apparaître l'expression de la densité spectrale du courant de bruit i_{dv}^2 associé au dipôle étudié. Soit :

$$i_{dv}^2 = \frac{\theta e_{gv}^2}{\rho^2} - \frac{4kR_1 T}{|Z_d|^2} - i_{dv}^2 - \frac{4kR_2 T}{r^2} \left| \frac{Z_1 + Z_3 + r^2 Z_d}{Z_d Z_3} \right|^2 - i_{E_v}^2 \left| \frac{\Sigma Z + r^2 Z_d (Z_2 + Z_3)}{r (Z_d Z_3)} \right|^2 \quad (5)$$

Cette expression pour être facilement exploitable doit se ramener à :

$$i_{dv}^2 = \frac{\theta e_{gv}^2}{\rho^2} \quad (6)$$

Cela implique donc que tous les termes du second membre de la relation (5) doivent être négligeables devant $\theta e_{gv}^2 / \rho^2$.

4. RÉALISATION ET CARACTÉRISTIQUES DES TRANSFORMATEURS.

A partir des conditions d'utilisation des transformateurs dont la théorie n'a pas été reproduite ici (cf. par exemple [3]), nous avons réalisé et mis au point 5 transformateurs couvrant la gamme 3 kHz-5 MHz. Leurs caractéristiques sont résumées sur le tableau 1. Sur le plan pratique, la difficulté essentielle rencontrée dans leur réalisation réside dans le blindage efficace de ces dispositifs pour s'affranchir du captage important de signaux parasites. Cela a été réalisé en confectionnant les transformateurs avec des pots de ferrite enfermant complètement les bobinages.

Pour chaque transformateur, nous avons déterminé expérimentalement les valeurs r , $r^2 R_1$, R_2 , $r^2 I_1$, I_2 , L_2 et nous avons mesuré la valeur de l'impédance d'entrée Z_e

du préamplificateur constituée par une résistance R en parallèle sur une capacité C_e .

TABEAU I

	Fréquences	Nombre de spires au primaire	Nombre de spires au secondaire	r
Transfo 1	3-5 kHz	19	800	42,1
Transfo 2	5-12 kHz	15	650	43,3
Transfo 3	15-200 kHz	5	150	30
Transfo 4	250-600 kHz	4	80	20
Transfo 5	700 kHz-1,5 MHz	2	25	12,5

Le tableau II regroupe ces résultats expérimentaux.

Le changement de valeur de C_e de $0,15 \cdot 10^{-9}$ F à $0,11 \cdot 10^{-9}$ F est dû à l'utilisation d'un autre préamplificateur de bruit à partir de 15 kHz.

TABEAU II

Numéro du transfo	$r^2 R_{1(\Omega)}$	$R_{2(\Omega)}$	$r^2 I_{1(H)}$	$I_{2(H)}$	$L_{2(H)}$	$R_{e(\Omega)}$	$C_{e(F)}$
1	0,3 10 ³	0,868 10 ²	0,142 10 ⁻¹	0,15 10 ⁻¹	0,972 10 ⁰	0,1 10 ⁷	0,150 10 ⁻⁹
2	0,237 10 ³	0,179 10 ²	0,127 10 ⁻¹	0,12 10 ⁻¹	0,625 10 ⁰	0,1 10 ⁷	0,150 10 ⁻⁹
3	0,48 10 ²	0,125 10 ¹	0,112 10 ⁻²	0,11 10 ⁻²	0,18 10 ⁻¹	0,1 10 ⁷	0,11 10 ⁻⁹
4	0,19 10 ²	0,67 10 ⁰	0,225 10 ⁻³	0,12 10 ⁻³	0,615 10 ⁻²	0,1 10 ⁷	0,11 10 ⁻⁹
5	0,52 10 ¹	0,25 10 ⁰	0,874 10 ⁻⁴	0,88 10 ⁻⁴	0,295 10 ⁻³	0,1 10 ⁷	0,11 10 ⁻⁹

5. DISCUSSION.

Le graphique (fig. 5) montre l'importance de $e_{T_v}^2$ [relation (1)] vis-à-vis de $e_{A_v}^2$. Pour évaluer $e_{A_v}^2$, on tient compte du fait que le bruit propre de la chaîne d'amplification est essentiellement dû au bruit du premier élément actif qui, dans notre cas, est un transistor à effet de champ. Il a été montré [4] que $e_{A_v}^2$ se mettait dans ce cas sous la forme

$$e_{A_v}^2 = 4kT \frac{Q(v_{DS}, v_{GS})}{g_m}$$

où g_m représente la transconductance du transistor (ici $g_m = 4 \cdot 10^{-3}$ A/V), k la constante de Boltzmann, T la température absolue et $Q(v_{DS}, v_{GS})$ une fonction de la polarisation du drain et de la grille. A la saturation et pour v_{GS} peu différent de zéro, on a :

$$Q(v_{DS}, v_{GS}) \neq 0,7$$

On note que seul le transformateur n° 1 peut apporter une erreur non négligeable lors des mesures de θ_1 et θ_1' . Par contre, la condition $e_{T_v}^2 \ll e_{A_v}^2$ est bien vérifiée pour les quatre autres transformateurs.

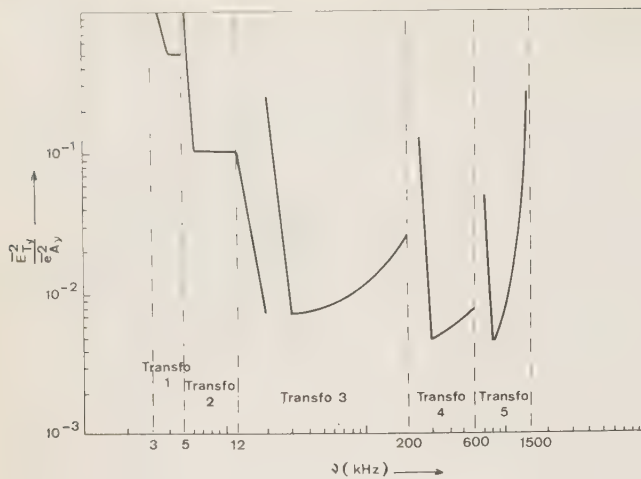


Fig. 5. — Étude du bruit ramené par le transformateur ($e_{T_v}^2$) par rapport au bruit propre de la chaîne ($e_{A_v}^2$).

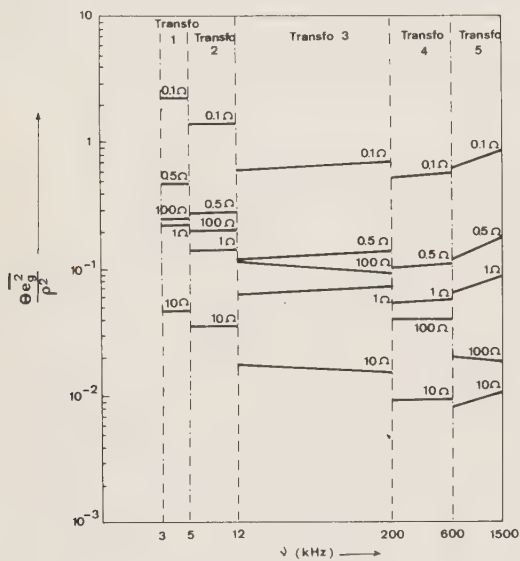


Fig. 6. — Étude de l'expression $\frac{i_{d_v}^2 - \theta e_{g_v}^2 / \rho^2}{i_{d_v}^2}$ traduisant la contribution des différentes sources de bruit de la chaîne dans la détermination du bruit du dipôle étudié ($i_{d_v}^2$).

Le graphique de la figure 6 donne les variations en fonction de la fréquence de :

$$\frac{i_{d_v}^2 - \theta e_{g_v}^2 / \rho^2}{i_{d_v}^2} = 1 - \frac{\theta e_{g_v}^2 R_d}{4kT\rho^2}$$

Cette quantité permet de traduire l'importance de $\theta e_{g_v}^2 / \rho^2$ devant tous les autres termes du second membre de l'équation (5), dans le cas où le dipôle est une résistance pure de 0,1, 0,5, 1, 10 et 100 Ω .

On note ainsi que la détermination du bruit d'une résistance de 0,1 Ω n'est possible qu'avec beaucoup de corrections, par contre la relation (6) peut être utilisée pour des résistances comprises entre 0,5 et 100 Ω . Il est évident que, pour des valeurs de résistance supérieures à 100 Ω , cette méthode n'a plus de sens puisqu'au secondaire du transformateur on retrouve des valeurs de résistance de l'ordre de, ou même supérieures à, la résistance d'entrée du préamplificateur. On utilisera alors la méthode classique pour mesurer le bruit.

Enfin, à titre d'exemple, nous avons reporté sur la figure 7, les résistances équivalentes R_{eq} de bruit

pour des résistances pures de 10, 1,06 et 0,55 Ω entre 3 kHz et 1,5 MHz en utilisant la relation simplifiée (6). Nous observons seulement en basses fréquences une dispersion de 15 % par rapport au résultat prévu : $R_{eq} = R_d$.

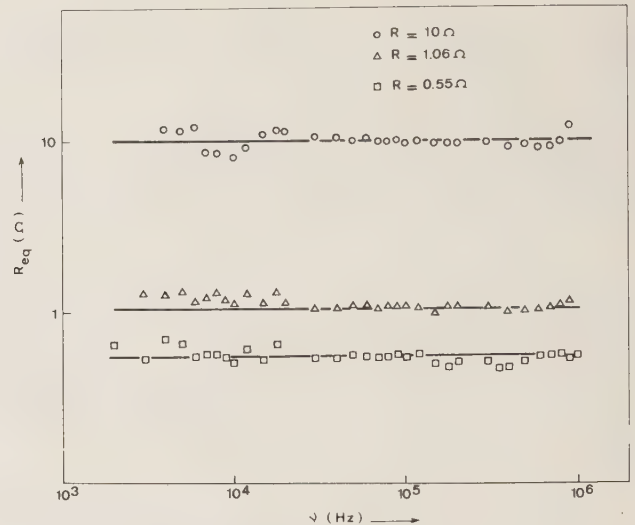


Fig. 7. — Exemples de mesure de bruit thermique de faibles résistances.

Cette méthode a permis de mesurer le bruit de diodes fortement polarisées en direct où les résistances différentielles sont de l'ordre de quelques ohms. Les résultats obtenus sont en bon accord avec la théorie de Van der Ziel [4] sur le bruit des diodes, à savoir :

$$i_{d_v}^2 = 4kGT - 2qI.$$

(G étant la conductance différentielle de la diode, q la charge électronique, I le courant de polarisation, k la constante de Boltzmann et T la température absolue).

RÉSUMÉ

Les méthodes classiques de mesure de bruit sont inopérantes si le dipôle étudié présente un signal de bruit noyé dans celui de la chaîne de mesure ou si le bruit est développé sous faible impédance.

Pour résoudre cette difficulté, nous présentons ici une méthode de mesure basée sur l'utilisation de transformateurs d'impédance. Nous avons réalisé une série de transformateurs qui, dans la gamme de fréquences comprises entre 1 kHz et 1,5 MHz, nous ont permis d'étendre notre domaine de mesure jusqu'à des bruits thermiques associés à des résistances de 0,5 Ω .

SUMMARY

Noise measurements for very low impedances,

by G. LECOY, D. RIGAUD and F. SEGUI (CEES Montpellier).

Usual methods for measuring noise spectral densities do not yield precise results if the tested device has a noise level lower than that of the measurement apparatus or if its noise level is associated with a very low impedance.

In order to avoid these difficulties impedance transformers have been designed and used. They allow measuring noise levels one or two orders of magnitude lower than the experimental set-up noise in the frequency range 1 kHz — 1.5 MHz. Thermal noise levels associated with resistances as low as 0.5 Ω have been reached.

Bibliographie

- [1] HYDE F. I. — Conference on « Noise in electronic devices », Hertfordshire, October 1959, Published by Chapman and Hall Limited, London, 1961.
- [2] RIGAUD D. — Thèse de Spécialité, Montpellier, 1968.
- [3] VON NONNENMACHER W. — NTZ, 1957, Heft 11, 559-563.
- [4] VAN DER ZIEL A. — Noise : Sources characterization, measurements. Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N. J., 1970.



par **H. MATHIEU,**

Maître de Conférences.

J. M. DANDONNEAU,

Ingénieur.

et **J. R. VELLAS,**

Technicien.

Centre d'Études d'Électronique des Solides (), Université des Sciences et Techniques du Languedoc, place Eugène-Bataillon, 34060 Montpellier Cedex. (Tél. (67) 63.91.44).*

Puisqu'il est possible de décomposer tout signal périodique en une somme appropriée et infinie de signaux sinusoïdaux, dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du signal décomposé, appelée série de Fourier, on peut reconstituer un signal de forme

déterminée à l'aide des composants de sa série de Fourier. Dans la pratique et pour la synthèse d'ondes périodique de forme relativement simple, quelques harmoniques suffisent.

1. INTRODUCTION

L'objet de cet article concerne un dispositif à but pédagogique, permettant de synthétiser la plupart des signaux périodiques classiques (créneaux carrés ou rectangulaires, dents de scie, sinusoïdes redressées mono et bi-alternance, ...) à partir de leurs premiers harmoniques (1).

L'intérêt de la décomposition en série de Fourier dans divers domaines de la physique, aussi bien en optique qu'en électronique, n'est plus à démontrer. Il en résulte que le théorème de Fourier doit être enseigné dans toutes les branches de l'enseignement supérieur scientifique (lycées techniques, IUT, universités, grandes écoles, ...). Si l'enseignement théorique de ce théorème ne pose aucun problème pédagogique particulier, il n'en est pas de même de son illustration pratique. Il en résulte que l'on arrive bien souvent à ce paradoxe que la décomposition en série de Fourier, qui est un outil pratique considérable, notamment en électronique, reste bien souvent dans l'esprit des étudiants au niveau de spéculations purement mathématiques.

L'illustration directe de la série de Fourier en électronique peut se faire de deux manières complémentaires, la première consiste en l'analyse harmonique d'un signal périodique, la seconde en la synthèse d'un signal périodique à partir de ses harmoniques. La première méthode se traduit par l'utilisation pure et simple d'un analyseur de spectre et pêche de ce fait par ses faibles qualités pédagogiques. La deuxième méthode, sans conteste la plus pédagogique, mais jamais utilisée à ce jour, à notre connaissance, nécessite l'élaboration, puis la sommation analogique, de signaux sinusoïdaux et cosinusoidaux de fréquences multiples d'une fréquence fondamentale, d'amplitudes réglables et verrouillés en phase.

Le dispositif que nous proposons permet de mettre en œuvre simplement et à un coût très réduit, cette dernière méthode.

2. PRINCIPE DU DISPOSITIF

Le principe du dispositif consiste à réaliser, à partir d'une horloge pilote et de diviseurs binaires, une série de créneaux carrés de fréquence f_0 , $2f_0$, ..., nf_0 , ..., et d'extraire à l'aide de filtres, le fondamental de chacun de ces signaux.

Les extractions de ces différentes fonctions sinusoïdales nécessitent ainsi des filtres de performances beaucoup plus modestes que celles que nécessiterait l'extraction des différents harmoniques d'un même signal :

Le schéma bloc du dispositif est représenté sur la figure 1.

Une horloge pilote délivre des signaux carrés dont la fréquence est $2Kf_0$. Le nombre K est le plus petit commun multiple des N premiers nombres entiers, N étant le nombre de signaux sinusoïdaux que l'on désire élaborer pour représenter les N premiers harmoniques d'une fonction. La fréquence f_0 est la fréquence du signal périodique à composer. Les spectres des signaux périodiques classiques (tels que signaux carrés, rectangulaires...) ont des harmoniques dont les amplitudes décroissent assez rapidement de sorte que l'on peut avec une bonne précision se limiter à 10 harmoniques. Dans ce cas, la fréquence de l'horloge pilote est $5040 f_0$, soit 504 kHz pour composer un signal périodique à 100 Hz.

Une série de bascules bistables délivre après divisions successives du signal d'horloge précédent, des signaux carrés de fréquences $2f_0$, $4f_0$, $6f_0$, ..., $2nf_0$, ..., $2Nf_0$, ayant une relation de phase bien définie.

Les composantes $\pm \sin n\omega_0 t$ et $\pm \cos n\omega_0 t$ sont

(*) Centre associé au CNRS.

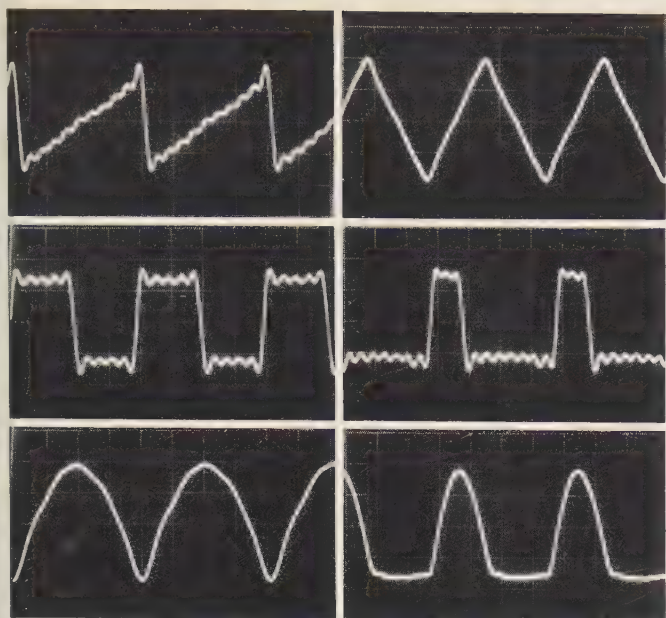


Fig. 4. — Oscillogramme de différents signaux périodiques obtenus sur une base de 10 harmoniques maximum

pédagogiques du dispositif sans commune mesure avec l'augmentation de son prix de revient qui deviendrait très vite prohibitif.

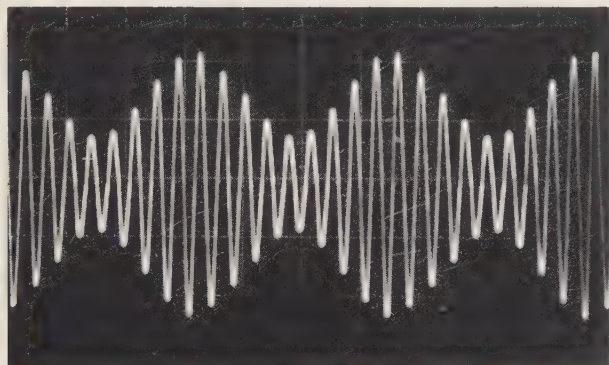


Fig. 5. — Oscillogramme d'une onde porteuse modulée en amplitude obtenue par sommation de la porteuse et des bandes latérales. La fréquence de la porteuse est de 900 Hz, la fréquence de modulation est de 100 Hz.

Précisons enfin que ce dispositif permet aussi d'illustrer de très belle manière, la modulation d'amplitude. En effet, en composant la somme d'une fonction sinusoïdale de fréquence f_n et des deux fonctions sinusoïdales de fréquence f_{n-1} et f_{n+1} , c'est-à-dire la somme de l'onde porteuse et des bandes latérales, on obtient la représentation d'une porteuse modulée en amplitude. La figure 5 représente une porteuse de 900 Hz modulée par un signal de 100 Hz, obtenue en ajoutant à une composante de 900 Hz les composantes de 800 et 1 000 Hz.

RÉSUMÉ

Description d'un dispositif à but pédagogique permettant de synthétiser un signal périodique de fréquence f_0 par la sommation des différentes composantes de Fourier de ce signal. Les différents signaux sinusoïdaux verrouillés en phase, destinés à jouer le rôle des différents harmoniques, sont obtenus par extraction du fondamental de signaux carrés de fréquence $f_0, 2f_0, \dots, Nf_0$, obtenus par divisions binaires successives d'un signal d'horloge de fréquence F . Le dispositif permet en outre de composer un signal modulé en amplitude par la sommation de la porteuse et des bandes latérales.

SUMMARY

Fourier synthesizer

by H. MATHIEU, J. M. DANDONNEAU and J. R. VELLAS (CEES, Montpellier).

A pedagogic system, allowing to synthesize a periodic function of frequency f_0 , from its Fourier components, is described. The different sinewaves phaselocked, intended to represent the different harmonics, are obtained with the help of filters tuned on the fondamental frequency of squarewaves of frequencies $f_0, 2f_0, \dots, Nf_0$. Moreover the system permit to build up an amplitude modulated signal by the summation of the carrierwave and the side bands.

Bibliographie

- [1] SPATARU A. — *Théorie de la transmission de l'information*. Tome 1. Masson et Cie, Paris, 1970.
- [2] MICOLET P. — Note d'application technique. *Sescosem*, n° 56-LA-089, Septembre 1969.
- [3] BILDSTEIN P. — *Filtres actifs*. Éditions Radio, 1972.

Une nouvelle technique de synthèse de fréquence

MESURE

L'onde électrique
1976, vol. 56, n° 10
pp. 410-416



par Robert PAPAIECK,

Diplômé supérieur en Électronique à l'Université de New York, et Directeur des Études à Ailtech-Farmingdale, Responsable du développement des Synthétiseurs, des Analyseurs de Spectre, et des produits standard en réception.

et Robert COE,

Diplômé de l'Université Johns Hopkins et de l'Institut Polytechnique de Brooklyn, et Chargé du développement des Synthétiseurs Ailtech.

*Ailtech A Cutler-Hammer, Co.
815 Broadhollow road, Farmingdale-Long-Island, NY 11735 (USA).*

Les synthétiseurs de fréquence sont des appareils permettant de délivrer à partir d'un oscillateur de base de haute qualité (quartz) des signaux de fréquence réglable, dont les caractéristiques en stabilité et en précision sont très voisines de celle de l'oscillateur

de base. L'utilisation de ces instruments dans une chaîne de mesure rend leur programmation à distance indispensable, ce qui n'est pas sans poser de délicats problèmes au niveau des temps de commutation.

(Article traduit de l'anglais par Y. Le Page et J. P. Parmentier, AIL-France).

1. INTRODUCTION

Les différentes méthodes décrivant la synthèse de fréquence à partir d'une fréquence de base servant de référence, peuvent toutes entrer dans deux catégories générales :

- la synthèse directe,
- la synthèse indirecte.

Dans la méthode directe, les fréquences sont produites ou « synthétisées » à partir d'une référence de base, par multiplication de fréquences, filtrage sélectif et/ou soustraction (mélange) et division.

La méthode indirecte utilise un ou plusieurs oscillateurs accordables qui sont *asservis en phase* (« phase lock ») en incréments de fréquence dérivés de la référence de base.

Dans l'une et l'autre méthode, les caractéristiques importantes d'un synthétiseur de fréquence sont :

- *précision,*
- *capacité à fournir un signal idéal,*
- *possibilité de programmation,*
- *rapidité de fonctionnement.*

Tous les synthétiseurs des deux types sont capables de reproduire la précision de la fréquence de base, pour toute fréquence de sortie sélectionnée. Aucun des deux types de synthétiseurs n'a d'avantage sur l'autre, tout au moins pour ce qui concerne cette caractéristique. La qualité du signal produit est habituellement définie par deux rapports, le rapport signal/parasite et le rapport signal/puissance de bruit de phase par hertz.

Bien qu'il n'y ait pas de raison fondamentale à ce qu'un type soit supérieur à l'autre, les premiers synthétiseurs à synthèse directe, introduits sur le marché il y a cinq ans, dix ans et même quinze ans, produisaient des niveaux de parasites et de bruit de phase inférieurs à plusieurs des modèles à synthèse indirecte apparus plus tard.

Ceci donne une idée des difficultés rencontrées pour arriver à un compromis satisfaisant entre les caractéristiques des boucles de verrouillage en phase utilisées dans la synthèse indirecte : une bande passante de boucle étroite permet d'obtenir une grande réjection des parasites alors qu'une large bande passante permet d'obtenir un faible bruit de phase et également un temps de commutation rapide.

Les deux types sont programmables ; néanmoins, le modèle à synthèse directe peut fonctionner avec des temps de commutation de l'ordre de 10 μ s, alors que les appareils à synthèse indirecte, du fait de la nécessité de programmer à nouveau l'oscillateur à la nouvelle fréquence et d'établir à nouveau le processus d'asservissement en phase, ont des temps de programmation beaucoup plus longs allant de 0,5 à 5 ms. Les modèles à synthèse directe sont prémunis contre certaines déficiences de fonctionnement, car la disparition d'un signal dans l'un quelconque des circuits intermédiaires provoque la disparition du signal à la sortie.

Ce type de défaut peut, sur un modèle à synthèse indirecte, engendrer un signal de sortie de fréquence incontrôlée et sans rapport avec la fréquence sélectionnée.

Les synthétiseurs à synthèse indirecte ont cependant progressivement remplacé les modèles précédents à synthèse directe, par suite de la réduction importante

du coût des circuits intégrés utilisés pour l'asservissement en phase.

A la fin de 1972, Ailtech a commencé le développement d'une méthode de synthèse directe, qui, bien qu'utilisant des composants discrets, offre la supériorité de performance de la synthèse directe à un coût comparable à celui des modèles à synthèse indirecte. Cette technique appelée « synthèse binaire à code décimal » (BCD), a prouvé son succès et est la base des synthétiseurs de la série 360 décrits dans cet article.

2. RAPPEL DU PRINCIPE DE LA SYNTHÈSE DIRECTE

Bien qu'il y ait eu de nombreuses méthodes imaginées pour la synthèse directe, la majorité des appareils actuellement commercialisés utilise le système décimal d'addition et de division.

La synthèse par addition et division a été développée par le Laboratoire Naval de Recherche des États-Unis (NRL) en 1949, et est restée « classifiée » jusqu'au début de 1960. Par la suite, « déclassifiée », elle a été utilisée sur des synthétiseurs du commerce dont certains modèles, fonctionnaient par exemple de 100 kHz à 50 MHz en incréments de 0,01 Hz. Les principales caractéristiques étaient : rapport signal à parasite de 90 dB ; puissance de bruit de phase par hertz à 54 dB en dehors du signal, temps de commutation 20 μs. Ces appareils furent suivis plus tard par d'autres modèles qui fonctionnaient jusqu'à 500 MHz avec une certaine dégradation de bruit de phase et augmentation du niveau des parasites. Plus tard, une amélioration des performances fut offerte sur certains synthétiseurs, couvrant la gamme du continu à 50 MHz par incréments de 0,01 Hz. Les parasites sur ces appareils étaient de 100 dB en dessous du signal, le bruit de phase résiduel de 78 dB et le temps de commutation inférieur à 20 μs. Inutile de dire que le niveau des performances de ces appareils portait leur prix à un niveau très élevé (de 12 à 15 000 dollars).

La figure 1 est un schéma de principe de la synthèse de fréquence par addition et division. Les différentes décades de fréquences sont produites de façon itérative, par un ensemble de modules identiques. Il y a deux entrées à chaque module, le module de poids le plus faible est à droite et reçoit à l'une de ses entrées une fréquence de 2,3 MHz dérivée de la fréquence de

référence. L'autre entrée reçoit par l'intermédiaire d'une matrice de commutation, une quelconque des dix fréquences d'un générateur de raies espacées de 100 kHz, de 20,7 à 21,6 MHz.

Dans l'exemple de la figure, la raie à 20,7 MHz est mélangée avec la fréquence d'entrée de 2,3 MHz. On retient le battement supérieur (23 MHz) qui est appliqué à un circuit diviseur par 10, la fréquence de sortie étant donc la même que la fréquence d'entrée soit 2,3 MHz.

Bien entendu, si l'on choisit une fréquence du générateur de raies plus élevée de 100 kHz c'est-à-dire (20,8 MHz) sur la matrice, la fréquence de sortie augmente de seulement 10 kHz, par suite de la division par 10, donnant alors 2,31 MHz. La sortie de la décade d'ordre le plus bas est connectée à la décade supérieure, l'autre entrée de cette décade étant connectée à la matrice ; l'ensemble des deux décades fournit 100 fréquences de 2,300 à 2,399 MHz. La sortie de la troisième décade fournit 1 000 fréquences de 2,3000 à 2,3999 MHz.

La décade d'ordre le plus élevé n'a pas de diviseur et sa sortie fournit 1 000 fréquences de 23,000 à 23,999 MHz. Les éléments nécessaires à la génération de la fréquence de départ et aux 10 fréquences du générateur de raies, la nécessité de maintenir un faible couplage entre signaux qui traversent la matrice de commutation, sont les principaux responsables du coût de l'appareil.

Bien entendu, toute intermodulation entre les fréquences espacées de 100 kHz du générateur de raies apparaît à la sortie comme parasite à 100 kHz à un niveau sensiblement équivalent à celui de la sortie de la matrice et ceci impose une isolation sévère sur le générateur de raies et le commutateur de la matrice.

Les synthétiseurs et leur système de commande, qui emploient cette technique, utilisent généralement des câbles coaxiaux réunissant le synthétiseur au système de commande qui fournit la fréquence de départ et celles du générateur de raies.

Le synthétiseur à synthèse directe par addition et division fournit des signaux parasites très bas et était utilisé intensivement dans les programmes spatiaux. Néanmoins, son coût élevé et sa complexité limitaient sa diffusion en laboratoire.

3. SYNTHÈSE BCD

Le synthétiseur à synthèse BCD (brevet US 3838355) combine les avantages de la synthèse directe : *niveau faible de parasite et de bruit de phase, commutation rapide*, avec les avantages majeurs de la synthèse indirecte, coût plus faible et simplicité.

- La synthèse BCD permet d'obtenir ce résultat par :
- une réduction des 10 fréquences du générateur de raies requises dans la synthèse décimale à seulement 2 fréquences, ce qui élimine 80 % des circuits du générateur de raies,
 - une isolation entre les deux fréquences du géné-

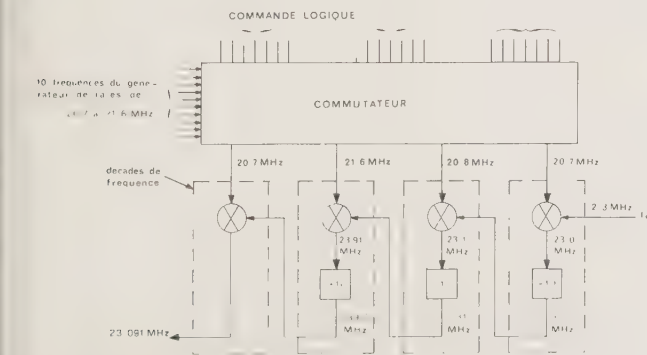


Fig. 1. — Schéma de principe de la synthèse de fréquence par division/addition.

rateur de raies pour obtenir un rapport signal à parasite de 100 dB, de 40 dB seulement, réduisant ainsi les exigences sur les performances du générateur de raies,

— la suppression de la matrice de commutation « crossbar », l'un des éléments les plus coûteux.

Le synthétiseur opère directement à partir d'une commande par logique BCD sans transcodage, comme dans le système décimal.

Comme dans le système décimal, il s'agit d'un système itératif composé de modules identiques et interchangeables qui peuvent être mis en série pour fournir une résolution aussi fine que désirée. Un synthétiseur BCD produisant 1 000 fréquences est représenté en figure 2. A partir d'une fréquence de référence, un générateur à fréquences fixes fournit la fréquence de départ et les deux fréquences nécessaires pour obtenir les incréments. Les commandes logiques contrôlent directement le signal de sortie de chaque décade connectée à la suivante. La figure 3 représente un diagramme de fonctionnement d'une décade BCD. Pour simplifier le schéma, le système de filtrage n'est pas représenté, néanmoins on isole le battement inférieur à chaque sortie de mélangeur pour l'appliquer au diviseur.

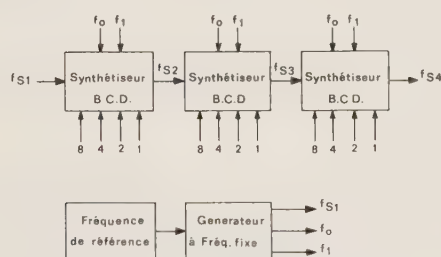


Fig. 2. — Synthétiseur BCD.

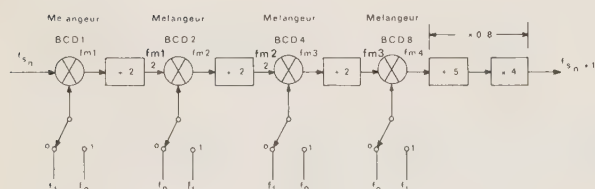


Fig. 3. — Décade BCD.

Pour être itératif et opérer dans le système décimal la décade doit satisfaire à deux exigences :

— les gammes d'accord à l'entrée et à la sortie doivent être compatibles,

— chaque décade doit effectuer au total une division de fréquence par 10 de sorte qu'un changement de fréquence à l'entrée ΔF se traduise par un changement à la sortie de $\frac{\Delta F}{10}$.

Ces conditions sont satisfaites dans ce système si les relations de fréquence suivantes sont vérifiées :

$$F_0 = 1,8 F_{S1} + 10 \Delta F$$

$$F_1 = F_0 + 10 \Delta F$$

où F_0 et F_1 sont les deux fréquences du générateur de raies, F_{S1} est la fréquence de départ et ΔF le plus petit incrément de fréquence d'une décade.

La décade contient trois diviseurs par 2, un diviseur par 5 et un multiplicateur par 4, donnant une division totale de 10 à travers la décade. Donc, si F_{S1} change de 1 MHz, la sortie variera de 0,1 MHz. La figure 4 montre un exemple numérique permettant de comprendre le fonctionnement de la décade. La fréquence de départ choisie est de 35 MHz et les incréments de fréquence sont de 100 kHz. Les fréquences F_0 et F_1 sont de 64 et 65 MHz et tous les commutateurs en position 0. Le signal à 35 MHz entre dans la décade et en ressort à la même fréquence.

Si le commutateur BCD 8 est placé en position 1, l'entrée du mélangeur BCD 8 change de 64 à 65 MHz et la sortie du mélangeur augmente aussi de 1 MHz. Le mélangeur est suivi d'un système multiplicateur par 0,8 et le signal de sortie augmente seulement en fréquence de 0,8 MHz donnant ainsi à ce commutateur une valeur relative de 8.

Un diviseur par 2 sépare le mélangeur BCD 4 du mélangeur BCD 8. Un changement de 1 MHz à l'entrée du mélangeur BCD 4 se traduit par une variation de fréquence deux fois plus faible à la sortie du mélangeur. Ainsi ce commutateur a une valeur relative de 4. De façon analogue, le commutateur BCD 2 a une valeur relative de 2, et le commutateur BCD 1, une valeur relative de 1. Ce système simple est capable de synthétiser 16 fréquences de 35 à 36,5 MHz, par incrément de 100 kHz simplement en programmant les commutateurs.

Utilisé dans un système décimal, bien entendu seulement 10 des 16 incréments possibles sont nécessaires.

En plus de la simplicité évidente de cette technique, il y a quatre avantages supplémentaires donnant des performances excellentes, malgré l'imperfection des commutateurs et mélangeurs :

1. Le filtre à bande passante de 250 kHz suivant la division par 5, supprime les parasites à 1 MHz dus au couplage entre les deux fréquences séparées de 1 MHz.

2. Les diviseurs de fréquences suivant chaque mélangeur réduisent les niveaux des produits parasites générés dans les mélangeurs dans un rapport de $20 \log n$ exprimé en dB (n étant le diviseur).

3. Le fait de diviser par 10 à travers la décade réduit le bruit et les parasites de bandes latérales présents à l'entrée de 20 dB.

4. Puisque toutes les fréquences sont dérivées du signal de référence, FM ou bruit de phase à la sortie ont le même niveau, proportionnel au bruit de la référence.

La figure 5 permet d'apprécier le premier avantage.

Le couplage entre les deux fréquences séparées de 1 MHz se traduit par des parasites à 1 MHz à la sortie du mélangeur BCD 8 et à l'entrée du diviseur par 5. L'effet de la division par 5 est de conserver les bandes latérales à 1 MHz, mais de réduire leur niveau de 14 dB par rapport au signal.

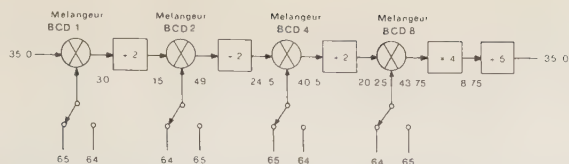


Fig. 4. — Exemple numérique BCD.

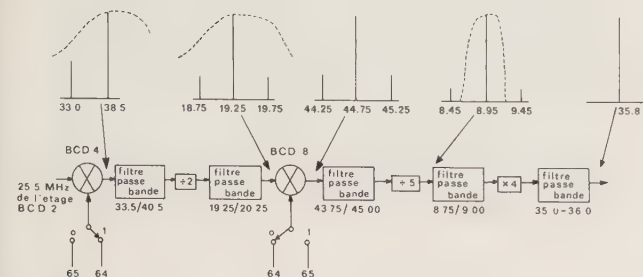


Fig. 5. — Filtrage en sortie BCD 8.

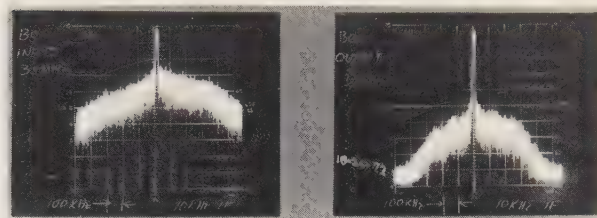
Néanmoins, la gamme totale d'accord a été réduite dans un rapport de 5, couvrant une gamme de 250 kHz et un filtre à pôles multiples simple peut réduire les bandes latérales à plus de 100 dB en dessous de la porteuse à la sortie BCD. Cet effet autorise un relâchement des spécifications à 50 dB pour le couplage parasite au niveau des deux fréquences et des commutateurs. Le filtre sert aussi à réduire les effets des parasites générés dans les mélangeurs. Dans l'exemple numérique présenté, une analyse du taux des parasites des 4 mélangeurs révèle que le cas le plus défavorable est celui du 5^e ordre au mélangeur BCD 4 qui se trouve à 0,5 MHz de la bande passante.

L'espacement entre ces parasites est maintenu à travers le diviseur par 2, le mélangeur BCD 8 et le diviseur par 5, mais les place en dehors du filtre passe-bande de 250 kHz de bande passante, ce qui réduit ainsi ces parasites à un niveau acceptable.

Le second avantage est la réduction des produits parasites du mélangeur pour les diviseurs de fréquence. Par exemple, les produits parasites sont réduits de 20 dB par les diviseurs qui suivent le mélangeur BCD 1, 14 dB pour ceux qui suivent le mélangeur BCD 2, 8 dB et 2 dB pour ceux qui suivent les mélangeurs BCD 4 et 8 respectivement. Dans l'exemple numérique donné, le cas le plus défavorable se rapporte à un parasite du 9^e ordre au mélangeur BCD 2 et qui ne peut être filtré. Ce parasite est environ à 90 dB, quand on utilise un mélangeur double équilibré avec des niveaux d'entrée corrects. Il est réduit de 14 dB par l'action du diviseur qui suit les mélangeurs.

Le 3^e avantage est le résultat naturel de la division par 10 à travers la décade, et a été vérifié expérimentalement. La figure 6 montre une porteuse à 35 MHz avec un niveau de bruit des bandes latérales de 28 dB seulement qui était appliqué à l'entrée de la décade BCD. Le bruit mesuré à la sortie était inférieur d'environ 20 dB comme l'indique la figure 6 B. Ceci permet une grande simplification dans la conception et la construction d'un synthétiseur dont le niveau de parasite doit être à plus de 100 dB en dessous du signal,

puisque seule la décade finale d'ordre le plus élevé devra satisfaire à cette exigence. La décade précédente devra seulement donner 80 dB, la précédente 60 dB, puis 40 dB et ainsi de suite.



A. Bruit à l'entrée.

B. Bruit à la sortie.

Fig. 6. — Amélioration du rapport signal/bruit par passage dans une unité logique BCD.

Ce facteur a été pris en considération lors de la conception du synthétiseur 360 Ailtech. Pour la réalisation de la décade d'ordre le plus élevé qui nécessite un niveau de parasite à -100 dB par rapport au signal, il est indispensable d'isoler chacune des 10 plaquettes par une fonderie à compartiments. De plus des filtres ajustables sont nécessaires pour obtenir le degré de filtrage souhaité.

Par contre, pour les décades d'ordre inférieur, des mélangeurs en circuits intégrés et des filtres non réglables à large bande sont suffisants pour obtenir les performances désirées.

Le quatrième avantage se traduit par un rapport bruit de phase/signal élevé; ceci est explicité par l'exemple numérique suivant. Dans le système à 35 MHz décrit, supposons qu'un générateur de fréquence à 10 MHz avec une excursion de fréquence de 1 Hz soit utilisé comme référence de base. Puisque l'on utilise des multiplications et des divisions pour obtenir les fréquences de départ et celles du générateur de raies, la fréquence de départ de 3,5 MHz aura une excursion de 0,35 Hz, la fréquence de 64 MHz de 6,4 Hz, et la fréquence de 65 MHz de 6,5 Hz. Si ces excursions sont réitérées à travers chaque mélangeur et diviseur, il devient manifeste que le signal de sortie à 35 MHz aura une excursion de 3,5 Hz. Ceci a été vérifié en utilisant un générateur de fréquence à 10 MHz avec un bruit de phase dont la puissance par Hz était à 151 dB en dessous de la porteuse. Le bruit mesuré à la sortie BCD était dégradé suivant la théorie de $20 \log 35/10$ soit 11 dB donc : 140 dB/Hz (en dessous de la porteuse).

Un autre avantage à noter réside dans le fait qu'une perte du signal à un endroit quelconque de la chaîne se traduit par une absence de signal en sortie plutôt que par un signal non synchronisé comme dans les synthétiseurs à synthèse indirecte.

Bien que la technique de synthèse décrite ici couvre une bande relativement étroite, elle peut être utilisée

pour des bandes beaucoup plus larges. Avant de décrire les techniques permettant d'y arriver, notez la simplicité qui permet de passer des fréquences 35,000 à 36,599 MHz aux fréquences 0 à 1,5999 MHz (fig. 7).

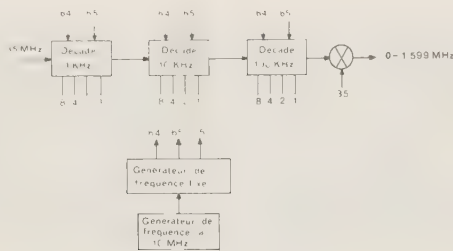


Fig. 7. — Synthétiseur de continu à 1,599 MHz.

4. DESCRIPTION DE L'ÉQUIPEMENT

Le synthétiseur Ailtech se présente sous la forme d'un équipement à tiroirs interchangeable. La figure 8 montre l'appareil vu de dessus avec les décades BCD, le générateur de fréquence fixe et l'alimentation. La section BCD produit 10^7 fréquences avec une résolution de 0,1 Hz de 35 à 36 MHz. Cette section consiste en un module de décade 100 kHz, un module 10 kHz et un boîtier contenant les 5 cartes BCD d'ordre inférieur. Le générateur à fréquence fixe fournit deux fréquences (de 35 à 36 MHz) et la fréquence de départ à partir d'un générateur de fréquence de 10 MHz, à faible bruit et haute stabilité. On a choisi une fréquence de 10 MHz plutôt que 5 MHz pour minimiser la dégradation du bruit de phase dû aux effets de multiplication. Un filtre à cristal est utilisé après le générateur de fréquence pour améliorer ce rapport signal sur bruit de phase.

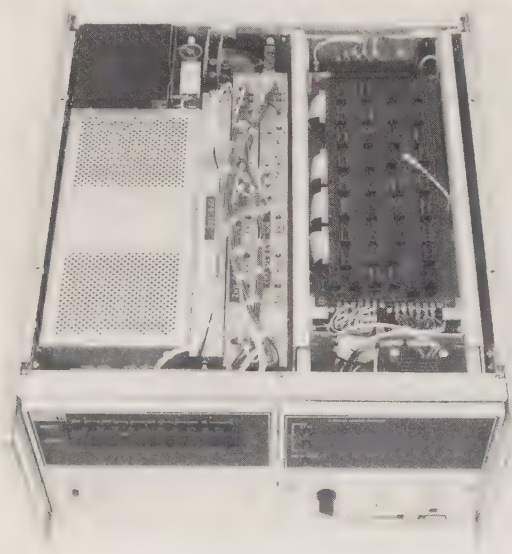


Fig. 8.

Le signal à la sortie de l'unité de base, de 35 à 36 MHz, présente un rapport signal à parasite supérieur à 100 dB et une puissance de bruit de phase par hertz inférieure de 140 dB à la puissance de la porteuse. La densité spectrale du bruit de phase en simple bande en fonction de l'écart par rapport à la fréquence de la porteuse

est représentée sur la figure 9. Le bruit s'étend de 10 à 100 kHz et s'évanouit au delà de 100 kHz à cause du filtre de 250 kHz placé à la sortie BCD.

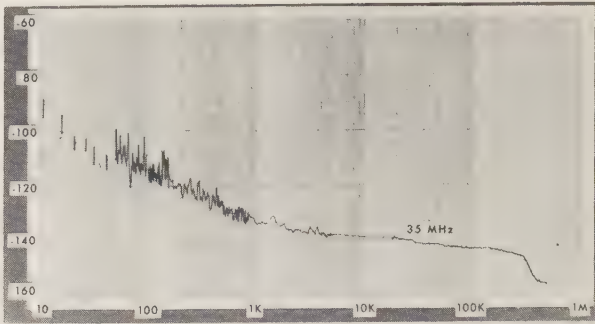


Fig. 9. — Performances du bruit de phase de la section BCD.

La technique de mesure de bruit est décrite en référence 4 et 5.

A partir de cette unité de base il est possible de développer des synthétiseurs fonctionnant dans des gammes diverses allant des basses fréquences aux hyperfréquences. L'élargissement de la gamme de départ est obtenu par l'emploi de modules d'extension de fréquence. Pour la réalisation de ceux-ci on a abandonné le procédé de la multiplication de fréquence qui dégrade les performances de bruit. Pour maintenir des performances excellentes de bruit et de parasites on préfère un système à boucle de compensation de phase et de fréquence. Pour illustrer ceci on décrit ci-après un synthétiseur couvrant la gamme de 10 kHz à 180 MHz.

4.1. Élargissement de la gamme jusqu'à 30 à 40 MHz

Dans le schéma simplifié de la figure 10 un oscillateur libre couvrant la gamme de 361 à 370 MHz par pas de 1 MHz délivre 2 signaux de même fréquence dans la branche haute et basse de la boucle. Dans la branche haute, le signal de l'oscillateur est mélangé avec un signal de fréquence multiple de 1 MHz comprise entre 0 et 5 MHz. Ce signal est produit par un générateur de raies à partir de la fréquence de référence de 10 MHz. On ne conserve à la sortie que le produit à 366 MHz grâce à un filtre à bande étroite qui atténue les bandes latérales de 1 MHz. Le signal synthétisé de fréquence comprise entre 35 et 36 MHz venant de l'unité de base est transposé dans la bande 330 à 331 MHz par mélange avec le signal à 366 MHz.

Dans la branche basse, le signal de l'oscillateur dans la gamme 361 à 370 MHz après mélange avec le signal compris entre 330 et 331 MHz, se trouve transposé entre 30 et 40 MHz. L'annulation de dérive devient évidente : une dérive de fréquence de l'oscillateur de 1 kHz se traduit par une augmentation de 1 kHz dans les deux branches de la boucle, et puisque les deux signaux apparaissent à la sortie du mélangeur avec la même dérive de fréquence, il en résultera une

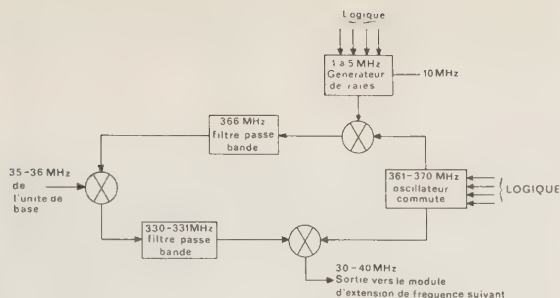


Fig. 10. — Diagramme du module d'extension de fréquence.

dérive nulle. A la sortie du module d'extension de fréquence on retrouve les performances de bruit et de parasite obtenues à la sortie de l'unité de base. Le temps de commutation entre deux quelconques fréquences est de l'ordre de 10 μ s.

4.2. Élargissement de la gamme jusqu'à 10 kHz à 180 MHz

On utilise le même procédé d'annulation de dérive pour l'extension de fréquence (fig. 11) pour accroître la gamme de fréquence 30 à 40 MHz. Dans ce cas un oscillateur commutable couvrant la gamme de 305 à 385 MHz par pas de 10 MHz est appliqué aux deux branches de la boucle d'annulation. Le signal de la boucle haute est mélangé avec un signal de fréquence multiple de 10 MHz comprise entre 0 et 50 MHz pour produire un signal à fréquence fixe de 355 MHz et les bandes latérales des 10 MHz sont supprimées par un filtre passe-bande. Le signal venant du module d'extension de fréquence précédent est, par mélange avec le signal à 355 MHz transposé dans la bande 385-395 MHz et mélangé avec le signal de l'oscillateur (boucle inférieure) pour produire des signaux de fréquence comprise entre 0 à 60 MHz. La gamme de 60 à 180 MHz est obtenue en insérant des doubleurs de fréquence (dans chaque voie). Dans ce cas l'oscillateur est commuté de 305 à 355 MHz.

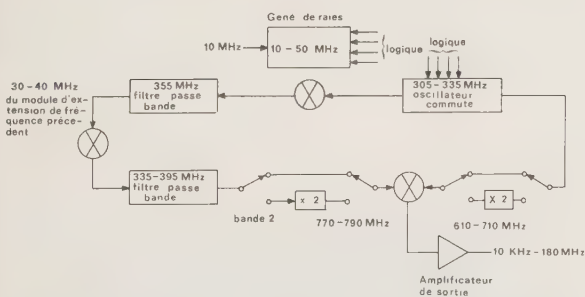


Fig. 11. — Principe de l'élargissement de la gamme.

4.3. Performances générales

L'extension de fréquence que l'on vient de décrire permet de réaliser un synthétiseur qui génère toutes les fréquences comprises entre 10 kHz et 180 MHz en incréments de 0,1 Hz. Le signal de sortie est stabilisé à $\pm 0,5$ dB près dans la bande et continuellement variable

de 0 dBm à ± 13 dBm (1 à 20 mW). Le synthétiseur est modulable en amplitude dans une gamme de fréquence de 20 Hz à 20 kHz par l'intermédiaire d'un connecteur disponible sur le panneau avant. Les spécifications les plus importantes sont le *niveau de parasite*, le *bruit* et le *temps de commutation*. Tous les signaux parasites sont à plus de 100 dB en dessous du signal pour des fréquences inférieures à 60 MHz, et à plus de 94 dB pour les fréquences supérieures à 60 MHz.

La figure 12 est un tracé du rapport signal à puissance de bruit de phase dans une bande de 1 Hz. La mesure a été faite à 35 MHz et est représentative pour tous signaux jusqu'à 60 MHz. Entre 60 et 180 MHz, le bruit croît d'environ 6 dB à cause des doubleurs de fréquence utilisés pour obtenir cette gamme.

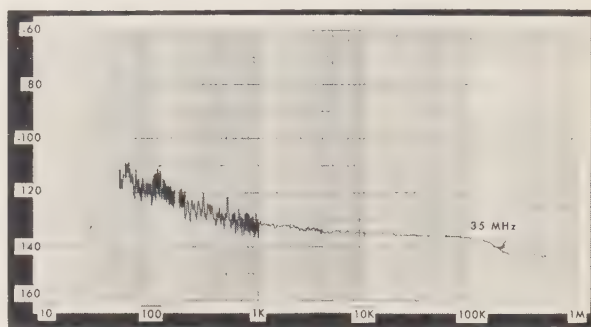


Fig. 12. — Performance bruit de phase du synthétiseur AILTECH 360.

5. CONCLUSION

La nouvelle technique Ailtech BCD décrite dans cet article s'est traduite par le développement de synthétiseurs offrant un niveau de parasites très bas meilleur que 100 dB en dessous de la porteuse, un bruit de phase faible — densité de bruit correspondant à une puissance par hertz — à 140 dB en dessous de la puissance du signal, et un temps de commutation faible — inférieur à 20 μ s —. La technique brevetée de synthèse utilise seulement deux raies, ce qui permet d'obtenir un coût comparable à ceux des synthétiseurs à boucle de verrouillage de phase. La réalisation sous forme modulaire procure une souplesse d'utilisation très grande pour résoudre les demandes particulières en système à différentes gammes ou points de fréquence. Le modèle en laboratoire Ailtech 360 a la possibilité d'utiliser des tiroirs enfichables. Le premier tiroir commercialisé couvre la gamme de 10 kHz à 180 MHz.

Un exemple de ce type de synthétiseur est utilisé dans des stations terriennes de télécommunications par satellite. Ce synthétiseur couvre la gamme de 130 à 160 MHz en incréments de 20 Hz et a fonctionné d'une manière continue pendant 6 000 heures sans défaillance.

Dans l'avenir des tiroirs couvrant la gamme des hyperfréquences et des options de modulation et niveau de sortie calibré seront disponibles.

RÉSUMÉ

Après rappel des procédés de synthèse de fréquence directe et indirecte, les auteurs décrivent une nouvelle technique qui permet une commutation très rapide tout en maintenant un rapport signal à parasite très bas. Elle permet en outre de réduire le nombre de fréquences de base, des composants nécessaires — donc coût de l'appareil — et élimine tout risque de génération de fréquence incontrôlée.

SUMMARY

A new frequency synthesis technique,

by R. PAPAIECK and R. COE (Ailtech).

After a recall of the frequency synthesis direct and indirect techniques, the authors describe this new approach which gives a very fast switching time combined with a low spurious

level, which reduce the number of comb lines, the number of used components — and consequently the cost of the unit — and which eliminate all risk of erroneous output frequency.

Bibliographie

- [1] STONE R. R. Jr. et HASTINGS H. F. — A Novel Approach to Frequency Synthesis. *Frequency*, 1963, p. 24-27.
- [2] HALKO C. et RAWLEY J. — Frequency Synthesizer, A Method of Frequency Control by Digital Conversion, AD 294663 US Naval Air Development Center, December 1962.
- [3] RENSCHLER E. et WELLING B. — Frequency Synthesizing with the Phase Locked Loop, *Electronic Engineer*, 1970, p. 84-90.
- [4] PAPAIECK R. — Phase Noise Analysis, *Microwave Systems News*, 1970.
- [5] PAPAIECK R. — Microwave Noise Measurements, *Frequency Engineering Laboratories Application Note*.
- [6] TYKULSKY A. — Digital Frequency Synthesizer, *Qewlett-Packard Journal*, 1967.
- [7] Hewlett-Packard Technical Data Sheet for HP 8660 A, 5952-1209, 15 november 1973.
- [8] Hewlett-Packard Technical Data Sheet for Option HO 4, 5952-1159 D.

Une méthode moderne de vobulation entre 2 et 18 GHz

MESURE

L'onde électrique
1976, vol. 56, n° 10
pp. 417-424



par Carl J. ENLOW,

Ingénieur Diplômé BSEE de l'Université de l'Illinois (USA).

et Paul R. HERNDAY,

Ingénieur Diplômé BSEE de l'Université du Wisconsin (USA).

Hewlett Packard France, BP 6,
91401 Orsay (tél. 907.78.25).

La réalisation d'un oscillateur vobulé couvrant la bande 2-18 GHz en une seule gamme, présente de nombreuses difficultés car il n'existe pas de source de variable en fréquence capable de couvrir cette gamme. Aussi, faut-il avoir recours aux méthodes de

multiplication harmonique, ce qui n'est pas sans introduire de nombreux problèmes concernant la régulation du niveau, la commutation automatique de gamme et la multiplication en fréquence.

Il n'existe pas à l'heure actuelle d'oscillateur capable de couvrir en une seule gamme la bande 2-18 GHz. Pour ce faire, on doit recourir à des solutions intermédiaires, tels le changement de gamme, la commutation ou l'emploi de tiroirs interchangeable couvrant chacun une partie de la bande de fréquences. Cette dernière solution présente l'avantage d'éviter le dédoublement des circuits mais elle a l'inconvénient d'être encombrante.

1. LE CHOIX D'UNE MÉTHODE DE VOBULATION

Une solution présentant une compacité intéressante consiste à placer plusieurs oscillateurs dans un même coffret et à effectuer des balayages successifs. Enfin, une approche encore plus satisfaisante fait appel à un oscillateur unique suivi par un multiplicateur harmonique, c'est cette dernière méthode qui a été utilisée dans le tiroir 2-18 GHz modèle 86290 A que nous allons décrire ci-après et qui est destiné à être incorporé dans le châssis vobulateur 8620 C.

Cet ensemble forme un vobulateur compact délivrant

de manière continue entre 2 et 18 GHz, des signaux dont le niveau est supérieur à + 5 dBm et régulé à 0,9 dB.

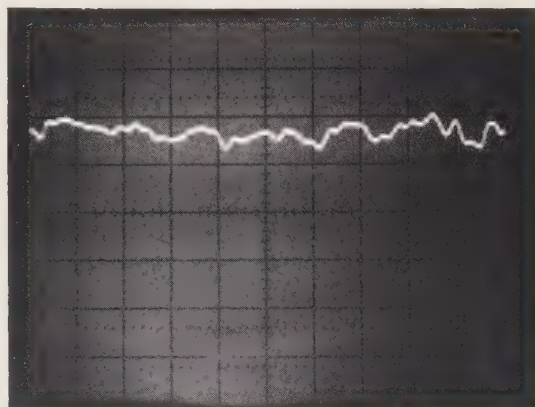


Fig. 2. — Le tiroir 2-18 GHz délivre une puissance de + 5 dBm en sortie qui est régulée à $\pm 0,9$ dB (une régulation extérieure peut être également réalisée).

Ce tiroir permet également de disposer de trois bandes étroites : 2-6,2 ; 6-12,4 et 12-18 GHz, accessibles par un cadran à tambour situé sur le châssis 8620 A. En onde pure (mode CW) et dans chacune des bandes étroites, la précision en fréquence atteint 20 MHz et la résolution 100 kHz, caractéristiques voisines de celles des générateurs traditionnels les plus précis disponibles actuellement. Le balayage sur la bande de fréquence la plus large donne une précision de ± 80 MHz. Le niveau des harmoniques parasites est au moins à 25 dB, voire même 30 en dessous du signal utile.

2. ORGANISATION DE LA PARTIE HAUTE FRÉQUENCE (HF)

La figure 3 donne le synoptique de la partie HF dont les éléments de base sont un oscillateur accordé



Fig. 1. — Le tiroir 86290 A est destiné à être utilisé avec le vobulateur 8620 C. Quatre bandes de fréquences peuvent être sélectionnées à l'aide d'un commutateur situé sur la face avant de l'appareil, il s'agit des bandes 2-6,2 ; 6-12,4 ; 12-18 et 2-18 GHz.

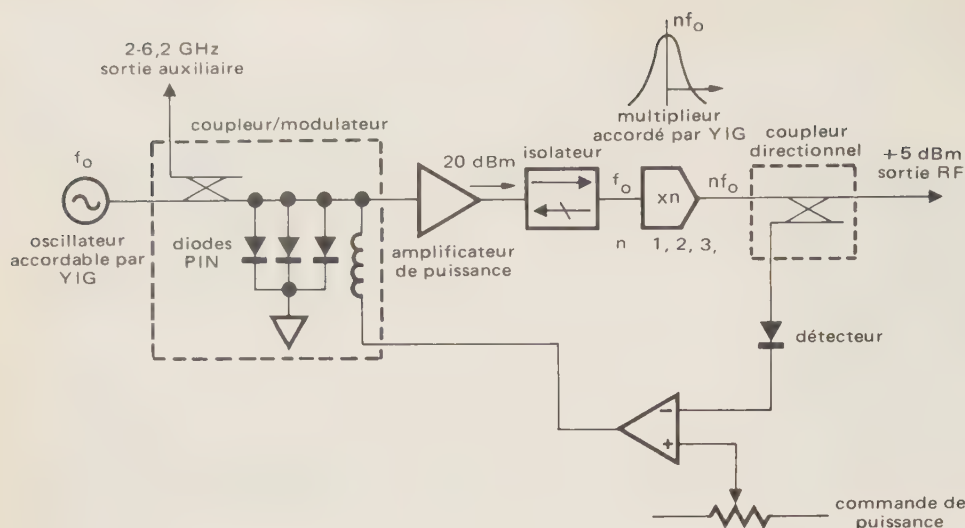


Fig. 3. — Schéma-bloc de la partie HF du tiroir 86290 A. L'oscillateur à YIG accordé et le multiplicateur harmonique réalisent une poursuite mutuelle en fréquence.

à YIG (grenat d'yttrium indium) désigné par OYA (oscillateur YIG accordé), un amplificateur de puissance et un multiplicateur à YIG baptisé MAY (multiplicateur accordé à YIG).

Le multiplicateur à YIG est constitué d'une diode à recouvrement par bonds et à un filtre à YIG accordé, ce dernier multiplie par 2 ou par 3 la fréquence du signal issu de l'oscillateur OYA en extrayant les harmoniques utiles qui sont ensuite amplifiées.

La gamme d'accord de l'oscillateur fondamental OYA 1 est de 2 à 6,2 GHz ce qui fournit le bas de la gamme 2 à 18 GHz; les deux autres bandes (6-12,4 et 12-18 GHz) sont obtenues par la multiplication par un facteur 2 ou 3 de la fréquence de l'oscillateur fondamental. Le multiplicateur est mis en œuvre dès que l'on dépasse 6 GHz; à ce moment là, la fréquence de l'oscillateur fondamental se trouve réduite à 3 GHz et le doubleur fonctionne jusqu'à une fréquence du OYA atteignant 4 GHz; ensuite c'est le triplement qui se produit. La couverture en continu de la bande 2-18 GHz est assurée par un balayage automatique et en série des 3 gammes 2-6,2; 6-12,4 et 12-18 GHz.

La régulation du niveau de sortie est assurée par un comparateur fournissant à partir d'une référence interne, un signal d'erreur qui est appliqué à un modulateur à diodes PIN. L'amplificateur placé derrière le modulateur compense les pertes d'insertion de ce dernier.

Le modulateur contient également un coupleur directionnel qui permet de recueillir le signal produit par l'OYA et de le diriger vers une sortie annexe située à l'arrière où il peut servir au comptage ou à l'asservissement en phase.

D'une manière générale le rendement de conversion d'un multiplicateur varie en raison inverse du rang n de l'harmonique. Afin d'éviter des pertes de puissance trop importantes, il est nécessaire de choisir n aussi petit que possible. Dans le cas d'un vobulateur, n correspond également au nombre d'interpolations qu'il faut effectuer lors du changement automatique de gamme. Ainsi, le nombre d'interpolations sera d'autant plus réduit que n sera petit, la circuiterie s'en trouvera simplifiée et l'affichage aussi.

Il faut également remarquer que des petites valeurs de n demandent à l'oscillateur de pouvoir délivrer des signaux dans une bande de fréquence plus large. Dans le cas de l'appareil décrit ici, le OYA doit pouvoir fonctionner en mode fondamental jusqu'à 6 GHz, car n a été choisi égal à 3 et ce, en raison de l'état de l'art en matière d'oscillateurs à YIG.

Le principe retenu pour cet appareil est relativement simple et il ne fait pas appel à un oscillateur couvrant plusieurs octaves; néanmoins, il impose aux différents éléments du schéma des caractéristiques très sévères notamment à l'OYA et au MAY. Ainsi, la perte de conversion doit demeurer inférieure à 11 dB et l'amplificateur de puissance doit délivrer au moins à 100 mW dans la gamme 2-6,2 GHz afin de pouvoir garantir + 5 dBm en sortie. Enfin, le circuit de commande du YIG doit présenter une grande stabilité en température et dans le temps, et pouvoir compenser les erreurs inhérentes à l'accord magnétique.

Chaque ensemble YIG-circuits de commande introduit ses propres erreurs en fréquence. Un moyen d'assurer une poursuite parfaite de l'harmonique consiste à modifier les erreurs d'un bloc afin que celui-ci suive celles de l'autre bloc; un autre est de corriger séparément les erreurs de chacun des blocs de manière à n'avoir que des réglages simples à effectuer lors de leur couplage. C'est cette dernière méthode qui a été utilisée sur l'appareil que nous décrivons, elle présente, en effet, de nombreux avantages car elle simplifie la mise au point et la maintenance de l'appareil; elle assure également une excellente précision et une bonne caractéristique de non-linéarité qui demeure inférieure à ± 8 MHz dans les bandes 1, 2 et 3 et à ± 30 MHz dans la bande 2-18 GHz.

3. CONCEPTION DES AIMANTS

L'hystérésis et les effets de saturation sont des phénomènes connus dont l'importance dépend du matériau utilisé pour la confection de l'aimant. La saturation est également très fortement influencée par la géométrie de l'aimant et en particulier par la forme des pôles. Dans le cas du tiroir 86290 A, l'entrefer et le diamètre des pôles ont été choisis en fonction du diamètre de

la sphère en YIG et la conicité optimale des pôles en a été déduite.

L'hystérésis est également influencé par la géométrie, car il dépend de la longueur de l'aimant qui est réalisé en un matériau à fort coefficient d'hystérésis, et également de la densité du flux dans cette portion d'aimant. Les matériaux magnétiques doivent être choisis de manière à minimiser à la fois l'hystérésis et la saturation. On utilise fréquemment des alliages au nickel à 50 et à 80 %.

Il faut aussi tenir compte du coefficient de dilatation du matériau magnétique, ce qui conduit dans le cas de l'appareil décrit ici à choisir une longueur d'aimant qui puisse annuler pratiquement les déformations de l'entrefer consécutives aux variations de température. En utilisant cette technique dans la réalisation de la structure des aimants de l'OYA et du MAY, on aboutit aux résultats suivants :

	OYA	MAY
— Erreur maximale d'hystérésis (en MHz)	± 1	± 2
— Erreur maximale de saturation (en MHz)	± 3	± 18

Il faut remarquer que les erreurs dues à l'hystérésis sont diminuées par le fait que les deux structures magnétiques utilisées sont identiques et effectuent un balayage analogue. Les effets de saturation sur la non-linéarité peuvent être compensés au niveau de la conception des circuits de commande des aimants ; ce point particulier sera développé dans un prochain paragraphe.

Le troisième effet magnétique, le retard dans le balayage, est dû aux courants de Foucault induits dans les noyaux et les matériaux et créés lors des changements d'intensité du champ magnétique. Le retard du champ au niveau du YIG entraîne un retard sur la fréquence accordée vraie. Une grande partie de ce retard provient du noyau magnétique et ne peut être éliminée sans laminage du noyau, ce qui en diminue la rigidité et rend difficile le scellement étanche de l'ensemble. Toutefois, la valeur des courants de Foucault peut être réduite en évitant les circuits magnétiques fermés et en utilisant des matériaux présentant une résistivité élevée. Les effets non encore éliminés sont compensés par les circuits de commande comme nous le verrons plus loin.

La variation de la largeur de l'entrefer des aimants n'est pas la seule source de dérive en température. Les sphères en YIG elles-mêmes et le transistor oscillateur de l'OYA peuvent créer des dérives en température supérieures à celles de l'aimant. Un alignement rigoureux du champ anisotrope des sphères en YIG et l'utilisation d'éléments chauffants régulés diminuent de manière appréciable ces effets dans le vobulateur que nous décrivons.

Le vieillissement, mentionné plus haut comme source d'erreur dans la poursuite de l'harmonique, est principalement dû à un changement progressif de l'entrefer. A 6 GHz, une variation de $2,5 \mu$ de la valeur de l'entrefer entraîne un écart de fréquence de 6 MHz. Ce type de

phénomène peut se produire en quelques semaines si certaines précautions n'ont pas été prises dans la fixation des aimants. Dans le tiroir 86290 A les aimants sont maintenus par des brides métalliques très résistantes rendant les variations d'entrefer négligeables dans le temps.

4. CONCEPTION DES CIRCUITS DE COMMANDE DES YIG

En théorie, les résonateurs sphériques à YIG s'accordent de façon linéaire en fonction du champ magnétique appliqué suivant la relation

$$b = \gamma H$$

H = champ appliqué,
 $\gamma = 2,8$ MHz/gauss.

Le champ magnétique étant proportionnel au courant circulant dans les bobines, un balayage linéaire en fréquence nécessite une rampe linéaire en courant.

Les circuits de commande des YIG comportent 3 sections principales :

- les circuits réalisant le changement de gamme par variation du courant,
- les sources de courant de commande,
- les circuits de compensation des effets de saturation magnétique et de retard.

Le schéma simplifié de l'ensemble des circuits de commande est donné à la figure 4.

Une tension comprise entre 0 et 10 V est appliquée à l'entrée de manière à réaliser l'accord dans chacune des gammes. Le 0 V correspond à une fréquence de 2;6 ou 12 GHz et le 10 V à 6,2; 12,4 ou 18 GHz. U 1 et le réseau résistif environnant, constituent un amplificateur inverseur présentant 3 valeurs possibles de gain et de tension de décalage en continu. Chaque réseau résistif correspond à l'une des trois gammes et est mis en action par l'intermédiaire des entrées de commande de bande. Lorsque la tension d'entrée augmente, V' diminue et la boucle de contre-réaction constituée par U 2, Q 1, Q 2, Q 3 et R_{réf} agit de manière à réaliser l'égalité $V_{réf} = V'$. Le courant à travers R_{réf} augmente proportionnellement. Le courant de base dans Q 1 est négligeable et l'impédance d'entrée de U 2 élevée, tout le courant est donc fourni à l'aimant.

Chaque dispositif YIG dispose d'un circuit de commande analogue. Chaque réseau résistif de changement de gamme comporte deux réglages et doit être ajusté afin de permettre une excursion correcte de la fréquence de l'OYA et une poursuite optimale des harmoniques par le MAY.

Tous ces circuits pourraient suffire si les dispositifs à YIG étaient parfaits ; mais en réalité, les phénomènes de saturation et de retard rendent nécessaire la présence de circuits supplémentaires. La linéarité est améliorée en shuntant R_{réf} avec des résistances dont la valeur doit être modifiée au fur et à mesure que la fréquence du YIG augmente. Le circuit qui effectue cette opération est présenté à la figure 4.

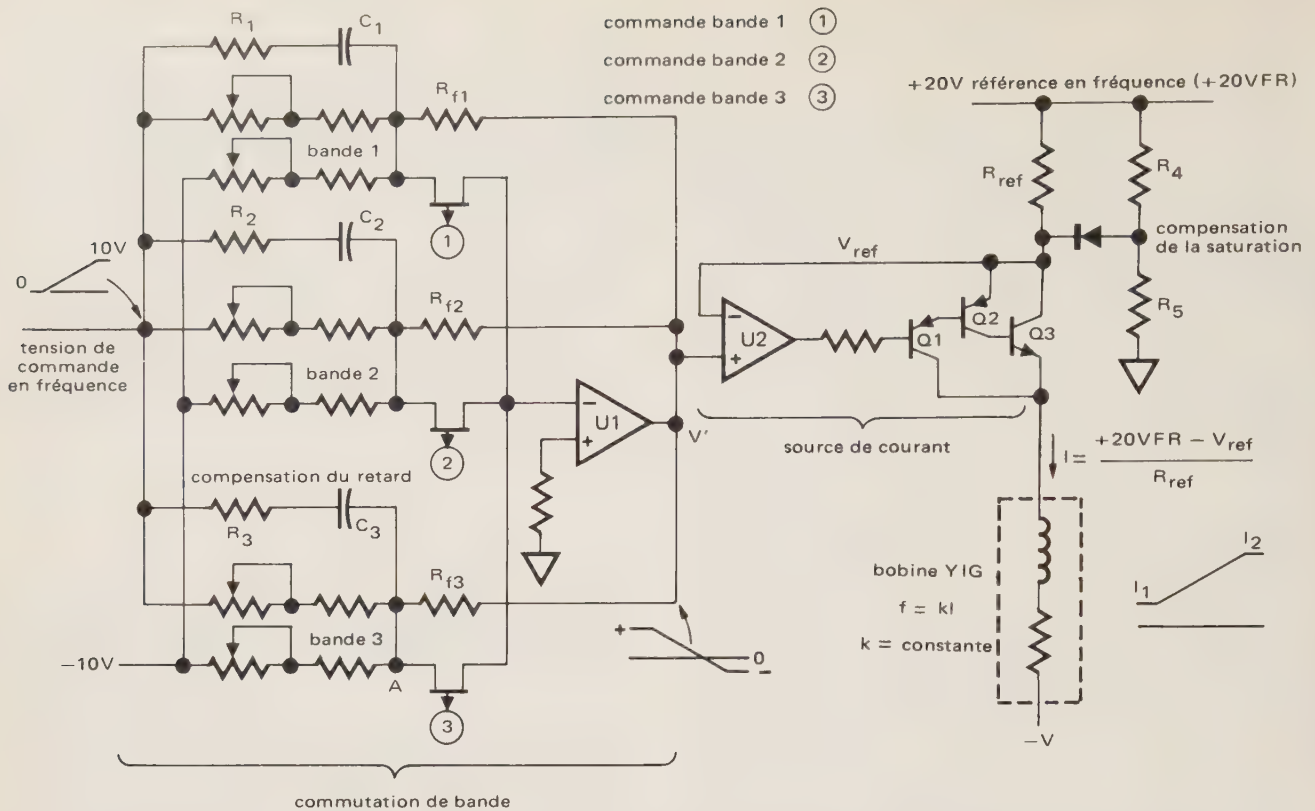


Fig. 4. — Les circuits de commande des YIG produisent des rampes en courant linéaire qui réalisent l'accord des résonateurs à YIG. Ces circuits compensent également les effets de la saturation magnétique et le retard apparaissant dans les aimants des YIG.

Supposons que $V_{\text{réf}}$ diminue, le courant dans le circuit magnétique augmentant à un certain moment $V_{\text{réf}}$ atteint la valeur de la tension fixée par le diviseur R_4 - R_5 et la diode devient conductive. Le rapport de R_4 et R_5 fixe le point de commutation et leurs valeurs déterminent l'importance de la correction appliquée. Plusieurs réseaux analogues sont utilisés pour diminuer la non-linéarité à quelques MHz sur toute la bande d'un élément YIG déterminé.

La compensation du retard peut être réalisée au niveau de la résistance de référence ou sur les circuits de changement de gamme. Le mécanisme du retard peut être facilement représenté par un circuit RC passe-bas. La réponse de circuit à une rampe linéaire est donnée par la relation :

$$e_{\text{sortie}}(t) = at - aRC(1 - e^{-t/RC})$$

où $e_{\text{entrée}}(t) = at$. Un signal de la forme $1 - e^{-t/RC}$ est nécessaire pour compenser le retard de l'aimant. Ce signal existe dans le courant traversant le circuit passe-bas :

$$i(t) = aC(1 - e^{-t/RC})$$

Le retard magnétique, τ_m , est d'environ 150 μs pour des structures magnétiques de qualité non laminées. RC est l'analogue de τ_m ; la compensation peut donc être réalisée par des composants ayant les valeurs appropriées.

L'utilisation de ce circuit dans les circuits de commande est représentée à la figure 4. Le point A est une masse virtuelle lorsqu'il est relié à U1 par l'intermédiaire du commutateur à transistor à effet de champ (TEC).

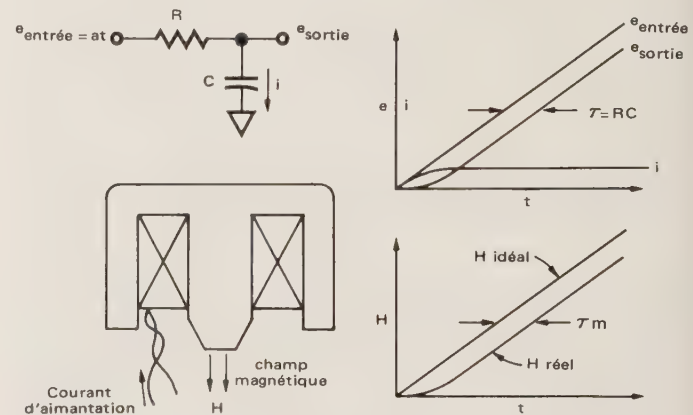


Fig. 5. — Le retard magnétique peut être bien représenté à l'aide d'un réseau RC. Ainsi, un simple réseau RC peut être utilisé pour compenser ce retard.

Le courant dans ce nœud provoque une augmentation de la fréquence. Les éléments R_i et C_i ($i = 1, 2, 3$) sont choisis de manière à correspondre à la constante de temps de l'aimant et fournir, en conjonction avec la résistance de contre-réaction R_{fi} , un signal dont le niveau est relié avec le retard réel. Un deuxième réseau RC peut être mis en parallèle avec le premier pour la compensation d'un élément particulier.

Le choix des valeurs de R et de C pour chacune des gammes est un travail plutôt ennuyeux. Dans le 86290 A, un condensateur fixe, un amplificateur opérationnel et des résistances ajustables sont utilisés pour fournir un signal de compensation variable de manière continue en durée et en amplitude.

On élimine ainsi le calcul des composants.

5. MINIMISER LA DÉRIVE

La dérive de la tension de commande de fréquence produit une erreur dans la fréquence; comme cette tension est appliquée aux deux circuits de commande, aucune erreur se produit dans la poursuite de l'harmonique. Toutefois, le plus grand soin doit être apporté à la réduction des causes de dérive dans les circuits de commande. Toutes les tensions de décalage des amplificateurs opérationnels sont compensées et des résistances à couches métalliques présentant un coefficient de température de 2 ppm/°C sont utilisées dans les fonctions de gain et d'équilibrage.

Les résistances d'équilibrage des circuits de commande ont été appariées à 1 ppm/°C et sont utilisées au minimum de leur caractéristique afin d'éviter tout échauffement. Les transistors à effet de champ des circuits de commutation de bande attaquent directement les amplificateurs opérationnels à haute impédance de manière à éliminer la dérive de la résistance de conduction de ces transistors.

Une autre cause de dérive dans le châssis de base 8620 C est la tension, + 20 V, qui sert de référence

pour la fréquence. Elle est en effet utilisée dans les deux sources de courant et l'équation qui la relie au courant de commande est la suivante :

$$I = \frac{+ 20 \text{ VFR} - V_{\text{réf}}}{R_{\text{réf}}}$$

Les variations de cette tension + 20 VFR peuvent atteindre 0,4 mV/°C.

Afin d'éviter les dérives de la fréquence associée et dans la poursuite des harmoniques, la tension d'alimentation est comparée à une tension de référence et un signal de correction est appliqué aux circuits de commande. Cette technique permet également de s'affranchir des écarts de la tension + 20 VFR lorsqu'on passe d'un châssis de base à un autre.

6. LA COMMANDE EN FRÉQUENCE

Deux types de signaux commandent la fréquence de sortie du tiroir 86290 A : les signaux logiques qui déterminent la gamme de courant des circuits de commande du YIG et la tension de commande en

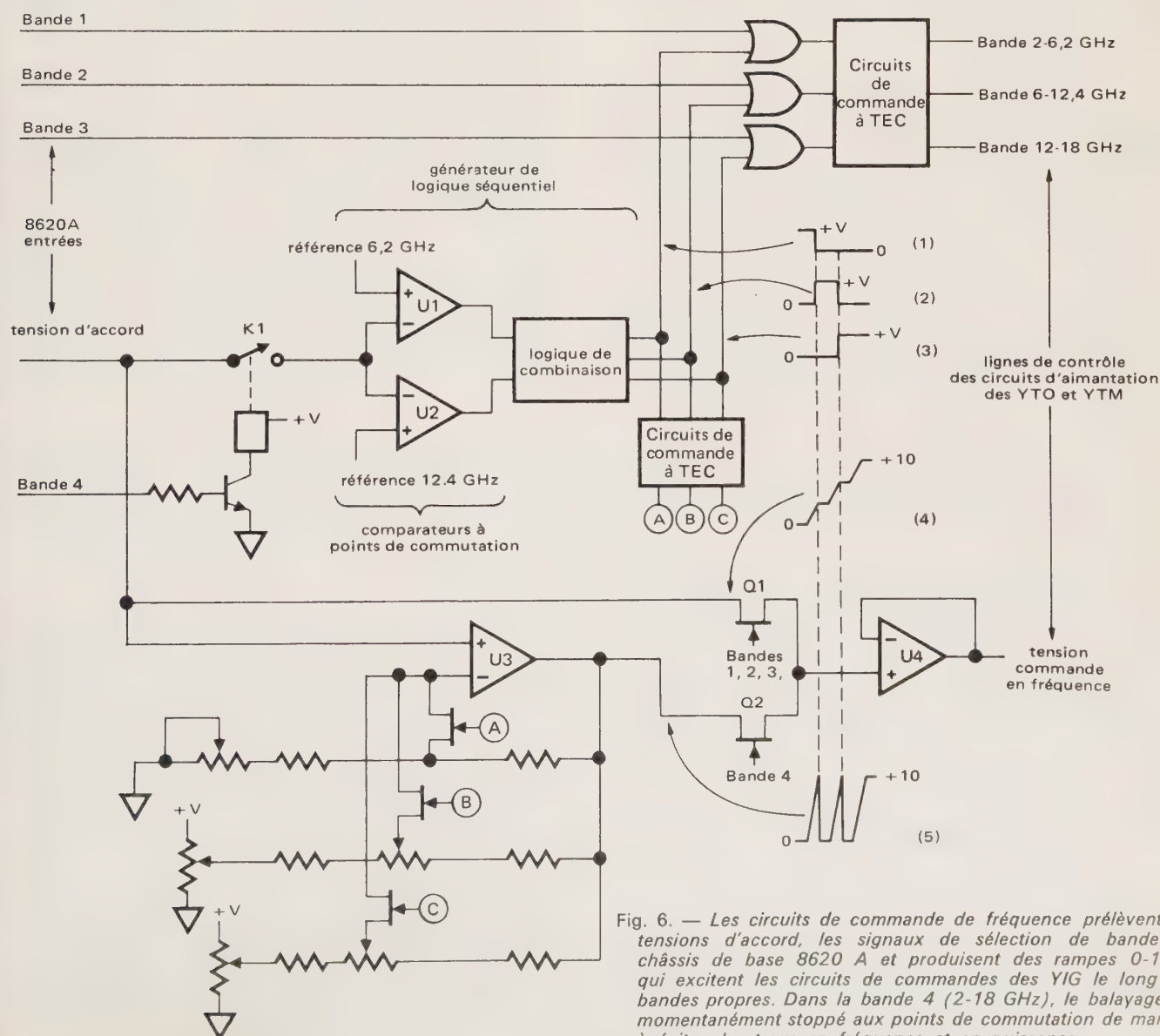


Fig. 6. — Les circuits de commande de fréquence prélèvent les tensions d'accord, les signaux de sélection de bande du châssis de base 8620 A et produisent des rampes 0-10 V qui excitent les circuits de commandes des YIG le long des bandes propres. Dans la bande 4 (2-18 GHz), le balayage est momentanément stoppé aux points de commutation de manière à éviter des trous en fréquence et en puissance.

fréquence 0-10 V qui alimente la source de courant dans la gamme choisie. Le schéma des circuits qui produit ces deux types de signaux est donné à la figure 6.

Pour les bandes étroites (2-6,2; 6-12,4 et 12-18 GHz) la tension d'accord 0-10 V du châssis 8620 C est directement appliquée aux circuits de commande des YIG. Dans ces trois gammes, le transistor Q 1 qui est conducteur fournit la tension d'accord aux circuits de commande, l'amplificateur suiveur en tension U 4. De manière analogue, la commande logique de gamme est effectuée à partir d'entrées directes dans le châssis de base : les lignes bandes 1, 2 et 3 sont des portes OU à entrées doubles sur un circuit intégré destiné à transposer les signaux logiques TTL en un signal 0-10 V afin de commander les commutateurs à TEC des circuits de commande des YIG (fig. 6).

Lorsque la gamme 2-18 GHz est choisie, la tension d'accord 0-10 V issue du châssis de base n'est plus utilisable en entrée directe dans les circuits de commande des YIG. Pour couvrir cette gamme, les circuits de commande doivent balayer séquentiellement les bandes étroites. Il faut qu'à chaque excursion de 0-10 V provenant du châssis de base, correspondent trois excursions de 0-10 V dans les circuits de commande des YIG. La forme des signaux 4 et 5 donnée à la figure 6 illustre cette situation.

La sélection de la bande 4 (2-18 GHz) ouvre Q 1 et ferme Q 2 et K 1. La tension d'accord du châssis de base se trouve alors directement appliquée via K 1 sur les entrées de deux comparateurs U 1 et U 2 qui ont respectivement comme tension de référence : + 2,625 et + 6,500 V.

Les sorties combinées de ces comparateurs donnent les signaux 1, 2 et 3 de la figure 6 permettant ainsi de relier la tension de commande du châssis de base aux diverses gammes des circuits de commande des YIG : 0-2,625 V correspondent à la bande 2-6,2 GHz; 2,625-6,500 V à 6-12,4 GHz et 6,500-10,000 V à 12-18 GHz. Par ailleurs, ces signaux agissent sur la tension de décalage et le gain de U 3 afin de transformer la tension d'accord en une tension de commande en fréquence adéquate et qui a la forme 5 dans la figure 6.

Le chevauchement des points de commutation des gammes (200 et 400 MHz) peut sembler important. Il faut savoir que chaque excursion de la tension de commande en fréquence n'a pas pour limites exactes 0 et + 10 V. En réalité ces limites sont réglées sur U 3, si bien que le chevauchement des points de commutation est inférieur à 20 MHz.

7. INTERFACE CHASSIS DE BASE-TIROIR

Le tiroir 86290 A communique avec le châssis de base dans les deux sens. Afin d'éviter toute interruption en fréquence et en puissance durant les balayages séquentiels des gammes, ce tiroir doit comporter un dispositif d'arrêt du générateur de balayage du châssis de base durant les intervalles de commutation de gamme

(c'est cette action qui provoque les deux paliers du signal 4 de la figure 6). Afin de permettre également une poursuite rapide entre l'OYA et le MAY, la vitesse de vobulation maximum ne doit pas être plus élevée que la vitesse de balayage obtenue dans le cas d'un balayage sur une seule gamme. Puisque la gamme 2-18 GHz est approximativement trois fois plus large que celle des autres gammes, le tiroir doit comporter un dispositif permettant de réduire la vitesse maximum de balayage par un facteur 3 lorsqu'il fonctionne en mode séquentiel. Le schéma simplifié de ce dispositif est donné à la figure 7.

Afin de pouvoir suivre la chronologie du fonctionnement, supposons que la bande 4 (2-18 GHz) vient d'être choisie. La ligne logique 4 ferme K 1 et la tension d'accord est dirigée via K 1-1 vers le point de commutation des comparateurs U 1 et U 2 (ce sont les mêmes comparateurs qui sont indiqués sur la figure 6 et qui font partie du générateur logique).

Les sorties de U 1 et U 2 sont reliées à une porte OU exclusif U 3 qui déclenche un circuit monostable lorsque les niveaux des sorties de U 1 et U 2 changent. Le signal de sortie de ce circuit est constitué par une impulsion de 6 ms qui est renvoyée vers le châssis de base où elle est inversée et ouvre la porte entre la source de courant et l'intégrateur à rampe. Cette impulsion se dirige vers la sortie « axe Z » où elle est disponible pour supprimer l'affichage d'un oscilloscope durant l'intervalle où il y a interruption du balayage afin d'éviter la présence de points surbrillants qui ne manqueraient pas d'apparaître aux points de commutation des gammes.

La sortie de l'intégrateur de balayage à rampe est bloquée à ses deux extrémités et amplifiée de manière à produire une tension de balayage de 0 à 10 V. Cette rampe de tension est ensuite décalée et atténuée selon des réglages effectués sur les boutons de commande de la face avant afin de produire la tension d'accord désirée et compléter la boucle d'arrêt de balayage.

La vitesse de balayage maximale dans la bande 4 est déterminée en reliant à la masse la résistance R 1 dans le tiroir 86290 A. R 1 a pour effet de charger la source de référence en courant, divisant ainsi la tension de référence V_2 de la vitesse de balayage par un facteur 3.

L'entrée de l'inverseur arrêt de balayage U 4 du châssis de base, suit un autre chemin important. Ce chemin passe par le connecteur de programmation situé à l'arrière de l'appareil. Cette entrée est utilisée lorsque cet appareil est incorporé dans des systèmes de test associés avec l'analyseur de réseau 8410 B du même constructeur. Elle permet à l'analyseur 8410 B d'arrêter l'oscillateur de balayage d'une façon identique à celle du tiroir 86290 A.

Dans un système où le tiroir 86290 A et l'analyseur 8410 B sont utilisés, cette entrée comporte un circuit OU câblé qui permet à l'un ou l'autre instrument d'arrêter le balayage. Cette caractéristique importante permet à l'analyseur 8410 B de faire des mesures continues de phase et d'amplitude entre 2 et 18 GHz lorsqu'il est utilisé avec le tiroir 86290 A.

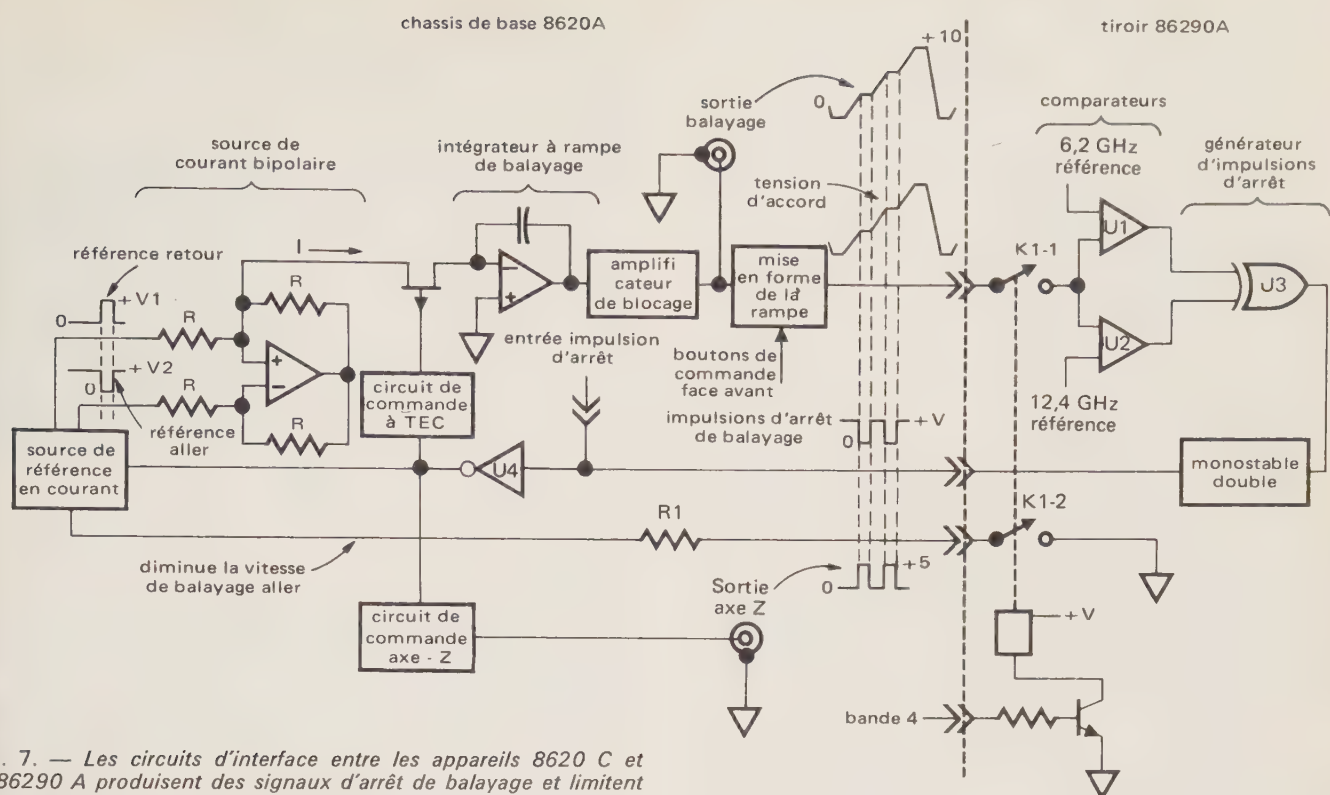


Fig. 7. — Les circuits d'interface entre les appareils 8620 C et 86290 A produisent des signaux d'arrêt de balayage et limitent la vitesse de balayage de la bande 4.

8. LA BOUCLE DE RÉGULATION DE NIVEAU

Comme le montre la figure 8, la régulation du niveau dans le tiroir 86290 A est obtenue en faisant varier le point de fonctionnement du modulateur à diodes PIN en fonction des tensions V_{sensi} et $V_{\text{réglé}}$. V_{sensi} est une tension provenant de la détection et de l'amplification d'une partie (— 16 dB) du signal 2-18 GHz de sortie. $V_{\text{réglé}}$ est une tension de référence mise en forme, son amplitude est déterminée par le bouton de commande de niveau situé sur la face avant.

Dans la boucle, V_{sensi} et $V_{\text{réglé}}$ sont additionnés et comparés à un zéro dans l'amplificateur principal. Toute variation par rapport au zéro est amplifiée et dirigée vers un étage de commande du modulateur qui modifie le point de fonctionnement de modulateur modifiant ainsi V_{sensi} dont la somme avec $V_{\text{réglé}}$ est de nouveau rétablie à zéro.

Dans le cas de la régulation de niveau d'un signal à large bande, les éléments de régulation ne présentent pas de caractéristique plate, il faut donc utiliser des

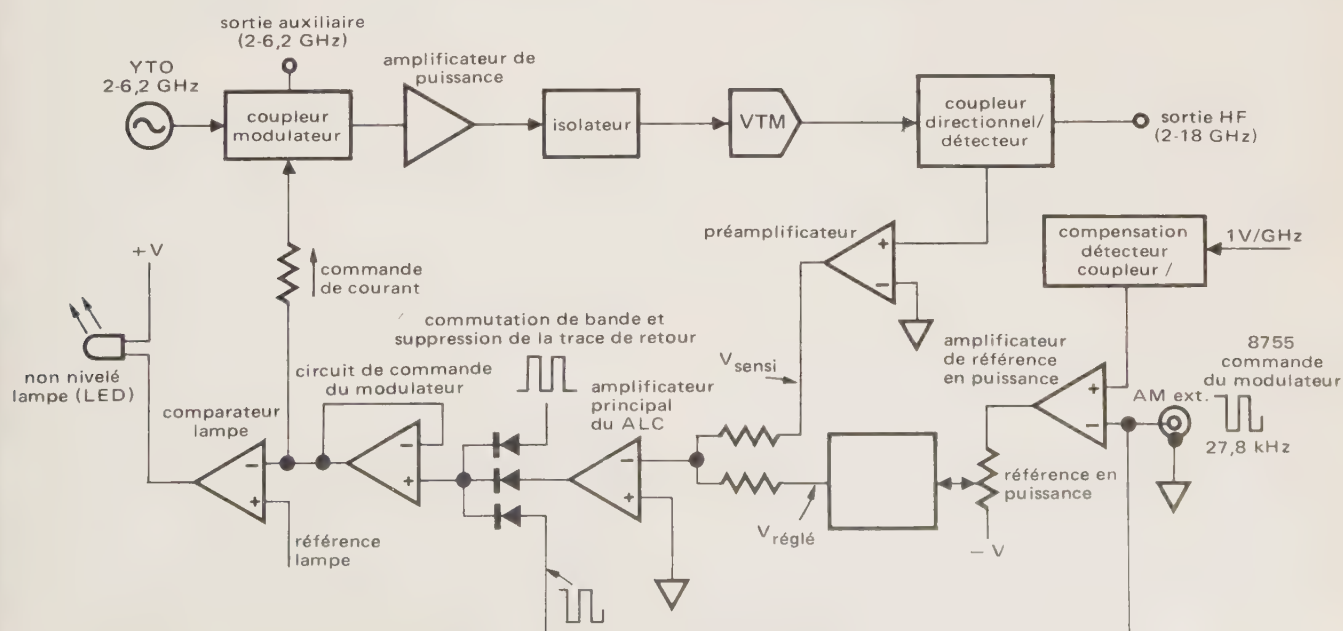


Fig. 8. — Le niveau de sortie du tiroir 86290 A est régulé en agissant sur le point de fonctionnement de modulateur à diodes PIN. La boucle de régulation a été conçue afin de présenter une vitesse de variation suffisamment élevée pour répondre à la modulation par signal carré de l'analyseur de réseau 8755 A.

dispositifs de compensation. Dans le tiroir 86290, cette compensation est réalisée par une remise en forme de la tension de balayage interne 1 V/GHz et en l'appliquant sur une des entrées de l'amplificateur de puissance (fig. 8). L'amplitude du signal est calibrée une seule fois dans chacun des instruments de manière à compenser les dispersions de sensibilité des détecteurs. Les différences correspondantes reliées à la fréquence dans $V_{\text{réglé}}$ forcent la boucle à réaliser la correction désirée.

Comme pour toutes les boucles de régulation de niveau à hautes performances, la boucle du 86290 A doit avoir une bande passante suffisamment large pour que les variations de niveau en fonction de la vitesse de balayage soient négligeables. Aussi, un premier objectif lors de la réalisation de l'appareil fut d'obtenir des vitesses de balayage suffisamment élevées afin de pouvoir directement moduler l'instrument lorsqu'il est utilisé avec l'analyseur de réseau 8755 A, ce qui permet de se dispenser de la présence d'un modulateur extérieur et de ce fait fournit $+5 \text{ dB}_M$ au dispositif sous test.

Pour satisfaire cette exigence, il faut que la boucle puisse répondre au signal de modulation carré à 27,8 kHz de l'analyseur 8755 A. Ce signal sature ou non la boucle avec un rapport « on-off » de 20 dB. Aussi, la boucle doit être désaturée assez rapidement pour maintenir au moins une symétrie de 45-55. De plus faut-il que le réglage de niveau sur 10 dB soit encore correct, ce qui complique le problème.

En général, dans une boucle de régulation automatique de niveau, lorsque l'atténuation du modulateur approche de la saturation, la perte de sensibilité correspondante entraîne une perte de gain dans la boucle et par la suite la largeur de bande et la vitesse de variation s'en trouve réduite. Toutefois le modulateur lui-même ne voit pas sa vitesse de variation réduite. En conséquence, une technique pour obtenir une vitesse de

variation rapide et uniforme même au voisinage de la saturation, nécessite une commutation entre un système à boucle ouverte et fermée pour le courant alimentant le modulateur. Il faudrait, de manière idéale que la boucle demeure fermée jusqu'au moment où il se produit une perte de gain au voisinage de la saturation. A ce moment la boucle s'ouvrirait et le modulateur serait directement piloté sans passer par l'amplificateur. Après l'atténuation maximum, la séquence inverse se produirait.

La boucle de régulation de niveau du 86290 A utilise cette technique de manière à répondre aux caractéristiques de modulateur de l'analyseur 8755 A. Des circuits de détection de niveau déterminent le niveau d'atténuation auquel la transition boucle ouverte-boucle fermée doit se produire.

RÉSUMÉ

Le modulateur hyperfréquences décrit dans cet article fait appel à une garde mettant en œuvre des YIG et des circuits microélectroniques spéciaux. Il est précis et son encombrement est faible.

Il est constitué par un oscillateur YIG suivi par un multiplicateur harmonique qui produit les fréquences plus élevées.

SUMMARY

A high performance 2-18 GHz Sweeper,

by C. J. ENLOW and R. HERNDAY (Hewlett-Packard).

The precise compact microwave sweep oscillator is a significant contribution to its field.

The latest micro-electronic and YIG technology makes it possible.

It is constituted by a single YIG oscillator followed by a harmonic multiplier to produce the higher frequencies.

Bibliographie

ISHIKAWA Y. et CHIKAZUMI S. — Design of High Power Electromagnets, *Japanese Journal of Applied Physics*, 1962, 1, n° 3.

Radar secondaire de surveillance (SSR) (*)

(1^{re} Partie)

RADAR

L'onde électrique
1976, vol. 56, n° 10
pp. 425-430



par Ljubimko MILOSEVIC,

Ingénieur Civil des Télécommunications, Ingénieur en Chef de la Division Systèmes Électroniques de Thomson-CSF, Chef du Secteur des Systèmes Intégrés Bord-Sol, Président du Groupe de Travail n° 9 sur le Radar Secondaire de Surveillance à EUROCAÉ.

Thomson-CSF, Division Systèmes Électroniques, 1, rue des Mathurins, 92222 Bagneux. Bureaux détachés : 33, rue de Vouillé, 75015 Paris.

Le radar secondaire de surveillance (SSR) est un équipement civil dérivé du système militaire identificateur ami-ennemi (IFF). Il permet l'identification d'aéronefs équipés de répondeurs appropriés. Le SSR est solidaire du radar primaire avec lequel il effectue le même balayage spatial ; dès qu'il reçoit le signal

émis par le SSR, l'aéronef donne une réponse qui est reçue par l'interrogateur du radar, décodée et inscrite sur l'écran cathodique d'observation. La réponse peut également comporter des informations autres que l'identité de l'aéronef, telle l'altitude mesurée par les instruments de bord.

SOMMAIRE

Première partie : (dans ce numéro).

1. *Présentation :* Fonctions, utilisation, installation, visualisation.
2. *Principe de fonctionnement :* Interrogation, suppression des lobes secondaires, réponses.
3. *Caractéristiques.*

Deuxième partie : (à paraître dans OE n° 11).

4. *Problèmes d'exploitation :* limitations, environnement.

Troisième partie : (à paraître dans OE n° 12).

5. *Performances.*
6. *Évolution du système.*

1. PRÉSENTATION

1.1. Fonctions

Le radar secondaire de surveillance (SSR) civil dérive du système IFF (**) utilisé pour l'identification des avions amis parmi l'ensemble des cibles détectées par le radar primaire.

En effet, le radar primaire ne fournit que la position instantanée et la vitesse radiale des objectifs détectés, mais il ne donne pas leur identité.

Pour obtenir cette dernière, on a adjoint au radar, qui est devenu « radar primaire » un système coopératif, le système IFF, appelé dans l'usage civil le radar secondaire de surveillance ou SSR. Il est basé sur le principe d'interrogation et de réponse active dans lequel la cible recevant l'interrogation, si elle est munie du répondeur, appelé « transpondeur », fournit une réponse comportant son identité.

La corrélation entre les cibles détectées par le radar et les réponses reçues du système coopératif est obtenue par la synchronisation de rotation des antennes et des émissions du radar et de l'interrogateur.

Un tel système peut remplir d'autres fonctions que celles d'identification dans le but, soit de compléter les informations du radar primaire, soit d'améliorer leur qualité.

Le radar primaire de veille panoramique, d'une façon courante, ne fournit que des coordonnées polaires : distance et gisement (θ, ρ) ; il manque l'altitude du vol ; le radar secondaire (ou IFF militaire) peut être utilisé pour transmettre dans sa réponse également l'altitude du vol mesurée à bord.

Le radar primaire est, d'une part, souvent perturbé par les échos parasites et le clutter et, d'autre part, il peut présenter des ambiguïtés entre les cibles au moment des croisements des pistes (bien que des progrès constants soient faits, aussi bien dans sa conception que dans les traitements de signaux pour améliorer la détection des cibles utiles et assurer la continuité de leur poursuite).

Le radar secondaire peut alors être utilisé également pour faciliter la localisation et la poursuite des pistes des avions ou d'une façon générale de tous les mobiles sous contrôle.

Ainsi dans les systèmes actuels de contrôle de la circulation aérienne, le radar secondaire remplit les trois fonctions : l'identification, la transmission de l'altitude et la localisation dans le plan horizontal des aéronefs sous contrôle.

L'ensemble de ces informations devant permettre la poursuite des pistes identifiées et le contrôle de la séparation des mobiles.

(*) Conférence présentée à la journée d'étude SEE du 19 décembre 1973, remise à jour en juin 1976.

(**) Identification Friend or Foe.

1.2. Utilisation

Le radar secondaire peut être utilisé, soit conjointement avec le radar primaire, soit seul.

Dans le premier cas, le radar primaire et le radar secondaire sont synchronisés comme il a été indiqué précédemment.

Dans le second cas, le radar secondaire est parfaitement autonome.

Dans le cas de fonctionnement conjoint de deux radars, le radar primaire sert de pilote et assure la veille continue, le radar secondaire par contre peut être utilisé, soit d'une façon continue, soit d'une façon discontinue en cas de défauts du radar primaire, de besoins d'identification ou de besoins d'information sur l'altitude du vol.

Dans les systèmes militaires les deux types d'exploitation sont utilisés suivant le temps : paix ou guerre.

Dans les systèmes civils actuels, seul le fonctionnement continu est utilisé.

Dans l'exploitation civile, de plus, contrairement au système militaire, il existe la tendance d'utiliser le radar secondaire comme le système de base, le radar primaire n'étant utilisé que comme le système complémentaire ou de sécurité, servant à la détection de l'ensemble des mobiles dans l'espace aérien sous contrôle, non munis de transpondeur et à la détection des perturbations atmosphériques.

Dans le cas où dans l'espace contrôlé tous les mobiles sont munis de transpondeur, un système civil peut ne comprendre que le radar secondaire seul.

Cette tendance est tempérée par des considérations de sécurité.

1.3. Installation

L'installation au sol concerne essentiellement l'antenne.

Le plus couramment l'antenne du radar secondaire est portée par la même structure que l'antenne du radar primaire (fig. 1).

Dans certains cas, elle peut être installée séparément, alors elle est asservie à l'antenne du radar primaire (fig. 2).

Il y a des cas, militaires comme civils, où l'on peut utiliser le même réflecteur pour les deux antennes.

Dans les solutions actuelles, l'antenne du radar secondaire, comme l'antenne du radar primaire de veille, explore l'espace par une rotation continue dans le plan horizontal.

Il existe actuellement des recherches ; les expérimentations sont en cours pour la réalisation des antennes réseau à commande électronique permettant soit un balayage continu, soit le pointage du faisceau dans la direction désignée, répondant à un fonctionnement discontinu sélectif du radar secondaire.



Fig. 1. — Antenne d'un radar primaire à longue portée L8 23, surmontée de l'antenne AS 309 d'un radar secondaire RS 770 (TVT, installation au Brésil).

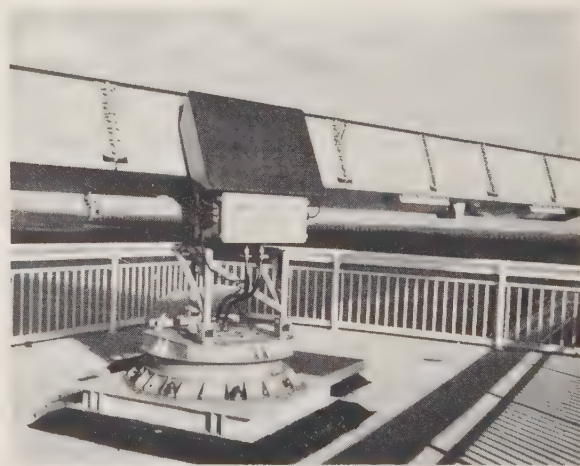


Fig. 2. — Antenne (AS 309) de radar secondaire autonome RS 770 (montée à Leerdam, Hollande).

C'est une des voies de recherche pour le futur système.

Les figures 3 à 9 représentent différents équipements SSR et IFF sol et bord des avions et des systèmes d'armes.

1.4. Visualisation

Les informations du radar secondaire peuvent être présentées de deux manières : soit directement sur l'indicateur radar comme celles du radar primaire dont elles se distinguent par le code (fig. 10).

Soit après le traitement sur l'indicateur type radar à présentation synthétique fournissant en plus de la position de l'avion et du vecteur vitesse, également

un label contenant l'identité et l'altitude de l'avion (fig. 11).

Avec l'automatisation du contrôle du trafic, c'est le second type de visualisation qui se généralise.

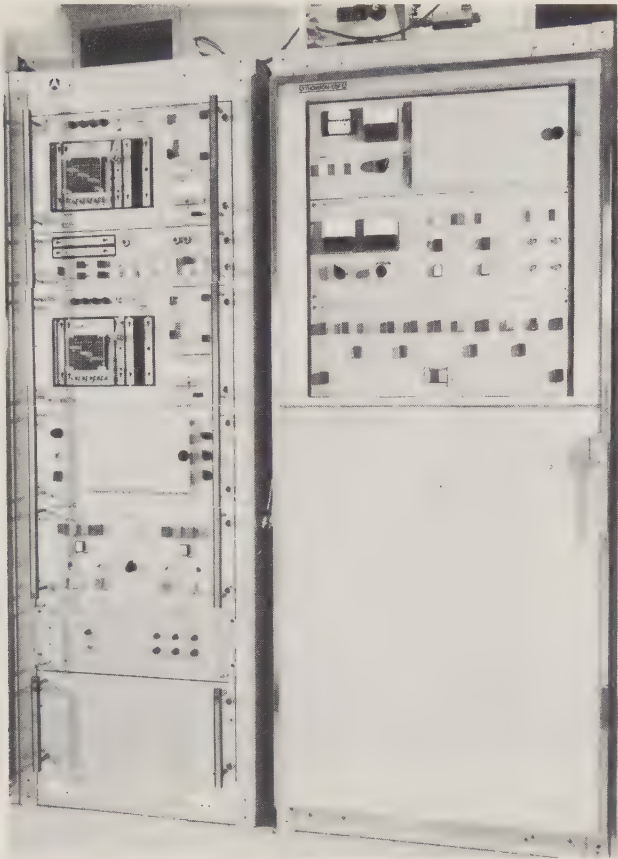


Fig. 3. — Interogateur RS 770 (baie de gauche).
Radar secondaire TVT.

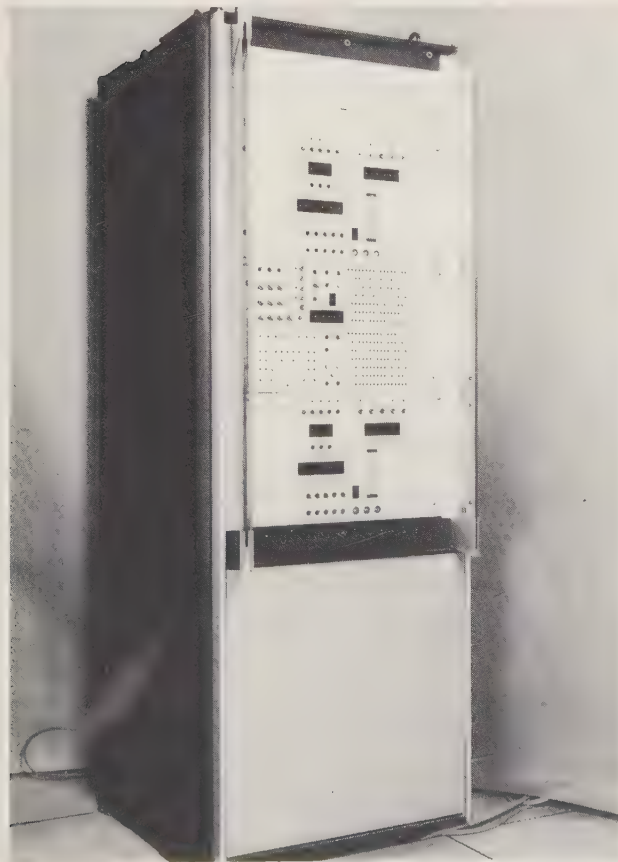


Fig. 4. — Extracteur radar primaire et secondaire (TVT).

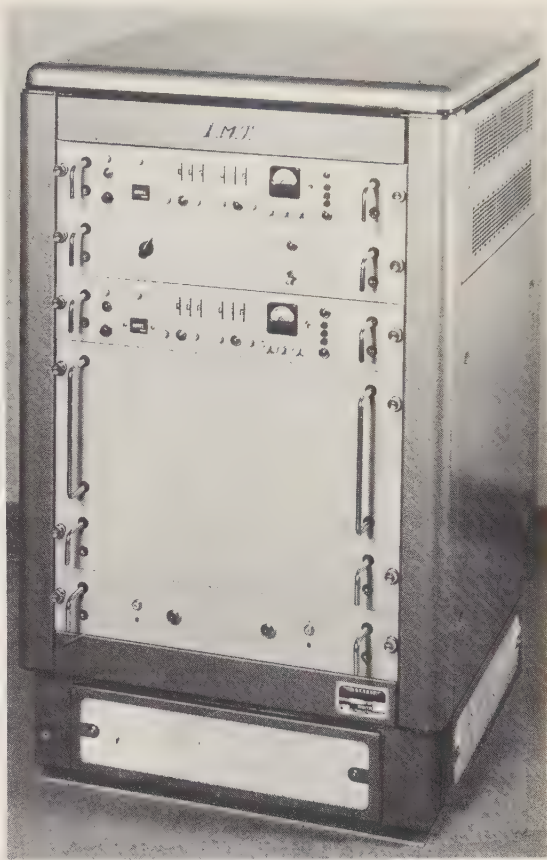


Fig. 5. — Interogateur NRSI 1B (LMT).
Station sol, double, modulaire, militaire.



Fig. 6. — Interogateur NRAI 3A (LMT).
Équipement bord, monté sur Bréguet Atlantique.



Fig. 7. — Interogateur/récepteur/décodeur (LMT-SECRÉ).
Équipement monté dans le Crotale.



Fig. 8. — Transpondeur IFF de bord LMT (NRAI 4A).
Panneau BNAÉ, circuits intégrés, puissance d'émission 500 W).



Fig. 9. — Transpondeur IFF de bord EMD 3300
(de caractéristiques correspondantes à celles du précédent).



Fig. 10. — Image en vidéo brute d'échos radar primaire et radar
secondaire après décodage passif (les échos décodés sont
repérés par des traits d'épaisseur et intervalles variés) (TVT).

2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

2.1. Interrogation

L'interrogation du radar secondaire consiste en l'émission de deux impulsions, désignées P_1 et P_3

dont l'espacement désigne le mode d'interrogation (fig. 12).

Chaque mode caractérise : soit le type d'information demandée, soit la catégorie d'aéronef concerné.



Fig. 11. — Image synthétique avec étiquette identité
(altitude des avions répondant aux radars secondaires) (TVT).

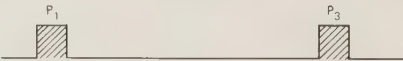


Fig. 12. — Impulsions d'interrogation du SSR.

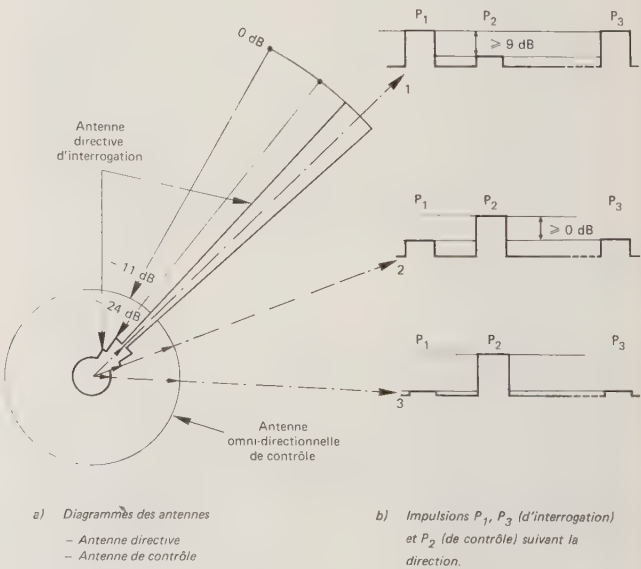


Fig. 13. — Impulsions d'interrogation avec l'impulsion de
suppression des réponses sur interrogation par les lobes secondaires (SLS).

Il existe 4 modes civils : A, B, C, D ; les modes A et C sont attribués et pratiquement les seuls utilisés ; le mode A indique la demande de l'identification, le

mode C celle de l'altitude. Le mode B est utilisé dans certains pays dont la Grande-Bretagne pour l'identification spéciale. Le mode D n'est pas attribué.

Les interrogations se font le plus souvent en modes entrelacés : modes A et C ou modes A, B, C ou encore modes A, C, modes militaires.

2.2. Suppression de réponses sur interrogation par les lobes secondaires (SLS) (fig. 13)

Les réponses des transpondeurs bord ne doivent être envoyées que sur les interrogations par le lobe principal de l'antenne directive de l'interrogateur, d'où le dispositif de suppression des réponses sur interrogation par les lobes secondaires (SLS). Celui-ci contient :

— au niveau de l'interrogateur, dans le code d'interrogation, une impulsion supplémentaire, désignée P_2 , à une distance fixe, indépendante du mode, de l'impulsion P_1 ;

— dans l'antenne, une antenne supplémentaire, antenne de contrôle, omni-directionnelle, dont le niveau de rayonnement est supérieur à celui des lobes secondaires de l'antenne directive d'interrogation.

Les impulsions P_1 et P_3 sont émises par l'antenne directive; l'impulsion P_2 est émise par l'antenne de contrôle.

Le transpondeur de bord ne répond que si le niveau de l'impulsion P_1 est supérieur à celui de l'impulsion P_2 de valeur indiquée sur la figure 13, ce qui n'est le cas que dans la direction du lobe principal, d'où la suppression de réponses sur les lobes secondaires.

2.3. Réponses

La réponse consiste en émissions d'un code constitué de : 2 impulsions d'encadrement désignées : F_1 et F_2 ; 12 impulsions d'information divisées en 4 groupes de 3 impulsions : A, B, C, D; 1 impulsion X, centrale, non utilisée.

L'impulsion spéciale d'identification SPI placée à l'extérieur, à la suite de la seconde impulsion d'encadrement F_2 , peut être envoyée également sur une demande spéciale.

Suivant le mode d'interrogation, les impulsions d'information indiquent, soit l'identité de l'aéronef (mode A civil), soit son altitude de vol (mode C civil).

Suivant les besoins opérationnels (ou l'état de développement des équipements) on peut utiliser : soit le groupe de 64 mots binaires (ou codes) obtenu par les 6 impulsions d'information : A et B (*) sur les 12, soit le groupe de 4 096 mots binaires (ou codes) obtenu par l'ensemble des 12 impulsions.

Dans le cas de la transmission de l'altitude, on utilise le code GRAY, dont la caractéristique est que chaque pas est obtenu par changement d'un bit (influence minimale des erreurs de transmission).

(*) Il ne faut pas confondre les impulsions des groupes A, B, C, D et les modes d'interrogation A, B, C, D.

Qu'il s'agisse de transmissions d'identification ou de l'altitude, aucun code de correction ou de détection d'erreur n'est envisagé.

L'antenne du transpondeur de bord est omni-directionnelle en azimut; elle couvre un angle large en site. La polarisation utilisée est verticale.

3. CARACTÉRISTIQUES

Les spécifications de l'IFF, de même que celles du SSR sont définies respectivement par les organisations internationales militaires et civiles.

Les deux systèmes sont compatibles. Ils fonctionnent dans les mêmes bandes de fréquence à l'interrogation et à la réponse, et utilisent le même type de modulation (modulation en amplitude par impulsion) avec la même forme d'impulsion.

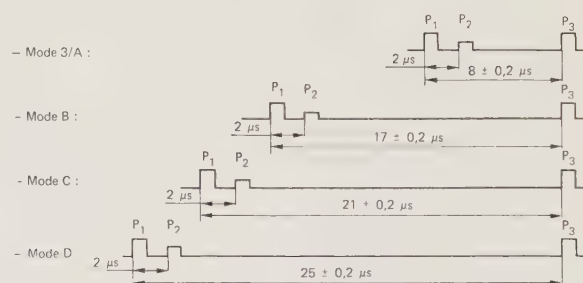
Chaque système a ses modes propres.

A côté des modes civils déjà indiqués : A, B, C, D, le système militaire utilise les modes 1, 2, 3 et 4. Le mode 3 est confondu avec le mode A civil.

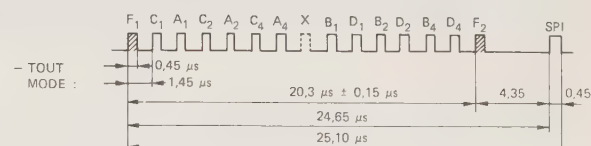
Nous indiquerons ci-après les principales caractéristiques extraites des documents civils : OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale) et EUROCAé (Organisation Européenne pour l'Équipement Électronique de l'Aviation Civile).

3.1. CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

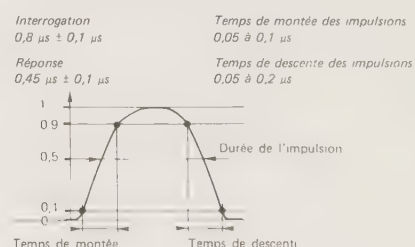
1. MODES D'INTERROGATION



2. CODE DE RÉPONSE



3. DURÉE DES IMPULSIONS



4. FRÉQUENCES D'ÉMISSION

- Interrogation : $1\,030 \pm 0,2$ MHz.
- Réponse : $1\,090 \pm 3$ MHz.

5. ANTENNES

- *Interrogateur*
 - Diagramme en gisement :
angle d'ouverture à -3 dB : $\theta_s = 2,25^\circ$;
niveau des premiers lobes latéraux : ≤ -24 dB.
 - Diagramme en site :
angle d'ouverture à -3 dB : $0,5 \leq \theta_s \leq 45^\circ$.
- *Transpondeur*
 - Diagramme en gisement : omnidirectionnel.
 - Diagramme en site (par rapport au plan de l'avion) :
 $60^\circ (\pm 30^\circ)$.
- *Polarisation*
verticale.
- *Atténuation du feeder*
entre l'antenne et le transpondeur, valeur standard adoptée :
3 dB.

6. PUISSANCE D'ÉMISSION

- Interrogateur sol : 1 kW.
- Transpondeur : de 250 W à 1 kW.

7. PUISSANCE DE CRÊTE

- Effectivement rayonnée par l'interrogateur : $P \times G_e$:
 $\leq 52,5$ dB/W.

8. SÉLECTIVITÉ DU RÉCEPTEUR

- Niveau de référence : 0 dB = 10 MHz ; à -40 dB = 30 MHz ;
à -60 dB = 50 MHz.

9. SENSIBILITÉ DES RÉCEPTEURS

- Interrogateur défini pour un rapport S/N = 2/1 (+ 8 dB) :
 $S_{\min} \simeq -90$ dBm.
- Transpondeur défini à 90 % de réponses : $S_{\min} = -72$ dBm.

10. RETARD DE LA RÉPONSE ET JITTER = $3 \pm 0,5$ μ s

11. CONDITIONS DE RÉPONSES

- en fonction du rapport (P_2/P_1) :
 - doit répondre : $P_2/P_1 \leq -9$ dB,
 - suppression de réponse : $P_2/P_1 \geq 0$ dB (pour les niveaux intermédiaires la réponse est indéterminée).

12. SIGNAUX PARASITES

- ne perturbent pas la réception dans le cas où :
 - le niveau du signal parasite P_p est tel que :
(P_p/P_1) ≤ -10 dB,
 - la longueur du signal parasite P_p est définie par :
 $0,3 \mu s \geq l_p \geq 1,5 \mu s$.

13. TEMPS MORTS EN CAS DE

- *Interrogation correcte*
 - la nouvelle réponse doit pouvoir être envoyée après un temps de $55 \mu s \leq t_m \leq 125 \mu s$ à compter de la fin de la réponse précédente (impulsion F_2 ou SPI).
- *Suppression de réponse*
 - La sensibilité normale doit être rétablie après un temps $25 \mu s \leq t_m \leq 35 \mu s$ à compter de l'impulsion P_2 .

14. LIMITATION DE LA CHARGE DU SYSTÈME

- Cadence maximale d'interrogation pour interrogateur civil : 450 Hz, pour interrogateur militaire : 1 000 Hz.
Il est recommandé d'utiliser la fréquence la plus faible compatible avec l'exploitation du système.
- Cadence maximale de réponse : 1 200 Hz.
 - Elle peut être réglée entre 500 et 2 000 Hz, la tendance est de la limiter à 1 200 Hz.

- Cette limitation est obtenue par la réduction de la sensibilité du récepteur d'au moins 20 dB si le taux de réponse est supérieur à 150 % de la limite maximale.
- Cette limitation peut concerner aussi le taux de suppression des lobes secondaires en limitant par exemple le nombre de suppression à 5 000 par seconde — ce dernier chiffre n'est pas défini.

3.2. CARACTÉRISTIQUES OPÉRATIONNELLES

1. COUVERTURE DU SYSTÈME

- *Couverture du système*
 - Distance :
maximale : 200 NM (370 km),
minimale : 1 NM (1 854 km).
 - Élévation :
maximale : $+45^\circ$,
minimale : $+0,5^\circ$.
 - Hauteur :
limitée par la hauteur de vol des aéronefs : 100 000 pieds (30 480 m).

2. ALTITUDE TRANSMISE

- Maximale : 126 750 pieds.
- Minimale : $-1\,000$ pieds.
- Le pas de code : 100 pieds.

3. PRÉCISION (A 2 σ)

- Distance : $\pm 1\,000$ pieds.
- Azimut : $\pm 1^\circ$.
- Altitude par rapport à l'indication fournie au pilote :
 ± 125 pieds.

4. POUVOIR DE SÉPARATION

- En distance :
 - information : 3,5 km,
 - position : 300 m.
- En azimut :
 - largeur du lobe à -3 dB : $2,25^\circ$.

RÉSUMÉ

L'auteur expose tout d'abord les fonctions et les conditions d'utilisation du radar secondaire et donne ensuite le principe de son fonctionnement et ses caractéristiques principales.

Il traite ensuite les problèmes posés par l'exploitation du radar secondaire dans l'ambiance réelle et examine les différentes causes de limitation.

Enfin, il essaie d'estimer les performances du système en présence de ses différentes perturbations en fonction de l'évolution du trafic et indique les voies de recherche du système.

SUMMARY

Secondary surveillance radar (SSR),
by L. MILOSEVIC (Thomson-CSF).

The author starts by explaining the functions and conditions of use of the secondary radar. Then he gives the theory of its operation and the main characteristics.

The problems are dealt with by operation of the secondary radar in real life and the various causes of limits are examined.

Finally, he attempts to estimate the performance of the systems in the presence of various interferences as a function of traffic growth and indicate directions of research on the evolution of the system.

Événements 433

En bref 435

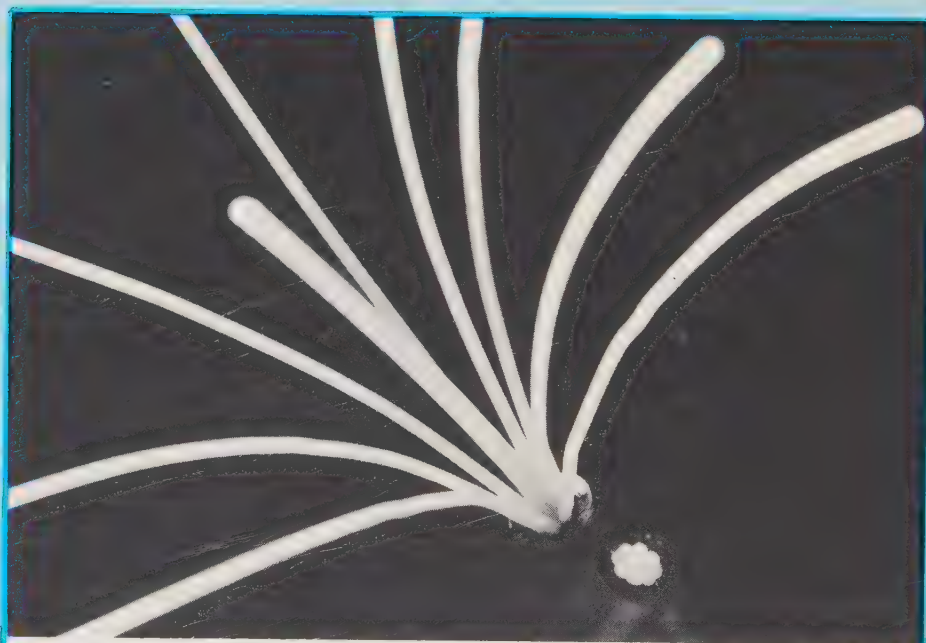
Nouveautés techniques 441

Produits récents 446

Livres reçus XXI

Livres VII

Bloc-notes XVI



(Photo Spectrum)

LES TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR FIBRES OPTIQUES: UNE RÉALITÉ POUR DEMAIN

Les fibres optiques connaissent depuis ces dernières années un développement important. Le succès du récent colloque qui s'est tenu à Paris sur les télécommunications par fibres optiques, témoigne de la réalité et de la rapidité des progrès réalisés. Il a donc paru intéressant de faire le point dans ce domaine, en préambule à un prochain numéro de l'Onde Électrique qui sera consacré en grande partie à ce sujet

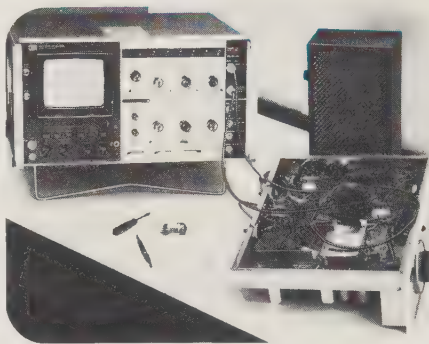
(Événements p. 433)

PANORAMIQUE SUR L'ANALYSE SPECTRALE

Choisissez : un écran à persistance fixe ou variable, un module FI économique ou de haute résolution, la gamme de fréquences dans laquelle vous voulez travailler en déterminant le tiroir correspondant.

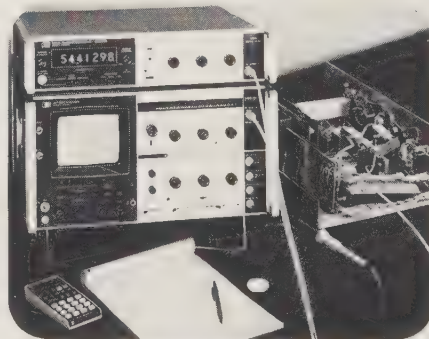
20 Hz à 300 kHz

Le tiroir 8556A, qui couvre cette bande de fréquence, est équipé d'un générateur de poursuite. Son étalonnage est effectué pour les mesures en 50 ou 600 ohms. Précision ; supérieure à ± 1 dB.



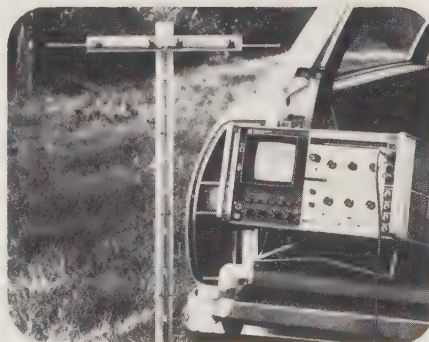
1 kHz à 110 MHz

Le 8553B travaille de 1 kHz à 110 MHz avec une sensibilité de -140 dBm et une précision de $\pm 1 1/4$ dB. Un générateur de poursuite/fréquence-mètre peut être ajouté dans le cas de mesures en mode balayé avec affichage de la fréquence.



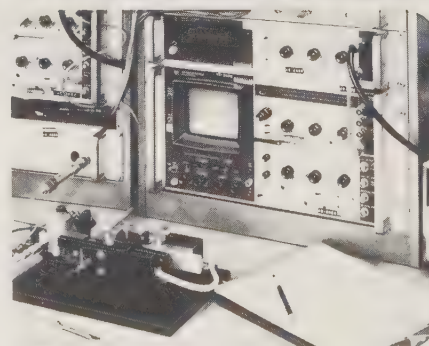
100 kHz à 1250 MHz

Utilisez le 8554B pour cette bande de fréquence avec une précision de $1 1/4$ dB. Le générateur de poursuite (500 kHz à 1300 MHz) travaille également avec le module d'accord 8555A.



10 MHz à 40 GHz

De 10 MHz à 18 GHz, choisissez le 8555A. Son mélangeur optionnel couvre 18 à 40 GHz. Résolution maximum : 100 Hz, précision $\pm 1 1/4$ dB jusqu'à 6 GHz, $\pm 2 3/4$ dB jusqu'à 18 GHz. En ajoutant un présélecteur automatique vous pouvez effectuer de larges scrutations avec élimination des réponses indésirables de 10 MHz à 18 GHz.



**La famille HP-140
couvre toute la
bande de
20 Hz à 40 GHz
avec précision
et commodité.**

Peu importe la gamme de fréquences dans laquelle vous travaillez, les analyseurs de spectres HP vous donneront des réponses fiables, précises dans des dynamiques très vastes, sans distorsion. Ils sont d'un maniement facile, les indications du panneau avant évitent à l'opérateur tout risque d'erreur.

Pour plus d'informations techniques :

sur les analyseurs de spectres HP, téléphonez à M. R. STAHN au 907 78.25, poste 220, qui vous conseillera, ou renvoyez le coupon-réponse ci-dessous.

Bon à renvoyer à Hewlett-Packard France, Z.I. de Courtabœuf, B.P. n° 70, 91401 Orsay Cedex. Tél. 907 78.25.

Je désire recevoir, sans engagement de ma part, une documentation détaillée sur la famille d'analyseurs de spectres HP.

Nom _____
Société _____
Service _____
Adresse de la société _____

Tél. _____

On EI 76/2

HEWLETT  PACKARD

172 points de vente dans 65 pays assurent le service après-vente

ÉVÉNEMENTS

Les télécommunications par fibres optiques : une réalité pour demain

Les fibres optiques connaissent depuis ces dernières années un développement important. Le succès du récent colloque qui s'est tenu à Paris sur les télécommunications par fibres optiques, témoigne de la réalité et de la rapidité des progrès réalisés. Il a donc paru intéressant de faire le point dans ce domaine, en préambule à un prochain numéro de l'Onde Électrique qui sera consacré en grande partie à ce sujet.

Les télécommunications par fibres optiques : une réalité pour demain

Les ondes lumineuses constituent un support intéressant pour la transmission de l'information. L'avènement du laser qui a permis d'obtenir des faisceaux lumineux directs et énergétiques, a donné un regain d'intérêt à l'ancienne idée de faisceau hertzien optique. En effet, quoi de plus séduisant que de remplacer une onde hertzienne invisible se propageant à vue, par un faisceau lumineux perceptible. Hélas, l'extrême sensibilité des ondes lumineuses aux conditions atmosphériques et l'atténuation considérable de ces ondes dans l'air ont obligé les chercheurs à abandonner peut-être à jamais le concept de faisceau hertzien optique ou à le réserver à des applications particulières et limitées.

Les débuts

Les chercheurs se sont donc tournés vers la propagation des ondes lumineuses guidées et ont tenté la réalisation de guides d'ondes optiques. Les premiers résultats furent quelque peu décevants, mais assez vite l'on obtint des performances intéressantes et vers le milieu des années 60, nombreux étaient les laboratoires qui effectuaient des recherches sur les guides d'ondes optiques, ces derniers furent par ailleurs baptisées fibres optiques en raison de leur très faible section (quelques dizaines de microns) et de leurs caractéristiques mécaniques.

Parallèlement, la technologie des semiconducteurs progressait et les concepteurs de systèmes de trans-

mission eurent à leur disposition des sources de lumière intenses faciles à moduler et à mettre en œuvre ainsi que des photodétecteurs aux performances intéressantes.

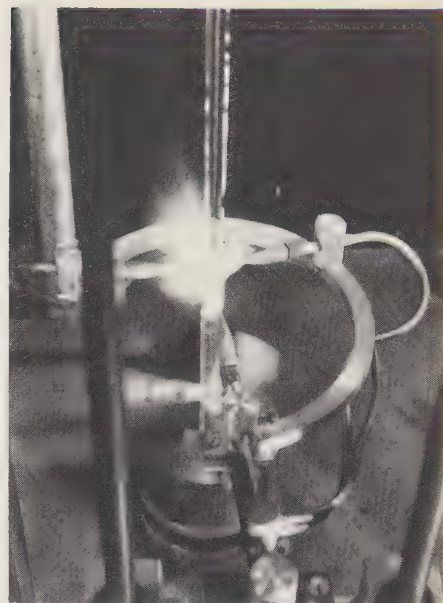
Le laser à gaz ne fut plus destiné qu'à un seul usage : la caractérisation des fibres optiques.

Les atténuations linéiques des fibres optiques d'alors étaient de plusieurs dizaines de décibels par km voire même la centaine. Certains secteurs industriels travaillant en milieu électromagnétique perturbé tel l'aéronautique, la construction radar, la construction navale, la métallurgie, la production et la distribution d'énergie électrique comprirent très vite les avantages que l'on pouvait tirer d'un support de transmission totalement insensible aux perturbations radio-électriques et électriques et furent très attentifs aux progrès réalisés dans le domaine des fibres optiques.

En 1972, « un coup de tonnerre » éclatait à Genève : la firme américaine Corning Glass annonçait la réalisation de fibres optiques présentant un affaiblissement de 4 décibels en km alors que les « concurrents » en étaient encore à 30 ou 40 décibels.

Cette nouvelle allait provoquer une grande effervescence et peu de temps après, des affaiblissements analogues étaient obtenus dans la plupart des laboratoires de recherche.

Aujourd'hui, le problème n'est plus exactement d'obtenir des « performances de laboratoire », mais plutôt de réaliser une reproductibilité industrielle des fibres et un vieillissement acceptable. Les problèmes sont plutôt liés à la technologie des fibres, des sources lumineuses, dans la connectique.



(Cliché C.N.E.T.)

La nécessité d'un colloque

Les progrès réalisés en ce domaine sont maintenant constants et nombreux dans le monde, si bien que sur le plan européen et, à l'initiative des britanniques une Conférence annuelle européenne sur les transmissions par fibres optiques a vu le jour en 1975.

La première manifestation qui réunit 500 participants à Londres en automne 1975 fut un succès. La seconde qui s'est tenue au mois de septembre dernier à Paris et qui fut organisée par la GIEL et par la SEE a dépassé toutes les prévisions les plus optimistes et attiré plus de 600 participants. Ce succès témoigne de la rapidité et de la réalité des progrès réalisés dans ce domaine et de l'effervescence qui règne dans ce secteur ; il suffit par ailleurs pour s'en convaincre de feuilleter la presse internationale spécialisée.

Le système élémentaire

Un système de transmission élémentaire est constitué par un émetteur de lumière, une fibre et un photodétecteur.

Les émetteurs de lumière

Deux types d'émetteurs de lumière faciles à moduler retiennent aujourd'hui l'attention : les diodes électroluminescentes et les diodes laser.

Toutes deux sont des dispositifs à semiconducteur utilisant l'arséniure de gallium comme matériau de base.

Les diodes électroluminescentes sont très faibles et ont une durée de vie très importante; elles ont néanmoins l'inconvénient d'émettre dans toutes les directions ce qui constitue un handicap majeur lorsqu'il s'agit d'injecter la lumière dans une fibre minuscule; de plus, le spectre émis est assez large.

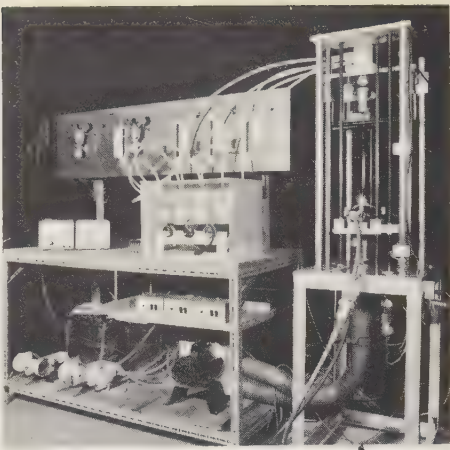
Les diodes laser ne présentent pas par définition ces deux derniers inconvénients et les pertes à l'injection sont nettement inférieures à celles de leurs homologues électroluminescentes. Toutefois, leur durée de vie, et leur fiabilité bien qu'en constante amélioration, ne sont pas encore satisfaisantes.

Parallèlement à ces deux types de sources, il est utile de mentionner le laser au néodyme qui semble mieux approprié aux systèmes à forte capacité.

Les fibres optiques

Les fibres optiques sont des guides d'ondes dans lesquels la lumière se propage en y restant confinée. Là encore deux types de fibres sont « en concurrence » : les fibres à deux indices et celles à gradient d'indice.

Les fibres à deux indices sont constitués par deux cylindres coaxiaux d'indices différents. Le cylindre central est appelé cœur, le cylindre périphérique gaine. Lorsque le diamètre du cœur est voisin de la longueur d'onde de la lumière à transmettre la fibre est dite monomode, dans le cas ou cette dimension est supérieure à la longueur d'onde la fibre est dite multimode. Les fibres à deux indices



(Cliché C.N.E.T.)

sont actuellement réalisées en silice.

Les fibres à gradient d'indice ne présentent pas de discontinuité brutale d'indice mais une variation continue ce qui élimine les pertes dues aux irrégularités des jonctions gaine-cœur. Ces fibres sont réalisées en verre dopé.

Les premières fibres à faibles pertes furent réalisées en silice mais actuellement les caractéristiques des fibres en verre à gradient d'indice tendent à se rapprocher de celles en silice.

Les fibres en verre présentent également un attrait majeur : la chimie et la fabrication du verre sont bien connues et dominées, ce qui n'est pas tout à fait le cas pour la silice.

Il existe également un type de fibre à cœur liquide aux performances intéressantes mais dont les caractéristiques mécaniques sont mauvaises.

Dans la pratique, une liaison par fibres optiques ne comporte pas uniquement un seul guide d'onde mais plusieurs guides en raison des risques de rupture d'une fibre soumise à des contraintes méca-

niques. Un câble à fibres optiques a une présentation analogue à celle d'un câble métallique multibrins; une gaine souple protectrice entoure un écheveau de fibres.

Les photodétecteurs

Deux types de détecteurs sont actuellement retenus : les photodiodes à avalanche et les photodiodes PIN. Les premières ont un temps de montée faible et un gain intéressant mais elles introduisent du bruit, les secondes un temps de montée plus important.

Les pertes

Les pertes dans un système de transmission par fibres optiques ont lieu à plusieurs niveaux :

- à l'injection de sa lumière dans la fibre;
- dans la propagation à l'intérieur de la fibre;
- à la jonction de deux fibres (épissures);
- à la détection.

Les pertes à l'injection de lumière sont très importantes dans le cas des diodes électroluminescentes et beaucoup moins dans le cas des diodes lasers.

Les pertes à la propagation sont variables selon les types de fibre. Les caractéristiques d'atténuation des fibres s'améliorent constamment.

Les épissures posent à l'heure actuelle des problèmes délicats car il faut aboutir à des pertes de 0,1 dB au maximum pour les longs trajets. On sait d'ores et déjà réaliser des épissures en laboratoire dont les caractéristiques sont voisines de l'objectif de 0,1 dB.

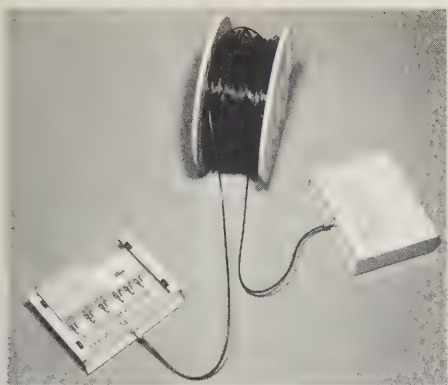
Caractéristiques de différents types de fibre.

Fibre	Matériau		Atténuation à 0,82 µm (en dB/km)	Caractéristiques géométriques			Profil d'indice	Pertes à l'injection pour 2 types de sources		Bande passante (en MHz/km)	Présentation	Tenue mécanique
	Gaine	Cœur		φ cœur (en µm)	φ extérieur (en µm)	Ouverture numérique		D.E.L. φ 50 µm	Diodes laser			
CORNING	Silice	Silice dopée	4	≈ 80	≈ 120	0,14 à 0,19	Multi-mode	17 dB	0 dB	≥ 60	Fine gaine de plastique	Bonne
BELL	Silice dopée	Silice	5				Multi-mode			quelques centaines		
FORT	Verre au Li dopé Na		30	≈ 40	≈ 230	0,18	Multi-mode	15 dB	5 dB	≈ 60	Gaine plastique souple	Très bonne
SELPOC	Verre au Ti dopé		20	≈ 20	≈ 200	0,15	à gradient d'indice parabolique	30 dB	5 dB	quelques centaines	Gaine plastique dure	Très bonne
Cœur liquide	Liquide + verre		8	100	150	0,4	Multi-mode	10 dB	3 dB	10	Revêtement noirci	Mauvaise

L'introduction des fibres optiques dans les systèmes de communication

Les fibres optiques sont déjà utilisés dans des applications où la quantité d'informations à transmettre n'est pas importante et ou la longueur des liaisons est faible. Ainsi, l'industrie aéronautique, la construction navale utilisent d'ores et déjà des systèmes à fibres optiques.

Hormis quelques cas particuliers et récents d'utilisation des fibres optiques dans la tétédistribution, et quelques systèmes expérimentaux réalisés ici et là, les systèmes de télécommunication par fibres optiques n'en sont qu'à leurs premiers pas.



(Cliché C.N.E.T.)

Jusqu'à présent c'est essentiellement la caractéristique d'immunité au bruit qui a été utilisée. Il semble intéressant de souligner les problèmes éventuels que soulèverait l'introduction des fibres optiques dans les systèmes de télécommunications civils. D'emblée, deux questions d'ordre économique et technique peuvent être posées :

- dans quelle mesure les réseaux existants seraient-ils modifiés ?
- quelles améliorations pourrait-on attendre ?

Les fibres optiques ont un aspect extérieur et des caractéristiques méca-

niques pratiquement identiques à ceux d'un simple câble électrique ; de plus leur capacité de transmission est beaucoup plus élevée.

Par ailleurs, le coût des matières premières entrant dans la fabrication des fibres optiques, est sans commune mesure avec celui du cuivre ou de l'aluminium, le verre ou la silice étant largement répandu à la surface du globe.

Cet avantage économique ne doit pas faire perdre de vue l'importance du facteur atténuation-capacité, qui détermine le rendement d'une liaison.

En outre, les fibres optiques admettent sans modifications et indifféremment tous les types de modulations analogiques et numériques. Le code numérique à trois niveaux HDB 3, couramment employé en transmission est véhiculé sans difficultés.

On peut donc dire que les fibres optiques présentent des caractéristiques au moins égales à celles des câbles métalliques, et par conséquent elles peuvent théoriquement s'y substituer sans problèmes, d'autant plus qu'elles apportent une augmentation considérable de la capacité des lignes à un coût moindre.

De ce fait, elles sont bien adaptées aux réseaux à fort trafic : téléinformatique, câbles sous-marins, liaisons des centres de commutation urbains entre eux, télédistribution par câbles, etc.

Il reste toutefois, un problème essentiel à résoudre : celui du passage des résultats de laboratoire à l'exploitation industrielle.

Pour cela, il faudra pouvoir réaliser des fibres reproductibles industriellement, dont les caractéristiques de vieillissement seront acceptables. Les performances des émetteurs de lumière notamment des diodes laser devront être améliorées. Les problèmes de connexion et d'épissure devront être résolus, pour ce dernier point, on s'oriente surtout vers des systèmes automatiques d'épissage.

Les résultats acquis lors du dernier colloque sur les fibres optiques, laissent à penser que ces objectifs seront atteints dans la prochaine décennie et que les systèmes de communication par fibres optiques seront couramment utilisés dans les années 90, leur rentabilité économique étant alors acquise.

D. HALPERN

NOUVELLES INDUSTRIELLES

Advanced Micro Devices construit actuellement à Manille (Philippines) une usine d'assemblage de circuits intégrés, qui doit entrer en production dans le courant de l'année prochaine.

Une nouvelle société spécialisée dans la fabrication de composants passifs pour microélectronique hybride a été créée à Sunnyvale en Californie ; il s'agit de **California Micro Devices Corp.**

La firme américaine **Cambridge Memories Inc.**, spécialisée dans la fabrication de mémoires additionnelles a cessé ses activités ; elle employait 350 personnes.

La firme américaine **Electronic Relays** va implanter une unité de production de relais statiques en Irlande. Cette unité emploiera 140 personnes en 1980.

L'English Electric Valve, du groupe GEC, a réalisé avec succès le premier magnétron à accord électronique.

Ferranti (GB) a créé un nouveau département, celui des Produits Industriels.

Fujitsu développe actuellement une mémoire à bulles magnétiques ayant une capacité de 80 K bits par puce. D'après le fabricant japonais ce dispositif permettra de réaliser des mémoires à un prix concurrentiel par rapport aux mémoires de masse rotatives.

Fujitsu construit actuellement au Japon une usine d'ordinateurs qui produira le système 470 V/6 d'Andhal et les systèmes de la série M.

General Instruments vient d'obtenir l'agrément du Post Office britannique pour la fourniture de circuits intégrés pour centraux téléphoniques. De ce fait, General Instruments est le premier fabricant à obtenir un tel agrément.

L'usine de Taïwan de **Grundig** entrera en production dès 1977. Son effectif passera rapidement de 500 à 1 500 personnes.

GTE-Sylvania a réduit ses effectifs de production de tubes image couleur aux USA.

Hitachi s'apprête à commercialiser un tube-image couleur 110° présentant une luminosité très élevée. L'augmentation de luminosité est obtenue dans ce tube par focalisation au niveau du masque.

Hitachi a dévoilé à Motorola sa technique de « bonding » automatique pour circuits intégrés. Le bonding désigne l'opération qui consiste à relier à l'aide d'un fil d'or la puce de semi-conducteur aux broches du boîtier. La technique qu'utilise Hitachi depuis deux ans fait appel à l'emploi d'un miniordinateur de commande. Rappelons qu'un important accord instituant des échanges technologiques avait été signé entre les deux firmes en novembre dernier en matière de micro-ordinateur. Selon les termes de cet accord la firme japonaise allait produire le micro-processeur 6 800.

Hitachi a autorisé la firme américaine Varo à utiliser les brevets du groupe japonais, pour la production de redresseurs haute-tension passifs.

La société **ICL** envisage de licencier 1 400 personnes d'ici septembre 1977. Notons qu'ICL vient de racheter les activités de la firme Cogar (USA), ancienne filiale de Singer.

Ignis (I) construit actuellement en Italie une nouvelle usine de téléviseurs couleur. L'investissement total atteint 3 000 M de lires.

La filiale allemande d'ITT, **Intermetall**, échantillonne actuellement des circuits intégrés MOS destinés à l'accord en fréquence des téléviseurs.

La société **LCC-CICE**, du groupe Thomson a décidé de cesser la fabrication de résistances linéaires à sorties axiales.

Monolithic Memories Inc., a abandonné la fabrication des mémoires 4 K bits et fermé sa division microordinateur.

Monsanto a accru sa capacité de production de tranches de silicium (« wafers »).

Afin d'utiliser au mieux ses capacités de production, **Motorola** commercialisera des tranches de silicium vierges (wafers).

NCR s'apprête à licencier 600 personnes dans l'usine de Dundee (GB).

EN BREF

La **Nippon Electric Company** (NEC) a présenté une nouvelle caméra couleur portable ne consommant que 25 W; cet équipement qui fonctionne au standard PAL ou NTSC, porte la référence NMC 61.

La **Nippon Electric Company** a introduit une nouvelle diode laser portant la référence DLG 2 000 (3 mW à 830 nm, fréquence de modulation 300 Hz-200 MHz).

La **Nippon Electric Company** commercialise un nouveau transistor hyperfréquence à effet de champ à l'arseniure de gallium. Baptisé V 388, il présente à 12 GHz un gain de 10 dB et un facteur de bruit de 2,9 dB; à 4 GHz ces caractéristiques sont respectivement de 15,2 et 1,1 dB.

Ok Electric Industry Co (J) a présenté son nouveau système à 40 GHz destiné essentiellement au marché américain. Cet équipement à faisceaux hertziens qui porte la dénomination de MACT 1 (Millimeter Wave Aera Coverage Transmission System), présente une capacité de 24 canaux téléphoniques ou un débit de 1,5 M bits/s.

Le constructeur américain de dispositifs d'affichage à cristaux liquides, **Optel Corp** a réduit le nombre de ses employés qui passe de 460 à 125. Cette mesure intervient à la suite des importantes pertes enregistrées l'année passée et au cours du premier semestre 1976.

Philips a présenté une nouvelle famille de compteurs-intervallomètres destinés aux télécommunications.

Philips va construire une usine de tubes-image couleur en Chine nationaliste. Cette unité entrera en production en 1978 et emploiera 800 personnes, l'investissement est estimé à 50 M\$.

Racal Milgo a présenté un nouveau modem le modèle 26 LSI (2 400 bits/s, conforme aux recommandations V 26 et V 26 bis du CCITT).

Raytheon a développé pour l'US Air Force une famille d'équipements terminaux pour transmission numérique transhorizon; il s'agit de la série AN/TRC 170 (64 canaux, portée 160, 200 et 300 km selon les modèles).

Siemens a présenté deux microordinateurs en pièces détachées destinées aux amateurs, il s'agit du sikit N/8080 et du sikit DK/8080.

Solid State Scientific a abandonné la fabrication de circuits MOS sur substrat isolant (SOS en anglais).

Texadyne introduira prochainement sur le marché un système de test pour circuits intégrés linéaires.

Texas Instruments a acheté 4 machines de croissance de cristaux de silicium en 3" qui appartenaient à Micro Systems International, société qui a maintenant cessé ses activités.

Le premier dispositif à transfert de charge qui sera commercialisé par **Texas Instruments** sera une mémoire numérique de 64 K bits de capacité. Des échantillons seront disponibles à la fin de l'année.

Texas Instruments étudie actuellement une technologie permettant de réaliser des mémoires vives non volatiles à semiconducteurs. Cette technologie porte le nom de DIFMOS (Dual Injection Floating Gate MOS).

La Division « produits grand-public » de **Texas Instruments** a présenté de nouveaux produits dont des calculatrices didactiques,

des calculatrices programmables et une calculatrice programmable de bureau. Par ailleurs, la firme américaine va commercialiser toute une famille de montres numériques à diodes électroluminescentes, dont le premier prix sera inférieur à 150 F.

Un transistor à effet de champ à jonction de forte puissance (1 kW) est actuellement à l'étude chez **Tohoku Metal Industries Inc.** Ce dispositif est destiné aux applications basse fréquence (quelques dizaines de kHz).

Toshiba a introduit sur le marché un transistor darlington de très haute puissance destiné à concurrencer le thyristor (300 V, 400 A, gain en courant : 400 à 500).

Transitron (USA) a fermé sa division « Microordinateurs » après deux ans et demi d'activité et 2 M\$ d'investissements.

NOUVELLES COMMERCIALES

AEG Telefunken fournira au Deutsche Bundespost un faisceau hertzien de 135 km qui sera installé entre Berlin Ouest et Gartow. Cette liaison comportera des tours ayant 340 m de haut.

AEG Telefunken fournira à la Belgique un système radar modèle SRE-M5 destiné au contrôle du trafic aérien.

L'Agence Spatiale Européenne a attribué un contrat d'un montant de 87 000 unités de compte européennes (0,43 MF environ) à MBB (D. Fédérale) pour la détermination des missions des futurs satellites météorologiques Minimesat.

Ampex fournira à la Radio Télévision du Nigeria, pour 0,7 M\$ d'équipements de télédiffusion.

La **CGCT** filiale française d'ITT fournira à la Turquie 12 systèmes de commutation de messages DS 6 destinés au réseau OTAN.

La **CGCT**, fournira à la Côte d'Ivoire des centraux téléphoniques d'une capacité totale de 20 000 lignes, pour un montant de 3 000 MF.

La compagnie américaine Microwave Communications Inc. a envoyé à la **CIT Alcatel** une lettre d'intention portant sur la commande de 5 centraux téléphoniques électroniques temporels (15 000 lignes au total, 20 M\$). Rappelons qu'auparavant la firme américaine avait déjà acheté pour 12 MF de matériels multiplex à la CIT.

Collins Radio, du groupe Rockwell International, fournira à l'Armée de l'Air Espagnole un système de télécommunications multiplex à hyperfréquence pour un montant de 3 M\$.

La **Compagnie Radio Maritime** a réalisé au cours du premier semestre 1976 un chiffre d'affaire de 50,597 MF (+ 5,7 %).

Fairchild France a confié à la société française SILEC la représentation exclusive de ses composants à semiconducteur pour le marché français des télécommunications. Par ailleurs, les deux firmes coopéreront en matière de diodes.

Fujitsu fournira à l'Administration des télécommunications du Pakistan un faisceau hertzien de 400 km de long.

Le Conseil du secteur spatial de l'Agence Spatiale Européenne a entamé des négociations avec la **General Electric Corporation**

pour l'attribution du contrat relatif au véhicule spatial Aerosat. Ce contrat prévoit la participation européenne suivante :

MBB (D Fédérale), L'Aérospatiale (F), Marconi (GB), Siemens (D Fédérale), la SAT (F), Selenia (I), Casa (E), Hollandse Signaal Apparaten (NL), Svenska Radio AB (S), Terma (DK), ETCA (B).

La répartition globale du contrat se fera en proportion des contributions :

- 47 % pour les USA.
- 47 % pour l'Europe.
- 6 % pour le Canada.

La **General Electric Corporation** fournira à l'Iran une station terrienne Landsat destinée à recevoir les signaux des satellites de télé-détection Landsat et NOAA.

GTE a reçu commande en Belgique d'un central téléphonique du type 8 000 pour un montant de 10 M\$.

GTE fournira à la Nouvelle Zélande un système de supervision pour réseau de télédiffusion. Le montant du contrat atteint 0,75 M\$.

Pour la première fois **Hewlett Packard** a modifié sa politique commerciale aux USA, en autorisant la vente de ses produits par un circuit de distribution. Notons qu'il s'agit de produits de grande diffusion.

L'US Air Force a passé un contrat d'un montant de 1 M\$ à **Hughes Aircraft** pour l'étude d'un viseur tête haute à cristaux liquides.

Italtel (I) fournira à la Hongrie du matériel de télécommunications, pour un montant de 1 000 M de lires. Le contrat prévoit la fourniture de matériels destinés à l'extension du réseau de télévision et également l'installation d'un centre de commutation international de programmes de télévision.

Marconi a été désigné contractant principal pour le développement du système radar multimode destiné à l'avion de combat britannique Tornado. Le contrat qui atteint plusieurs M\$, inclut la participation de la firme britannique Ferranti.

Marconi fournira à l'Amirauté britannique un simulateur portable de radar, modèle STEG (simulated timebase echo generator).

Marconi fournira à l'Armée Suédoise une série de systèmes de traitement de données radar Locus 16, pour un montant de 4,25 M\$.

Marconi fournira à la Newhouse Broadcasting Corporation, 9 caméras couleur modèle Mark VIII.

Marconi fournira au Post Office Britannique une antenne Intelsat, pour un montant de 6 M\$.

Marconi fournira à la Radio télévision de Hong Kong un télécinéma couleur modèle B 3404.

Marconi fournira à la Royal Air Force britannique deux systèmes de test automatiques destinés à la maintenance de l'avion de reconnaissance marine Nimrod version Mark 2.

Marconi Instruments fournira à l'Iran 87 générateurs de signaux TF 2307 et 87 générateurs de signaux TF 2304.

Microwave Semiconductor Corp. a reçu deux contrats de l'US Army d'un montant total de 0,3 M\$, pour la fourniture de transistors d'hyperfréquence de puissance et d'amplificateurs.

La **Nippon Electric Company** fournira à l'Abu Dhabi une station terrienne de télécommunications par satellite, pour un montant de 3 500 M de yens.

La **Nippon Electric Company** fournira à l'Administration des Télécommunications de Colombie des équipements de télécommunications pour un montant de 3 000 M de Yens (faisceau hertzien de 1 300 km, équipements terminaux, 3 centres de transit téléphonique, équipements multiplex, extension d'un faisceau hertzien).

La **Nippon Electric Company** fournira à l'ANTECO (Administration des télécommunications du Paraguay) un faisceau hertzien (660 km, 14 relais, 6 GHz) pour un montant de 1 900 M de yens.

La **Nippon Electric Company** fournira à la Compagnie Nationale de Gaz Iraniens un faisceau hertzien (800 km, 27 relais) et 10 centraux téléphoniques privés. Le montant du contrat atteint 4 500 M de yens.

La **Nippon Electric Company** fournira à l'Iran 85 appareils d'identification automatique de numéro téléphonique pour un montant de 2 000 M de yens. Cet équipement permet d'identifier tout appel international et de le facturer au numéro du demandeur.

La **Nippon Electric Company** fournira à la NASA un appareil spécial destiné à recevoir ou à transmettre sur une simple ligne téléphonique une image « gelée » de télévision couleur.

L'Arabie Saoudite a demandé à **Philips** de prendre la direction d'un consortium international pour l'étude et la réalisation d'une extension du réseau téléphonique saoudien (passage de 0,19 à 0,55 M de lignes, implantation de 10 centres de commutation et de 10 centraux).

Pizon-Bros, fabricant français de téléviseurs couleur fournira à une importante société suisse 10 000 téléviseurs couleur bi-standard PAL-SECAM, pour un montant de 24 MF.

Plessey et **Marconi** fourniront au Ministère de la Défense de Grande-Bretagne, pour un montant de 10 M£, un système Radar de veille complet qui fera partie du réseau de l'OTAN.

L'Intelsat a accordé un contrat d'un montant de 0,148 M\$ à **Plessey** pour l'étude et le développement de transistors hyperfréquence à effet de champ à 11 GHz destinés aux télécommunications spatiales.

Plessey fournira à la British Airways, des systèmes embarqués d'aide à la navigation aérienne type PVS 1580, pour un montant de 0,25 M£.

Pye TMC, filiale britannique de Philips, fournira des postes téléphoniques et des équipements associés au Dubai et à l'Abu Dhabi, pour un montant de 0,39 M£.

L'arme thermonucléaire B 77 de l'Armée américaine comportera un microprocesseur **RCA** 1802.

RCA fournira au Nicaragua des faisceaux hertiens, pour un montant de 2,3 M\$ (20 stations, 2 GHz, 300 voies).

L'avion de combat suédois JA 37 Viggen, sera équipé en série de l'enregistreur de vol et de maintenance **Schlumberger** modèle PS 6020.

Scientific Atlanta fournira à la General Electric Corporation, pour un montant de 0,7 M\$ la station terrienne Landsat destinée à l'Iran (cf. en bref, ce numéro, nouvelles commerciales).

Siemens fournira à l'Espagne une station terrienne de télécommunications maritimes par satellite pour un montant de 9,5 M de DM. Cette station sera exploitée dans le cadre du programme « Marots » de l'Agence Spatiale Européenne.

Tekelec Airtronic (F) fournira aux PTT Italiennes, 100 appareils de test pour systèmes MIC, modèle TE 74.

Tellurometer, du groupe Plessey, fournira au Nigeria des équipements de mesure électronique de courtes distances pour un montant de 0,2 M£.

Thomson CSF fournira à l'Aviation Civile de Roumanie un système radar de contrôle en route du trafic aérien, du type « Aicat ».

Thomson CSF fournira à la Libye, un faisceau hertzien pour un montant de 200 MF.

La firme finlandaise **Valvo Oy** fournira à la Pologne des tubes-images couleur 22". En contre-partie, la firme polonaise Unitra livrera à Valvo la verrerie nécessaire à la fabrication de tubes couleur.

La France participera à l'extension du réseau téléphonique au Tchad. Une première convention a en effet été signée, portant sur une somme de 550 MF.

Le centre international de commutation électronique du réseau télex a été mis en service en mars dernier par l'Administration Japonaise des Télécommunications Internationales (KDD). Ce centre est équipé du système CT 10 de Fujitsu (capacité initiale 3 000 circuits, volume du trafic : 3 500 erlangs).

NOUVELLES FINANCIÈRES

Au cours du premier semestre 1976, **AEG Telefunken** a réalisé un chiffre d'affaires de 6 000 M de DM (+ 11 %) dont 3 500 en Allemagne Fédérale (+ 5 %). Le montant des investissements durant cette période a atteint 208 M de DM et les effectifs étaient de 162 700 personnes dont 132 000 en Allemagne (— 4 %). La situation financière de ce semestre se solde par un déficit.

Altiflex (F) a créé une filiale en Allemagne Fédérale où elle disposait déjà d'un bureau de vente.

Omni Spectra a pris le contrôle de la société **American Microwave Industries**.

Au cours du premier semestre 1976, l'**American Telephone and Telegraph** a réalisé un chiffre d'affaires de 15 796,8 M\$ (+ 14 %) et un bénéfice net de 1 770, 9 M\$ (+ 19 %).

Applicon Inc (USA) a constitué une filiale d'équipements électroniques en Allemagne Fédérale.

La firme américaine **Augat**, spécialisée dans l'interconnectique a implanté une filiale commerciale en France.

Auxilec et SEB-Ragonot, filiales de Thomson-CSF (51 %) et le groupe britannique Lucas (49 %) ont fusionné; le nom de la nouvelle société est **Auxilec**.

Au cours du premier semestre 1976, **Burroughs** a réalisé un chiffre d'affaires de 869,6 M\$ (+ 11 %) et un bénéfice net de 66,7 M\$ (+ 7 %).

La **Caisse Nationale des Télécommunications** (NT) va émettre en Suisse un emprunt de 80 MF suisses garantis par l'État français. Rappelons que la CNT est une société publique française pour le financement des télécommunications en France.

La firme américaine **Cambridge Memories**, spécialisée dans la fabrication de mémoires additionnelles a cessé ses activités.

Au cours du premier semestre 1976, la **CGE** (F) a réalisé un chiffre d'affaires de 9 296 MF (+ 17,6 %) dont

— 2775 MF (+ 14,6 %) pour l'Alsthom.
— 1412,3 MF (+ 23,1 %) pour CIT-Alcatel.

— 346,5 M\$ (+ 18,2 %) pour l'Européenne d'Accumulateurs.
— 2,84,3 MF (+ 11,2 %) pour SAFT.
— 1,16,8 MF (+ 0,6 %) pour CIPEL.

Au cours du 1^{er} semestre 1976, la **CGE**, a réalisé un chiffre d'affaires de 9 296 MF (+ 17,5 %) se répartissant de la manière suivante (en MF) :

— Électromécanique : 2 625 (+ 10,2 %)
— Entreprise, entreprise électrique, ingénierie : 2 196 (+ 12,7 %)
— Télécommunications : 1 959 (+ 31,4 %)
— Câbles : 723 (+ 13,9 %)
— Accumulateurs : 778 (+ 21,4 %)
— Divers : 1 015 (+ 25,5 %)

Au cours du 1^{er} semestre 1976, la **CIT Alcatel** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 412 MF (+ 23,1 %).

Une société commune pour l'exportation de matériels de télécommunications **CIT ALCATEL-THOMSON CSF** est en cours de constitution. Le capital sera réparti de la manière suivante : 50,50 pour la CIT (groupe CGE) et 49,50 pour Thomson CSF.

Pye Holdings va racheter pour 241,112 M\$ à Philips Electronic and Associated Industries, la firme **Communications Services** (GB) société de crédit-bail en matériel électronique. De son côté, Pye Holdings cède pour 407 265 M£ à Philips, les 24 % du capital qu'elles détient dans Pye Finance Ltd, cette dernière devient donc filiale à part entière de Philips.

Le capital de la **Compagnie Générale d'Électronique**, du groupe CGE, a été porté de 100 à 120 MF.

Au cours du premier semestre 1976, la **Compagnie des Signaux et Entreprises Électriques** a réalisé un chiffre d'affaires de 280,6 MF (+ 35,8 %).

La Comsop Entreprise (F) a pris le contrôle à 70 % de **Contrôle Bailey** (F). Rappelons que Comsop est une société d'ingénierie employant 1 400 personnes et Contrôle Bailey une société de fabrication de matériel de régulation (450 personnes).

Au cours du premier semestre 1976, **Control Data** a réalisé un chiffre d'affaires de 629,5 M\$ (+ 10 %) et un bénéfice net de 21,4 M\$ (+ 8 %).

Au cours de l'exercice fiscal 1975 clos au 31 mars 1976, **DECCA Ltd** a réalisé un chiffre d'affaires de 170 M£ (+ 10,1 %) dont 102,9 à l'étranger (28 %) et un bénéfice net de 13,6 M£ (0 %). La ventilation du chiffre d'affaires est la suivante en M£ :

— navigation et équipements : 78,2.
— grand public : 81,8.

Au cours de l'exercice fiscal 1975, clos au 30 avril 1976, la **Deutsche Philips** a réalisé un chiffre d'affaires de 3 800 M de

DM (+ 3 %) et un bénéfice net de 92 M de DM (— 46,5 %).

Au cours de l'exercice fiscal 1975-1976 clos au 3 juillet 1976, **Digital Equipment** a réalisé un chiffre d'affaires de 736,3 M\$ (+ 38 %) dont 189,6 pour l'Europe (+ 33 %) et un bénéfice net de 73,4 M\$ (+ 59,6 %). Rappelons que la firme américaine compte 65 000 installations dont 13 000 en Europe où elle emploie 3 700 personnes.

Zanussi a pris le contrôle de **Ducati Elettrotecnica Microfarad** jusqu'alors filiale de Thomson CSF, spécialisée dans la fabrication de composants passifs.

Au cours du premier semestre 1976, **General Electric** a réalisé un chiffre d'affaires de 6 909,3 M\$ (+ 9 %) et un bénéfice net de 316,2 M\$ (+ 55 %).

Au cours du premier semestre 1976, **General Telephone and Electronics** a réalisé un chiffre d'affaires de 3 203,1 M\$ (+ 13 %) et un bénéfice net de 194,1 MM (+ 15 %).

Gillette commercialise sur le marché américain 14 modèles de montres numériques à diodes électroluminescentes, dont les modèles sont fabriqués par Integrated Displays Systems Inc.

Raytheon a racheté la société **Hermann Klasing KG**, firme Ouest-Allemande spécialisée dans la petite câblerie, et dont la raison sociale devient Klasing GmbH and Co Elektroisolierungen. Klasing emploie 300 personnes et a réalisé un chiffre d'affaires de 25 M de DM en 1975.

Au cours du premier semestre 1976, **Hewlett Packard** a réalisé un chiffre d'affaires de 515,4 M\$ (+ 12 %) et un bénéfice net de 38,8 M\$ (— 8 %).

Au cours du premier semestre 1976, **IBM** a réalisé un chiffre d'affaires de 7 828,3 M\$ (+ 16 %) et un bénéfice net de 1 137,3 M\$ (+ 26 %).

Au cours du premier semestre 1976, **Intertechnique** a réalisé un chiffre d'affaires de 136 MF (+ 38,2 %).

Le holding **ITT Deutschland**, qui regroupe toutes les activités d'ITT en Allemagne Fédérale sauf celles de la Standard Electric Lorenz, a réalisé en 1975 un chiffre d'affaires de 1 370 M de DM (0 %) et un bénéfice net de 12,2 M de DM (— 71 %).

Au cours du premier semestre 1976, **ITT Océanic**, filiale française grand-public d'ITT, a réalisé un chiffre d'affaires de 228 668 MF (+ 50,8 %).

Au cours du premier semestre 1976, **ITT** a réalisé un chiffre d'affaires mondial de 5 618,244 M\$ (+ 2,2 %) et un bénéfice net de 316,259 M\$ (+ 53,4 %).

Au cours du premier trimestre 1976, **John Fluke Mfg Co** a réalisé un chiffre d'affaires de 12,1 M\$ (+ 11 %) et un bénéfice net de 0,908 M\$ (+ 9,8 %).

Le capital de **Krups France** a été porté de 1,5 à 3,75 MF.

Au cours du premier semestre 1976, **Litton Industries** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 792,4 M\$ (+ 6 %) et un bénéfice net de 19,9 M\$ (+ 12 %).

Au cours du premier semestre 1976, **LMT** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 830 MF (+ 18,7 %). La répartition par secteurs est la suivante :

— électronique et
radio 254 MF (+ 24,1 %)

— équipements hydrauliques 84 MF (+ 26,4 %)

Au cours du premier semestre 1976, **MATRA** (F) a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 746 MF (+ 54,4), dont 457 pour les activités militaires (+ 71,8 %). Les activités spatiales ont représenté 120 MF (+ 51,9 %).

Monolithic Memories Inc (USA) a installé une filiale commerciale au Japon : Monolithic Memories Inc Japan KK.

Le constructeur canadien de calculatrices de poche Commodore International s'apprête à acquérir la société américaine **MOS Technology Inc** qui fabriquait déjà des circuits intégrés MOS pour la firme canadienne. Rappelons que MOS Technology a récemment été condamnée à 0,2 M\$ d'amende pour contrefaçon de produits Motorola.

Au cours du premier semestre 1976, **MOTOROLA** a réalisé un chiffre d'affaires de 730,5 M\$ (+ 13 %) et un bénéfice net de 39,1 M\$ (+ 102 %).

La société **NBS Electronique** (F) a été constituée à Paris avec pour objet l'importation et la vente de radiotéléphones.

Au cours du premier semestre 1976, **NCR** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 027,4 M\$ (+ 3 %) et un bénéfice net de 26,1 M\$ (— 20 %).

La **Nippon Telephone and Telegraph Public Corporation** (NTT), organisme public japonais chargé des télécommunications nationales va lancer un emprunt de 100 M de DM sur le marché allemand.

Au cours du premier semestre 1976, la **North American Philips** a réalisé un chiffre d'affaires de 377,3 M\$ (+ 22,5 %) et un bénéfice net de 9,43 M\$ (+ 424 %).

En 1975, **Olivetti** a réalisé un chiffre d'affaires consolidé de 856 000 M de lire (+ 7,6 %) et une perte de 8 600 M de lire (4 200 M de lire de bénéfice en 1974).

Philips (GB) a cédé au groupe britannique Loyds Tetailers ses activités « location de téléviseur ».

Philips Electronics and Associated Industries (GB) a porté de 76 à 100 % sa participation dans Pye Finance par rachat des parts détenues par Pye Holdings. En échange, Pye prend en charge les activités télécommunications de Philips.

Pioneer Electric (J) va implanter aux USA une filiale de production et de vente. Spécialisée dans la fabrication de matériel grand-public, Pioneer a réalisé au cours de l'exercice fiscal clos au 30 septembre 1976 un chiffre d'affaires de 160 000 M de yens dont 77 000 à l'exportation (30 000 M de yens vers les USA).

Au cours du premier semestre 1976, la **Radiotechnique** a réalisé un chiffre d'affaires provisoire de 651 MF (+ 16 %) et un bénéfice net provisoire, dividendes des filiales inclus, de 44,5 MF (+ 7,7 %).

Wescom Inc. a pris le contrôle total de **Ram Group, Inc.**, société américaine spécialisée dans la supervision, l'acquisition de données et les systèmes.

Au cours du premier semestre 1976, **Raytheon** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 171,2 M\$ (+ 6 %) et un bénéfice net de 40,9 M\$ (+ 17 %).

Au cours du premier semestre 1976, **R-C-A** a réalisé un chiffre d'affaires de

2 576,9 M\$ (+ 15 %) et un bénéfice net de 88,0 M\$ (+ 101 %).

Augat Inc (USA) a pris le contrôle total de **Richfield Coined Product Co**, firme américaine fabriquant des pièces métalliques pour l'industrie électronique. Rappelons que Richfield était filiale d'Isotronics Inc, elle-même filiale d'Augat.

Counting Instruments, firme britannique spécialisée dans l'instrumentation électronique, a racheté à la firme américaine Erie, la société **Robinson Electronic Instruments**.

Au cours du premier semestre 1976, la **SAGEM** a réalisé un chiffre d'affaires de 402,787 MF (+ 10,7 %) dont 153,165 pour la section guidage (+ 12,3 %), 145,6 en téléinformatique (+ 1,9 %) et 104 pour les équipements industriels et les divers matériels (+ 23,1 %).

Au cours du premier semestre 1976, la **SAT** a réalisé un chiffre d'affaires de 555,105 MF (+ 25,9 %) dont 118,855 pour le secteur câbles (+ 1,6 %), 383,22 pour les équipements électroniques (+ 34,2 %) et 53,03 pour la section chantiers (+ 38,2 %).

La société **Schneider Electronique** a été mise en règlement judiciaire.

Au cours du premier semestre 1976, **Schneider RT** a réalisé un chiffre d'affaires de 199,1 MF (+ 17,5 %).

Au cours des 9 premiers mois de l'exercice fiscal 1976 qui s'est achevé au 30 septembre 1976, **Siemens** a réalisé un chiffre d'affaires de 14 700 M de DM (+ 8 %) dont 7 500 hors Allemagne (+ 7 %) et un bénéfice net de 340 M de DM (— 2,5 %). Le montant des investissements durant cette période a atteint 1 098 M de DM (+ 34 %) et les effectifs étaient de 304 000 M de personnes (— 4 %) dont 20 800 en Allemagne Fédérale (— 7 %).

Siemens a regroupé toutes ses activités informatiques au sein d'une nouvelle division baptisée « Daten und Information Systeme ».

Au cours du premier semestre 1976, **Silec Semiconducteurs** (F) a réalisé un chiffre d'affaires de 46,67 MF (+ 4,7 %).

Siltek (CND) fabricant de circuits intégrés MOS Complémentaire qui avait cessé ses activités l'an dernier, a été racheté par Mitel, constructeur d'équipements de télécommunications. Siltek s'appellera désormais **Mitel Semiconductor**.

Au cours du premier semestre 1976, **Singer** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 077,8 M\$ (+ 5 %) et un bénéfice net de 1,4 M\$.

SLE-Citerel (F) filiale commune de la CGE et de la société française des téléphones Ericsson est devenue filiale à 100 % de la CIT Alcatel du groupe CGE. Rappelons que cette opération intervient au moment même où Thomson CSF s'apprête à prendre le contrôle de la Société Française des Téléphones Ericsson.

La CIT Alcatel a cédé à Thomson CSF les 16 % du capital de la **Société Française des Téléphones Ericsson** qu'elle détenait.

Au cours du premier semestre 1976, la **société française des Téléphones Ericsson** a réalisé un chiffre d'affaires de 478 MF (+ 30,1 %), 110 MF pour les centraux privés (+ 45,2 %). Rappelons que cette société est récemment devenue filiale de Thomson CSF.

La société nationale suédoise **SONAZ**, a cédé son département de composants électroniques, à Walmore Electronics, filiale d'Unitech.

Au cours du premier semestre 1976, **Sperry Rand** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 682,5 M\$ (+ 6 %) et un bénéfice net de 76,0 M\$ (+ 8 %).

Au cours du second trimestre 1976, **Sprague** a réalisé un chiffre d'affaires de 50,317 M\$ (+ 23 %) et un bénéfice net de 2,693 M\$ (2,766 M\$ de pertes en 1975). Pour les six premiers mois de l'année, le chiffre d'affaires atteint 95,853 M\$ (+ 14,5 %) et le bénéfice net 3,362 M\$ (4,109 M\$ de pertes en 1975).

Au cours des 4 premiers mois de 1976, la **Standard Elektrik Lorenz**, filiale allemande d'ITT a réalisé un chiffre d'affaires de 691 M de DM (+ 6 %) dont 199 à l'exportation (+ 20,6 %).

Gould Advance (GB) a acquis la société britannique **Stanley Laboratories** (compteurs, fréquencemètres).

Pour la période de neuf mois achevée au 30 avril, **Systron Donner** a réalisé un chiffre d'affaires de 38,773 M\$ (— 8 %) et une perte nette de 1,681 M\$.

Au cours du premier semestre 1976, **Teledyne** a réalisé un chiffre d'affaires de 941,8 M\$ (+ 6 %) et un bénéfice net de 65,2 M\$ (+ 47 %).

Au cours du premier semestre 1976, la société des **Téléphones Ericsson** a réalisé un chiffre d'affaires de 479 MF (+ 30,2 %).

Le siège européen de la Division Semi-conducteurs de **Texas Instruments** a été transféré de Villeneuve-Loubet (F) à Freising (D Fédérale).

Au cours du premier semestre 1976, **Texas Instruments** a réalisé un chiffre d'affaires de 761 M\$ (+ 15 %) et un bénéfice net de 43,9 M\$ (+ 73 %). Rappelons que le chiffre d'affaires de la firme américaine avait été en 1975 de 1 367,6 M\$ (— 13 %).

Thomson Brandt a introduit ses titres à la Bourse de Francfort.

Au cours du premier semestre 1976, **Thomson-Brandt** (F) a réalisé un chiffre d'affaires de 7 191,6 MF (+ 23 %) dont

- 2 982,2 MF (+ 17 %) pour Thomson CSF.
- 420,4 MF (+ 42,9 %) pour la Générale de Radiologie.
- 2 331,6 MF (— 1,2 %) pour Creusot Loire.
- 1 262 MF (+ 9,5 %) pour Radio-technique.

Au cours du premier semestre 1976, **Thomson Brandt** a réalisé un chiffre d'affaires de 7 191 MF (+ 22,9 %). La répartition dans les différents secteurs est la suivante :

	1976
Grand Public	19 665 (+ 31,2 %)
Électro-Industries	5 507 (+ 17,6 %)
Électronique professionnelle	28 413 (+ 16,1 %)
Médical	8 118 (+ 28,7 %)
Éclairage	4 109 (+ 15 %)
Autres activités	5 104 (+ 35,6 %)

Thomson CSF s'apprête à émettre un emprunt obligataire de 350 MF au maximum.

Au cours du premier semestre, la **Thomson CSF** a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 2 390 MF (+ 21,9 %).

Thomson CSF a créé à Essen (D Fédérale) une filiale d'électronique médicale, **Thomson CSF Medizin Electronic GmbH**. Notons que le groupe français dispose déjà en Allemagne Fédérale de deux filiales commerciales et d'une filiale industrielle.

Toshiba espère exporter cette année 700 000 téléviseurs couleur dont 500 000 à destination des USA.

Tracor Inc (USA), fabricant d'appareils de mesure et **Systron-Donner Corp** (USA), société de service produisant de l'appareillage électronique, ont décidé de fusionner.

Au cours du premier semestre 1976, **TRT**, filiale française de Philips a réalisé un chiffre d'affaires hors taxes de 280,7 MF (+ 38,3 %). Pour la même période, le chiffre d'affaires consolidé de TRT et d'Omera atteint 335,7 MF (+ 32,9 %) dont 104 à l'exportation.

Au cours du premier semestre 1976, **T-R-W** a réalisé un chiffre d'affaires de 1 466,3 M\$ (+ 15 %) et un bénéfice net de 64,3 M\$ (+ 48 %).

Au cours du trimestre achevé au 30 avril 1976, **Unitrode Corp.** a réalisé un chiffre d'affaires de 7,3 M\$ (+ 7,3 %) et un bénéfice net de 0,492 M\$ (+ 18,5 %).

TRW a acquis 40 % du capital de **Ventek Ltd**, société britannique spécialisée dans l'informatique répartie (200 personnes, chiffre d'affaires en 1975 : 5,3 M£). Le montant de la transaction s'élève à 1,6 M£.

Au cours du premier semestre 1976, **Xérox** a réalisé un chiffre d'affaires de 2 121,2 M\$ (+ 8 %) et un bénéfice net de 184,7 M\$ (+ 4 %).

NOUVELLES ÉCONOMIQUES

ALLEMAGNE FÉDÉRALE

D'après AEG Telefunken, 2,6 M de **téléviseurs couleur** seront vendus en Allemagne Fédérale au cours de 1976 (+ 17 %).

D'après le syndicat professionnel ouest-allemand ZVEI, le **chiffre d'affaires des industries électroniques** allemandes a atteint 38 000 M de DM (+ 11 %) en 1975; la progression a été très sensible sur les marchés extérieurs (+ 16 %).

CHINE

Le gouvernement de la Chine Nationaliste s'apprête à limiter les exportations de **téléviseurs noir et blanc** vers la GB. Taïwan a, en effet, exporté vers ce pays 45 600 téléviseurs au cours du premier semestre de 1976 (+ 612,5 %).

FRANCE

D'après une étude réalisée par la FNIEE, le **chiffre d'affaires de la construction électrique et électronique** en France durant le mois de juin dernier, a atteint 5 789 MF (5 387 en mai, 5 608 en avril) qui se répartissent comme suit :

Juin 1976

Chiffre d'affaires :

- biens d'équipement
 - biens de consommation
- | |
|-------------------|
| 3 756 MF (+ 5 %) |
| 1 189 MF (+ 21 %) |

- biens intermédiaires
- | |
|-----------------|
| 844 MF (+ 15 %) |
|-----------------|

Commandes enregistrées :

- biens d'équipements
 - biens de consommation
 - biens intermédiaires
- | |
|-------------------|
| 4 316 MF (+ 5 %) |
| 1 199 MF (+ 16 %) |
| 859 MF (+ 23 %) |

Indices désaisonnalisés :

- biens d'équipement
 - biens de consommation
 - biens intermédiaires
- | |
|-----------------|
| 142 MF (— 5 %) |
| 183 MF (+ 17 %) |
| 161 MF (+ 13 %) |

La Banque Européenne d'Investissement a accordé un prêt de 156,7 MF à la France (12 ans, 9,75 %) pour le développement des **télécommunications** en Aquitaine.

La Banque Européenne d'investissements a accordé un prêt d'un montant de 8 MF à la France, pour le développement des **télécommunications** en Bretagne (7 ans, 9 %).

En 1977, les crédits affectés à la **recherche** par le gouvernement français seront de 4 073 MF (+ 22 %).

Le projet de budget 1977 des PTT françaises accorde 26 480 F d'autorisation de programme en matière de **télécommunications**. Cette somme devrait servir à l'installation de 1,5 M de lignes nouvelles. Au 30 juin 1976, on comptait en France 7,7 M de lignes et 0,9 M de demandes en instance; pour la fin de 1977 le nombre des lignes devrait passer à 9,9 M. Par ailleurs, l'opération en cours des « 100 000 cabines publiques » en 1980, doit se poursuivre.

Le gouvernement français a pris des dispositions pour cesser l'importation de **téléviseurs couleur** monostandard 625 lignes.

GRANDE-BRETAGNE

En Grande-Bretagne, le nombre de personnes employées dans l'**industrie électronique** grand-public, a été réduit de 69 000 en 1973 à 48 000 en mars 1976.

Mullard, filiale britannique de Philips, estime que le gouvernement britannique doit consacrer 81 M£ au cours des 10 prochaines années afin que la compétition actuelle en Grande-Bretagne entre le Japon, le Royaume-Uni et les USA en matière d'électronique, puisse être gagnée par les Britanniques.

La limitation des importations britanniques de matériel **électronique grand-public** en provenance du Japon n'a pu être obtenue par les constructeurs britanniques.

Le Post Office britannique va consacrer 4 M£ à la **mécanisation postale**. Une grande partie de cette somme sera affectée à la passation de contrats avec Sperry-Gynoscope (1 M£), Frazer-Nash (1,4 M£) et GEC (1 M£).

La Banque Européenne d'Investissements a consenti un prêt de 17,6 M£ à la Grande-Bretagne pour l'amélioration du **service téléphonique** dans le nord-est du pays.

En 1975, la section **télécommunications** du Post Office britannique a réalisé un chiffre d'affaires de 2 166,8 M£ et un bénéfice net de 154,7 M£.

ISRAËL

En 1975, la production israélienne de **composants électroniques** a atteint 877 M\$ israéliennes (+ 65,4 %).

NÉPAL

Le plan quinquennal (1975-1979) de développement des **télécommunications** au Népal prévoit investissement global de 4,1 M\$. Le second plan (1980-1984) sera également exécuté avec l'aide d'un prêt de la Banque mondiale de 7,8 M\$. A la fin de 1984, le Népal devrait disposer de 20 000 lignes téléphoniques au total, dont 16 200 en automatique.

SINGAPOUR

A **Singapour**, la densité téléphonique devrait passer de 14,8 téléphones pour 100 habitants en 1976 à 33,3 en 1981. Pour ce faire, les centraux téléphoniques de deux types seront introduits dès 1977: le Metaconta 10 C d'ITT et le D10 de Fujitsu.

USA

Le consultant américain Venture Development Corporation, a procédé à une étude sur la répartition du marché mondial de l'**enregistrement magnétique numérique** bon marché.

Proportion du marché

	1975	1980
Cartouche 3 M	5 %	8 %
Cassettes	73 %	52 %
Disque souple (disquettes) ..	22 %	40 %

En 1975, le montant total des **investissements étrangers** aux USA a atteint 26 700 M\$ (+ 19 %), dont 16 500 en provenance d'Europe Occidentale (+ 13 %). La Grande-Bretagne a investi 6 700 M\$ (+ 8 %), les Pays-Bas 3 600 (+ 28,5 %), l'Allemagne Fédérale 1 300 (+ 14 %) et la France 1 000 (+ 46,4 %).

Aux USA, les ventes de dispositifs à **semiconducteurs** ont fléchi au mois d'avril dernier (375,6 M\$) par rapport à mars (418,4 M\$). La ventilation des ventes est la suivante (en M\$) :

	Mars 1976	Avril 1976
Circuits numériques MOS ..	74,4	69,5
Circuits numériques bipolaires	58,8	48,3
Circuits intégrés linéaires ...	36,1	34,2
Composants discrets	124,5	111,8

Frost et Sullivan a récemment publié une étude sur le marché de l'**électronique pour l'automobile** aux USA. Ce marché représentera 1 900 M\$ entre 1976 et 1980 et atteindra 941 M\$ en 1985.

EUROPE

D'après Frost et Sullivan, l'ensemble du marché des équipements **radio-téléphoniques** (« transceivers ») civils commerciaux de l'Allemagne Fédérale, de la France, de la Grande-Bretagne et de l'Italie passera de 460 M de francs en 1976 à 1 130 en 1985.

Le déficit de la balance commerciale de la France avec l'Allemagne Fédérale dans le secteur de la construction électrique, s'est aggravé au cours du premier semestre 1976. D'après les Douanes Françaises les chiffres sont les suivants :

- importations : 1 826 MF (+ 38,6 %)
- exportations : 1 271 MF (+ 11,5 %)

MONDIAL

American Microsystems Inc a procédé à une étude sur le marché mondial des **microprocesseurs** qui devrait augmenter en valeur de 48 % sur 2 ans et demi.

Marché mondial :

64 M\$ en 1975.
298 M\$ en 1979 dont 80 % fournis par les constructeurs américains.

Mémoires auxiliaires pour les microprocesseurs :

11 M\$ en 1975.
180 M\$ en 1979 dont 80 % fournies par les constructeurs américains.

Au début de 1975, 358,6 M de **postes téléphoniques** étaient en **service dans le monde** (1 téléphone pour 9 habitants), dont 98 % étaient raccordés à des centraux automatiques et dont 51,7 % étaient exploités par des compagnies privées. La ventilation du nombre des postes téléphoniques était la suivante :

- USA : 143,9 M.
- Japon : 41,9 M.
- Grande-Bretagne : 20,3 M.
- Allemagne fédérale : 18,7 M.
- URSS : 15,7 M.

En densité téléphonique le classement était le suivant (nombre de téléphones pour 100 habitants).

- USA : 67,6.
- Suède : 63,3.
- Suisse : 54,9.
- Nouvelle Zélande : 48,1.

D'après le Consultant américain Gnostic Concept, le montant total des sommes qui seront dépensées dans le monde dans le secteur des **télécommunications par satellite**, passera de 707 M\$ en 1975 à 2 119 M\$ en 1980. La ventilation des chiffres est la suivante (en M\$) :

	1975	1980
Satellites et stations terriennes	381	970
dont en matériel hyperfréquence	183	482
Équipements périphériques annexes (faisceaux hertziens, centraux, équipements à courants porteurs) ..	178	742
La répartition des sommes entre satellites et stations terriennes est la suivante (en M\$) :		
	1975	1980
Satellites	202	466
Stations terriennes	179	504
Total	381	970

Le consultant américain Venture Development Corporation a réalisé une étude de marché mondial sur les **indicateurs numériques** de tableaux : marché 1975 en M\$:

- USA : 42,5.
- Europe : 13.
- Japon : 8.
- Total : mondiale : 63,5 (1975), 94 (1980).

Proportion du marché captif : 52 % en 1975 et 62 % en 1980.

D'après la NASA, le nombre des **satellites nationaux de télécommunications** lancés au cours de la période 1980-2000 serait de :

- 20 pour les USA.
- 5 pour l'Europe.
- 3 pour le Japon.
- 3 pour le Canada.
- 3 pour le Brésil.
- 3 pour la Chine.
- 2 pour la Ligue Arabe.
- 1 pour le Mexique.

DIVERS

L'**Agence Maritime des Nations Unies** et l'Organisation Maritime Consultative Inter-gouvernementale ont conclu un accord pour la création au cours des années 80, d'un système mondial de télécommunications maritimes par satellite. Le coût prévisionnel du système atteint 20 M\$.

La **Bell Systems** a commencé les essais du système TASI (Time Assignment Interpolation) sur la liaison téléphonique Boston-New York. Le système TASI doit permettre d'augmenter la capacité des liaisons actuelles à un coût intéressant, en utilisant les silences lors des conversations téléphoniques.

La société **Corning Glass Works** a déposé plainte contre l'**ITT** pour contrefaçon en matière de fabrication de fibres optiques.

Data General a engagé une procédure judiciaire contre Monolithic Memories Inc et Fairchild. En effet, Monolithic Memories a présenté un microprocesseur utilisant tout le logiciel des systèmes Novada de Data General. Fairchild de son côté a interrompu ses ventes de systèmes Macrologic à Data General.

La **Deutsche Bundespost** a établi un plan pour l'implantation d'un réseau commuté de transmission de données qui ferait appel à 24 centres de commutation électronique. Le montant des investissements atteint 1 500 M de DM entre 1976 et 1980.

Fairchild a réalisé un registre à décalage à transfert de charge de 65 536 bits de capacité, organisé en 16 blocs de 4 K mots de 1 bit et présenté en boîtier DIL à 16 broches.

Des chercheurs du Laboratoire Central de Recherche **Hitachi** ont réalisé une mémoire monolithique à bulles magnétiques de 256 K bits de capacité présentant un temps d'accès moyen de 3 à 10 ns.

Le gouvernement argentin versera 118,4 M\$ à **ITT** à titre de dédommagement pour la rupture unilatérale, en 1967, d'un contrat de télécommunications.

Les **Laboratoires Bell** effectuent actuellement des essais de transmission numérique sur fibres optiques à un débit de 44,7 M bits/s. La fibre utilisée fabriquée par la Western Electric et Corning, présente une atténuation de 6,2 dB/km à 820 nm; l'émetteur de lumière utilisé est une diode laser à l'arséniure de gallium émettant sous 820 nm. La longueur du câble est de 600 m environ.

Des chercheurs du Laboratoire Central de Recherches de la **Nippon Electric Company** ont développé un dispositif de prise de vue à l'état solide à transfert de charge comportant 242 x 228 éléments photosensibles.

19 pays membres de la ligue Arabe ont signé l'accord instituant l'**Organisation Arabe des Satellites** (ASO). La première tâche de cette organisation sera l'implantation d'un réseau régional de télécommunications par satellite, dont le coût se situera entre 200 et 400 M\$.

Des chercheurs des laboratoires de recherche **Philips** de Aachen (D. Fédérale) ont réalisé une fibre optique dopée au germanium présentant une bande passante de 1,5 GHz et une perte de 1,4 dB/km.

Le **Post Office britannique** va expérimenter deux liaisons par fibres optiques (12 km, 8 M bits/s) dans l'Est du Royaume Uni.

Dans le cadre du programme de développement du système de défense aérienne « Patriot », l'US Army Command a accordé à **Raytheon** un contrat de 425 M\$ pour le

développement des outils de production de ce système.

Le prix du dispositif de prise de vue à l'état solide à transfert de charge **RCA**, vient d'être réduit de 50 %. Rappelons que ce dispositif fournissant directement une image de télévision à 525 lignes, est constitué par une matrice photosensible de 512 x 390 points.

La **SESA** (F) a réalisé une étude paramétrique, technologique et prospective sur les fibres optiques et leurs applications à la transmission de l'information.

34 000 abonnés londonniens du réseau de télédistribution Redifon Limited of London, reçoivent des images par l'intermédiaire d'un réseau comportant des **fibres optiques**.

Les prix de nombreux **microprocesseurs** ont été diminués de 30 à 50 % au cours de l'été, il s'agit des modèles F 8 plastiques de

Mostek, du Pace National Semiconductor, du 8080-4 de Advanced Micro Devices et du 1600 de General Instruments.

Le premier **satellite** de télécommunications Indonésien Palapa-A a été lancé avec succès le 8 juillet dernier.

Des chercheurs de l'Université du Missouri et de l'hôpital du Massachussets ont réalisé un **stimulateur cardiaque** à pile biologique (cf. OE Nov. 1974, p. 479).

La France a signé un accord avec la Côte d'Ivoire pour le développement des **télécommunications** dans ce pays.

Des essais concernant la **transmission numérique** de signaux de **télévision** couleur PAL via un satellite Intelsat IV ont été effectués par la BBC et le Post Office britannique. La transmission a été réalisée sur un signal multiplexé à 60 M bits.

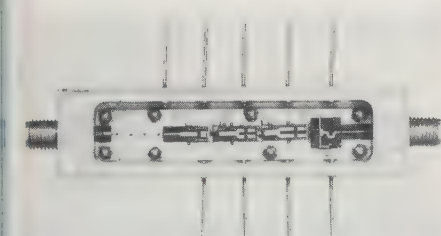
NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

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.

TRANSISTOR HYPERFRÉQUENCE A EFFET DE CHAMP

Hewlett Packard HFET 1 000

Premier modèle d'une famille de transistors à effet de champ à barrières métalliques et à l'arseniure de gallium, ce dispositif présenté sous forme de puce de semiconducteur est essentiellement destiné à être incorporé dans les amplificateurs à faible bruit fonctionnant dans une bande de fréquences s'étendant de 2 à 12 HGz. Il délivre 14,5 dBm à 10 GHz avec un facteur de bruit ne dépassant guère 3,6 dB et un gain de 6,9 dB.



HEWLETT PACKARD France, B.P. N° 6, 91401 Orsay (tél. 907.78.25).

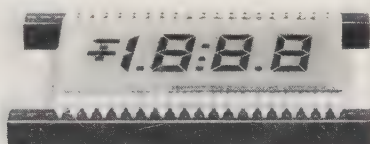
Service lecteur : inscrivez le n° 851.

DISPOSITIFS D'AFFICHAGE A CRISTAUX LIQUIDES

IEE série Polaris

La firme américaine Industrial Electronic Engineers Inc. lance une nouvelle série de dispositifs d'affichage à cristaux liquides comportant des modèles à 3 1/2, 4, 4 1/2, 5, 6 et 8 chiffres, un afficheur spécial pour horloge numérique et un dispositif d'affichage alphanumérique à 16 segments. Ces disposi-

tifs sont disponibles au choix pour affichage par réflexion ou par transmission. Notons également que le constructeur fournit les connecteurs associés spéciaux.



Caractéristiques :

— hauteur des caractères :

- 0,4" pour les modèles à 4 1/2, 5 chiffres;
- 0,5" pour les modèles à 3 1/2, 4, 6 et 8 chiffres et horloge;
- 0,7" pour les modèles à 3 1/2, 4, 6 chiffres, 4 caractères alphanumériques et horloge;
- 0,8" pour les modèles à 4 1/2 chiffres;
- 1" pour les modèles à 3 1/2 et 4 chiffres.

— indication de polarité sur les modèles à 3 1/2 et 4 1/2 chiffres;

— point décimal derrière chaque chiffre;

— mode de fonctionnement : réflectif ou transmissif au choix;

— tension de fonctionnement : 5 ou 12 V efficaces à 32 Hz;

— temps de montée : 75 ms;

— temps de descente : 150 ms;

— angle de visibilité : 150°;

— coefficient de contraste : 20;

— durée de vie : 50 000 heures;

— puissance consommée : 2,5 à 24 µW par segment selon les modèles;

— pas des connexions : 2,54 mm;

— gamme de température : — 20 à 60 °C.

IEE (USA). Représentation en France : SOURIAU, 11, rue Galliéni, 92103 Boulogne (tél. 604.20.00).

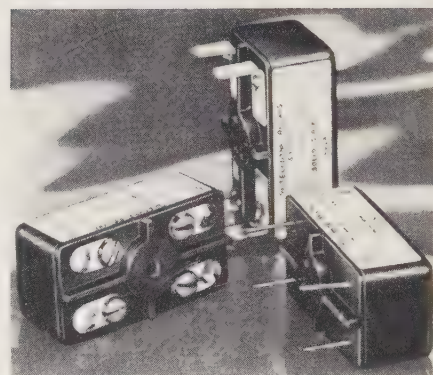
Service lecteur : inscrivez le n° 852.

RELAIS STATIQUES

Teledyne relays séries 603

Ces relais existent en deux versions.

La version 603-3 a une tension de commande de 3 à 10 V continue compatible avec les circuits logiques TTL. La version 603-4 a une tension de commande comprise entre 10 et 32 V et présente une grande immunité au bruit et convient bien aux applications industrielles en milieu perturbé.



Ces relais ont un pouvoir de coupure de 5A sous 250 V continus et une rigidité électrique de 1 500 V à 50 Hz. La résistance d'isolement entre les circuits d'entrée et de sortie atteint 1 GΩ. Ils existent avec trois types différents de sorties : broches pour circuits imprimés, bornes à vis et bornes enfichables; l'encombrement est le même pour tous les modèles : 51 x 25,4 x 23 mm.

TELEDYNE (GB). Représentation en France : TEKELEC AIRTRONIC, BP 2, 92310 Sèvres (tél. 027.75.35).

Service lecteur : inscrivez le n° 853.

DIODES IMPATT

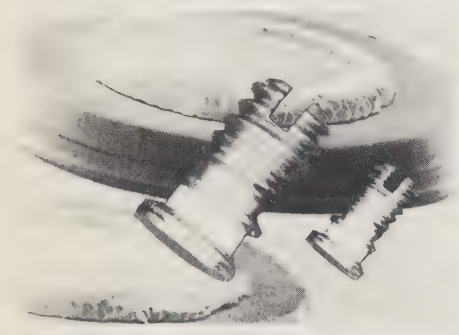
Siemens modèle BGY 28 et 29

Les diodes Impatt sont des dispositifs hyperfréquence à avalanche possédant un

rendement électrique élevé et délivrant des puissances de quelques watts. Elles présentent une bande passante assez large et un gain intéressant et conviennent bien à l'amplification de faible puissance.

Les diodes Impatt proposées par Siemens ont été réalisées selon la technologie « silicium à double dérive » qui leur assure des performances intéressantes.

Le modèle BGY 28 délivre 0,5 W à 4 GHz avec un rendement de 10 % environ et le dispositif BGY 29, 2 W avec un rendement voisin.



SIEMENS FRANCE : BP 109, 93203 Saint-Denis (tél. 820.61.20).

Service lecteur : inscrivez le n° 854.

MÉMOIRE VIVE STATIQUE A 4 K BITS

Intel modèle 2114

Cette mémoire organisée en 1 K mots de 4 bits est réalisée en technologie MOS à canal N et à grille en silicium. Tous les circuits étant du type statique, sa mise en œuvre ne nécessite pas de signaux d'horloge et la lecture n'est pas destructive.

Caractéristiques :

- organisation : 1 K mots de 4 bits ;
- type : mémoire vive statique ;
- technologie : MOS à canal N ;
- entrées-sorties communes compatibles avec la logique TTL à trois états ;
- temps d'accès et temps de cycle :
 - 200 ns (modèle 2114-2) ;
 - 300 ns (modèle 2114-3) ;
 - 400 ns (modèle 2114) ;
- entrée de sélection de boîtier ;
- alimentation : 5 V ;
- consommation : 0,1 mW/bit ;
- présentation : boîtier plastique DIL à 18 broches.

INTEL CORPORATION FRANCE, 74, rue d'Arcueil, SILEC 223, 94528 Rungis, Cedex (tél. 687.22.21).

Service lecteur : inscrivez le n° 855.

CONTACT HERMÉTIQUE A TIGES Hamlin modèle MTHG 2

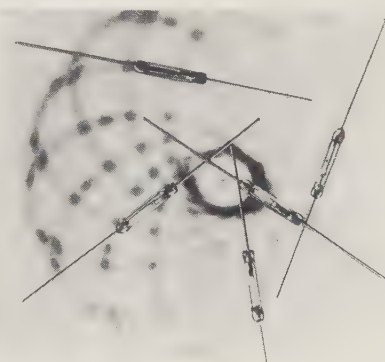
Le nouveau contact à tiges mouillé au mercure proposé par Hamlin, présente la particularité de fonctionner dans toutes les positions. Cette caractéristique originale est due au fait que la goutte de mercure a été remplacée par une fine couche de mercure qui se maintient par capillarité.

Caractéristiques :

- temps de montée : 1,2 ms ;
- temps de descente : 1,8 ms ;

- résistance de contact : 80 mΩ ;
- tension de claquage : 1 000 V ;
- dimensions :

- diamètre : 2,29 mm ;
- longueur de l'ampoule de verre : 14,50 mm ;
- longueur hors tout : 40,5 mm.



HAMLIN ELECTRONICS, 3, sente des Dorées, 75019 Paris (tél. 202.53.17).

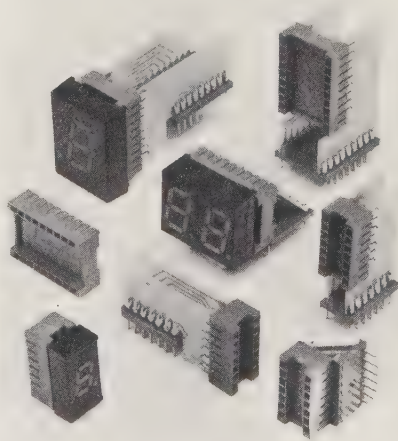
Service lecteur : inscrivez le n° 856.

SUPPORTS POUR DISPOSITIFS D'AFFICHAGE

Jermyn

La firme britannique Jermyn propose une nouvelle gamme de supports pour dispositifs d'affichage numérique à diodes électroluminescentes présentés en boîtier DIL.

Ces supports permettent de rapporter les connexions avec un angle droit ; ils conviennent aux dispositifs du type 707, 727 ou 747. Notons enfin que la résistance de contact à 1 A est de 20 m.



JERMYN (GB). Représentation en France : Bordeaux-Industries : 2, rue de Londres, 75009 Paris (tél. 744.29.71).

Service lecteur : inscrivez le n° 857.

TRANSISTOR HYPERFRÉQUENCE BIPOLAIRE

Hewlett Packard modèle HXTR 6102

Le transistor est garanti par le constructeur pour présenter un facteur de bruit moyen de 2,5 dB et un gain de 9 dB à 4 GHz. Ce dispositif proposé en boîtier céramique-métal, est destiné pour l'amplification des

signaux de faible niveau en télécommunication : faisceaux hertziens, télécommunications par satellite.

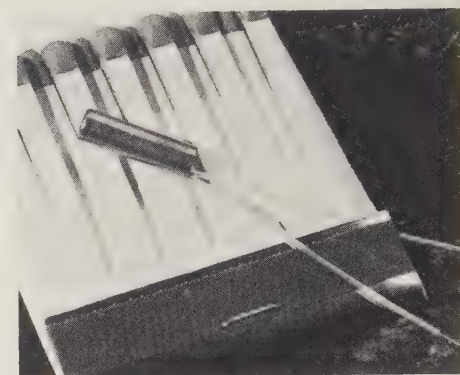
HEWLETT PACKARD France : BP 6, 91401 Orsay (tél. 907.78.25).

Service lecteur : inscrivez le n° 858.

THERMISTANCES

Fenwal Electronics série HI-Temp

La firme américaine Fenwal propose une nouvelle gamme de thermistances « haute température » destinée aux applications industrielles. Elles fonctionnent, en effet, dans une plage de températures allant de 500 à 1 000 °C et présentent une grande robustesse mécanique et une bonne résistance à la corrosion.



Ces dispositifs trouvent leurs applications dans la mesure des températures élevées, en remplacement d'un thermocouple et ce, sans faire appel à des circuits de compensation.

Ces thermistances se présentent sous la forme d'une petite perle avec fils de connexion enrobés d'alumine ; elles peuvent être également fournies dans différents boîtiers spéciaux.

FENWAL ELECTRONICS (CSA). Représentation en France : EUROMEGA : 20, place de Villiers, 93200 Montreuil.

Service lecteur : inscrivez le n° 859.

RELAIS STATIQUES

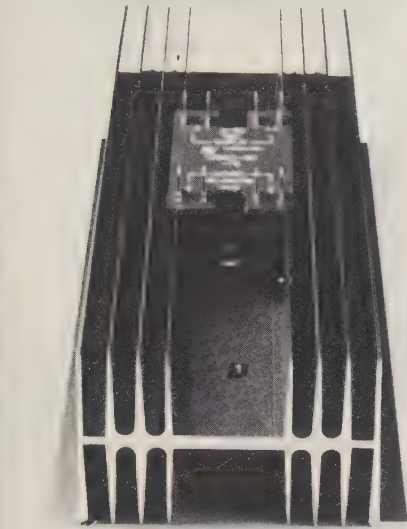
Astralux série 10 000

Astralux Dynamics introduit une nouvelle famille de relais statiques à couplage opto-électronique présentant une grande sécurité de fonctionnement. Ces dispositifs sont destinés aux applications industrielles, médicales, et scientifiques nécessitant une grande sécurité. Ils peuvent être directement commandés par des signaux logiques.

Caractéristiques :

- tension de commande 3 à 32 V continu ;
- courant commandé : 10, 15, 30 et 40 A_{eff} selon les types ;
- impédance d'entrée : 400 Ω ;
- résistance entre les circuits d'entrée et de sortie : 10¹² Ω ;
- capacité entre les circuits d'entrée et de sortie : 5 pF ;
- tension d'isolation entre le circuit d'entrée et de sortie : 1 500 V_{eff} ;
- tension d'isolement entre les circuits d'entrée et de sortie : 3 750 V_{eff} ;

- protection contre les court circuits et les surcharges incorporée;
- protection contre les transitoires à l'entrée : 600 V;
- gamme de température : — 30 à 80 °C;
- dimensions : 72 × 43 × 37 mm;
- poids : 141 g.



ASTRALUX DYNAMICS Ltd, Brightlingsea, Colchester, Essex CO 7 OSW (GB).

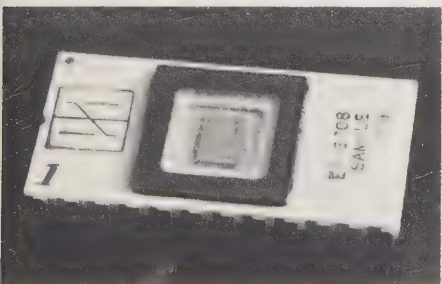
Service lecteur : inscrivez le n° 860.

MEMOIRES MORTES REPROGRAMMABLES

Electronic Arrays modèle EA 2704 et EA 2708

Electronic Arrays introduit deux mémoires mortes reprogrammables de 4 K bits de capacité réalisée en technologie MOS à canal N; le modèle 2704 est organisé en 512 mots de 8 bits et le type 2708 en 1 K mot de 8 bits. L'effacement du contenu de ces mémoires s'effectue par exposition aux rayons ultra-violets.

Ces dispositifs de type statique présentent un temps d'accès moyen de 450 ns et les entrées-sorties sont compatibles avec la logique TTL. Notons également que ces mémoires proposées en boîtier DIL à 24 broches sont interchangeables broche à broche avec les modèles fabriqués par Intel sous les références 2704 et 2708.



ELECTRONIC ARRAYS (USA) Représentation en France : TECHNOLOGY RESOURCES : 27, rue des Poissonniers, 92200 Neuilly-sur-Seine (tél. 747.47.17).

Service lecteur : inscrivez le n° 861.

CONVERTISSEUR D'ALIMENTATION CONTINU-CONTINU Burr Brown modèle 700

Burr Brown présente un convertisseur d'alimentation spécialement conçu pour les applications où une forte isolation entre l'entrée et la sortie est nécessaire.

Ce dispositif convertit une tension d'entrée de 10 à 18 V en une tension double de même grandeur; un système de régulation externe peut être ajouté si nécessaire. Les domaines d'application du modèle 700 couvrent l'instrumentation médicale, les systèmes de contrôle industriel, les équipements périphériques d'ordinateurs, etc.



Caractéristiques :

- tension d'entrée : 10 à 18 V;
- courant maximal d'entrée : 90 mA;
- fréquence d'oscillation : 130 kHz;
- tension de sortie : double de 10 à 18 V;
- courant maximal de sortie : 30 mA;
- ronflement : 80 mVs c à c 30 mA;
- isolation : 1 500 V continu ou 1 000 V efficace;
- gamme de température : — 25 à + 85 °C;
- dimension : 28,6 × 28,6 × 10,2 mm

BURR BROWN France, 18, avenue Dutartre, 78150 Le Chesnay (tél. 954.35.58).

Service lecteur : inscrivez le n° 862.

MODULATEURS ET DÉVIRATEURS OPTO-ACOUSTIQUES

Thomson CSF

Ces nouveaux dispositifs conçus et développés par Thomson-CSF, utilisent l'interférence d'une onde acoustique et d'un faisceau laser sur un substrat en molybdate de plomb.

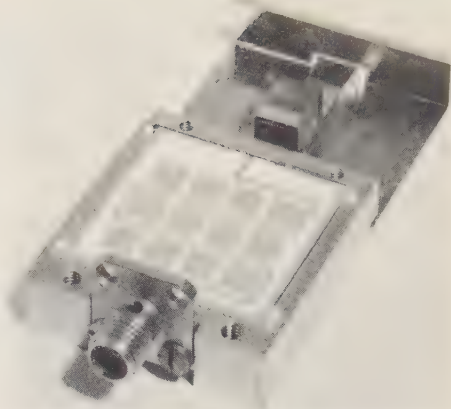
L'onde acoustique module et dévie le faisceau laser selon un angle qui est directement proportionnel à la fréquence de l'onde acoustique.

Les transducteurs soudés au niobate de lithium spécialement étudiés par Thomson-CSF ont permis d'atteindre un rendement de 90 % dans la bande 150-300 MHz.

Ces dispositifs sont destinés à être incorporés dans des systèmes d'affichage par rayon laser, de traitement du signal, d'enregistrement sur microfilm et les mémoires optiques.

Caractéristiques :

- bande de fréquence (F) : 150-300 MHz;
- nombre de points de résolution ($\pi \Delta F$) : 1 000;
- temps d'accès aléatoire (τ) : $\leq 7,5 \mu S$;
- rendement de déflexion :
 - 70 % à 0,4880 μ ;
 - 55 % à 0,6328 μ ;
 - 90 % à 0,4880 μ ;
- temps de croissance et de décroissance : 15 ns



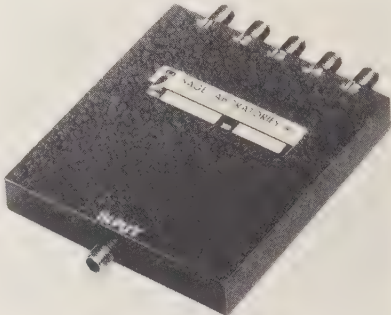
THOMSON CSF-DTE, 38, rue Vauthier, 92100 Boulogne-Billancourt (tél. 604.81.75).

Service lecteur : inscrivez le n° 863.

DIVISEUR DE PUISSANCE A 5 VOIES

Sage Laboratories modèle FP 1835-24

Sage Laboratories a introduit un diviseur de puissance hyperfréquence à 5 voies qui vient compléter la série des dispositifs à 2,3 et 4 voies qu'elle commercialise déjà.



Caractéristiques :

- bande de fréquence : 2-4 GHz;
- taux d'ondes stationnaires sur toutes les sorties : 1,5 : 1;
- isolation : au moins 15 dB;
- perte d'insertion moyenne : 0,3 dB;
- dispersion : 0,5 dB;
- dimensions : 81 × 75 × 13 mm.

SAGE LABORATORIES, 3 Huron Drive, Natick Mass 0 1760 (USA).

Service lecteur : inscrivez le n° 864.

ALIMENTATION HAUTE TENSION RÉGULÉE EN COURANT

Brandenburg modèle 820

La firme britannique Brandenburg a introduit sur le marché une alimentation haute-tension spécialement conçue pour délivrer une tension comprise entre 0,1 et 30 kV avec un courant constant. Cet appareil qui fait uniquement appel à des dispositifs à semiconducteur utilise le principe de la conversion à haute fréquence de manière à atténuer les problèmes de filtrage. La stabilité en courant est inférieure à 1 % dans une gamme allant de 10 à 500 μA .

La sortie peut être stabilisée soit en tension, soit en courant. Le choix du courant de sortie est réalisé par commutateur dans le mode « stabilisé en courant » et la sélection de la tension de sortie est effectuée à l'aide d'un potentiomètre multitours dans le cas du mode « stabilité en tension ». L'appareil dispose en outre de protection contre les surcharges et les fausses manœuvres.



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

Service lecteur : inscrivez le n° 865.

FILTRE BASSE FRÉQUENCE VARIABLE A 2 VOIES

Kemo modèle VBF/3

La firme britannique KEMO propose un filtre variable à deux voies faisant appel à une technologie moderne. Cet appareil comprend deux voies identiques agissant selon le cas en filtre passe-haut ou passe-bas, avec une atténuation de 24 dB/octave; les deux voies peuvent être mises en série pour obtenir des filtres présentant une atténuation double ou bien un filtre passe bande.



Caractéristiques :

- 2 voies identiques;
- gamme de fréquence : 0,1 Hz à 10 kHz (1 Hz à 100 kHz ou 0,01 Hz à 12 Hz sur demande) en 5 bandes;
- fonction de chaque voie : filtre passe-haut ou passe-bas;
- atténuation hors bande : 24 dB/octave;
- gain en tension : 1, 3, 10 par simple commutation;
- tension de décalage à la sortie : 3 mV à 25 °C;
- dérive de la tension de sortie : 40 μ V/°C;
- distorsion : $2 \cdot 10^{-3}$;
- précision en fréquence : 5 % de la lecture.

KEMO (GB). Représentation en France : AGEMIP : 5, boulevard Poincaré, 94170 Le Perreux (tél. 871.17.14).

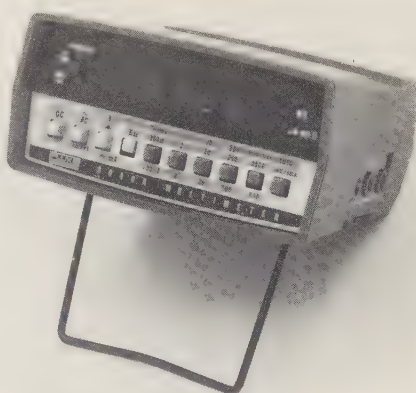
Service lecteur : inscrivez le n° 866.

MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE

Fluke modèle 8030 A

La firme américaine Fluke présente un nouveau multimètre numérique portable

essentiellement destiné à la maintenance. Cet appareil est caractérisé par une fiabilité élevée et une grande robustesse.



Caractéristiques :

- 2 000 points avec indication de polarité;
- fonctions : tensions et courants continus et alternatifs, ohmmètre, essai de jonctions à semiconducteur.
- tensions continues :
 - 5 gammes de 199,9 mV à 1 100 V;
 - impédance d'entrée 10 M Ω ;
 - précision : 10^{-3} 1 chiffre;
 - réjection en mode commun : 120 dB (continu, 50 et 60 Hz);
- tensions alternatives (mesure de la tension efficace vraie);
 - 5 gammes de 199,9 mV à 750 V;
 - Gamme de fréquence : 45 Hz-10 kHz;
 - précision : 510^{-2} 3 chiffres dans le cas le plus défavorable;
 - réjection en mode commun : 60 dB (50 et 60 Hz);
- courants continus :
 - 5 gammes de 199,9 A à 199,9 mA;
 - Précision : $35 \cdot 10^{-4}$ 1 chiffre;
- courants alternatifs (valeur efficace vraie) :
 - 5 gammes de 199,9 A à 1 999 mA;
 - précision : $3 \cdot 90^{-2}$ 2 chiffres dans le cas le plus défavorable;
- résistances :
 - 5 gammes de 199,9 Ω à 1 999 k Ω ;
 - précision : $6 \cdot 10^{-3}$ + 1 chiffre dans le cas le plus défavorable;
- essais de jonctions à semiconducteurs :
 - gamme : 0 à 2 000 mV sous 1 mA;
- protection contre les surcharges et les fausses manœuvres;
- accessoires : sonde de température (— 50 à + 150 °C); haute tension (40 kV), sondes haute fréquence (100 MHz ou 1 GHz), pince ampèremètre;
- alimentation : batteries d'accumulateurs, batteries de piles;
- visière de lecture incorporée;
- dimensions : 6,4 $\times$ 12,4 $\times$ 14,5 cm;
- poids : 1 kg.

JOHN FLUKE. Représentation en France : MB ELECTRONIQUE, BP 31, ZAC de Buc, 78530 BUC (tél. 956.31.30).

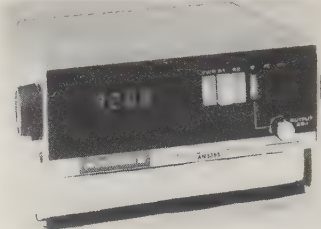
Service lecteur : inscrivez le n° 867.

THERMOMÈTRE NUMÉRIQUE

Analogic modèle AB 5365

Analogic propose un appareil portatif autonome destiné à la mesure de température à partir de sonde à thermocouple, il comporte un circuit de linéarisation numérique constitué par une mémoire morte à circuit intégré.

Cet appareil possède deux gammes de base et peut être relié à 18 types courant de thermocouples; sur demande l'une des deux gammes peut être remplacée par une fonction millivoltmètre avec une résolution de 10 μ V pour la mesure directe de la tension produite par le thermocouple.



Caractéristiques :

- affichage sur 4 chiffres;
- résolution 0,1 ou 1 °C suivant la gamme;
- tension d'entrée : — 50 mV à + 99,99 mV;
- compensation automatique de la soudure froide;
- alimentation batterie d'accumulateurs incorporée (autonomie 10 h) réseau 110-220 V.

ANALOGIC (USA). Représentation en France : KONTRON : « La Boursidière » RN 186, 92357 Le Plessis-Robinson (tél. 630.36.72).

Service lecteur : inscrivez le n° 868.

SIMULATEUR DE MÉMOIRES MORTES

Data I/O modèle Romulator

Data I/O présente un outil de développement et de mise au point des systèmes utilisant des mémoires mortes. Cet appareil, baptisé « simulateur » se comporte pour le système comme une mémoire morte mais pour l'ingénieur; il offre toutes les facilités des mémoires vives; l'opérateur peut, en effet, modifier le contenu de la mémoire autant de fois qu'il le désire.

Le « Romulator » comprend deux éléments distincts : le programmeur et la mémoire. Le programmeur ressemble à une calculatrice de poche; il comporte un clavier hexadécimal et une unité d'affichage.

La mémoire d'une capacité de 8 K bits se présente sous la forme d'un parallépipède possédant un connecteur DIL s'adaptant exactement au support de mémoire morte du circuit en développement.

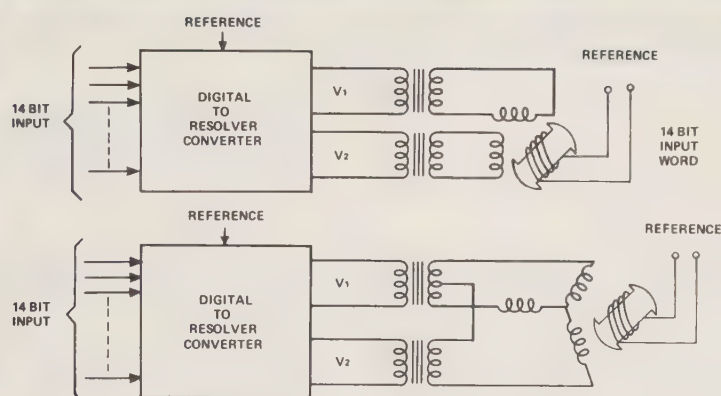
Cet appareil simule tous les types de mémoires mortes ayant une capacité maximale de 8 K bits et présente un temps d'accès de 500 ns. L'unité de programmation mesure 7,6 $\times$ 20,3 $\times$ 5,1 cm et pèse 2,2 kg tandis que la mémoire a un encombrement de 7,6 $\times$ 5,1 $\times$ 3,1 cm et pèse 0,7 kg.

DATA I/O (USA). Représentation en France : MB ÉLECTRONIQUE : BP 31, ZAC de Buc, 78530 BUC (tél. 956.31.30).

Service lecteur : inscrivez le n° 869.

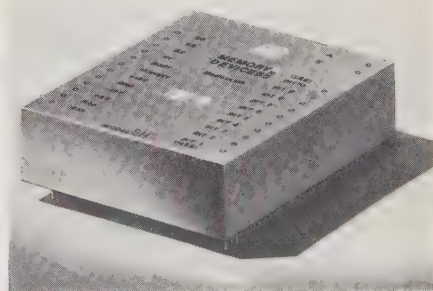
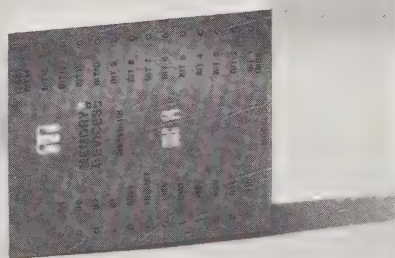


convertisseurs synchro-numériques et... numériques-synchro



APPLICATIONS

- ☐ Radar
- ☐ Navigation
- ☐ Données de vol
- ☐ Météorologie
- ☐ Machine-Outil
- ☐ Machines d'imprimerie



CENTRE D'AFFAIRES SILIC
12 rue Le Corbusier
bâtiment "Iéna"
94533 Rungis Cidex L 204

Tél. 686.77.60 - Télex 200156 ANA
Alençon - Tél. (34) 26.07.61
Grenoble - Tél. (76) 05.51.08
Toulouse - Tél. (61) 51.10.46

CIMRON

15 ANS D'EXPÉRIENCE

Dans la mesure numérique

PRÉSENTE

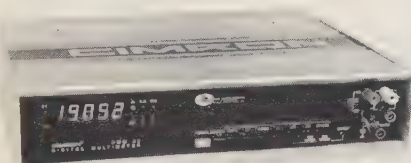
Parmi une gamme complète
de

MULTIMÈTRES

20 000-40 000-120 000 pts

LE

DMM 42



- * 6 gammes DC : 1 μ V à 1 200 V
- * 9 gammes Ω (4 fils)
-100 $\mu\Omega$ à 200 M Ω
- * 6 gammes I : 4pA à 2A
- * 4 gammes AC (Moy ou RMS)
-100 μ V à 1 100 V
- * Zéro automatique
- * Gamme automatique
- * Protection totale
- * Sortie imprimante
- * Programmation totale
- * Autres options

A PARTIR de Frs 4865 H.T.

Autres Modèles pour

- Industrie : alim. batt.
- Laboratoire : 0,002 %
- Système : 2-20-1 000 C/S

Renseignement et démonstration :

MESCAN 13, passage du Génie

75012 PARIS

Tél. : 345-53-48

Pour plus de détails, utiliser nos cartes-réponses.

Service Lecteur : inscrivez le n° 825.

PRODUITS RÉCENTS

COMPOSANTS

Astralux : Relais statiques à isolation élevée (tension de commande : 3 à 32 V continus ; courant de sortie 10, 15, 30 ou 40 A) série SSR 10 000. [8649]

Burr Brown : Convertisseur analogique-numérique à 8 bits modèle ADC 82.

— Amplificateurs d'instrumentation modèles 3626 CP et 3626 BP. [8650]

— Circuit échantillonneur-bloqueur à 12 bits modèle SHC 80. [8651]

— Convertisseur numérique-analogique à 8 bits avec référence de tension incorporée modèle DAC 90. [8652]

Chomerics : Claviers hexadécimaux à touches modèles ER et EF. [8653]

D.J. Instruments : Capteur de très faibles pressions modèle P 100. [8654]

Electronic Arrays : Mémoires mortes reprogrammables modèles EA 2704 (512 mots de 8 bits) et EA 2708 (1 Kmot de 8 bits). [8655]

Entran Devices : Capteur de force miniature modèle ELF 1000. [8656]

Fenwall Electronics : Thermistances haute température série HI TEMP. [8657]

Garry Manufacturing : Cartes de circuits imprimés au pas métrique pour circuits intégrés. [8658]

Hamamatsu : Photocoupleurs en boîtier métallique à lampe-photorésistance, à lampes néon-photorésistance à diode électroluminescente-photorésistance, diode électroluminescente-cellule au silicium. [8659]

— Multiphotocoupleurs à diodes électroluminescentes. [8660]

— Tubes détecteurs de rayons ultraviolet série UV TRON. [8661]

Hamlin : Relais statiques (110 ou 220 V ; 1,5 A, entrée 3-32 V continus) série 7560. [8662]

— Contact à tige mouillé au mercure et fonctionnant dans toutes les positions. [8663]

Hewlett Packard : Transistor hyperfréquence à effet de champ présenté en puce (10 GHz, 25 mW, gain : 6,9 dB, bruit : 3,6 dB) modèle HFET-1000. [8664]

— Transistor hyperfréquence bipolaire (4 GHz ; gain : 9 dB ; bruit : 2,5 dB). [8665]

— Dispositifs d'affichage numérique à diodes électroluminescentes et de faible consommation disponibles en barrette série 5082-7265. [8666]

IEE : Dispositifs d'affichage à cristaux liquides numériques et alphanumériques. [8667]

— Dispositifs d'affichage à plasma de 32, 64, 128 et 256 caractères alphanumériques. [8668]

Intel : Mémoire vive statique de 4 Kbits (1 024 mots de 4 bits) modèle 2114. [8669]

— Mémoire vive dynamique de 16 Kbits de 1 bit modèle 2116. [8670]

Jermyn : Supports pour dispositifs d'affichage à diodes électroluminescentes. [8671]

LDF Semi-conductor : Commutateur statique à haute fiabilité. [8672]

Motorola : Portes de puissance en logique TTL à 3 états modèles MC 6885 à 6888 et MC 8T95 à 98. [8673]

— Circuit contrôleur d'interruptions prioritaires, pour microprocesseur 6800 modèle MC 6828. [8674]

New England Instrument : Potentiomètre cylindrique de précision à déplacement linéaire. [8675]

Sage Laboratories : Diviseur de puissance à 5 voies (2-4 GHz) modèle FP 1835-24. [8676]

Sealelectro : Connecteur soudé pour circuits microbande.

— Embase femelle (18 GHz). [8677]

— Fiche droite de traversée de cloison pour câble coaxial. [8678]

— Fiche de court-circuit. [8679]

— Support de transistor en teflon. [8680]

— Traversée isolée économique. [8681]

Siemens : Diode impatt (2 W à 7 GHz) modèle BGY 24. [8682]

— Diode impatt (0,5 W à 7 GHz) modèle BGY 28. [8683]

Wakefield : Dissipateurs de chaleur pour semiconducteurs présentés en boîtier T03, 66 et 220. [8684]

SOUS-ENSEMBLES

Brandenburg : Circuit d'interface pour l'alimentation des compteurs geiger modèle N 2314. [8685]

— Alimentation haute tension à courant constant (0,1-30 kV) 10 à 500 μ A. [8686]

Burr Brown : Système d'acquisition de données analogiques (entrées ± 10 mV à ± 10 V ; sortie sur 12 bits) modèle SDM 853. [8687]

— Alimentations modulaires pour micro-circuits (5V jusqu'à 1A ; ± 15 V jusqu'à 200 mA ; entrée 110 ou 220 V 50 ou 400 Hz) et convertisseurs de tension continu-continu (entrée 4,5 ou 22-34 V ou 15 V sortie 15 B jusqu'à 200 mA) série 500. [8688]

— Interfaces d'entrée sortie pour processeurs Intel 8010 et MDS 800. [8689]

— Interfaces d'entrée sortie pour l'exerciser de Motorola modèle MP 7208 (8 entrées différentielles) et MP 7216 (16 entrées simples). [8690]

— Convertisseur de tension continu continu (entrée 10-18 V sortie 15 V, 30 mA) modèle 700. [8691]

Corcom : Filtres secteurs pour parasites avec prise secteur séries EF (industrielle) et H (médical). [8692]

— Filtres secteurs pour circuits logiques, alimentations à découpage et circuits à thyristors série V, S et N. [8693]

— Filtres secteurs avec prise secteur et fusible série J. [8694]

Datel Systems : Mécanique et électronique de commande pour enregistreur numérique à cassette à faible consommation série ICT. [8695]

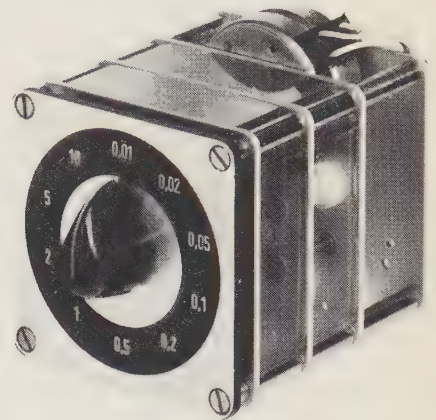
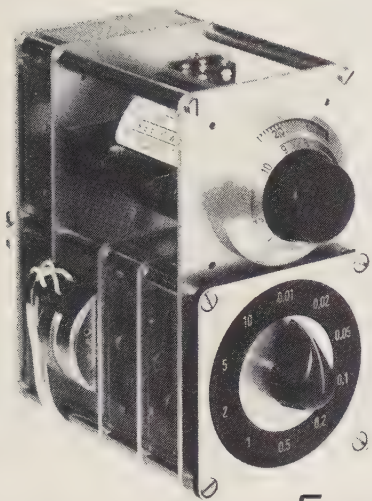
Efractom : Standard de fréquence au rubidium modèle FR K-L (stabilité 1.10^{-10})

(suite page XX)

Le seul moto-réducteur synchrone à vitesses multiples

HALSTRUP

- De 10^{-6} à 300 t/m et de 2 à 1000 vitesses synchrones
- Couples de 0,5 à 10 cm/kg
- Commutation mécanique ou électrique
- Progression arithmétique, algébrique et harmonique



Ensembles moteurs-potentiomètres

Documentation
sur demande à :



techniques d'automatisme

25, rue de Brest, 92400 Courbevoie
Tél. : 333 67-74, 333 39-95, 788 91-81

En Belgique : SEREX - Rue Verhuist 53, 1180 Bruxelles Uccle - Tél. (02) 44.41.09

Service Lecteur : inscrivez le n° 826.

OPTOELECTRONIQUE

G. BROUSSAUD

Comme nombre de domaines nouveau-nés d'un pont jeté entre deux sciences ou deux techniques, l'optoélectronique n'avait encore fait l'objet d'aucune définition que l'on puisse invoquer pour délimiter ses frontières. C'est l'objet de cet ouvrage.

Construit autour de l'enseignement dispensé sous le nom d'optoélectronique à des élèves de troisième année de l'École Supérieure d'Électricité, ce livre est également destiné à des électroniciens déjà confirmés.

Grandes divisions :

Introduction - Principes fondamentaux - Les générateurs optiques - Les détecteurs optiques - Les surfaces photosensibles - Les milieux de propagation - Modulateurs et défecteurs - Compléments sur l'holographie

- Les corrélateurs optiques - Les cristaux liquides - Applications à l'affichage et à la visualisation - Panorama des autres applications de l'optoélectronique.

Monographies d'électronique, publiées sous la direction du Pr Pierre GRIVET.

Volume broché, 360 p., 242 fig. 165 F

Prix au 15.9.76

Pour toute commande ou demande de documentation, adressez-vous à votre librairie ou aux Éditions Masson - 120, boulevard Saint-Germain - 75280 Paris cedex 06.

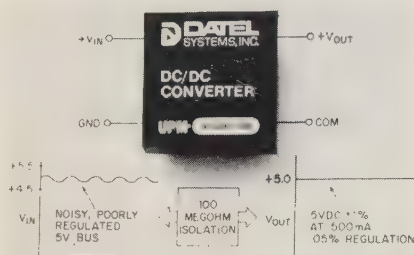
MASSON



Service Lecteur : inscrivez le n° 827.



Nouveaux convertisseurs modulaires DC/DC



- ▶ 35 modèles
- ▶ Entrée 5 V, 12 V, 28 V
- ▶ Sortie 5 V, 12 V, 24 V, 28 V unipolaire
- ▶ Sortie ± 12 V, ± 15 V, ± 18 V bipolaire
- ▶ Débits jusqu'à 500 mA
- ▶ Régulation: 0,02 %
- ▶ Isolement: 100 M Ω
- ▶ Rendement: 60 %
- ▶ Encombrement maximum : 5 x 5 x 1 cm
- ▶ Implantation circuit imprimé au pas de 2,54 mm



11, avenue Ferdinand Buisson
75016 PARIS
☎ 603.06.74
Télex Datelem 204280

PRODUITS RÉCENTS

mois) et FRK H (stabilité $3 \cdot 10^{-11}$ /mois). [8696]

Electronic Arrays : Système de développement pour microprocesseur EA 900 2, modèle EASE 1001. [8697]

Farnell : Alimentations régulées économiques 15 à 30 V; ± 15 V; ± 15 V et 5 V sous 0,2 à 10 A selon les modèles) séries F, FT et FP. [8698]

Hewlett-Packard : Alimentation programmable (0-50 V, 0 à 10 A) modèle HP 6002 A. [8699]

Instruments for Industry : Antenne active de réception versions marines, commerciales et navigations de plaisance série ORA 100 (10 nHz 50 MHz). [8700]

Marconi Instruments : Oscillateur à YIG et à diodes Gunn (5,5 à 18 GHz) série 6100. [8701]

ROGO : Compteur d'impulsions à lecture électrique avec sortie BCD. [8702]

Thomson CSF : Modulateur et démodulateurs opto acoustiques (150 300 MHz). [8703]

MESURE

Analogic : Thermomètre numérique modèle AN 5365. [8704]

Anritsu : Mesureurs de champs en ondes métriques et décimétriques modèle ML 64 A (25-500 MHz) et ML 512 A (300-1700 MHz). [8705]
— Banc de mesure sélectif (20 Hz-2 MHz) modèle MS 13 A. [8706]

Ballantine : Voltmètre efficace (facteur de crête: 15; 10 Hz-2 MHz; 100 V-330 V) modèle 323. [8707]

Bogen : Diotorsiomètre basse fréquence modèle AK 100. [8708]

Bruel et Kjaer : Psophomètre pour détermination subjective et objective du rapport signal sur bruit modèle 2429. [8709]

Doric : Indicateurs numériques de température (— 233 à + 888 °C) série 400 A. [8710]
— Indicateur numérique pour capteurs à jauges de contraintes (5 chiffres) modèle 420. [8711]

EM Research Labs : Générateur de signaux pour circuits MOS numériques modèle G 70. [8712]

ELECTRO Scientific Industries : Pointes de touche pour circuits imprimés destinés à être reliés à un appareil de mesure. [8713]

Furnell : Générateurs de signaux 10 Hz à 1 MHz modèles LFM 4, LF 1 et LFP 1. [8714]
— Modulomètres automatiques (1,5-1 500 MHz) série AMM. [8715]
— Tables traçantes X4 modèles A3 X Y, A4 X Y et A3 X Y T. [8716]

Genrad : Dosimètre personnel de bruit modèle GR 1954. [8717]

Hewlett Packard : Oscilloscope à mémoire et à persistance variable 2 voies modèle 1741 A. [8718]
— Tiroirs pour vibulateur HP 8620 C modèles 86242 C (5,9-9 GHz; 50 mW) et 86250C (8-12,4 GHz; 50 mV). [8719]

Kemo : Filtre variable basse fréquence à 2 voies (0,1 Hz à 10 kHz, 24 dB/Octave) modèle VBF 3. [8720]

LEA : Sonomètre numérique modèle SN/3. [8721]

Microdyne : Enregistreur de transitoires modèle Erdac 1100 A. [8722]

Marconi Instruments : Indicateur de taux d'ondes stationnaires modèle 6593 A. [8723]

— Têtes pour puissance-mètres (10 MHz à 106 GHz) série 6440. [8724]
— Détecteur à large bande (10 MHz à 18 GHz) modèle 6161. [8725]

Philips : Compteurs-fréquence-mètres intervallo-mètres numériques modèles PM 6622 (0-80 MHz), PM 6624 (0-520 MHz) et PM 6625 (0-1 GHz). [8726]

— Fréquence-mètres automatiques numériques modèles PM 6661 (0-80 MHz) et PM 6664 (0-520 MHz). [8727]
— Oscilloscope modèle PM 3212 (25 MHz, 1 voie). [8728]
— Oscilloscope modèle PM 3243 (50 MHz, 2 voies, multiplicateur analogique incorporé). [8729]

Racal Milgo : Système de test pour transmission de données modèle 711. [8730]

Scopex : Oscilloscope 6 MHz, 1 voie, modèle 4S 6 LS. [8731]

Takeda Riken : Analyseur de spectre (100 Hz-30 MHz) modèle 4120. [8732]

Tektronix : Oscilloscope portable (2 voies, 250 MHz) modèle 475 A. [8733]
— Multimètre numérique permettant la mesure des fréquences, destiné à être associé avec un oscilloscope, modèle DM 44. [8734]

Teletemp : Pyromètre à infrarouge. [8735]

Tracor : Récepteur de signaux basse fréquence modèle 900. [8736]

Vector : Analyseur logique à 16 voies modèle 1625. [8737]

SYSTÈMES

Analogic : Systèmes d'acquisition et de traitement de données série 5400. [8738]

Datation : Système de test pour tranches de semiconducteurs modèle LSI 800. [8739]

Fabritek : Mémoire additionnelle pour mini-ordinateur Hewlett Packard 2114 et 2116. [8740]

Infoton : Unité de visualisation alpha-numérique modèle GTX. [8741]

Serelec : Banc de test pour potentiomètres. [8742]

SIT-INTEL : Processeur d'entrée sortie à microprocesseur modèle ATR 7. [8743]

Testline Instruments : Système de test pour cartes logiques modèle AFIT. [8744]

Thomson CSF : Convertisseur de balayage à mémoire et en temps réel modèle TH 7502. [8745]

Wayne Kerr : Appareil de test pour cartes imprimées modèle A 60. [8746]

DIVERS

Bishop Graphics : Décalcomanies pour l'exécution de circuits imprimés modèle « Puppets ». [8747]

Le Bronze Industriel : Boîtiers « flat-pack » pour encapsulation de micro-circuits. [8748]

— Embase de relais de microélectronique.

Capital Magnetic : Bande magnétique pour studio d'enregistrement. [8749]

Executive Devices : Terminal de poche pour transmission de données. [8750]

Magneti-Marelli : Laser à gaz carbonique pour l'usinage des substrats en céramique pour micro électronique. [8751]

Sealectro : Appareil à souder pour le montage de connecteurs miniatures haute fréquence modèle T 2243. [8752]

Texas Instruments : Calculatrice programmable de bureau modèle SR 60. [8753]

LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES HAUTES FRÉQUENCES ET DES MICROONDES

(Lyon, 26-27 janvier 1977)

Les équipements hautes fréquences et hyperfréquences commencent à trouver des applications industrielles dans les domaines les plus divers : industries alimentaires, traitements textiles, fabrications papetières, industrie du bois, des céramiques...

Dans nombre de cas, des économies considérables d'énergie sont possibles. Certains traitements industriels qui demandent plusieurs heures de passage dans des « fours » ordinaires sont réalisés en quelques minutes.

De plus, l'énergie H.F. ou micro-ondes est apportée au cœur même de la matière, d'où de multiples possibilités d'améliorer la qualité des produits traités, voire de créer de véritables produits nouveaux.

Les chercheurs de Rhône-Alpes organisent deux journées d'étude destinées à faire le point sur les applications actuelles et surtout à faire découvrir aux industriels toutes les possibilités technologiques que ces processus mettent à leur portée.

Le programme détaillé de ces journées sera indiqué dans notre prochaine édition.

Pour tout renseignement :

Université Claude Bernard,
Colloque Hautes Fréquences et Micro-ondes. Département Physique Électronique, 43, boulevard du 11 Novembre 1918, 69621 Villeurbanne (Tél. : (78) 52.07.04).

LIVRES REÇUS

Light Emitting Diodes,

A. A. BERGH et P. J. DEAN.

University Press, Oxford, 1976, 591 p., ISBN 019-859317-1.

Introduction (8 p.). - References (1 p.). - Photometry 10 (25 p.). - Injection mechanisms (34 p.). - Light generation efficiency (274 p.). - Up-convertors (infrared to visible) (41 p.). - Led technology (73 p.). - Light-emitting diode design (69 p.). - Applications (47 p.). - Index (18 p.).

Mécanique quantique (particule dans un champ),

E. DURAND.

Tome 2. Spin et relativité, Masson, Paris, 1976, 430 p., ISBN 2-225-40942-0.

Dynamique relativiste classique des particules de spin zéro (67 p.). - Dynamique relativiste quantique des particules de spin zéro (A, absence de champ) (54 p.). - Dynamique relativiste quantique des particules de spin zéro (B, présence de champ) (47 p.). - Dynamique relativiste classique des particules à spin (69 p.). - Transformation des tenseurs et des spineurs de l'espace tridimensionnel (45 p.). - Théorie quantique non relativiste du spin (74 p.). - Notes diverses (62 p.). - Index alphabétique des matières (11 p.).

Analyse réelle et complexe,

W. RUDIN.

Masson, Paris, 1975, 397 p., ISBN 2-225-38214-X.

Avant-propos (1 p.). - Prologue. La fonction exponentielle (4 p.). - Théorie abstraite de l'intégration (27 p.). - Mesures de Borel positives (26 p.). - Espaces L^p (14 p.). - Théorie élémentaire des espaces de Hilbert (19 p.). - Exemples d'utilisation des espaces de Banach (21 p.). - Mesures complexes (18 p.). - Intégration sur les espaces produits (15 p.). - Différentiation (27 p.). - Transformation de Fourier (19 p.). - Propriétés élémentaires des fonctions holomorphes (24 p.). - Fonctions harmoniques (17 p.). - Le principe du maximum (11 p.). - Approximation par des fonctions rationnelles (15 p.). - Représentation conforme (21 p.). - Zéros des fonctions holomorphes (22 p.). - Prolongement analytique (15 p.). - Espaces H^p (22 p.). - Théorie élémentaire des algèbres de Banach (15 p.). - Transformées de Fourier holomorphes (15 p.). - Approximation uniforme par des polynômes (8 p.). - Notes et commentaires (8 p.). - Bibliographie (2 p.). - Liste des symboles particuliers (2 p.). - Index alphabétique des matières (6 p.).

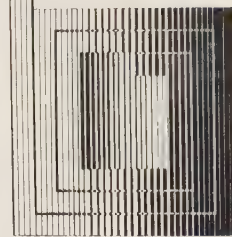
Organisation de l'informatique,

M. DASSE.

1. Les structures
Masson, Paris, 1975, 111 p., ISBN 2-225-41481-5.

Buts et utilité de l'informatique (21 p.). - Le service informatique dans l'entreprise (36 p.). - Les métiers de l'informatique (39 p.). - Les exemples de la pratique (8 p.).

(suite page XXII)



Paris-avril 1978

BIOSIGMA78

colloque international
sur les signaux et les images
en médecine et en biologie

international conference
on signals and images
in medicine and biology

Secrétariat Général : 11 rue Hamelin -
75783 PARIS Cédex 16 - France
☎ 553.11.09-505.14.27
✉ SYCELEC PARIS 034
☐ SYCELEC PARIS 611045 F

LIVRES REÇUS

INDEX DES
ANNONCEURS

Organisation de l'informatique,

M. DASSE,

3. La gestion et les coûts,
Masson, Paris, 1976, 78 p.,
ISBN 2-225-42-4830.La gestion de l'informatique (43 p.). -
Le coût de l'informatique (25 p.). - Conclu-
sion (3 p.).Méthode générale d'analyse d'une
application informatique,

X. CASTELLANI,

Tome 1. Étapes et points fondamentaux
de l'analyse de conception,
Masson, Paris, 1975, XVI, 253 p.,
ISBN 2-225-40843-2.Avant-propos (11 p.). - Introduction
(4 p.). - Terminologie (3 p.). - Macro-
analyse, plan informatique (8 p.). - Étapes
fondamentales de l'analyse d'une appli-
cation (7 p.). - L'étude d'opportunité
(58 p.). - L'analyse fonctionnelle (78 p.). -
Annexes : La conduite d'une interview
(4 p.). - La codification (10 p.). - Les
tables de décision (19 p.). - Les fichiers
(52 p.). - Les dossiers (3 p.). - Bibliographie
(2 p.). - Index (4 p.).Méthode générale d'analyse d'une
application informatique,

X. CASTELLANI,

Tome 2. Étapes et points fondamentaux
de l'analyse détaillée et de la program-
mation,Masson, Paris, 1975, XI, 206 p.,
ISBN 2-225-40483-2.L'analyse organique (34 p.). - La pro-
grammation (16 p.). - Conclusion générale
(2 p.). - Annexes : Conception d'un docu-
ment de saisie (24 p.). - Les contrôles
(22 p.). - Conception d'un document de
sortie (20 p.). - Cinématique des fichiers
(11 p.). - Procédures de reprise (des
exécutions des programmes) (43 p.). -
Présentation et optimisation des programmes
(17 p.). - Tests et jeux d'essais des pro-
grammes (9 p.). - Bibliographie (2 p.). -
Index (3 p.).Application de la télédétection à l'étude
de la biosphère,

C. M. GIRARD et M. C. GIRARD,

Masson, Paris, 1975, XIV, 186 p.,
ISBN 2-225-4-7734-2.Préface (8 p.). - Avant-propos (1 p.). -
La télédétection : La compréhension des
phénomènes (17 p.). - Les capteurs
(11 p.). - Le traitement des données (6 p.). -
Les domaines d'utilisation des données
(10 p.). - Les méthodologies : Méthodo-
logie de la photo-interprétation (18 p.). -
Méthodologie de l'interprétation des images
(18 p.). - Les interprétations : La végétation
(13 p.). - La pédologie (29 p.). - L'agro-
nomie (22 p.). - Influence humaine (12 p.). -
Exemples de traitement des données de
l'interprétation. Les images à haute altitude :
Les photographies prises à partir de ballons
(18 p.). - Bibliographie (9 p.). - Index
alphabétique des matières (2 p.).

© Masson, éditeur, 1976

Masson, éditeur, Paris
Imprimé par : Imprimerie Durand, 28600 LUISANT

MARCONI INSTRUMENTS	1 ^{re} C
LA SIGNALISATION	2 ^e C
MASSON Éditeur	3 ^e C
HEWLETT PACKARD	4 ^e C

	Pages
ADRET ÉLECTRONIQUE ...	XVII
AIL France	VII
ANALOG DEVICES	445
DATEL SYSTEMS	XX
ENST	XV
FNIE	XVI et XXI
GENRAD	XI
GETELEC	XIV
HEWLETT PACKARD	432
LEA	XIV
LTT	IX
MARCONI INSTRUMENTS ..	I, II et XVIII
MESCAN	446
PLESSEY	X
REA	VIII et XII
SCAIB	V
SECRE	VI
SEE	XXIII à XXX
TECHNIQUES D'AUTOMA- TISME	XIX
THOMSON CSF	XIII
MASSON Éditeur	XIX
OE Service Lecteur	XXXI et XXXII

L'ONDE ÉLECTRIQUE

n° 10 octobre 1976

Ce numéro a été tiré à 9000 exemplaires

© 1976, Masson et C^{ie}, ParisTous droits de traduction, d'adaptation
et de reproduction par tous procédés
réservés pour tous paysLa loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes
des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que
les copies « ou reproductions strictement réservées
à l'usage privé du copiste et non destinées à une
utilisation collective » et, d'autre part, que les
analyses et les courtes citations dans un but
d'exemple et d'illustration, « toute représentation
ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans
le consentement de l'auteur ou de ses ayants
droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1^{er}
de l'article 40).Cette représentation ou reproduction, par quel-
que procédé que ce soit, constituerait donc une
contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et
suivants du Code pénal.Recommandations
aux auteursNous attirons l'attention des auteurs sur
le fait que la majorité des lecteurs ne sont
pas familiers avec leurs spécialités. Il
importe donc que l'article soit rédigé pour
des lecteurs curieux, mais non avertis.La concision, non seulement rend un
texte plus accessible, mais aussi en accélère
notamment la publication.Le titre, court, doit renfermer unique-
ment des mots significatifs. Il peut être
complété par un *sous-titre*.Manuscrit. Il sera dactylographié (25 lignes
par page) (deux exemplaires), les *titres* ou
sous-titres de même valeur seront signalés
d'une façon identique tout au long du
texte.Noms et prénoms des auteurs seront
indiqués avec l'adresse du laboratoire, du
centre ou de l'entreprise où a été réalisé
le travail. L'orthographe des termes scienti-
fiques, des noms propres sera uniforme
tout au long du texte, de même que sur
les figures.Les termes peu courants ou sigles utilisés
seront expliqués entre parenthèses la pre-
mière fois qu'ils apparaîtront dans le texte;
ces définitions peuvent être réunies dans
un *glossaire*.Un *résumé* sera joint; l'auteur peut
fournir lui-même le *summary* (avec la
traduction du titre de l'article).Bibliographie. Si une bibliographie com-
plète a déjà été publiée, on indiquera sa
référence et de toute façon, on limitera la
bibliographie aux travaux plus récents cités
dans l'article. Les références seront classées
par ordre alphabétique de noms d'auteurs
et numérotées en indiquant :— pour les articles : le titre abrégé de la
revue selon les normes internationales,
année, tome et pages extrêmes (avec la
ponctuation).— pour les livres : le nom de l'éditeur,
la ville et l'année de parution.Figures et tableaux. Les figures doivent
être fournies avec des légendes très expli-
catives (3 à 4 lignes). Elles suscitent ainsi
l'attention du lecteur et l'incitent à lire
l'article.Toutes les figures seront numérotées
en chiffres arabes. Les photographies seront
fournies sous forme d'excellents tirages
sur papier ou de négatifs originaux. On
indiquera dans les marges, au dos, ou sur
un calque les coupes possibles, flèches,
numéros, lettres à ajouter, etc.Les diagrammes et dessins au trait seront
fournis en trait noir sur papier blanc ou sur
calque.Chaque illustration sera appelée dans le
texte et les légendes (développées) seront
réunies et dactylographiées sur une feuille
séparée.Les tableaux, dactylographiés sur des
feuilles séparées, seront numérotés en
chiffres romains avec un titre explicatif.Les articles reçus, sollicités ou non,
sont soumis pour acceptation au Comité
de Lecture par le rédacteur en chef qui
aura parfois recueilli au préalable l'avis
motivé (et anonyme) de lecteurs choisis
pour leur compétence.Il est préférable qu'un texte soit soumis
à la critique avant sa publication plutôt
qu'après.Les réductions ou modifications suggérées
par le Comité peuvent être faites par un
collaborateur du journal avant d'être sou-
mises à l'accord de l'auteur.

Le Directeur de la Publication : M. TALAMON

Dépôt légal : 1976 — N° d'ordre : 4970

4^e trimestre 1976

Commission paritaire : n° 57 306

abonnement supplé- bulletin à votre Service Abonnements
mentaire ou vous libraire, ou retournez- 120, Bd St-Germain
abonner à votre le, avec votre paie- 75280 PARIS
adresse personnelle, ment, à : Cedex 06 - France

sur papier libre, en mentionnant toutes les références concernant la documentation
désirée, et en précisant votre FONCTION ou SERVICE, ainsi que votre
SPECIALISATION.

3 Carte information

Nom :
Prénom :
Firme :
Adresse :

Je désire recevoir une documentation plus complète sur
les produits ou nouveautés portant les numéros suivants :

I'ONDE ÉLECTRIQUE
SERVICE LECTEUR
(cochez la case appropriée).

- ☐ Direction Technique
- ☐ Direction Commerciale
- ☐ Ingénieur Production
- ☐ Ingénieur Étude/Recherche
- ☐ Ingénieur Commercial
- ☐ Autre Cadre Technique
- ☐ Service Achat
- ☐ Service Documentation
- ☐ Enseignement
- ☐ Autre (précisez)

Précisez votre
SPECIALISATION :

2 Carte information

Nom :
Prénom :
Firme :
Adresse :

Je désire recevoir une documentation plus complète sur
les produits ou nouveautés portant les numéros suivants :

I'ONDE ÉLECTRIQUE
SERVICE LECTEUR
(cochez la case appropriée).

- ☐ Direction Technique
- ☐ Direction Commerciale
- ☐ Ingénieur Production
- ☐ Ingénieur Étude/Recherche
- ☐ Ingénieur Commercial
- ☐ Autre Cadre Technique
- ☐ Service Achat
- ☐ Service Documentation
- ☐ Enseignement
- ☐ Autre (précisez)

Précisez votre
SPECIALISATION :

1976 Bulletin d'abonnement

L'ONDE ÉLECTRIQUE
1 AN - 10 NUMÉROS

Je désire souscrire un abonnement à l'ONDE ÉLECTRIQUE

☐ FRANCE 150 F
☐ ÉTRANGER 180 F

Nom, prénom/Name surname

Organisme/Organization

Adresse/Address

Date

Signature

Je vous règle la somme de

- ☐ Mandat
- ☐ C.C.P.
- ☐ Chèque

F par : Please find enclosed the sum of :

- ☐ Ordre de virement / Transfer Order
- ☐ Mandat postal international / International Postal Order

Les abonnements sont payables à la souscription / Subscriptions should be paid when entered

☐ Je désire également recevoir des renseignements sur la S.E.E.

1 Carte information

Nom :
Prénom :
Firme :
Adresse :

Je désire recevoir une documentation plus complète sur
les produits ou nouveautés portant les numéros suivants :

I'ONDE ÉLECTRIQUE
SERVICE LECTEUR
(cochez la case appropriée).

- ☐ Direction Technique
- ☐ Direction Commerciale
- ☐ Ingénieur Production
- ☐ Ingénieur Étude/Recherche
- ☐ Ingénieur Commercial
- ☐ Autre Cadre Technique
- ☐ Service Achat
- ☐ Service Documentation
- ☐ Enseignement
- ☐ Autre (précisez)

Précisez votre
SPECIALISATION :

Afranchir

l'onde électrique

Service Abonnements

MASSON, Éditeur

120, Bd Saint-Germain

75280 PARIS, Cedex 06

France

Afranchir

l'onde électrique

235 - Service Lecteur

MASSON, Éditeur

120, Bd Saint-Germain

75280 PARIS, Cedex 06

France

POSTEZ CES CARTES DÈS AUJOURD'HUI
Pour être documenté gratuitement dans les meilleurs délais.

Afranchir

l'onde électrique

235 - Service Lecteur

MASSON, Éditeur

120, Bd Saint-Germain

75280 PARIS, Cedex 06

France

Afranchir

l'onde électrique

235 - Service Lecteur

MASSON, Éditeur

120, Bd Saint-Germain

75280 PARIS, Cedex 06

France

UN OUVRAGE DE SYNTHÈSE SUR UN SUJET D'ACTUALITÉ

Collection de l'École Nationale Supérieure
de Techniques Avancées.

LES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES

par **J. PARES**

Ancien élève de l'École Polytechnique, Ingénieur ENST
Directeur adjoint Division Télécommunications

V. TOSCAR

Ingénieur de l'Armement

Le but de cet ouvrage est de présenter
les éléments essentiels qui président à la conception
des systèmes de télécommunications par satellites.

Il s'adresse aux ingénieurs et techniciens
des industries électronique et spatiale,
à ceux des administrations concernées
ainsi qu'aux élèves des écoles d'ingénieurs
et des facultés des sciences.

L'analyse étant faite au niveau du système,
on étudie d'une part
les constituants du système :
satellite et station terrienne,
d'autre part les interfaces
entre ces constituants.

Au sommaire :

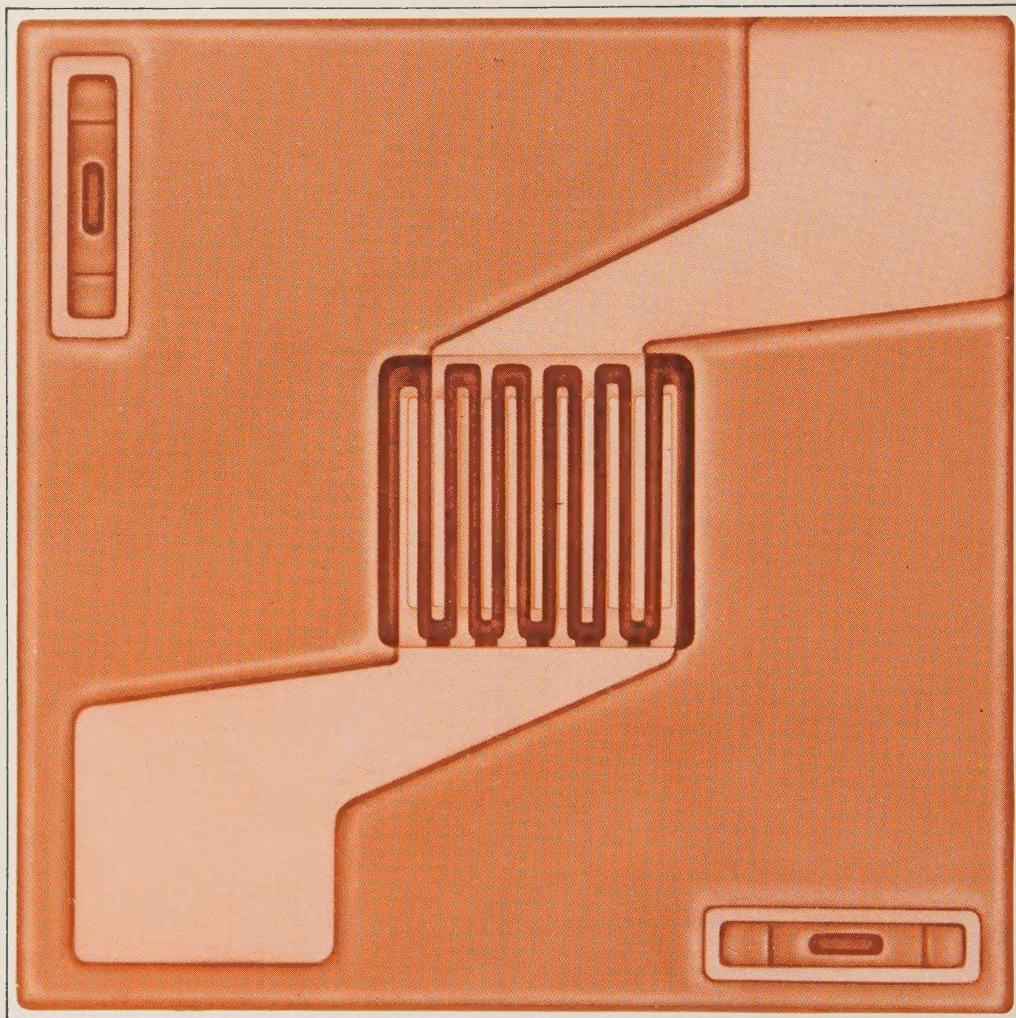
- I Généralités.
- II Transmission de l'information.
- III Réseaux.
- IV Systèmes de télécommunications
par satellites stationnaires « interfaces » géométriques.
- V L'environnement spatial.
- VI Organisation des satellites stationnaires.
- VII Mise en orbite des satellites stationnaires — Lanceurs.
- VIII Stations terriennes.
- IX Fiabilité des systèmes
de télécommunications par satellites.

Un volume broché de 236 pages,
147 figures
126 F.

MASSON 

120, bd St-Germain 75280 Paris Cedex 06

SURPRISE !



Transistor bipolaire très faible bruit Hewlett-Packard: le HXTR 6101.

Ce nouveau transistor représente une amélioration notable en matière de facteur de bruit et de gain associé sur les transistors bipolaires NPN :

Facteur de bruit 2,7 dB typique à 4 GHz
1,5 dB typique à 1,5 GHz

Gain associé 9 dB typique à 4 GHz
15 dB typique à 1,5 GHz

C'est une solution idéale pour la conception d'amplificateurs très faible bruit dans les domaines des télécommunications civiles et militaires, radar, projets spatiaux, missiles.

HEWLETT  PACKARD

172 points de vente dans 65 pays assurent le service après-vente

Pour plus d'informations, contactez
Hewlett-Packard France, Z.I. de
Courtabœuf, B.P. n° 70, 91401 Orsay
Cedex. Tél. 907 78-25; ou renvoyez
le coupon-réponse ci-dessous :

Veuillez m'adresser votre documentation sur le nouveau transistor bipolaire HXTR 6101	
Nom	_____
Société	_____
Fonction	_____
Adresse	_____
Tél. _____	

ON EI 76/3