

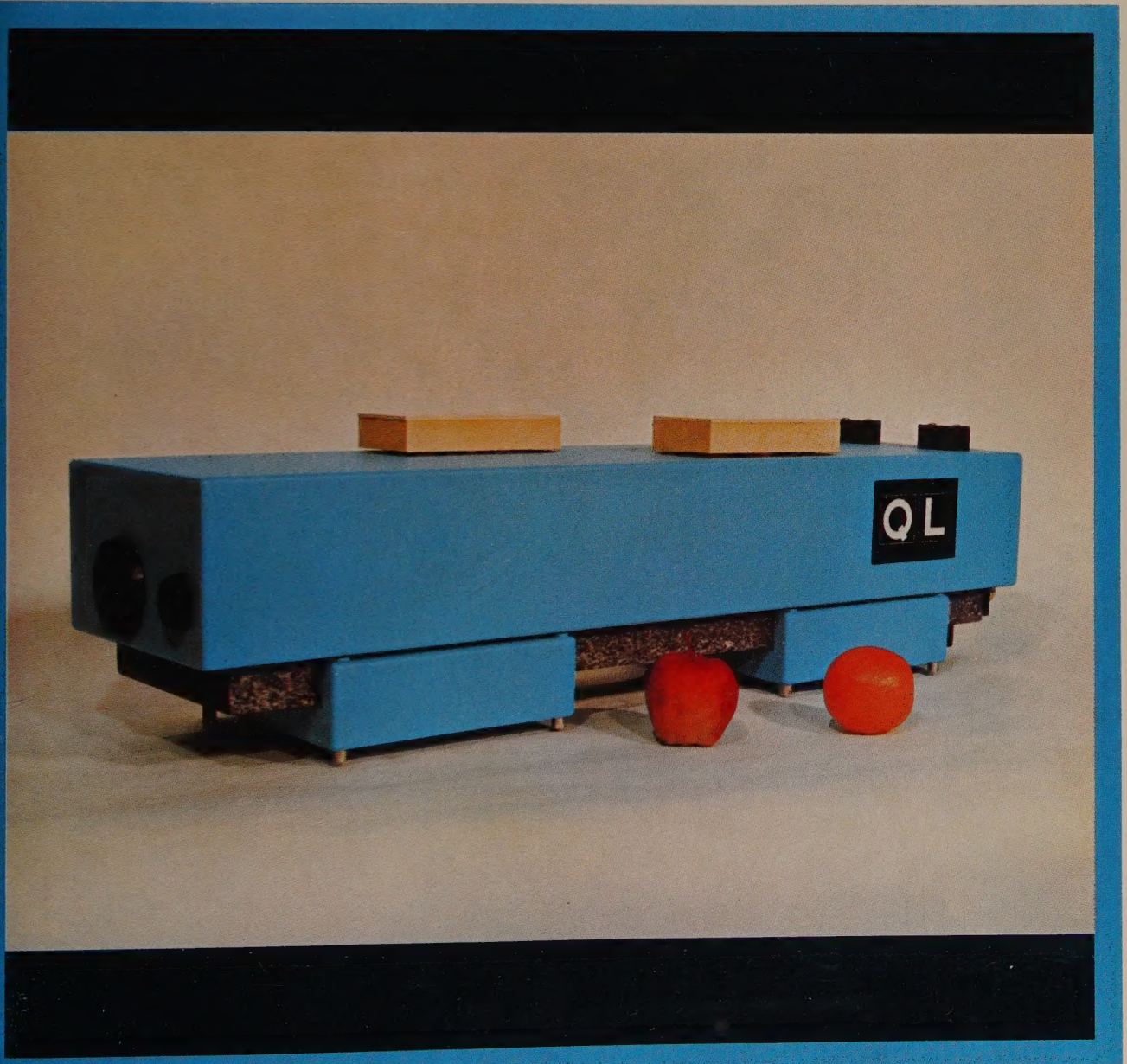
l'onde électrique

U. of ILL. LIBRARY

FEB 1 1972

CHICAGO CIRCLE

revue mensuelle
de la
Société française
des électroniciens
et des radioélectriciens



générateurs UHF/SHF type LG - 800 MHz à 11 GHz à haute stabilité...

MESURES SUR LES RECEPTEURS,
ANTENNES, LIGNES DE TRANSMISSION,...

■ sensibilité ■ rapport signal / bruit ■ atténuation ■
gain en puissance ■ rapport d'ondes stationnaires etc.

LG 102 - 0,8 à 2,4 GHz

LG 202 - 1,7 à 4,4 GHz

LG 302 - 4,3 à 7,5 GHz

LG 402 - 7 à 11 GHz



Dimensions :

Rack standard

4U pour type LG

3U pour type LGP 100

- AFFICHAGE NUMÉRIQUE de la FRÉQUENCE et de L'ATTÉNUATION
- MODULATIONS EN AMPLITUDE ET EN FRÉQUENCE
- ENTRÉE POUR SYNCHRONISATION EXTÉRIEURE
- NIVEAU DE SORTIE RÉGLÉ JUSQU'À 4,4 GHz
- 2 SORTIES HF DONT 1 ÉTALONNÉE EN dB ET mW
- TARAGE HF EN "RÉGULÉ" ET EN "NON RÉGULÉ"
- EXTENSION DES POSSIBILITÉS DE MODULATION AVEC LE...

GENERATEUR-MODULATEUR type LGP 100

AM : signaux carrés et impulsions (100 ns à 600 µs) 50 Hz à 50 kHz. Impulsion "synchro" - FM : signaux triangulaires 50 Hz à 5 kHz. Modulateur à diodes PIN incorporé (sur option) permettant de moduler le signal HF sans glissement de fréquence (pulling).

du continu...

E^{TS} GEFROY & C^{IE}
S.A. Capital 10230000 F



18, av. P.-V.-COUTURIER - 78 -TRAPPES
Tél. 462.88.88 - Telex 25705 Câble : Feritrappes

... aux hyperfréquences

SALON DE LA PHYSIQUE — du 6 au 11 décembre 1971 — Stand 510

O.E. Service : cercelez le n° 600

l'onde électrique

revue mensuelle
de la Société française des électroniciens
et des radioélectriciens

volume 51 - fasc. 10 - novembre 1971 - prix 10 F

sommaire

Article de synthèse : CARPENTIER M.H. Le filtrage dans la détection 827 - 836

VANDORPE D. Étude bidimensionnelle du transistor MOS 837 - 843

RENAULT F. Une aide à l'implantation des réseaux logiques : le programme Plaque 844 - 853

ROEDERER A. Étude des réseaux finis de guides rectangulaires à parois épaisses 854 - 861

POSSEME G. Circuits passe-tout actifs 862 - 868

ZEPP G. Propagation d'une onde plane électromagnétique dans un guide cylindrique coaxial supraconducteur 869 - 873

DEMAISON J., ROUSSY G., SARTEAUX J.P. Un modulateur Stark simple et à usages multiples pour spectrographie micro-ondes 874 - 876

Correspondance 877

Informations 878-883

Redaction S.F.E.R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92-Malakoff - Tél. 253-04-16.
Président du Comité de Rédaction, M. A. Flambard, Vice-Président de la S.F.E.R.
Président du Comité de Lecture : P. Conruyt, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.
Rédacteur en Chef, M. J. Dusautoy, Ingénieur E.S.E. - Tél. 225-24-19.

Editions Chiron S.A., 40, rue de Seine, 75-Paris 6^e - Tél. 633.18.93.
Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 82 F - Etranger 100 F - C.C.P. Paris 53-35
Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

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

sur notre couverture,

Appareil intégré pour HOLOGRAPHIE
ULTRA-RAPIDE

- Limitée par la diffraction
- Longueur de cohérence > 1 mètre
- Durée 30 nanosecondes

(Voir page 5.)

QUANTEL S.A., 41, rue Henri-Martin
91 - VIGNEUX-SUR-SEINE
Tél. 903.22.34

Exposition de physique :
Stand 3/11 et 3/13

Société française des électroniciens et des radioélectriciens

Groupes régionaux

groupe de Bourgogne - Franche-Comté

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

groupe de Bretagne

Président : E. JULIER, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion. - Vice-Président : M. G. GRAU, Directeur de la C.S.F. à Brest - Secrétaire : M. J. M. PERSON, Ingénieur des Télécommunications au Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

groupe de l'Est

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

groupe de Grenoble

Président : M. A. COUMES, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur d'Études à l'E.N.S. d'Électronique et de Radioélectricité. - Secrétaire : M. S. BLIMAN, Maître de Conférences d'Électronique.

groupe de Lyon

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

groupe de Marseille - Côte d'Azur

Vice-Président (Marseille) : M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications. Vice-Président (Côte d'Azur) : M. DEROUET, Directeur à Thomson-C.S.F.

groupe du Nord

Président : M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N. - Vice-Présidents : M. R. CARPENTIER, Chef des services Techniques Régionaux de l'O.R.T.F. - M. R. GABILLARD, Professeur, Directeur de l'Institut Radiotechnique. - Secrétaire : M. BOUVET, Secrétaire Général de l'I.S.E.N.

groupe de Toulouse-Midi-Pyrénées

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

Bureau de la Société

Président (1971)

E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris

Vice-Présidents

A. FLAMBARD, Président du Comité de Rédaction de l'Onde Electrique.

R. CABESSA, Directeur à la C.I.I.

L. GOUSSOT, Ingénieur Général des Télécommunications, à l'O.R.T.F.

Secrétaire Général

B. GAUSSOT, Chef de Service à l'E.S.E.

Secrétaires Généraux Adjointes

A. SORBA, Attaché de direction de l'E.S.E.

P. CONRUYT, Ingénieur des Télécommunications.

Trésorier

J. M. MOULON, Ingénieur des Télécommunications.

Secrétaires

J. GUNTHER, Ingénieur à l'I.R.I.A.

H. ROQUEFORT, Ingénieur au C.E.A. - Saclay.

M. KEVORKIAN

G. LEFRANÇOIS, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

Sections d'études

- 1 Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens
- 2 Études générales
- 3 Physique du solide
- 4 Tubes électroniques
- 5 Composants électroniques et microélectronique
- 6 Propagation des ondes et radioastronomie
- 7 Électroacoustique. Enregistrement des sons
- 8 Télécommunications Radiodiffusion-Télévision
- 9 Radiodétection et localisation. Radionavigation. Télémessures
- 10 Calculateurs électroniques. Automatismes
- 11 Électronique nucléaire et corpusculaire
- 12 Électronique biologique et médicale

Présidents

M. KEVORKIAN
H. DURAND
R. GAUDRY
A. SEPTIER
G. PEYRACHE
A. BOISCHOT
P. RIETY
A. LAURENS
L. MILOSEVIC
A. PROFIT
J. GUIBOURG
R. DISTEL

Secrétaires

J.P. REMBLIER
E. SPITZ
A.M. SHROFF
J. COAT
I. REVAH
E. de LAMARE
P. BLANCHEVILLE
P. SEDES
R. DUSSINE
J. LEJAILLE
J. JACQUEMIN

extraits des statuts

ARTICLE PREMIER. — La SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radioélectricité et de l'électronique théoriques et pratiques ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent.

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*. ■ 2° Être agréé par le Bureau de la Société.

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

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

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

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

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique**. Cette publication leur est adressée gratuitement. Toutefois, les membres résidant à l'étranger devront verser, en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir les frais supplémentaires.

montant des cotisations à adresser à la S.F.E.R., CCP Paris 69738

Particuliers résidant en France : 40 F ■ Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans : 20 F ■ Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux = 45 F ■ Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux = 25 F ■ Sociétés ou Collectivités, à leur gré : 200 F ou 500 F ou 1000 F. ■ Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

* Pour les étrangers dans l'impossibilité de trouver des parrains, le Bureau pourra accorder le parrainage sur titres (diplômes, inscriptions à certaines sociétés recommandations de personnalités scientifiques non membres de la S.F.E.R., etc.). ■ ** Cette publication est la revue « l'Onde Electrique ».

Le système laser modulaire MLS de QUANTEL

Pourquoi modulaire ? Pour mettre à la disposition des utilisateurs de laser à solides, un instrument « 100 % flexible » permettant aujourd'hui de poursuivre un programme de recherches déjà établi avec l'instrument le plus évolué présent sur le marché mondial, et plus tard, d'actualiser la configuration du *MLS* de départ en fonction de nouvelles exigences.

La construction modulaire du *MLS* autorise :

- une grande souplesse d'emploi : le *MLS* livré par exemple en laser limité par la diffraction pourra être immédiatement transformé (par l'utilisateur) en un oscillateur à verrouillage de modes suivi de découpage, mise en forme et amplification ;
- puissance « élastique » : par l'adjonction de plusieurs têtes laser *MLS* standard (oscillateurs et amplificateurs) votre laser *MLS* pourra « passer » de quelques mégawatts à plusieurs terawatts.
- interchangeabilité : tous les modules *MLS* s'accrochent les uns aux autres. De plus, toutes les têtes laser *MLS* peuvent être équipées indifféremment d'un YAG*, d'un rubis* ou d'un verre dopé au néodyme*. L'échange d'un barreau ne nécessite que quelques minutes ;
- durée des impulsions : ajustable depuis quelques picosecondes jusqu'à plusieurs millisecondes.

Système intégré QUANTEL S.A.* pour holographie ultra rapide (voir photo de couverture).

- Limité par la diffraction
- Longueur de cohérence < 1 m
- Durée 30 ns.

Tout le monde a maintenant entendu parler de l'holographie et de ses applications industrielles. Parmi les plus importantes sont à signaler :

- la visualisation en relief d'éléments divers ;
- la mise en évidence de faibles déplacements ou de petites déformations par double exposition.

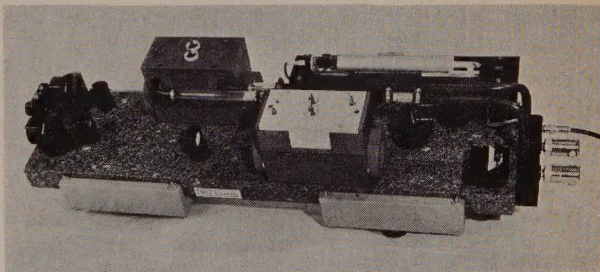
Jusqu'à maintenant la mise en œuvre de ces techniques était lourde et très coûteuse. L'holographie est en effet basée sur l'enregistrement d'interférences produites par une onde de référence et les ondes diffusées par l'objet. Il faut donc maintenir les positions des différents éléments à $0,1 \mu$ près pendant la durée de la prise de vue qui dure souvent plusieurs secondes. Cette technique se limite donc habituellement aux objets parfaitement immobiles.

On sait, depuis quelques années, réaliser des lasers capables d'émettre assez d'énergie lumineuse en 10^{-8} s sous une forme appropriée à l'holographie. Ils sont dits déclenchés et monomodes. Ils rendent toutes les précautions de stabilité et de positionnement mécanique superflues puisque toute l'opération se fait en un temps trop bref pour que les objets aient le temps de bouger. Il devient ainsi possible d'obtenir des hologrammes en simple et double exposition d'objets en mouvement rapide et de mettre en évidence de faibles déformations sur des pièces en mouvement.

QUANTEL propose désormais un laser de ce type qui se présente, pour la première fois au monde, sous une forme industrielle intégrée, ces appareils étant jusqu'à maintenant restés au stade du montage de laboratoire.

On peut envisager trois types d'applications de ce système.

1. Prise de vue holographique en simple exposition d'objet permettant de conserver tout l'objet pour le comparer, par exemple, ensuite à un objet similaire.
2. Prise de vue holographique en double exposition pour la mise en évidence de déformations sur des objets en mouvement rapide (pièces de moteur, de turbines, projectiles, etc.). Le mouvement se traduit par des franges parallèles, toute déformation se répercutant sur la forme des franges.
3. Prise de vue holographique en exposition double ou multiple pour la détection, sans destruction de défauts internes sur des pièces de grande taille (structures aéronautiques ou spatiales, moulages de fonderie, pneumatiques, etc.). On fait, par exemple, se propager une onde sonore dans le milieu. Les défauts perturbent cette onde et, à la prise de vue holographique, ils apparaissent sous forme de franges d'interférence fermées sur elles-mêmes.



Système laser à solides de grande puissance

Du gigawatt au terawatt avec les mêmes éléments du système modulaire *MLS* de base.

Un nombre de plus en plus important de laboratoires est intéressé par des lasers de grande puissance. A la première génération des lasers de ce type caractérisés par leur fort encombrement, leur faible rendement et des qualités de faisceau plus que médiocres, succède actuellement une seconde génération d'appareils plus évolués et répondant surtout mieux aux nouvelles exigences des utilisateurs qui s'intéressent maintenant à des faisceaux limités par la diffraction (divergence de l'ordre de 10^{-6} rad), à des impulsions extrêmement brèves (durée voisine de la picoseconde) à des puissances considérables (terawatts) ou à des cadences de tir élevées.

QUANTEL a mis au point un ensemble de modules correspondant aux différentes fonctions caractéristiques de ces nouveaux lasers. Les problèmes technologiques ont été résolus une fois pour toutes sur chaque module. Ce système d'une grande souplesse d'emploi, permet des réalisations spectaculaires avec des performances adaptées à chaque cas. QUANTEL a, par exemple, construit la chaîne amplificatrice donnant la plus haute puissance jamais atteinte commercialement en France : 0,7 TW.

Ce matériel est également utilisable pour les applications spéciales telles que la télémétrie, l'usinage, le perçage et le soudage des matériaux spéciaux.

* MICROPHYSIC, 51, avenue de l'Observatoire, Paris-14^e. Tél. 325.34.00.

** 41, rue Henri-Martin, 91-Vigneux-sur-Seine. Tél. 903.22.34.

L'ESPACE ET LA COMMUNICATION

2 volumes

1112 pages

texte intégral des conférences sur le
COLLOQUE INTERNATIONAL SUR
L'ESPACE ET LA COMMUNICATION
PARIS 1971

Placé sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Électroniques (FNIE), et du Centre National d'Études Spatiales (CNES) ce colloque était organisé par l'Union des Associations Techniques Internationales (UATI) et par la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens (SFER).

Plus de 500 participants appartenant à plus de 25 pays ont suivi les 112 conférences qui y ont été prononcées et qui sont publiées dans les deux ouvrages.

Le but de ce colloque était de traiter des problèmes techniques posés en radioélectricité et en électronique par la communication, problèmes découlant de l'utilisation directe des systèmes spatiaux comme moyen de communication ou de leur emploi pour d'autres applications.

Le lecteur trouvera dans ces deux volumes les thèmes suivants :

- Radiodiffusion sonore et visuelle.
- Aide à la navigation : systèmes, sous-ensembles.
- Télécommunications : évolution et description des systèmes, accès multiples, stations terriennes.
- Observation : météorologie, géodésie, localisation, ressources terrestres.
- Fiabilité et technologie des composants.
- Composants à usage général, composants de puissance pour hyperfréquence.
- Traitement de l'information.
- Antennes embarquées.

Ce colloque fait ainsi le point des travaux concernant les systèmes de radiocommunication spatiale, qui viennent s'ajouter aux moyens existants et ouvrent de larges perspectives sur les techniques futures de la Communication dans son acception la plus générale.

Ces deux ouvrages se doivent donc de figurer en bonne place dans toutes les bibliothèques. Ils sont indispensables aux ingénieurs, techniciens des industries concernées par l'Espace et la Communication.

- Deux volumes brochés 15×24 cm
- 1112 pages, nombreuses illustrations
- Prix pour l'ensemble des deux volumes, en librairie : 120 F
- Les deux volumes expédiés en port recommandé, pour la France : 126 F
- Les deux volumes expédiés en port recommandé, pour l'Étranger : 127,50 F.

BON DE COMMANDE

(à recopier ou à coller sur le volet de votre CCP ou à joindre à votre chèque bancaire. Envoi aux Éditions Chiron).

Veuillez m'envoyer les deux tomes du

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ESPACE ET LA COMMUNICATION

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

- ☐ virement au CCP 53-35 PARIS
- ☐ chèque bancaire ci-joint
- ☐ mandat postal ci-joint

Nom

Adresse

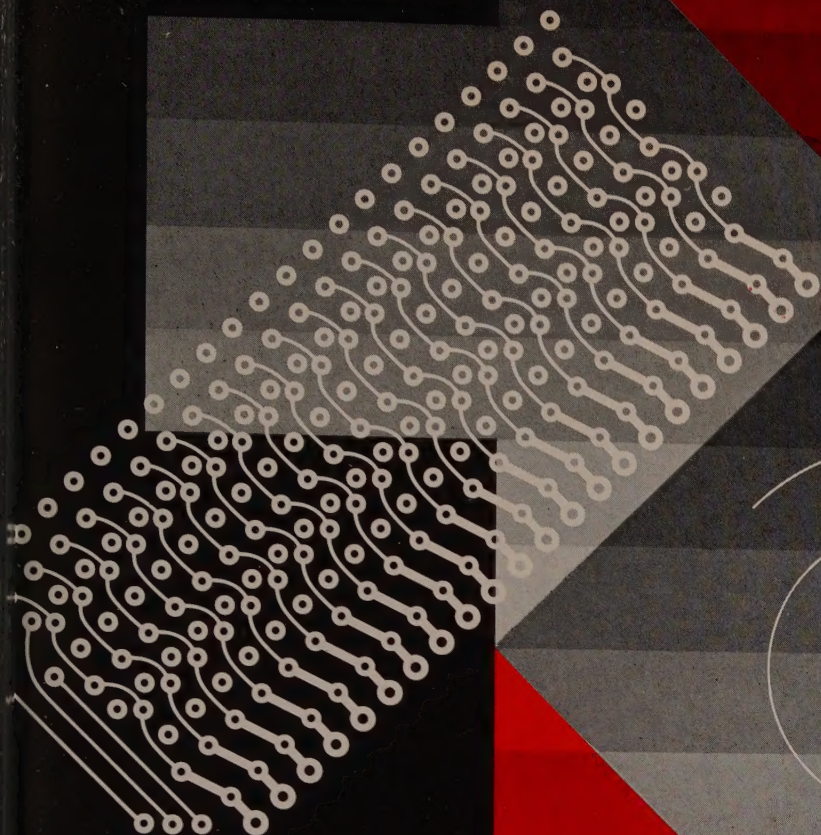
.....

.....

Date

Signature

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine PARIS-6° - CCP PARIS 53-35



nos circuits imprimés ont le sens du dialogue*

vos maquettes prêtes en 3 jours

nc, nous sommes prêts à vous entendre.
es, nous parlerons technologie.
us êtes pressés?
s maquettes seront prêtes en trois
rs ouvrables...
s prototypes et les petites séries?
us pourrez en disposer sous trois
maines à compter de votre accord.

En 1970, nous avons fabriqué plus de
10.000.000 dm² de
circuits imprimés;
nous sommes
capables de produire pour vous,
en petite, moyenne ou
grande quantité.

Notre potentiel industriel est garant de
la fiabilité de nos circuits imprimés :

- souples ou rigides
- simple ou double face
- trous métallisés (finition par étain-plomb
post-fondu)
- multicouches
- strip line (précision de gravure : 30 µm)

s références ?... "Concerto" par exemple : nous fabriquons les circuits haute fiabilité du programme "Concerto"
us sommes homologués par les Underwriters Laboratories
loguons ; nous sommes à votre service au plus juste prix.

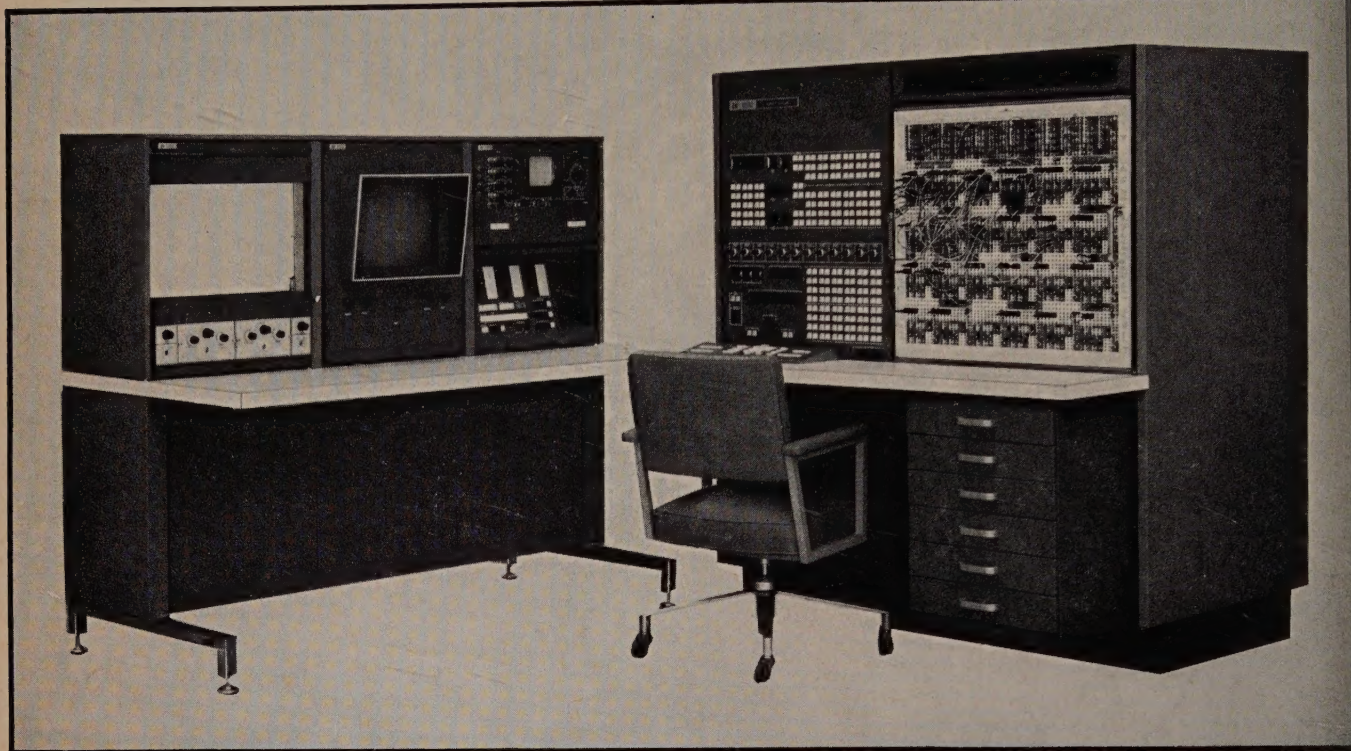
357.69.30 c'est notre numéro de téléphone (demandez le poste 388).

T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC

avenue Ledru-Rollin - Paris 11^e



Le **EAI[®] 680** prend du poids !



Il comporte maintenant plus de 200 amplificateurs (en une seule console évidemment) et plus que jamais il s'intègre parfaitement dans un ensemble Hybride **EAI 690**.

EAI prend la responsabilité totale du système, offre des cours de formation, sa bibliothèque d'application et un software Hybride très poussé.

Un personnel qualifié sera présent pour l'installation "hardware" et "software" de votre ensemble. Ce même personnel sera également présent par la suite.

Seul **EAI** peut se permettre de vous offrir tous ces services.

EAI

ELECTRONIC ASSOCIATES SARL

25-27 rue Glinoux - 75 PARIS 15•
Tél : 577 08 13 (lignes groupées)

O.E. Service : cercelez le n° 604

Grande Bretagne : EAL
Victoria Road
Burgess Hill - Sussex
Tél : Burgess Hill 5101

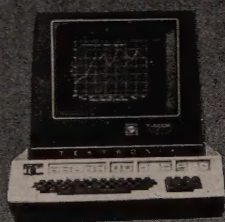
Allemagne : EAI GmbH
Bergdriesch 37
D - 51 Aachen
Tél : Aachen 26042

Belgique : EAI
rue des Palais 116/120
B-1030 Bruxelles
Tél : Bruxelles 16 81 15

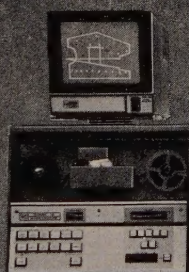
Suède : EAI AB
Hagavägen 14
S - 171 53 Solna
Tél : Stockholm 82 40 91



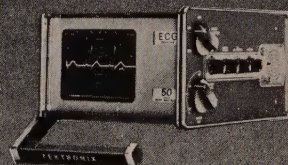
**calcul
scientifique**



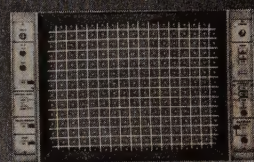
informatique



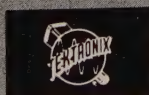
**contrôle
numérique**



médecine



télévision



TEKTRONIX

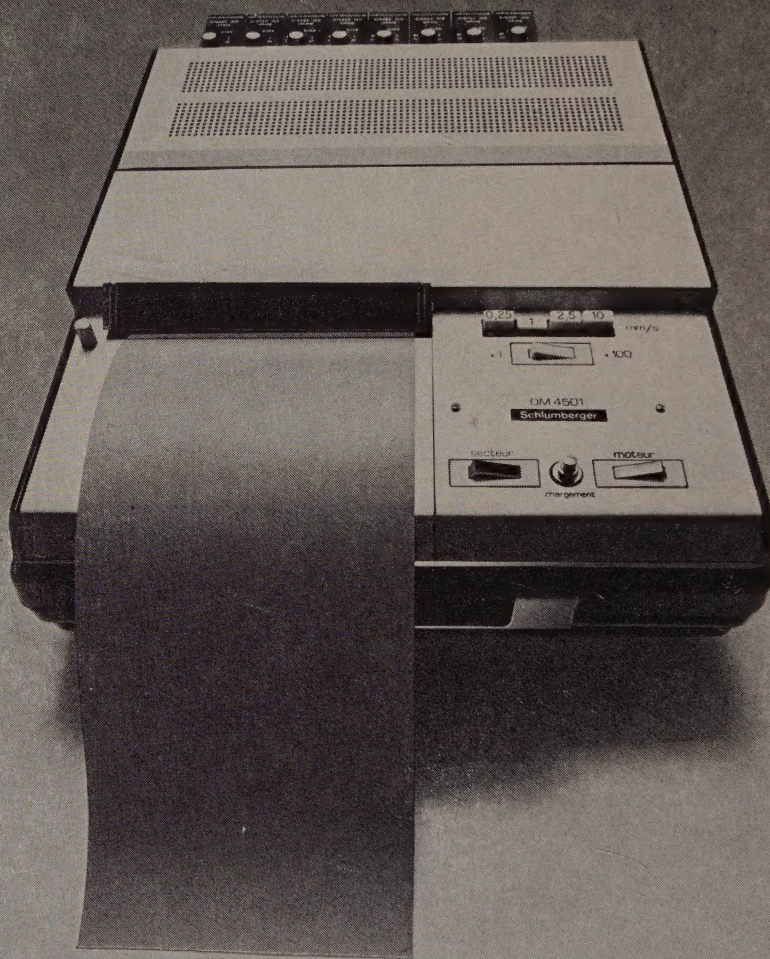
garant de la perfection technique

BP 13-91-ORSAY - Tél. 907.78.27.

O.E. Service : cercelez le n° 605

Pour tous renseignements complémentaires, utilisez les cartes-réponse O.E. Service

pour Schlumberger, enregistreur optique compact veut dire enregistreur optique complet.



OM 4501 : entrées haute impédance - 8 voies d'inscription - 8 vitesses - Bande passante 1000 Hz.

Caractérisé par l'incorporation d'amplificateurs à haute impédance d'entrée, l'OM 4501, universel et facile d'emploi, permet une adaptation immédiate aux oscillographes d'inscription directe sans calcul d'impédance ou d'amortissement.

Présenté sous forme de valise,

robuste, transportable, il peut être mis en rack et commandé à distance.

Ses caractéristiques et ses performances le destinent, outre les utilisations de laboratoires, à toutes les mesures faites sur le terrain sans installation importante.

Téléphoner au : 946.96.50

Ecrire à : Cédex 38. 75.Paris-Brune
10, rue Nieuport.

78.Vélizy-Villacoublay
CENTRE DE VILLACOUBLAY

Schlumberger

CIRCUITS IMPRIMES

rigides et souples, classiques et
à liaisons métallisées, multicouches
à haute fiabilité

COMELIM

circuits pour équipements spatiaux et
aéronautiques

étude

réalisation

équipement



O.E. Service : cercelez le n° 607



Route de Marcoussis 91 - LIMOURS

TEL. 491.01.12 (7 lignes) Téléx 60 886 F

pour tous renseignements complémentaires, utilisez les cartes-réponse O.E. Service

pourquoi...

parle-t-on
déjà
du

7403 N

comme du futur

best seller?



extension
possible

choix
entre
22
modèles

■ pour ses performances

Une bande passante de 60 MHz et un écran de 10 x 12 cm le rendent utilisable dans n'importe quel environnement grâce à la luminosité de la trace obtenue par une post-accélération de 14 kV.

■ pour ses possibilités multiples

2 ou 3 tiroirs au choix jumelés à un système de commutation permettent d'exposer simultanément des signaux différents pour des applications diverses (recherche, industrie...).

■ pour sa conception d'avant-garde

Des commandes à boutons poussoirs, disposées d'une façon logique sur le panneau avant, suivant un code de couleur lui confèrent une grande facilité d'utilisation. Son poids (15 kg), sa robustesse et sa fiabilité le désignent pour des travaux sur chantier.

■ pour son prix

Le moins cher des appareils de la Série 7000. Un investissement modeste au départ et de grandes possibilités d'extension par la suite.

**LE 7403 N EST
UNE ACQUISITION
JUDICIEUSE ET RENTABLE**



TEKTRONIX

Z. I. COURTABŒUF - B. P. 13
(91) ORSAY TÉL. 920-61-73

F 14.634 HT l'ensemble 7403 N/7A10/7B53N

condensateurs au polyester métallisé

nouvelles fabrications **FRANÇAISES**
pour applications professionnelles et industrielles

GRUPE
Ericsson
LM



**conformes aux
normes CCTU et DIN**

- moulés époxy sous vide selon notre technique exclusive MINIPRINT®,
- sorties radiales,
- marquage en clair, indélébile, sur feuille aluminium noyée dans l'époxy,
- tensions nominales :
63 - 160 - 250 V - B,
- capacité : 0,01 μ F à 4,7 μ F,
- température d'utilisation :
- 55°C à + 125°C.



RIFA S.A.

Direction commerciale :
5, Rue Vauthier
92-BOULOGNE
TEL. 603.06.40
TELEX : PARIFA 20781 F

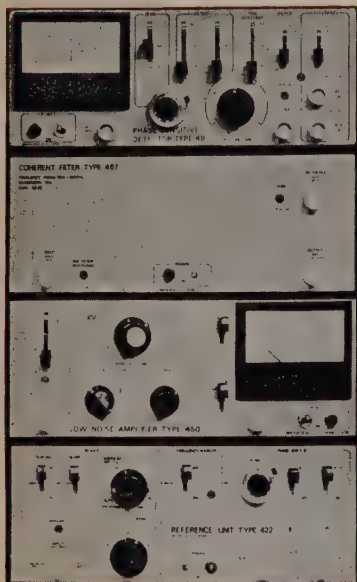
336

O.E. Service : cerchez le n° 609

pour tous renseignements complémentaires, utilisez les cartes-réponse O.E. Service

Brookdeal

De nouvelles
possibilités en
détection synchrone



stabilité : 0,05 % °C
linéarité : 0,05 %
dynamique :
70 dB à 100 dB

SYSTEME 40

- 1 Système large bande 1 Hz - 1 Mz
- 2 pas de calibration en fréquence
- 3 pas de calibration en amplitude
- 4 permet le relevé de courbe de réponse en fréquence
- 5 chaque fonction est modulaire et peut être utilisée séparément

Pour plus d'information, nous contacter...

Nom _____

Adresse _____

MESURES



ANTARES

9, RUE ERNEST COGNACQ - 92-LEVALLOIS-PERRET - TÉL. 737.54.80 et 270.87.01

O.E. Service : cerclez le n° 610

VHF UHF CATV RF POWER COMMUNICATIONS TRANSISTORS

SOLID STATE SCIENTIFIC DEVICES



**Nous les avons tous
en stock !**

... même les 5 nouveaux transistors CATV (amplificateurs d'antennes collectives) en différents boîtiers hermétiques et non hermétiques :

SD 1119 - SD 1006 - SD 1116 -
SD 1005 - SD 1118

dont les qualités majeures sont le faible bruit et la très faible distorsion vérifiés avec 27 canaux.

Et toujours de 12,5 V à 28 V les séries complètes dans la bande des 100 MHz à 1 GHz, dont voici quelques types :

2N3375	2N4431	2N5637	2N5703
2N3553	2N4440	2N5641	2N5704
2N3632	2N5016	2N5642	2N5705
2N3733	2N5090	2N5643	2N5710
2N3866	2N5108	2N5644	2N5711
2N3924	2N5109	2N5645	2N5712
2N3926	2N5589	2N5646	2N5713
2N3927	2N5590	2N5697	2N5764
2N4012	2N5591	2N5698	2N5765
2N4427	2N5595	2N5699	2N5913
2N4428	2N5596	2N5700	2N5919
2N4429	2N5635	2N5701	2N5943
2N4430	2N5636	2N5702	2N5947

Documentation sur demande à :

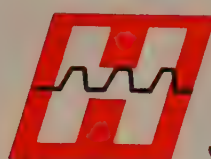
TECHNIQUE et SERVICE i.e.

5, rue de Marignan, 75-PARIS-8°
Tél. : 359.42.52 et 36.36

O.E. Service : cerclez le n° 611



LES CIRCUITS INTÉGRÉS
c'est nous !



HARRIS
SEMICONDUCTOR
A DIVISION OF HARRIS-INTERTYPE CORPORATION

LINÉAIRES

AMPLIS OPÉRATIONNELS

Faible bruit, large bande

2909/2911

Vitesse de balayage élevée

2500/2502/2505

2510/2512/2515

2520/2522/2525

Précision, haute Z, large bande

2600/2602/2605

2620/2622/2625

Appl. générales (2^e source)

2101A/2201A

2107/2207

2101/2201

2107-3

Appl. générales (4^e génération)

2700/2704/2705

2400/2404/2405 PRAM™

COMPARATEURS DE TENSION

2111/2211/2311

CONVERTISSEURS D/A

1080/1085 (8 bits)

Echelles R/2R

0910/1010 (10 bits)

1212 (12 bits)

MULTIPLEXEURS ANALOGIQUES

1000 (16 voies)

1800/1800A

1818/1818A (8 voies)

1828/1828A (2x4 voies)

QUADRUPLE TRANSISTORS NPN

6500/6501/6502

CHIPS

909/911

910/1010

2101/2101A/2107/2107-3

2505/2605/2625

2705

MÉMOIRES

MÉMOIRES MORTES PROM™

(Programmables par l'utilisateur)

1024A (256 x 4) collecteur ouvert

1024 (256 x 4) tri-state

0512 (64 x 8)

1256 (256 x 1)

8256 (32 x 8)

MÉMOIRES MORTES ROM

1024 (256 x 4)

Générateur alphanumérique

2561M (512 x 5)

MÉMOIRES VIVES RAM

0016 (4 x 4)

0064 (16 x 4)

DIGITAUX

ENCODEUR DE CLAVIER

0165 (RS-232C)

MATRICES A DIODES
PROGRAMMABLES

5 x 5, 5 x 8, 6 x 8, 10 x 4
INTERFACE

Triple émetteur de ligne

245/545

Triple récepteur de ligne

246/546

Triple récepteur shunt de ligne

248/548

249/549

Quadruple émetteur/Récepteur de ligne

1488/1489/1489A (RS-232C)

CIRCUITS DURCIS
(ANTI RADIATIONS)

Séries DTL et TTL

spetelec

79-83 rue Jean-Jaurès - 92-Puteaux
Tél. 506-73-60 Télex : 62 193 F

Service : cercelez le n° 612

tous renseignements complémentaires, utilisez les cartes-réponse O.E. Service

opto-électronique L.T.T.
phototransistors au silicium
bandes, matrices



lignes télégraphiques
et téléphoniques S.A.

89 rue de la falsanderie
Paris 16° - tél. 504.45.50

type	structure
BP x 44	phototransistor NPN sensibilité 1,5 mA/mW/cm ²
BP x 45	photo-Darlington haute sensibilité 150 mA/mW/cm ²
BP x 49	circuit intégré monolithique - bande de 26 phototransistors
BP x 50	circuit intégré monolithique - bande de 10 phototransistors
BP x 51	circuit intégré monolithique matrice de 100 phototransistors

O.E. Service : cercelez le n° 613

amplificateurs à large bande

S.C.D.



La gamme des amplificateurs SCD comporte plus de **20 modèles** répondant à tous les problèmes d'amplification haute fréquence ou impulsions jusqu'à 400 MHz. Le faible bruit et le gain élevé de ces amplificateurs, dont la bande s'étend jusqu'au continu, améliorent la sensibilité de nombreux systèmes instrumentaux : oscilloscopes, analyseurs de spectres, compteurs, détecteurs nucléaires, etc.

3 présentations sont disponibles :

- Modules 52 x 52 x 27 mm
- Boîtiers métalliques à connecteurs BNC 80 x 63 x 43 mm et 130 x 63 x 43 mm
- Appareils de laboratoire 220 x 130 x 100 mm dans lesquels les alimentations sont incorporées et comportent une ou deux chaînes d'amplification.

3 modèles du continu à 400 MHz

Temps de montée 0,9 ns. Gain 10 et 20 dB. Niveau de sortie jusqu'à + 20 dBm ($\pm 3,2$ volts sur 50 ohms). Impédances : 50 ohms. Gain constant à ± 1 dB. Facteur de bruit 3 dB de 10 à 300 MHz pour le préamplificateur. Dérive continue à l'entrée 20 μ V/°C.

5 modèles de 0,1 à 400 MHz

Gain 10, 20, 30, 40 dB. Niveau de sortie jusqu'à + 20 dBm. Mêmes gammes 200 et 300 MHz.

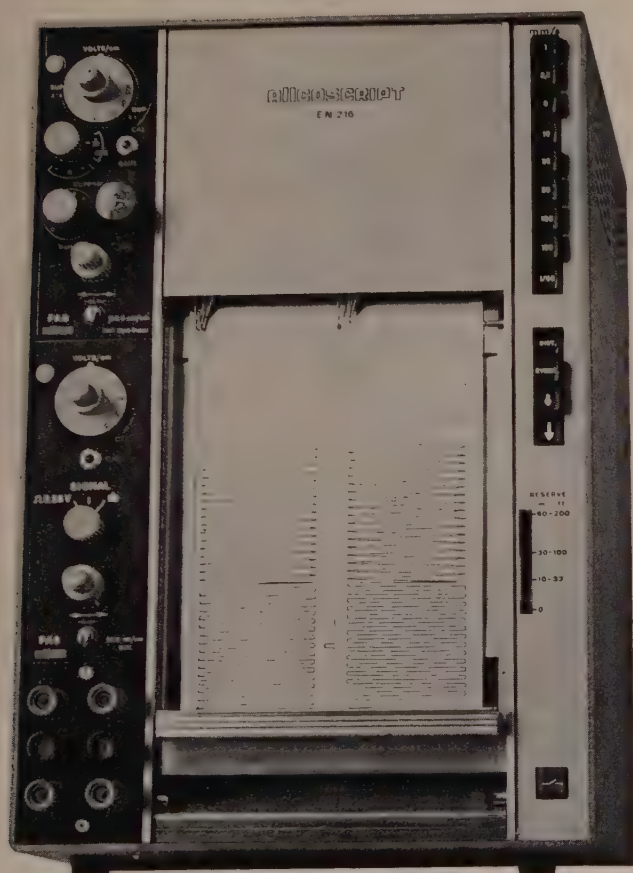
S.C.D.

M.D. NUCLETUDES

27 ter, rue du Progrès
93 - MONTREUIL
Tél. 328-48-17

O.E. Service : cercelez le n° 614

premiers enregistreurs à ENCRE SOUS PRESSION 100% Français



choix d'amplificateurs
Interchangeables

cartouche d'encre remplaçable

marqueur de temps et
d'événements incorporés

réenrouleur incorporé

bande passante à pleine échelle
50 Hz à 3 dB

télécommande intégrale de
toutes les vitesses

gamme ALLCOSCRIPT

EN 28

2 pistes de 50 mm

8 vitesses de 1 à 150 mm/sec.

EN 216

2 pistes de 50 mm

16 vitesses de 60 mm/h
à 150 mm/sec.

autres modèles de la gamme
4, 6 et 8 pistes, 8 ou 16 vitesses

allico

**SPECIALISTE FRANÇAIS
DE L'ENREGISTREMENT GRAPHIQUE**

RUE SAINT-SAUVEUR
91-BALLAINVILLIERS
TÉLÉPHONE 920.79.12 +
B. P. 31 LONGJUMEAU 91

la gamme la plus étendue d'enregistreurs

Les oscillographes SE LABS peuvent enregistrer jusqu'à 50 voies d'informations simultanées sur une largeur de papier de 30,5 cm. Chaque trace peut occuper toute la largeur, est identifiée et numérotée et conserve sa phase par rapport aux autres.



Les signaux peuvent être appliqués directement à partir de faibles sources de tension ou de courant, pour des fréquences allant jusqu'à 10 kHz.

Il est possible d'enregistrer directement les sorties de capteurs. SE présente le plus grand choix de modèles pour les largeurs de 15, 20 et 30 cm, des vitesses de déroulement de 20 cm/heure à 3 m/sec.

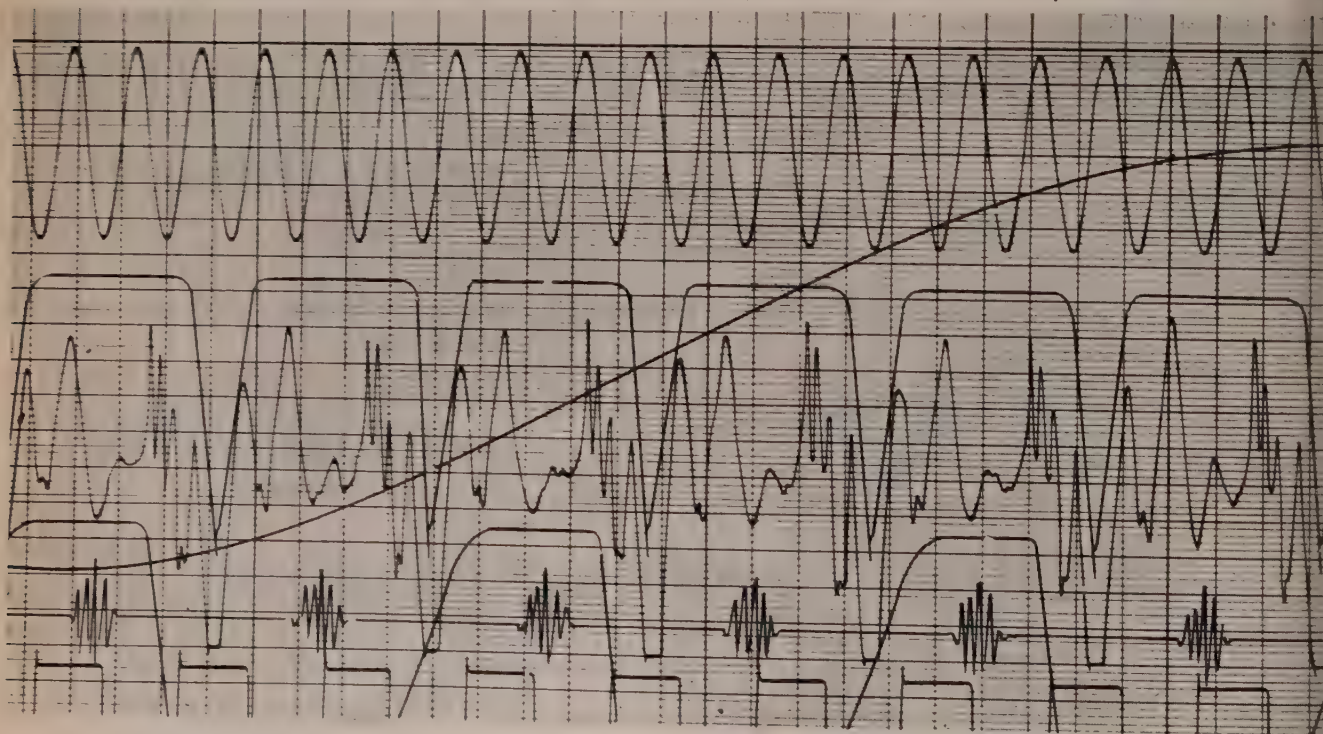
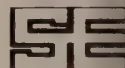
Ecrivez ou téléphonez pour tous détails :

EMITRONICS

dès aujourd'hui, la technologie de demain

54 bis, rue David-d'Angers, Paris 19^e - Tél. 208.71.39 et 208.25.14

Capteurs, enregistreurs, oscilloscopes, instrumentation digitale, systèmes de données, électronique médicale, etc.



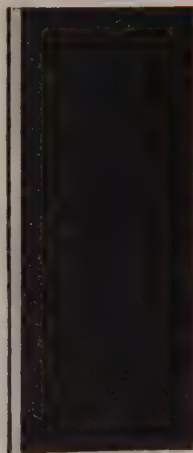
Sicob 71 : Niveau 3 - Zone C - Stand 3311

O.E. Service : cerclez le n° 616



film plastique métallisé
pour condensateurs

difal



autres produits

pyralene clonacire
et

maurylene c

film de polypropylène pour condensateurs
mixtes.

prodelec



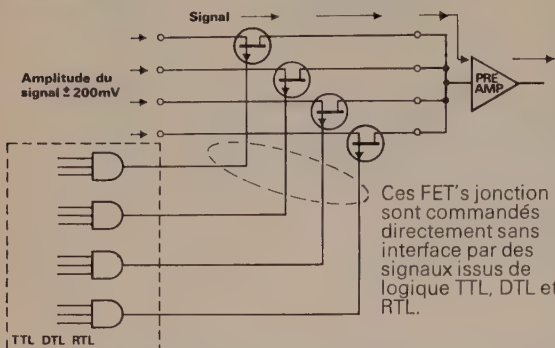
77, rue de Miromesnil - Paris 8°
Tél : 522-91-60
Télex 65.418 Paris

Service : cerclez le n° 617

COMMUTATION FAIBLE NIVEAU



Ce circuit montre comment il est possible de réaliser à faible prix un commutateur 4 voies utilisant des FET's jonction. Les tensions de décalage de ces dispositifs étant négligeables, on peut commuter ± 200 mV continu ou alternatif.



Ces FET's jonction sont commandés directement sans interface par des signaux issus de logique TTL, DTL et RTL.

Chez Siliconix, il existe des circuits monolithiques ou hybrides servant d'interfaces entre les signaux issus des circuits intégrés TTL, DTL ou RTL et ceux nécessaires à la commande de portes analogiques ou de multiplexeurs digitaux utilisant des J FET's et C MOS FET's.

COMMUTATEURS



J FET's canaux p ou n avec faible tension de pincement.



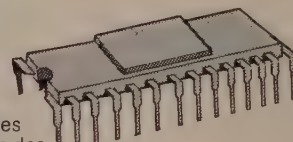
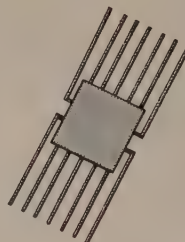
MOS FET's canaux p ou n avec faible tension de seuil.

MOS Complémentaire résistance 'ON' constante.



DRIVERS

Multivoies
Monolithique
Compatible TTL, DTL, RTL.



ou, dans un seul boîtier des **DRIVERS** combinés avec des **COMMUTATEURS** jusqu'à 16 canaux capables de commuter chacun ± 10 V.



Siliconix pense FET's pour vous

SILICONIX

9, Av. d'Arromanches

94 - Saint-Maur

Téléphone: 283.05.40 283.57.18

Télex: Cacimond 2362

O.E. Service : cerclez le n° 618

transformateurs

pour
fréquences
acoustiques

*matériel
miniature
et subminiature
professionnel
exécuté suivant
spécifications*

*Demandez notre
documentation "verte"*

AUTRES PRODUCTIONS :
Microphones professionnels
Ecouteurs
Combinés Téléphoniques

ETABLISSEMENTS

LEM

127 AVENUE DE LA RÉPUBLIQUE
92 - CHATILLON
TÉLÉPHONE 253.77.60 +

Dépôt à MARSEILLE: Radio-Distribution, 8 rue d'Italie (6e) tél. 48.70.57

O.E. Service : cerclez le n° 619

TUM

19/11

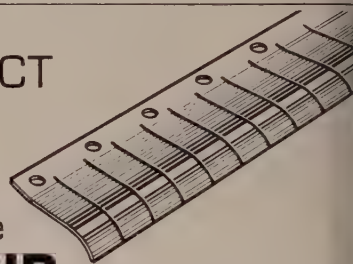
25/20

23 mm

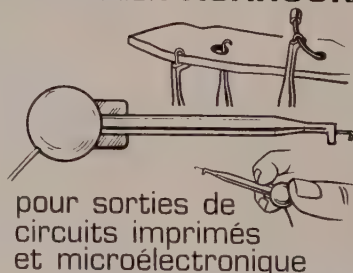
BANDES DE CONTACT

en bronze
au béryllium
pour blindage
radioélectrique

AGASTRIP

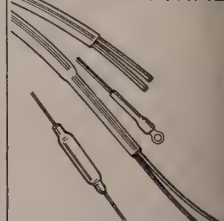


MICROPINCES DE
CONNEXION **AGAHOOK**



pour sorties de
circuits imprimés
et microélectronique

TUBES
RETRACTABLES
AGASCHRINK
en P.T.F.E.



AGAMICE

FABRIQUE D'APPAREILLAGE ET GARNITURES POUR L'AVIATION
LA MÉCANIQUE ET LES INDUSTRIES CHIMIQUES & ÉLECTRIQUES

4 RUE PHILIDOR PARIS 20° 344-10-05

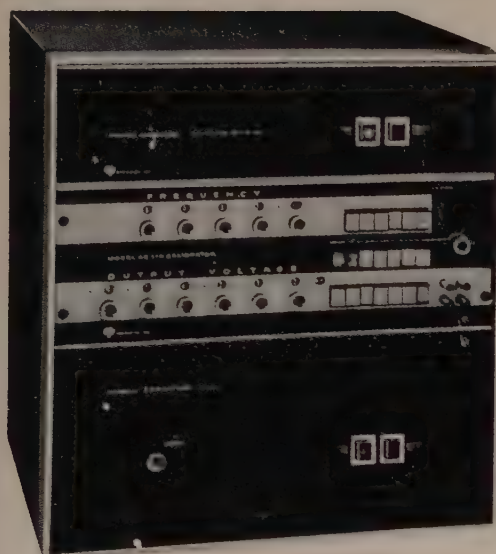
O.E. Service : cerclez le n° 620



OPTIMATION

SPECIALISTE EN METROLOGIE ALTERNATIVE

représenté exclusivement en France par **TEKELEC TA AIRTRONIC**



AC 110 Wx

calibrateur alternatif

- 10 Hz à 110 kHz - 1 MHz en option W
- 10 μ V à 125 V - 1 MHz
- 10 μ V à 1200 V - 110 kHz - Option X
- I max : 200 mA
- Précision : $2 \cdot 10^{-4}$
- Option CS 110 : Source de courant alternatif à 10 μ A - 1 A avec extension possible à 30 et 100 A.



RCD 9 AE • 10 Hz — 1 MHz

calibrateur alternatif

- 0 - 10 V
- 10 Hz - 100 kHz
- Précision : $5 \cdot 10^{-4}$



RCD 2006 • 1 Hz à 100 kHz

oscillateur diphasé

- Contrôle séparé de l'amplitude
- φ de 0 à $\pm 180^\circ$
- Stabilité en phase : $0,025^\circ$ /heure
- Stabilité en amplitude : . . . $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ /heure
- Distorsion : $< 2 \cdot 10^{-4}$

307 TP

pour tous renseignements, veuillez consulter

TEKELEC TA AIRTRONIC

• PARIS : Cité des Bruyères - Rue Carle Vernet - 92. SEVRES - Tél. 626.02.35 et 626.24.38 - Téléc. 25.997 • AIX-EN-PROVENCE : M. Prugne Jean " Les Glycines " - Traverse de la Luciole - Petit Roquefavour - 13 - AIX-EN-PROVENCE - Tél. 16.91.27.59.25 • LYON/RHONE/ALPES : M.J. Cloix - 322, route d'Heyrieux - 69 - LYON (8^e) - Tél. 75.39.54 • RENNES : M. HENOCQUE " Le Rouvray " 35 - NOYAL S/SEICHE - Tél. 16.99.002185 •

Service : cerclez le n° 621

le plus précis et le moins cher des

ATTENUATEURS HF VARIABLES

de 0 à 1000 MHz

Shallco
INCORPORATED

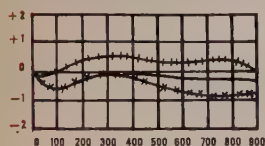


série : B.200 50 ohms
série : B.000 75 ohms

24 versions standard
différentes en rack ou en
console de 1 à 4 décades

- 1 - Barillet de haute précision, connexions courtes entre le contacteur et les résistances des cavités, assurant un T.O.S. minimum et une précision maximum.
- 2 - Positionnement précis, par verrouillage à came du type détente, de grande durée de vie.
- 3 - Construction ultra-robuste: le T.O.S. et l'atténuateur ne varient pas après 250.000 opérations.
- 4 - Facilement adaptable pour commande électrique à distance, coussinet auto-lubrifiant.
- 5 - Affichage numérique.
- 6 - de 0,1 à 111 db.
- 7 - décades séparées, livrables sur demande.
- 8 - 24 types différents en coffret ou pour montage en rack de 1 à 4 décades.

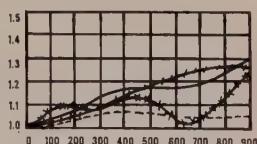
PRECISION DE L'ATTÉNUATION EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE



FRÉQUENCE EN MCS ▶

- ▶ Toutes les décades en position maximum d'atténuation
- 1 db par bond de 0,1 db
 - 10 db par bond de 1 db
 - +++ 50 db par bond de 10 db
 - ++++ 50 db par bond de 50 db

T.O.S. EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE



FRÉQUENCE EN MCS ▶

AUTRES FABRICATIONS

Ponts et Atténuateurs spéciaux - Résistances bobinées de très haute précision et stabilité - Contacteurs rotatifs - Normes MIL.

Shallco
INCORPORATED

spetelec

PIONNIER DES TECHNIQUES AVANCÉES

78 83, RUE JEAN JABRÉS, 92, BOULEAUX - TEL. 666.13.69

O.E. Service : cercelez le n° 622

Quartz
Filtres à quartz
Pilotes à quartz
Enceintes thermostatées

C.E.P.E.

COMPAGNIE D'ELECTRONIQUE
ET PIEZO-ELECTRICITE

101, RUE DU Pdt. ROOSEVELT/78 SARTROUVILLE
FRANCE/TEL. 962.30.25



O.E. Service : cercelez le n° 623

Mesure en direct.



160 MHz - 7590 F.H.T.

Le compteur programmable FH 2521 est un appareil économique aux performances élevées qui permet la mesure directe de fréquences de 10⁻⁶ à 160 MHz.

3 options de quartz de 10⁻⁶/mois à 5.10⁻¹⁰/jour
9 décades d'affichage mémorisé

- 2 entrées 1 M Ω et 50 Ω
- une programmation mémorisée, font de cet instrument le fréquencesmètre idéal tant pour le laboratoire que pour les systèmes automatiques de mesure.

Dans la même série, le FH 2522 a une bande passante de 80 MHz avec une sensibilité de 5 mV et l'affichage direct des

fréquences jusqu'à 500 MHz est possible avec le FH 2523.

Une série de compteurs programmables Schlumberger en direct avec la mesure.

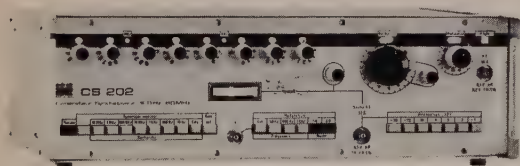
Schlumberger

**1 Hz de résolution
jusqu'à 70 MHz**

et une stabilité de 2.10^{-9} / jour

- génération par synthèse
- programmable DCB 1-2-4-8 (programmeur 8 voies)
- pureté spectrale :
réjection n.h. 70 dB
- modulation AM - FM
- une seule gamme 300 Hz - 70 MHz
- atténuateur calibré 0 - 60 dB
- sortie 2 V_{eff} sur charge 50 Ω

**ce sont les performances du
CS 202**



Si vous désirez de plus amples renseignements sur cet appareil, ou sur les autres générateurs synthétiseurs ADRET (depuis 0,001 Hz), utilisez le service-lecteurs de la revue. Vous recevrez :

- une notice CS 202
- un catalogue condensé.

**LE SPÉCIALISTE EUROPÉEN
DE L'INSTRUMENTATION
NUMÉRIQUE PROGRAMMABLE**

adret
ae
électronique

AV. KOMAROV — 78 TRAPPES — TEL. : 462.83.50

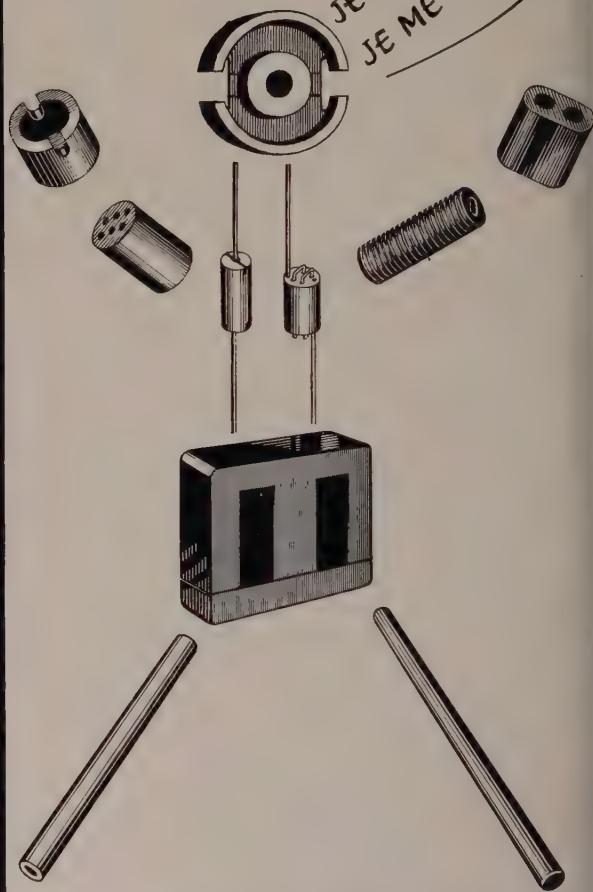
1090 Technipress - 735.95.04

O.E. Service : cerclez le n° 625



**FERRITES
SELS BOBINÉES**

*JE SUIS COMPÉTITIF
JE ME LIVRE VITE*



COREL S.A.

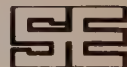
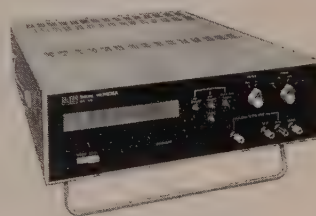
3, VILLA POIRIER • PARIS-15^e
Tél. 566.69.33 (lignes groupées)
Télex 25 943 Secorel Paris

O.E. Service : cerclez le n° 626

le plus précis du monde pour moins de 30 000 F

Le VOLTMÈTRE DIGITAL SM 215 de SE est actuellement le plus précis du monde. Parmi plusieurs milliers d'appareils semblables, c'est le seul possédant les qualités exclusives suivantes : stabilité quotidienne typique $\pm 1.10^{-6}$, avec une linéarité de $\pm 1.10^{-6}$ et une stabilité annuelle de $\pm 10.10^{-6}$. Quatre gammes d'entrée couvrant de 0 à 1000 V, 1.100.000 points de pleine échelle, courant d'entrée < 5 pA, impédance d'entrée supérieure à 100 000 M Ω . Indépendamment de ces étonnantes caractéristiques, ce voltmètre compact et portable vous assure une précision d'étalon. Si vous recherchez le **meilleur voltmètre** digital, écrivez ou téléphonez pour tous détails sur le SM 215 de SE.

- 5 autres types de voltmètres digitaux.

**EMITRONICS**

dès aujourd'hui, la technologie de demain

54 bis, rue David-d'Angers, Paris 19^e - Tél. 208.71.39 et 208.25.14

Capteurs, enregistreurs, oscilloscopes, instrumentation digitale, systèmes de données, électronique médicale, etc.

RAY



O.E. Service : cerchez le n° 627

l'affichage numérique

brillant,

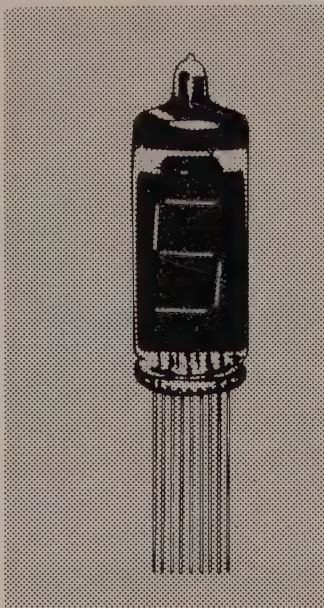
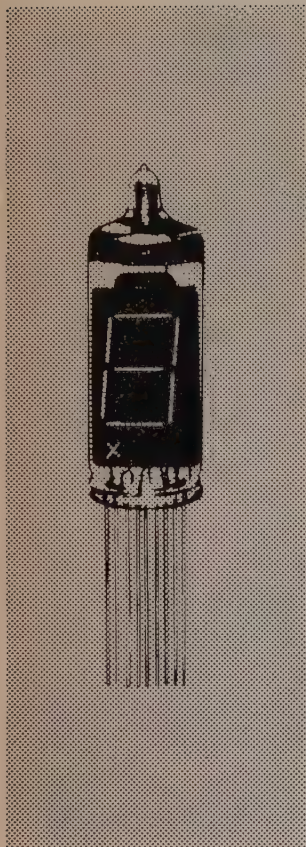
net,

et bon marché

par les tubes

à 7 segments

APOLLO



■ Se détachant sur un fond de céramique noire, les segments sont coplanaires et de luminance élevée, permettant une lecture en plein soleil. Des filtres de toute couleur peuvent être interposés, car l'émissivité est répartie dans tout le spectre.

■ Alimentés sous basse tension (3,5 à 5 V), consommant peu (20 mA), les tubes APOLLO sont directement compatibles avec les circuits intégrés les plus courants.

— Autres équipements de sortie numérique : imprimantes à entrée série ou parallèle.

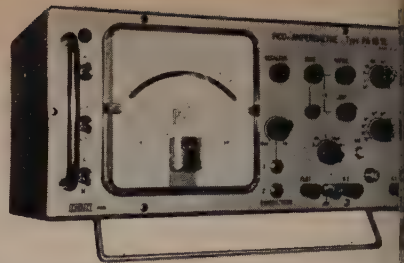
Distributeur exclusif pour la France :

ETS A. KOVACS 177 rue de la Convention
Paris 15° - Tél. 250.89.70

388 - domaroch

O.E. Service : cerclez le n° 628

NOUVEAU



PICO-AMPÈREMÈTRE PA 15-TR

à Circuit Tripôle à transistors

Bté S.G.D.G.

CALIBRES : 10^{-3} A. à $3,10^{-13}$ A. (pleine échelle)

DÉRIVE du ZÉRO : négligeable

TRÈS FAIBLE CHUTE de TENSION (100 μ V)

PERMET des MESURES :

Stables, de longue durée, à distance, en "flottant", isolement 1 500 V.

GALVANOMÈTRE de 165 - précision 0,5 %

PRISE d'ENREGISTREUR réglable 10 mV - 1 V

DÉCALEUR du ZÉRO pleine échelle

CAPACITÉS ANTI-SOUFFLE : 50 pF à 0,1 μ F

PROTECTION : 300 V pour surcharge permanente

SECTEUR : 115-220 V - Stabilisé 10^{-4}

AUTRES FABRICATIONS

Electromètres - Kilovoltmètres - Multimesureurs - Ultra-Mégohmmètres

Gaussmètres - Intégrateurs Répétitifs - Nano-Ampèremètres - Appareils

Digitaux Fonctions : V - I - R - C - dq

EMOUZY.

63, rue de Charenton

75 - PARIS - 12° - Tél. 343-07-74

Fondée en 1915

S.A. au capital de 1 million de francs

FOURNISSEURS DE 5 000 LABORATOIRES OFFICIELS ET PRIVÉS

RAPY 9-6

O.E. Service : cerclez le n° 629

8 commutateurs

HOMOLOGUÉS

sous contrôle centralisé de qualité

selon norme

CCTU 08-03 B

SUBMINI A 10 - HK 102 CCQ • SUBMINI

S 10 - HK 109 • SUBMINI A 12 - HK 102

CCQ • SUBMINI S 12 - HK 109 • MINI

A 12 - HK 107 • MINI S 12 - HK 108 •

MINI S 16 - HK 105 • MINI S 20 - HK 105 •

COMMUTATEURS

Chambaut

Fabriqués et distribués par I.E.C. ELECTRONIQUE
6-8, Quai Antoine 1^{er} MONACO Tél. (93) 30-16-75

DOCUMENTATION **M. VANDRA** 37, rue Clisson, PARIS 13^e
SUR DEMANDE Tél. 707-34-67

O.E. Service : cerclez le n° 630



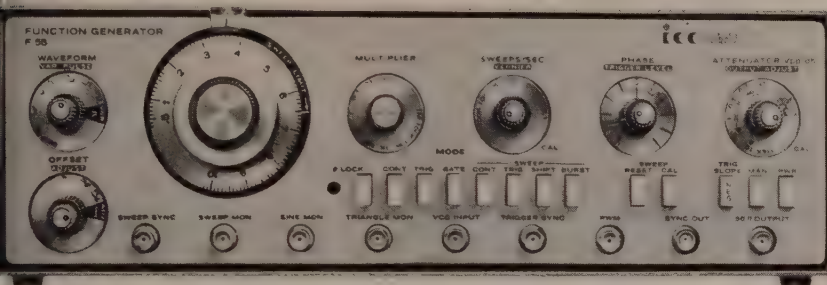
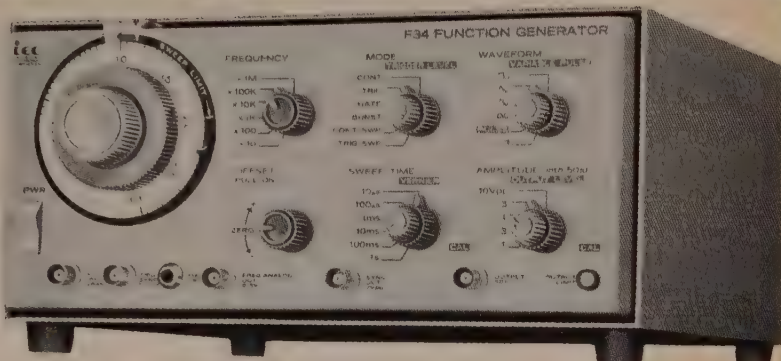
TECEC

GENERATEURS DE FONCTION

2^e génération

série 30 ECONOMIQUE

0,03 Hz à 3 MHz ...



.....série 50

TRES HAUTES PERFORMANCES

0,0005 Hz à 10 MHz

MODELE	F 31	F 32	F 33	F 34	MODELE	F 51	F 52	F 53	F 54	F 55
Sinus, Carré, Triangle					Sinus, Carré, Triangle, Rampes					
Sortie synchro					Impulsion de largeur variable					
Tension de sortie 10 V crête 50 Ω					Sortie positive, négative, symétrique ou à référence variable ($\pm 7,5$ V)					
Niveau de référence réglable ± 5 V					Tension de sortie 15 V crête 50 Ω					
Sortie flottante ou à la masse					Sortie signal flottante ou à la masse					
Atténuateur 2 positions 40 dB					Sortie synchro					
					Vibulation par signal extérieur					
Atténuateur 60 dB, 5 positions					Déclenchement extérieur ou manuel avec niveau de déclenchement réglable					
Vibulation par signal extérieur					Porte					
Indicateur de saturation					Atténuateur 6 positions 70 dB					
					Sorties sinus, triangle et carré simultanées					
Synchronisation externe					Verrouillage de phase sur fondamentale ou harmoniques					
Déclenchement extérieur ou manuel					Déphasage réglable 0 à $\pm 180^\circ$					
Porte										
Impulsion de largeur variable										
Sortie analogique proportionnelle à la fréquence					Vibulation interne continue et déclenchée					
Vibulation interne continue et déclenchée					Vibulation avec arrêt sur la fréquence haute					
Affichage direct des limites de balayage					Affichage direct des limites de balayage					
Générateur de rafale interne					Rafale unique ou périodique					

PRIX DE 2500 A 4200 F (HT) *

PRIX DE 5000 A 10600 F *

TEKELEC TA AIRTRONIC

• PARIS : Cité des Bruyères - Rue Carle Vernet - 92. SEVRES
Tél. : 626-02-35 et 626-24-38 - Télex : 25 997

• AIX-EN-PROVENCE : M. Prugne Jean " Les Glycines " - Traverse de la Luciole - Petit Roquefavour - 13-AIX-EN-PROVENCE - Tél. : 6,91,27,59,25 • LYON/RHONE/ALPES : M.J. Cloix - 322, route d'Heyrieux - 69-LYON (8^e) - Tél. : 75,39,54 • RENNES : M. HENOCQUE - " Le Rouvray " - 35-NOYAL S/SEICHE - Tél. : 16,99,002185 •

306 TP

TC : de 3,075 à 5,166 F, et de 6,150 à 13,038 F.

E. Service : cerclez le n° 631

ur tous renseignements complémentaires, utilisez les cartes-réponse O.E. Service

COLLECTION TECHNIQUE DE L'ORTF

L. GOUSSOT

Ancien élève de l'École Polytechnique

COURS D'ÉLECTRONIQUE GÉNÉRALE

*Un ouvrage 15×24 cm, 654 pages — 605 figures,
schémas et abaques. Relié pleine toile*

Prix en librairie : 140 F (Franco recommandé 144,90 F)

Le Cours d'Électronique Générale est le premier ouvrage d'une collection technique que l'ORTF prépare à l'intention de ses techniciens.

Il s'adresse également à tous les étudiants ayant au départ le niveau du baccalauréat et abordant une formation technologique supérieure au cours d'un cycle d'études qui est sensiblement celui des Instituts Universitaires de Technologie.

Un résumé des grandes lois de l'électricité, qui font partie de l'enseignement classique, prépare à l'étude plus pratique des circuits radio-électriques. Cette étude est abordée d'une manière progressive, en associant les aspects pratiques et théoriques pour l'étude des composants passifs, du signal en général, porteur de l'information ou modulé et atteignant progressivement les circuits de plus en plus complexes jusqu'à la théorie des dipôles actifs et passifs, des quadripôles et des réseaux en général. L'ouvrage se termine par la théorie des lignes de transmission et ce chapitre peut servir d'introduction à l'étude de la propagation guidée et des hyperfréquences qui n'est pas abordée dans ce cours.

Ce livre qui sera suivi d'un second ouvrage d'enseignement général, rédigé par le même auteur, et traitant des composants actifs, tubes à vide et transistors ainsi que des circuits fonctionnels actifs, est donc particulièrement indiqué pour figurer en bonne place, aussi bien dans la bibliothèque de l'ingénieur que parmi les ouvrages du futur technicien de l'électronique.

BULLETIN DE COMMANDE

aux ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine, PARIS (6°)

Veuillez m'expédier à l'adresse suivante
.....
..... exemplaires du :

COURS D'ÉLECTRONIQUE GÉNÉRALE

Je vous adresse par le même courrier la somme de F, montant de ma commande (1).

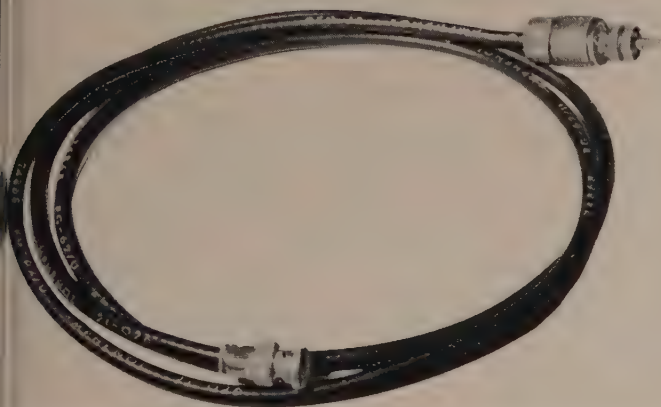
Date :

Signature :

(1) Versement à notre C.C.P. PARIS 53-35, Éditions CHIRON ou par chèque bancaire.

ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6°

DES CABLES COAXIAUX POUR MESURER ET ANALYSER DES FAIBLES NIVEAUX DE LUMIERE



C'est en effet la seule chose dont vous avez besoin
... puisque REA
peut fournir
tout le reste !

1

EMETTEURS : DIODES ELECTRO-LUMINESCENTES - DIODES LASER - fabriqués par RCA (USA)

2

DETECTEURS : PHOTOMULTIPLICATEURS - PHOTODIODES
Fabricants - EMI (Grande-Bretagne) - ITL (Grande-Bretagne) - RCA (USA)

3

BOITIERS ET DIVISEURS DE TENSION :
Boîtiers avec ou sans blindage - température ambiante ou refroidie
Fabricants : PRODUCTS for RESEARCH (USA) MUKA (France)

4

ALIMENTATIONS HAUTE TENSION : Fabricants : J. FLUKE (USA) - KEITHLEY (USA) - VENUS (USA)

5

SYSTEMES DE DETECTION SYNCHRONE :
Fabricants : BROOKDEAL (G-B) - KEITHLEY (USA)

6

COMPTEUR DE PHOTONS :
Fabricant : MUKA (France)

7

SCANNER - SYSTEMES DE BALAYAGE MECANIQUE : Fabricant - GENERAL SCANNING (USA)

8

AMPLIFICATEURS - AMPLI-OPERATIONNELS - CONVERTISSEURS A/O - O/A :
Fabricant : MUKA (France)

9

LECTEURS : Picoampèremètres - Voltmètres digitaux - Traceurs de courbes - Oscilloscopes - Détecteurs synchrones - Electromètres - Analyseurs de transitoires -
Fabricants - KEITHLEY (USA) - J. FLUKE (USA) BROOKDEAL (Grande-Bretagne) - BIO-MATION (USA) - DUMONT (USA) - KROHN-HITE (USA)

10

FILTRES VARIABLES

ne manque que les coaxiaux. Si vous n'avez pas de connecteurs, nous pourrions aussi vous en fournir (KINGS - USA), et si vous n'avez pas de prise de courant, nous vous proposons une alimentation Haute Tension (Convertisseur Basse Tension/Haute Tension) délivrant 1,5 kV ou 3 kV à partir d'une batterie.



RADIO-EQUIPEMENTS-ANTARES

RUE ERNEST COGNACQ - 92-LEVALLOIS-PERRET

TÉL. 737.54.80 et 270.87.01

O.E. Service : cerclez le n° 632

Pour plus d'information, nous contacter...

Nom _____

Adresse _____

PUBLIDITEC 7198

La nouvelle génération

Des impulsions plus rapides pour le contrôle de circuits logiques dans le domaine de la nanoseconde.

Voici deux générateurs d'impulsions compacts répondant à nos besoins pour tester des circuits et des systèmes plus rapides.

Le PM 5775 à une sortie et le PM 5776 à deux sorties.

Chacun d'eux possède un excellent temps de montée: moins d'une nanoseconde. Une cadence de répétition entre 1 Hz et 100 MHz. Et des possibilités de déclenchement externe, de commande de portes synchrones,

d'opération mono-coup, de fonctionnement en impulsions doubles et impulsion de synchronisation.

Ce qui, tout bien pesé, aboutit à deux petits appareils pratiques capables de satisfaire les besoins en rapidité toujours plus grands de la nouvelle génération.

Les impulsions de sorties de ces deux appareils sont soit positives soit négatives normales ou inversées. Avec contrôle indépendant pour décalage de la ligne de base de $\pm 1,5$ V. La possibilité de sorties simultanées en positif et négatif du PM 5776 est particulièrement recommandée pour le travail en PCM.

Tenez-vous informé sur les générateurs d'impulsion modernes et compacts. Demandez-nous plus de détails en écrivant à:

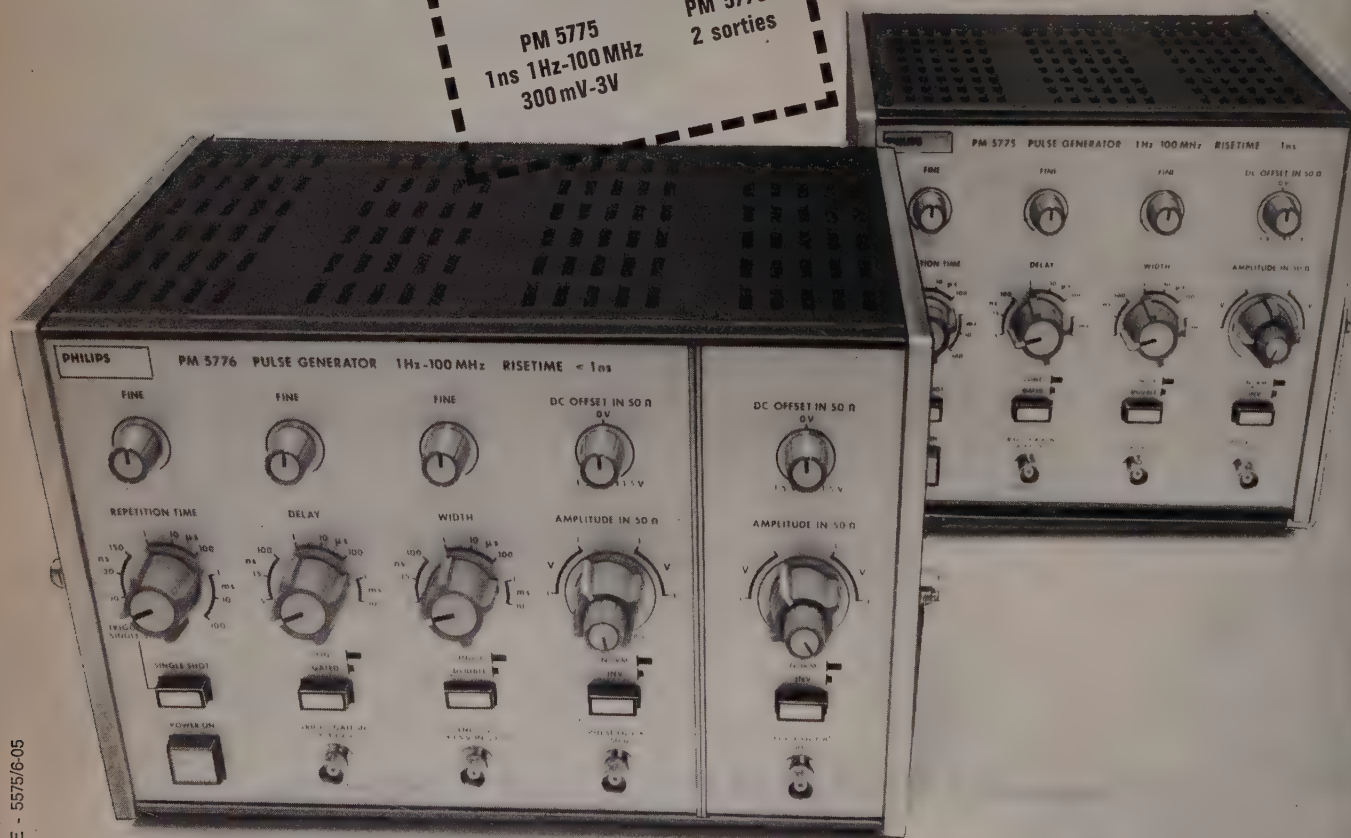
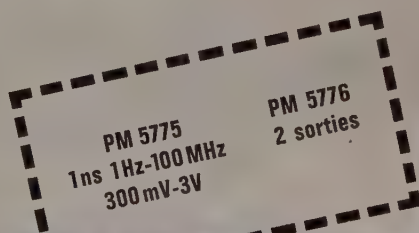
PHILIPS INDUSTRIE

Département Instrumentation Electronique
105, rue de Paris, — 93 - BOBIGNY
Tél.: 845-28-55 et 27-09

S.A. PHILIPS INDUSTRIELLE
ET COMMERCIALE



APPAREILS DE MESURE ET DE CONTRÔLE



résumés

FILTRAGE ★ DÉTECTION

LE FILTRAGE DANS LA DÉTECTION, par M.H. CARPENTIER.

Un très grand nombre de problèmes de détection se ramène à rechercher l'existence et la position d'un possible signal de forme connue, noyé dans un bruit gaussien. L'article définit les procédés idéaux de traitement tout d'abord par un raisonnement approximatif supposant que le signal recherché est de spectre limité (dans le cas d'un bruit blanc et d'un bruit coloré) — puis par un raisonnement rigoureux faisant appel à des notions de « mathématiques modernes » progressivement introduites. Trois exemples d'application sont décrits (Radar, Télécommunications, Connaissance de formes).

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 827 à 836, NOV. 71

CIRCUITS ★ TRANSMITTANCE

CIRCUITS PASSE-TOUR ACTIFS. QUELQUES APPLICATIONS, par G. POSSÉMÉ.

Nous décrivons tout d'abord plusieurs circuits passe-tout en précisant pour chacun la transmittance et les éléments de synthèse, puis nous passons en revue quelques applications avec exemple de réalisations : lignes à retard, correcteurs de phase et déphaseur large bande.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 862 à 868, NOV. 71

TRANSISTOR MOS ★ ÉTUDE BIDIMENSIONNELLE

ÉTUDE BIDIMENSIONNELLE DU TRANSISTOR MOS, par D. VANDORPE.

On présente une méthode d'étude bidimensionnelle des phénomènes de circulation des porteurs dans les dispositifs semiconducteurs. Cette méthode, contrairement aux études précédentes, tient compte des effets de surface et est capable d'étudier le fonctionnement des dispositifs pour n'importe quelle polarisation appliquée, aussi grande soit-elle. A titre d'exemple, nous donnons les résultats pour une structure MOS.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 837 à 843, NOV. 71

GUIDE D'ONDE ★ ONDE PLANE ★ SUPRACONDUCTION

PROPAGATION D'UNE ONDE PLANE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DANS UN GUIDE CYLINDRIQUE COAXIAL SUPRACONDUCTEUR, par G. ZEPP.

On étudie les modes de propagation TM_{0n} et TE_{0n} d'une onde plane électromagnétique se propageant à l'intérieur d'un guide cylindrique coaxial constitué de matériaux supraconducteurs. On détermine en particulier les variations des expressions analytiques du coefficient d'atténuation et du déphasage de l'onde en fonction des dimensions radiales du guide et de la nature des supraconducteurs.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 869 à 873, NOV. 71

PROGRAMME « PLAQUETTE » ★ RÉSEAU LOGIQUE

UNE AIDE A L'IMPLANTATION DES RÉSEAUX LOGIQUES : LE PROGRAMME PLAQUETTE par F. RENAULT.

Le système PLAQUETTE est un ensemble de programmes, permettant de réaliser au mieux l'implantation d'un réseau logique sur des cartes comportant des boîtiers de circuits intégrés ou des cartes filles.

PLAQUETTE détermine un ensemble minimal de boîtiers capable de représenter physiquement le réseau logique, répartit ce dernier dans les boîtiers précédemment choisis, place ceux-ci sur la carte, réalise l'affectation des signaux d'entrée-sortie aux broches du connecteur et propose, pour le tracé des fils, trois programmes différents suivant la technique de tracé employée.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 844 à 853, NOV. 71

MODULATEUR ★ SPECTROGRAPHIE ★ MICRO-ONDES

UN MODULATEUR STARK SIMPLE ET A USAGES MULTIPLES POUR SPECTROGRAPHIE MICRO-ONDE, par J.-P. SARTEAUX, G. ROUSSY et J. DEMAISON.

Le générateur Stark, que les auteurs décrivent en détail, est une version entièrement transistorisée, de conception simple. Sa réalisation ne nécessite que des composants électroniques courants. Le modulateur comporte aussi quelques accessoires, moins classiques, dont l'intérêt apparaît quand il s'agit de dépouiller des spectres micro-ondes complexes ou de mesurer, avec précision, des moments dipolaires.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 874 à 876, NOV. 71

ANTENNE ★ RÉSEAU FINI ★ GUIDES RECTANGULAIRES

ÉTUDE DES RÉSEAUX FINIS DE GUIDES RECTANGULAIRES A PAROIS ÉPAISSES, par A. ROEDERER.

Dans cet article, il est présenté une méthode d'étude de la réponse d'un réseau fini de guides rectangulaires à une onde plane incidente. Elle permet, en particulier, de prévoir le diagramme élémentaire et d'analyser la distribution du champ réfléchi.

De tels renseignements sont utiles pour l'étude des réseaux à déphasages et des réseaux réflecteurs ou des lentilles artificielles. L'exploitation de la méthode implique des calculs longs dont on se borne à donner le point de départ et les principales étapes, et une part importante d'analyse numérique et de programmation.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 854 à 861, NOV. 71

summaries

CIRCUITS ★ TRANSMITTANCE

ACTIVE ALL-PASS CIRCUITS, by G. POSSÉME.

We first describe several all-pass circuits and we indicate for each of them the transmittance and the elements, of synthesis, then we review several applications with some examples of realizations: delay lines, phase correctors and wide-band phase-modifiers.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 862 to 868, NOV. 71

FILTERING ★ DETECTION

FILTERING IN DETECTION, by M.H. CARPENTIER.

Many detection problems bring to research existence and position of a feasible known shaped signal, blurred into a gaussian noise. The paper defines ideal treatment processes, at first by an approximate reasoning supposing that the searched signal has a limited spectrum (in the case of a white and a coloured noise) then by a strict reasoning calling some notions of «modern mathematics» progressively introduced. Three application examples are described (Radar, Telecommunications, Shape knowledge).

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 827 to 836, NOV. 71

WAVE GUIDE ★ PLANE WAVE ★ SUPRACONDUCTION

ELECTROMAGNETIC PLANE WAVE PROPAGATION INTO A CYLINDRICAL COAXIAL SUPRACONDUCTOR GUIDE, by G. ZEPP.

One studies TM_{0n} and TE_{0n} propagation modes of an electromagnetic plane wave being propagated inside a cylindrical coaxial guide. Particularly variations of the analytic expressions for attenuation factor and wave phase shift in terms of the guide radial sizes and kind of the supraconductors.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 869 to 873, NOV. 71

MOS ★ TWO-DIMENSIONAL STUDY

MOS TWO-DIMENSIONAL STUDY, by D. VANDORPE.

Two dimensional study method of carrier circulation phenomena in semiconductor devices is presented. This method, in the contrary of the former studies, takes into consideration surface effects and permits to study functioning of devices for any polarization, so great it can be. As an example, results for a MOS structure is given.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 837 to 843, NOV. 71

MODULATOR ★ SPECTROSCOPY ★ MICROWAVE

A SIMPLE AND VERSATILE STARK MODULATOR FOR MICROWAVE SPECTROSCOPY, by J.-P. SARTEAUX, G. ROUSSY and J. DEMAISON.

The authors describe thoroughly a solid state versatile Stark modulator for microwave spectroscopy. The circuits are very simple and the unit is easy to do. The obvious advantages include high reliability, compactness and low costs. It is improved by other circuits allowing a modification of the form of the modulation and a DC polarisation. These devices contribute to the assignment of an improvement in dense spectra or in accurate measurement of dipole moments.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 874 to 876, NOV. 71

THE «PLAQUETTE» PROGRAM ★ LOGIC NETWORK

AID FOR LOGIC NETWORKS IMPLANTATION : THE «PLAQUETTE» PROGRAM, by F. RENAULT.

The PLAQUETTE system is a set of programs, allowing to realize at best the logic network implantation on cards bearing integrated circuits boxes or daughtercards.

PLAQUETTE induces a minimal set of boxes able physically to perform the logic network, distributes the latter into the precedently choosen boxes, puts them on the card, realizes assignment of input-output signals on the connector pins and sets, for the wiring, three different programs following technics of design used.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 844 to 853, NOV. 71

ANTENNA ★ ARRAY ★ RECTANGULAR HORNS

STUDY OF FINISHED NETWORKS WITH THICK WALL RECTANGULAR GUIDES, by A. ROEDERER.

In this paper, a method is described for obtaining the response of a finite array of rectangular horns to an incident plane wave. It allows, in particular, to predict, for such arrays, the element pattern and to analyse the distribution of the reflected field.

Such information is useful for the design of phased arrays and of reflectarrays or artificial lenses. The method implies rather lengthy calculations, of which only the starting point and the main steps are given here. No details are given about the numerical analysis.

ONDE ÉLEC. Vol. 51, fasc. 10, pp. 854 to 861, NOV. 71

L'onde électrique

Article de Synthèse

M. H. CARPENTIER



Thomson C.S.F.

Le filtrage dans la détection

Résumé

Un très grand nombre de problèmes de détection se ramènent à rechercher l'existence et la position d'un possible signal de forme connue, noyé dans un bruit gaussien. L'article définit les procédés idéaux de traitement — tout d'abord par un raisonnement approximatif supposant que le signal recherché est de spectre limité (dans le cas d'un bruit blanc et d'un bruit coloré) — puis par un raisonnement rigoureux faisant appel à des notions de « mathématiques modernes » progressivement introduites. Trois exemples d'application sont décrits (Radar, Télécommunications, Connaissance de formes).

1. Introduction

Dans un article précédent* intitulé « Detegere ou la Détection », il a été rappelé, au paragraphe 6.3, les progrès importants réalisés, dans le domaine de la détection, en matière de filtrage, tant du point de vue théorique que du point de vue pratique. Le présent papier envisage d'examiner ces points plus en détail.

Le problème du filtrage (ou du traitement de signal) se présente le plus souvent sous la forme suivante :

Le signal reçu à traiter est la somme d'un bruit (phénomène aléatoire qui n'est connu que par ses propriétés statistiques) et d'un possible signal utile, de forme connue mais de position généralement inconnue.

Le problème se ramène, en général, à un problème plus simple à une dimension, dans lequel le signal à traiter (signal reçu) est représenté par une grandeur physique y (électrique, optique, acoustique...) variant en fonction d'un paramètre t (temps, distance, angle...). Nous écrivons donc le signal à traiter sous la forme $y(t)$.

S'il y a signal utile de forme connue $S(t)$, cela veut dire, dans nos hypothèses, que $y(t)$ s'écrit :

$$y(t) = n(t) + kS(t - t_{01}),$$

expression dans laquelle t_{01} représente la distance algébrique du signal utile par rapport à un certain point pris pour origine, et $n(t)$, le bruit parasite existant seul en l'absence de signal utile.

Le facteur k représente le niveau du signal et nous prendrons $k = 1$ pour simplifier, et parce que ceci ne change ni la philosophie des calculs faits ni les résultats.

Le bruit $n(t)$ (de valeur moyenne nulle) sera supposé stationnaire pour simplifier les calculs, sachant que l'extension à un bruit non stationnaire est facile.

Enfin, le bruit $n(t)$ sera supposé gaussien, ce qui est une hypothèse importante, souvent vraie mais parfois non fondée ; il est très important de savoir que les résultats obtenus ne sont pas valables pour un bruit non gaussien, même si — faute de mieux — nombre d'utilisateurs les emploient encore lorsque le bruit parasite n'est pas gaussien.

Dans le paragraphe 2, le cas d'un bruit gaussien blanc sera examiné, en suivant la démarche de pensée utilisée, entre autres, par SHANNON [1], WOODWARD [2] et l'auteur [3], et qui, historiquement, a conduit à des applications industrielles. Toutefois, en parallèle, un vocabulaire plus « moderne » sera utilisé : il devrait permettre de faire le pont avec la méthode d'examen utilisée dans le paragraphe 3 pour le cas du bruit gaussien non blanc, méthode qui utilisera ce qu'il est convenu d'appeler les « mathématiques modernes ».

Le paragraphe 4 donnera des exemples pratiques d'application, évoqués au paragraphe 6.3.3. de l'article « Detegere ou la Détection ».

2. Bruit gaussien et blanc

2.1. Présentation des principaux personnages du drame [1]

Historiquement, le problème a été traité de façon approximative (mais plus parlante pour des physiciens), en ajoutant aux hypothèses précédentes, les hypothèses suivantes :

Le signal à reconnaître $S(t)$ a un spectre (vidéo)

Article reçu en septembre 1971.

(*) L'Onde Electrique, vol. 51, fasc. 5, pp. 349-354, mai 1971.

limité entre $-\Delta f/2$ et $+\Delta f/2$, ce qui signifie que sa transformée de Fourier $\phi(f)$ est nulle pour $|f| > \Delta f/2$.

Dans ces conditions, le bruit $n(t)$ accompagnant l'éventuel signal utile $S(t-t_0)$ peut être considéré comme également de spectre limité à $\pm \Delta f/2$ puisqu' aussi bien supprimer par filtrage les composantes spectrales du bruit en dehors de la bande utile ne supprime aucune information utile (on montre d'ailleurs qu'il n'est pas nécessaire de faire cette hypothèse). Ce bruit est supposé blanc, ce qui signifie que sa densité spectrale est constante dans la bande $-\Delta f/2 \leq f \leq \Delta f/2$. Il est à noter que d'aucuns appellent blanc un bruit dont la densité spectrale est constante pour $-\infty < f < +\infty$ (on peut dire $\forall f \in R, R$ étant le corps des réels), mais qu'un tel bruit blanc est décidément peu réaliste physiquement.

Dans ces conditions, on peut représenter $S(t)$ sous la forme :

$$S(t) = \sum_{i=0}^{i=\rho-1} U_i F_i(t) \tag{1}$$

avec :

$$F_i(t) = \frac{\sqrt{\Delta f} \sin \pi (t \Delta f - i)}{\pi (t \Delta f - i)}, \tag{2}$$

Les nombres U_i étant réels et quelconques (c'est le « théorème d'échantillonnage de SHANNON »).

Certes, on ne peut représenter sous cette forme tous les signaux $S(t)$ utilisables. A vrai dire même, on ne peut représenter sous cette forme aucun signal physiquement réalisable. Mais à condition que Δf soit pris suffisamment grand, on peut « approximer » aussi bien que l'on veut tout signal physique.

En effet, un signal $S(t)$ défini par (1) est mathématiquement de durée infinie. Pratiquement, il n'est généralement notable que pendant la durée $T = \rho/\Delta f$.

A titre d'exemple, la figure 1 représente, sur le même graphique :

— d'une part la fonction $S'(t)$ utilisée en radar et en télécommunications, définie par

$$S'(t) = \cos [0,1 \pi (t-10)^2] \text{ pour } 0 \leq t \leq 20$$

$$S'(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \text{ et } t > 20$$

— d'autre part une fonction $S(t)$ l'approximant, obtenue en écrivant :

$$S(t) = \sum_{i=0}^{i=40} U_i F_i(t)$$

avec : $\Delta f = 2$ et $U_i = S'(i/2) \cdot \sqrt{2}$.

On peut remarquer que l'ensemble $\mathcal{E}$ des fonctions $S(t)$ correspondant à une valeur fixée de ρ (entière) et une valeur fixée de Δf constitue clairement un espace vectoriel sur le corps R des réels, car on peut définir, de la façon classique, leur addition et leur soustraction de façon idoine (l'élément neutre étant $S(t) \equiv 0$), et d'autre part :

$$\forall a \in R \quad aS(t) \in \mathcal{E}.$$

Les fonctions $F_i(t)$ sont linéairement indépendantes et constituent une base de cet ensemble car :

$$\sum U_i F_i(t) \equiv 0 \Rightarrow U_i = 0 \quad \forall i \text{ tel que } 0 \leq i \leq \rho-1.$$

L'ensemble $\mathcal{E}$ est donc un espace vectoriel à ρ dimensions.

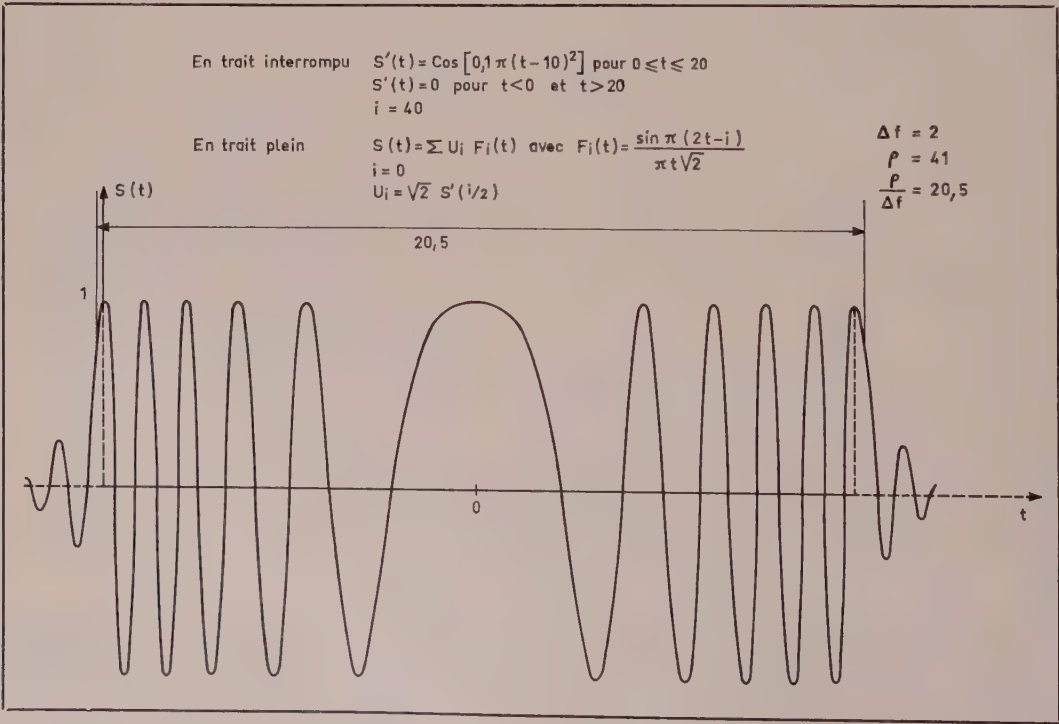


FIG. 1.

En d'autres termes le signal $S(t)$ dépend de $\rho (= T\Delta f)$ paramètres indépendants.

Remarquons encore qu'on peut définir pour l'espace vectoriel $\mathcal{E}$ un produit scalaire de deux vecteurs quelconques $S_1(t)$ et $S_2(t)$ de cet espace, par l'expression :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S_1(t) \cdot S_2(t) dt.$$

Muni de ce produit scalaire, l'espace $\mathcal{E}$ devient ainsi un espace de Hilbert. Au demeurant pour cet espace de Hilbert, l'ensemble des ρ fonctions $F_i(t)$ constitue un ensemble de vecteurs orthonormés puisque :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} F_i(t) \cdot F_k(t) dt = 0 \quad \text{pour } i \neq k$$

et
$$\int_{-\infty}^{+\infty} F_i(t) \cdot F_k(t) dt = 1 \quad \text{pour } i = k. \quad (3)$$

L'énergie du signal $S(t)$ se définit par :

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} S^2(t) dt.$$

C'est le produit scalaire de $S(t)$ par lui-même, c'est-à-dire le carré de la distance entre $S(t)$ et zéro.

Il en résulte que :

$$E = \sum_{i=0}^{i=\rho-1} U_i^2. \quad (4)$$

Ce résultat s'obtient directement à partir de (1) et (3).

Par ailleurs, les hypothèses faites sur le bruit permettent de l'écrire sous la forme :

$$n(t) = \sum P_i F_i(t)$$

i variant par valeur entière de $-\infty$ à $+\infty$,
c'est-à-dire $\{i\}$ constituant l'anneau $\mathbb{Z}$ des entiers relatifs.

Les nombres P_i sont réels, aléatoires, de distribution normale centrée, non corrélés entre eux (ce qui signifie que l'espérance mathématique de $P_i P_j$ est nulle : $E(P_i P_j) = 0$) et de variance $N/\Delta f$. La puissance moyenne du bruit est alors N .

On désignera par b la densité spectrale $N/\Delta f$.

On peut remarquer que l'ensemble $\mathcal{E}'$ des fonctions $n(t)$ possibles constitue aussi un espace vectoriel avec un nombre infini de dimensions, dont précisément l'ensemble $\mathcal{E}$ est un sous-espace.

Il est intéressant de noter qu'une fonction $n(t)$ retardée de $k/\Delta f$ ($\forall k \in \mathbb{Z}$) appartient évidemment à l'ensemble $\mathcal{E}'$, mais qu'il en est de même pour une fonction $n(t)$ décalée d'un retard quelconque.

La présentation des personnages principaux étant ainsi faite, le problème est le suivant :

Le signal à traiter $y(t)$ est-il constitué par :

$$y(t) = n(t) \quad \text{hypothèse (B)}$$

ou par $y(t) = n(t) + S(t - t_0)$ hypothèse (A, t_0) ?

2.2. Probabilités inverses - Critère de Neyman-Pearson [2, 3]

Avant de traiter ce problème il est bon d'en traiter un plus simple.

Supposons que l'on dispose de deux dés.

l'un normal : hypothèse A

l'autre truqué (comportant 3 six et 3 un) : hypothèse B.

On prend un dé au hasard, on le joue, on sort $1 = y$. Quelle est, ayant tiré y , la probabilité que le dé soit normal ?

On peut écrire :

Probabilité que le dé soit normal et que l'on tire $y =$ Probabilité a priori de A ($P_0(A)$) $\times$ Probabilité de tirer y si A ($P(y/A)$) = Probabilité a priori de tirer y dans les conditions indiquées ($P(y)$) $\times$ Probabilité que le dé soit normal si on a tiré y ($P(A/y)$)

ce qui peut s'écrire :

$$P_0(A) \times P(y/A) = P(y) \times P(A/y)$$

ou
$$P(A/y) = P_0(A) \times P(y/A) \times k \quad (5)$$

avec $k^{-1} = P(y)$

on écrira de même :

$$P(B/y) = P_0(B) \times P(y/B) \times k \quad (5')$$

et on sait que :

$$P_0(A) = 0,5 \quad P_0(B) = 0,5$$

$$P(y/A) = \frac{1}{6} \quad P(y/B) = \frac{3}{6}.$$

Les équations (5) et (5') deviennent :

$$\left. \begin{aligned} P(A/y) &= k \times 0,5 \times \frac{1}{6} \\ P(B/y) &= k \times 0,5 \times \frac{3}{6} \end{aligned} \right\} \text{ avec } P(A/y) + P(B/y) = 1$$

$$\Rightarrow k = 3$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{aligned} P(A/y) &= 0,25 \\ P(B/y) &= 0,75. \end{aligned} \right.$$

La probabilité, ayant tiré $y = 1$, que le dé soit truqué est de 0,75 et non plus de 0,5 comme avant la mesure y .

Après cet exemple, on peut compliquer un peu et sachant qu'une mesure y faite est la somme d'une variable aléatoire gaussienne n centrée de variance σ^2 et d'un possible signal U dont la probabilité d'existence a priori est $P_0(A)$ [probabilité d'absence $P_0(B) = 1 - P_0(A)$], on conclut d'un raisonnement identique que la probabilité, ayant mesuré y , que U soit présent, soit $P(A/y)$, s'écrit :

$$P(A/y) = k P_0(A) \times (\text{distribution de } y \text{ si } A) \quad (6)$$

et de même que la probabilité d'absence de U ayant mesuré y , soit $P(B/y)$, s'écrit :

$$P(B/y) = kP_0(B) \times (\text{distribution de } y \text{ si } B) \quad (6')$$

La distribution de y si A est clairement :

$$\frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(y-U)^2}{2\sigma^2} \right].$$

Celle de y si B étant :

$$\frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right].$$

De sorte qu'on a :

$$P(A/y) = kP_0(A) \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(y-U)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (7)$$

$$P(B/y) = kP_0(B) \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right]. \quad (7')$$

Ces relations s'écrivent encore :

$$P(A/y) = k_1 \exp V(y) \quad (8)$$

$$P(B/y) = k_2 \quad (8')$$

avec :

$$k_1 = kP_0(A) \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right] \Rightarrow \frac{k_2}{k_1} = \frac{P_0(B)}{P_0(A)}$$

et $k_2 = kP_0(B) \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right]$

$$\text{et} \quad V(y) = \frac{Uy}{\sigma^2} - \frac{U^2}{2\sigma^2}. \quad (9)$$

Nous supposons qu'en pratique, on ignore tout de $P_0(A)$ (ou qu'on connaît si peu de choses sur $P_0(A)$ que cela revient au même).

Dans ce cas, il reste vrai que plus $V(y)$ est grand, plus il est probable que le signal U soit présent dans y . En fait, ce qui intéresse généralement l'utilisateur, c'est qu'on puisse fixer une probabilité de fausse alarme (probabilité de dire à tort qu'il y a signal U dans y). Or si le signal U est absent, il est clair que y est une variable gaussienne centrée, de variance σ^2 , et donc que $V(y)$ est une variable gaussienne de distribution bien connue. Il en résulte que, si on s'impose pour décréter présence de U d'avoir $V(y)$ supérieur à un seuil K_1 , on se fixe, en fait, la probabilité de fausse alarme P_f (critère de Neyman-Pearson). C'est ce qu'on fait donc généralement en décidant de décréter « signal présent » si $V(y) > K_1$, K_1 étant d'autant plus élevé que la probabilité de fausse alarme fixée est plus faible.

Il est clair que si l'on peut faire plusieurs mesures indépendantes pour voir si le signal est présent, la présence du signal correspondant à chaque fois à

l'existence d'un U_i accompagné d'un n_i (avec $\overline{n_i^2} = \sigma_i^2$), on aura :

$$P(A/y) = k'_1 \prod_i [\exp V_i(y_i)] = k'_1 \exp \sum V_i(y_i)$$

$$\text{avec :} \quad \sum V_i(y_i) = \sum \frac{U_i y_i}{\sigma_i^2} - \sum \frac{U_i^2}{2\sigma_i^2},$$

et que l'on décrétera signal si :

$$\sum \frac{U_i y_i}{\sigma_i^2} - \sum \frac{U_i^2}{2\sigma_i^2} > K_1$$

$$\text{C'est-à-dire, en fait, si } \sum \frac{U_i y_i}{\sigma_i^2} > K$$

$$\text{avec :} \quad K = K_1 + \frac{\sum U_i^2}{2\sigma_i^2}.$$

En l'absence de signal, $\sum \frac{U_i y_i}{\sigma_i^2}$ est une variable gaussienne centrée, de variance $\sum \frac{U_i^2}{\sigma_i^2}$.

En présence de signal c'est une variable gaussienne de même variance et de valeur moyenne $\sum \frac{U_i^2}{\sigma_i^2}$.

De sorte que la probabilité de fausse alarme P_f est donnée par :

$$P_f = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum \frac{U_i^2}{\sigma_i^2}}} \int_K^{+\infty} \exp \left[-\frac{v^2}{2 \sum \frac{U_i^2}{\sigma_i^2}} \right] dv \quad (10)$$

et la probabilité de détection P_d par :

$$P_d = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum \frac{U_i^2}{\sigma_i^2}}} \int_{K - \sum \frac{U_i^2}{\sigma_i^2}}^{+\infty} \exp \left[-\frac{v^2}{2 \sum \frac{U_i^2}{\sigma_i^2}} \right] dv. \quad (11)$$

2.3. Le récepteur idéal - Cas du bruit blanc

Si on suppose qu'il n'y a pas (beaucoup) plus de raisons a priori qu'il y ait un signal à la distance t_0 qu'à une autre distance, il est logique d'utiliser le critère de Neyman-Pearson.

Un possible signal en t_0 s'écrira :

$$S(t-t_0) = \sum_{i=0}^{i=p-1} U_i F_i(t-t_0).$$

Le bruit existant en même temps s'écrivant sous la forme $\sum P'_i F_i(t-t_0)$, les P'_i étant indépendants.

De la même façon le signal $y(t)$ reçu s'écrira :

$$y(t) = \sum y_i F_i(t-t_0). \quad (12)$$

Les expressions précédentes restent valables sauf à remplacer :

$$n_i \text{ par } P'_i$$

$$\sigma_i^2 \text{ par } \frac{N}{\Delta f} = b.$$

On décrètera donc signal si :

$$\sum_{i=0}^{p-1} \frac{U_i y_i}{b} > K.$$

Ce qui, compte tenu des relations (1), (3) et (12), s'écrit encore :

$$\frac{1}{b} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) S(t-t_0) dt > K$$

$$C(t_0) > K \tag{13}$$

avec :

$$C(t_0) = \frac{1}{b} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) S(t-t_0) dt. \tag{14}$$

Compte tenu de la relation (4), les probabilités de fausse alarme et de détection s'écrivent :

$$P_f = \frac{1}{\sqrt{2\pi R}} \int_K^{+\infty} \exp\left[-\frac{v^2}{2R}\right] dv \tag{10'}$$

$$P_d = \frac{1}{\sqrt{2\pi R}} \int_{K-R}^{+\infty} \exp\left[-\frac{v^2}{2R}\right] dv \tag{11'}$$

avec :

$$R = \frac{E}{b}, \tag{15}$$

R étant le rapport signal/bruit (énergétique), puisque rapport (sans dimension) entre l'énergie du signal utile et la densité spectrale du bruit parasite.

Ainsi donc lorsque $C(t_0)$ sera supérieur au seuil, décidera-t-on signal, avec une probabilité fixée de fausse alarme, et la valeur de t_0 rendant $C(t_0)$ maximal donnera la position t_0 la plus probable du signal.

Un récepteur calculant $C(t_0)$ sera dit optimal ou idéal.

2.4. Le filtre adapté

Désignant par $Y(f)$ la transformée de Fourier de $y(t)$
 par $\phi(f)$ la transformée de Fourier de $S(t)$
 et par $\phi^*(f)$ l'imaginaire conjugué de $\phi(f)$,
 le théorème de convolution permet d'écrire $C(t_0)$ sous une autre forme, à savoir :

$$C(t_0) = \frac{1}{b} \int Y(f) \phi^*(f) e^{2\pi j f t_0} df \tag{16}$$

avec :

$$j = \sqrt{-1}$$

Ceci signifie que, faisant passer $y(t)$ à travers un filtre de transmittance $\phi^*(f)$, le signal de sortie de ce filtre a pour transformée de Fourier $Y(f) \cdot \phi^*(f)$

c'est-à-dire que c'est précisément la fonction $C(t)$ à un facteur près. On dispose ainsi d'un moyen d'obtenir $C(t_0)$ en temps réel, dans la mesure où on peut réaliser un filtre de transmittance $\phi^*(f)$.

Il est théoriquement impossible de faire un tel filtre, mais il est très possible de faire un filtre de transmittance $\phi^*(f) e^{-2\pi j f T_0}$ équivalent au précédent à un retard T_0 près (T_0 étant connu).

Un tel filtre attaqué par $y(t)$ donne à sa sortie $C(t-T_0)$. On le désigne sous le nom de « filtre adapté » (au signal $S(t)$).

En pratique, il y a donc deux façons de calculer $C(t_0)$

— soit en utilisant l'algorithme (14) c'est-à-dire en utilisant des ensembles multiplicateurs (de $y(t)$ par $S(t-t_0)$) — intégrateurs (du produit précédent) en aussi grand nombre qu'il y a de valeurs de t_0 (de distances) intéressantes, et l'on a affaire à un récepteur à corrélation.

— soit en utilisant un filtre adapté (selon l'algorithme (16)) (voir paragraphe 4).

3. Bruit gaussien et coloré

3.1. Définition

Lorsqu'on a affaire à un bruit $n(t)$ stationnaire mais non blanc, la stationnarité implique qu'on peut définir pour $n(t)$ une fonction d'autocorrélation de la forme $\rho(\tau)$ qui représente l'espérance mathématique de

$$n(t) n(t-\tau),$$

soit :

$$E[n(t) n(t-\tau)] = \rho(\tau).$$

Le fait que le bruit ne soit pas blanc signifie que la transformée de Fourier de $\rho(t)$ [densité spectrale de $n(t)$] est une fonction (réelle et paire) *non constante* de la fréquence f (alors qu'au paragraphe 2, cette densité spectrale était supposée constante et égale à b pour $-\Delta f/2 \leq f \leq \Delta f/2$, et nulle d'ailleurs pour $|f| > \Delta f/2$).

Désignant par $N^2(f)$ cette densité spectrale de $n(t)$, on a donc :

$$\rho(t) = \int N^2(f) e^{2\pi j f t} df. \tag{17}$$

3.2. Examen approché

Une façon simple d'examiner le traitement à faire sur $y(t)$ dans le cas d'un bruit coloré, consiste à se ramener au cas du bruit blanc. Pour cela, on supposera, comme au paragraphe 2, que bruit $n(t)$ et signal utile $S(t)$ ont un spectre nul en dehors de l'intervalle de fréquences $\pm \Delta f/2$.

Si on fait passer le signal reçu $y(t)$ dans un filtre de transmittance $1/N(f)$ telle que $|N(f)| \equiv N(f)$, il est clair :

— que la densité spectrale du bruit $n_1(t)$ à la sortie

de ce filtre devient :

$$N^2(f) \frac{1}{|N^2(f)|} = 1$$

pour $|f| \leq \Delta f/2$, et reste nulle pour $|f| > \Delta f/2$,

— et que le signal utile, peut-être présent, devient $S_1(t)$, de transformée de Fourier $\phi_1(f)$ donnée par :

$$\phi_1(f) = \frac{\phi(f)}{N(f)}. \quad (18)$$

On est donc ramené au cas précédent, sauf à chercher un signal utile de forme $S_1(t)$ dans un bruit gaussien blanc de densité spectrale égale à 1. On sait qu'il faut utiliser un filtre adapté de transmittance :

$$\frac{\phi^*(f)}{N^*(f)}.$$

Et finalement l'ensemble du traitement consiste à faire passer le signal reçu dans un filtre de transmittance :

$$\frac{1}{N(f)} \frac{\phi^*(f)}{N^*(f)} \equiv \frac{\phi^*(f)}{N^2(f)} = R^*(f). \quad (19)$$

Ceci signifie encore qu'en désignant par $R(t)$ la fonction dont $R(f)$ est la transformée de Fourier, c'est-à-dire :

$$R(t) = \int_{-\Delta f/2}^{+\Delta f/2} R(f) e^{2\pi j f t} df, \quad (20)$$

on est amené à remplacer le calcul de $C(t_0)$ par celui de $\Gamma(t_0)$ défini par :

$$\Gamma(t_0) = \int y(t) R(t-t_0) dt. \quad (21)$$

A cause de (19) et de (20) et du théorème de convolution, on peut encore écrire :

$$\int \rho(\tau-t) R(\tau) d\tau = S(t). \quad (22)$$

Les formules (10) et (11) donnant les probabilités de fausse alarme et de détection restent valable sauf à remplacer R par :

$$R' = \int_{-\Delta f/2}^{+\Delta f/2} \frac{|\phi(f)|^2}{N^2(f)} df. \quad (23)$$

3.3. Examen plus rigoureux

Dans ce paragraphe, on essaiera d'être plus rigoureux.

Pour cela, on considérera comme signal $S(t)$ à reconnaître, un signal quelconque de durée T c'est-à-dire tel que $S(t) = 0$ pour $t \leq 0$ et $t \geq T$ (mais

d'énergie finie, bien sûr, c'est-à-dire tel que :

$$E = \int_0^T S^2(t) dt \quad \text{soit fini}.$$

Sa transformée de Fourier ne s'annule jamais définitivement, mais on peut physiquement définir la largeur de son spectre (à 3 dB par exemple).

L'ensemble E des signaux $S(t)$ possibles est un espace vectoriel sur le corps R des réels (car on sait définir $S_1(t) + S_2(t)$, $-S_1(t)$, etc., comme on sait définir $aS_1(t) \forall a \in R$ et $aS_1(t) \in E$).

On peut définir, pour cet espace vectoriel, un produit scalaire de deux vecteurs quelconques $S_1(t)$ et $S_2(t)$ par l'expression :

$$\int_0^T S_1(t) S_2(t) dt.$$

Muni de ce produit scalaire, l'espace E devient un espace de Hilbert (dit $L(0, T)$). La tranche du bruit $n(t)$ comprise entre 0 et T appartient au même espace de Hilbert.

Le problème de savoir s'il existe un signal $S(t-t_0)$ présent (avec un bruit $n(t)$ revient à s'intéresser à l'espace de Hilbert $L(t_0, t_0+T)$ cousin germain du précédent, et que nous appellerons $E(t_0)$. (Il est muni du produit scalaire :

$$\int_{t_0}^{t_0+T} S_1(t) S_2(t) dt).$$

Ici encore le problème sera d'exprimer une quelconque fonction $x(t)$ parmi :

- $S(t-t_0)$
- $n(t)$ entre t_0 et t_0+T
- $y(t)$ entre t_0 et t_0+T

sous forme $\sum x_i X_i(t)$, les fonctions $X_i(t)$ étant indépendantes et constituant pour l'espace $E(t_0)$ une base de vecteurs ortho-normés.

En outre cette base doit être choisie de façon à pouvoir introduire la forme de la fonction d'autocorrélation $\rho(\tau)$ du bruit.

Le procédé utilisé pour ce faire consiste à utiliser l'application A qui fait passer un vecteur $f(t)$ de $E(t_0)$ à un autre vecteur $f_1(t)$ du même ensemble $E(t_0)$ et qui est définie par :

$$f_1(t) = A[f(t)]$$

avec :

$$f_1(t) = K_{t_0, t_0+T}(t) \int_{t_0}^{t_0+T} \rho(t-u) f(u) du,$$

en désignant par $K_{t_0, t_0+T}(t)$ la fonction nulle pour $t < t_0$ et $t > t_0+T$ et égale à 1 pour $t_0 \leq t \leq t_0+T$. Cette application est linéaire puisque :

$$\forall f(t), g(t) \in E(t_0)$$

$$\text{et} \quad \forall a, b \in R.$$

On a :

$$A[af(t) + bg(t)] = aA[f(t)] + bA[g(t)].$$

Cette application est symétrique, ce qui signifie que produit scalaire de $f_1(t)$ par $g(t)$ est égal à produit scalaire de $g_1(t)$ par $f(t)$, ce qui se vérifie aisément parce que $\rho(\tau)$ est une fonction paire.

Ceci implique qu'il est possible de trouver pour $E(t_0)$ une

base de vecteurs propres $V_i(t)$ orthonormés. Ces vecteurs indépendants vérifient l'équation :

$$A[V_i(t)] \equiv \lambda_i V_i(t) \text{ avec } \lambda_i \in \mathbb{R}. \quad (24)$$

Les λ_i sont les valeurs propres correspondant aux $V_i(t)$ dans l'application considérée.

Toute fonction $x(t)$ de $E(t_0)$ peut donc se mettre sous la forme :

$$x(t) = \sum x_i V_i(t),$$

les x_i étant les projections de $x(t)$ sur $V_i(t)$ c'est-à-dire étant définis par :

$$x_i = \int_{t_0}^{t_0+T} x(t) V_i(t) dt,$$

avec, bien sûr :

$$\int_{t_0}^{t_0+T} V_i(t) V_k(t) dt = 0 \quad \text{pour } i \neq k.$$

Si, entre t_0 et t_0+T , $y(t)$ n'est constitué que de $n(t)$, on a :

$$y(t) = n(t) = \sum n_i V_i(t),$$

les n_i étant indépendants entre eux (non corrélés), de distribution normale centrée, avec une certaine variance $E(n_i^2)$ dont on démontre qu'elle est égale à λ_i . [Pour cela, on peut par exemple écrire $\rho(\tau) = E[n(t_0)n(t_0+\tau)]$ et développer, ce qui donne :

$$\rho(\tau) = \sum E(n_i^2) V_i(t_0) V_i(t_0+\tau) \quad \text{pour } 0 \leq \tau \leq T,$$

alors que l'équation (24) conduit à

$$\rho(\tau) = \sum \lambda_i V_i(t_0) V_i(t_0+\tau) \quad \text{pour } 0 \leq \tau \leq T].$$

Il est donc clair que la fonction $C(t_0)$ est à remplacer, suivant les raisonnements tenus au paragraphe 2.2, par l'expression :

$$\Gamma(t_0) = \sum \frac{S_i y_i}{\lambda_i},$$

les S_i étant les composantes de $S(t-t_0)$ sur la base des $V_i(t)$, et les y_i , les composantes de $K_{t_0, t_0+T}(t)y(t)$ sur cette même base.

$$\text{Il y aura détection si } \Gamma(t_0) = \sum \frac{S_i y_i}{\lambda_i} > K.$$

Définissons :

$$R(t-t_0) = \sum \frac{S_i}{\lambda_i} V_i(t) \quad \text{pour } t_0 \leq t \leq t_0+T$$

$$\text{et } R(t) = 0 \quad \text{pour } t < t_0 \text{ et } t > t_0+T.$$

$$\text{Il vient : } \Gamma(t_0) = \int R(t-t_0) y(t) dt.$$

On peut enfin remarquer que :

$$\int_{t_0}^{t_0+T} \rho(\tau-t) R(\tau-t_0) dt$$

$$\begin{aligned} &= \sum \int_{t_0}^{t_0+T} \rho(\tau-t) \frac{S_i}{\lambda_i} V_i(\tau) d\tau \\ &= \sum S_i V_i(t) = S(t-t_0). \end{aligned}$$

La fonction $R(t)$ (nulle pour $t \leq 0$ et $t \geq T$), fonction de référence, est donc définie par :

$$\int \rho(\tau-t) R(\tau) d\tau = S(t). \quad (22)$$

On retrouve les résultats avancés au paragraphe 3.2.

4. Exemples d'application

Ce paragraphe ne donnera que trois exemples d'application de filtrage adapté, parmi un très grand nombre d'exemples possibles et/ou utilisés.

Le premier exemple, utilisé dans les équipements radar, fait usage d'un filtre adapté acoustique.

Le deuxième, utilisé en télécommunications, fait usage de filtres adaptés électroniques.

Enfin le troisième, utilisé pour faire de la reconnaissance de formes, fait usage d'un filtre adapté optique.

4.1. Premier exemple (Radar)

Il s'agit de rechercher dans un bruit gaussien et blanc un possible signal électrique défini par :

$$S(t) = \sin \left[2\pi \left(f_0 + \frac{t\Delta f}{2T} \right) t \right] \quad \text{pour } 0 \leq t \leq T,$$

et par : $S(t) = 0$ pour $t < 0$ et $t > T$.

En d'autres termes, le signal utile recherché est un signal de puissance constante, de durée T , modulé linéairement en fréquence par fréquences croissantes entre $f = f_0$ et $f = f_0 + \Delta f$.

Les ordres de grandeur des paramètres seront les suivantes :

$$f_0 = 30 \text{ MHz} \quad T = 12 \mu\text{s} \quad \Delta f = 5 \text{ MHz} = 60/T$$

La transformée de Fourier $\phi(f)$ de $S(t)$ peut être approximée [5] en écrivant :

— que son module $|\phi(f)|$ est constant pour $f_0 \leq f \leq f_0 + \Delta f$ et égal à

$$|\phi(f)| = \left(\frac{T}{2\Delta f} \right)^{1/2}$$

et nul pour $f < f_0$ et $f > f_0 + \Delta f$;

— et que son argument (sa phase) est égal à :

$$\underline{|\phi(f)|} = \varphi_0 - \pi \frac{T}{\Delta f} (f - f_0)^2,$$

φ_0 étant une constante.

Cela est d'autant plus valable que $T \Delta f$ est plus grand. A cet égard la figure 2 représente la vraie courbe donnant $|\phi(f)|$ en fonction de f pour les valeurs numériques indiquées page précédente.

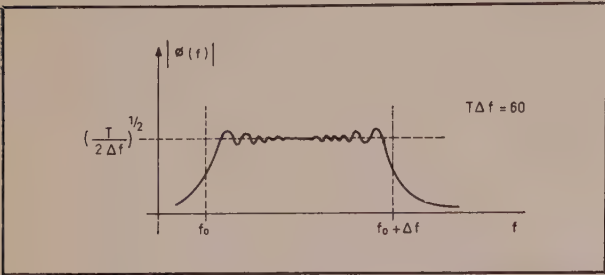


FIG. 2

Dans ce cas, le filtre adapté pourra être constitué, conformément à la figure 3, par la cascade :

— d'un filtre passe-bande de transfert unité pour $f_0 \leq f \leq f_0 + \Delta f$ et de transfert quasi nul pour $f < f_0$ et $f > f_0 + \Delta f$, filtre ne modifiant pas la phase des composants le traversant ;

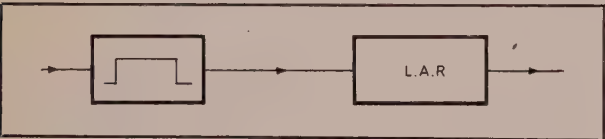


FIG. 3

— filtre suivi d'une ligne à retard (LAR) dispersive ayant un temps de propagation de groupe T_R décroissant linéairement avec la fréquence f suivant l'expression :

$$T_R = T_0 + (f_0 - f) \frac{T}{\Delta f} \quad (\text{avec } T_0 > T)$$

(voir fig. 4).

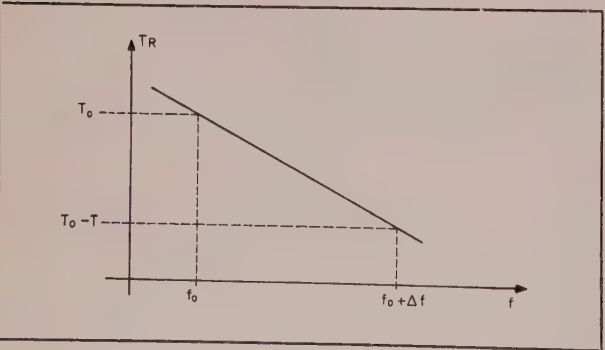


FIG. 4

En effet la phase de la fonction de transfert d'une

telle ligne à retard est donnée par :

$$\varphi = -2\pi \int_0^f T_R \, df$$

$$\varphi = -2\pi \left[T_0 + \frac{f_0 T}{\Delta f} \right] f + \pi \frac{T}{\Delta f} f^2 .$$

Et cette phase est bien l'opposé de $\phi(f)$, à un déphasage constant près (sans importance) et à un retard T_0 près (inévitables).

Un signal utile $S(t)$ traversant un tel filtre adapté donne à la sortie (à un retard T_0 près et à un déphasage près de la porteuse) un signal dont la transformée de Fourier est réelle, constante entre f_0 et $f_0 + \Delta f$, et nulle de part et d'autre de f_0 et de $f_0 + \Delta f$, c'est-à-dire un signal de fréquence porteuse $f_0 + \Delta f/2$ et dont l'enveloppe a la forme indiquée à la figure 5, où l'on a représenté simultanément le signal $S(t)$ et le signal $S_1(t)$ correspondant obtenu à la sortie du filtre adapté. On comprend le nom de récepteur à compression d'impulsion donné à ce genre de filtre adapté : la « largeur » (à 3 dB) du signal comprimé étant égale à $1/\Delta f$, le rapport de compression est de $\frac{T}{1/\Delta f} = T \Delta f$.

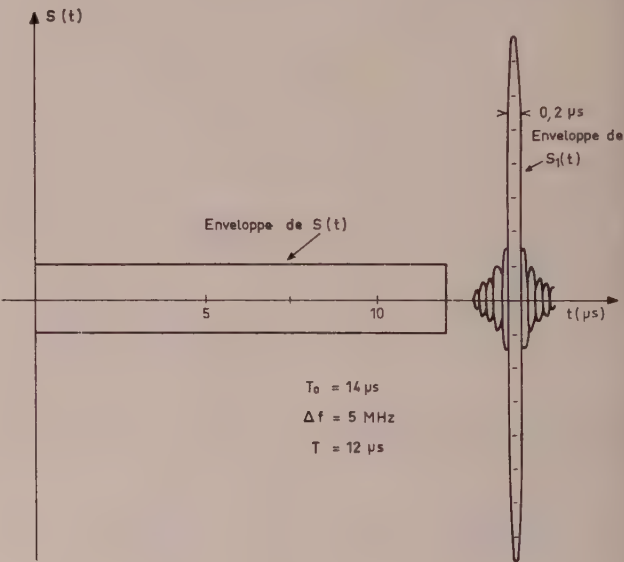


FIG. 5

On saisit physiquement le phénomène de compression en réalisant que lorsque le signal $S(t)$ entre dans la ligne à retard (LAR) la fréquence qui entre la première à l'instant 0 est la fréquence basse f_0 , qui met un temps T_0 pour traverser. La fréquence f entre à l'instant $t = (f - f_0) \frac{T}{\Delta f}$ et elle met un temps

$T_0 - (f - f_0) \frac{T}{\Delta f}$ pour traverser, ce qui la fait ressortir à l'instant T_0 également. Ainsi donc, le signal $S(t)$ entrant dans ligne à retard, il en ressort à T_0 un signal

contenant toutes les fréquences composantes simultanées, c'est-à-dire en phase, c'est-à-dire encore un signal situé à T_0 , non modulé en fréquence (ou en phase), de largeur de spectre Δf , et donc de durée voisine de $1/\Delta f$.

On peut enfin remarquer, que si on faisait passer un signal très court, de porteuse $f_0 + \Delta f/2$ et non modulé en fréquence, dans une ligne à retard conjuguée de la précédente, c'est-à-dire de temps de propagation de groupe $T_E = T_1 + (f - f_0) \frac{T}{\Delta f}$ tel que :

$$T_E + T_R = \text{Cte},$$

on obtiendrait ainsi précisément un signal modulé en fréquence comme $S(t)$, pouvant donc être utilisé pour fournir $S(t)$.

Pour réaliser la ligne à retard LAR, il suffit d'utiliser le montage de la figure 6 : le signal électrique à traiter attaque la face inférieure A d'un « coin » de quartz (piézoélectrique) et génère ainsi des ultrasons qui se propagent perpendiculairement à la face A.

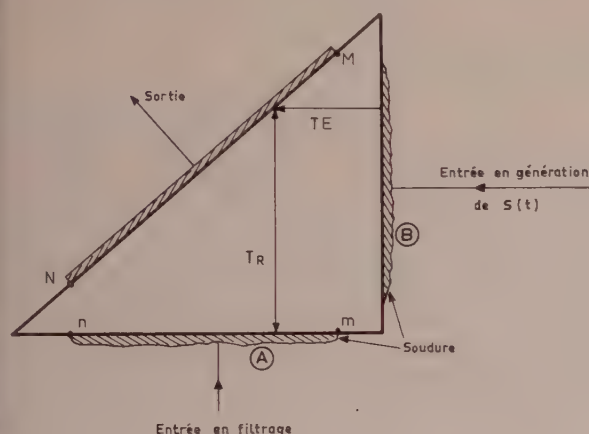


FIG. 6

Si le temps de propagation de ces ultrasons est de T_0 entre m et M , et de $T_0 - T$ entre n et N , il suffit de placer en M un capteur résonnant sur f_0 , en N un capteur résonnant sur $f_0 + \Delta f$, et entre M et N toute une série de capteurs résonnant sur les fréquences intermédiaires entre f_0 et $f_0 + \Delta f$, pour avoir le résultat cherché. C'est-à-dire qu'en pratique on déposera par métallisation sur la face oblique du quartz une ligne interdigitale dont le pas augmentera progressivement de N à M .

On peut remarquer que le même système, attaqué cette fois par la face B (perpendiculaire à la face A) avec la même sortie, peut être utilisée pour générer le signal $S(t)$ si le coin est rectangle isocèle, puisqu'alors clairement $T_R + T_E = \text{Cte}$.

Remarque : En pratique, pour des raisons technologiques, le système qui vient d'être décrit ne marche pas tout à fait bien. Aussi utilise-t-on, en fait, un système un peu différent (utilisation d'ondes acoustiques de surface au lieu d'ondes de volume).

4.2. Deuxième exemple [6] (Télécommunications)

Il s'agit de transmettre et de recevoir à distance un message constitué de 0 et de 1 régulièrement espacés. Ce problème est bien connu dans les télécommunications et traité, par exemple, par la technique dite de FSK.

Dans le but de s'affranchir au mieux des extinctions (« fadings ») dues aux trajets multiples, et des ennuis dus aux glissements Doppler, un système plus original a été plusieurs fois utilisé (à notre connaissance la première publication sur ce type de système date de 1962). Dans ce système, un zéro est représenté par un signal rectangulaire à l'intérieur duquel la fréquence croît linéairement de $f_0 - \Delta f/2$ à $f_0 + \Delta f/2$ et un 1 est représenté par un signal rectangulaire de même durée à l'intérieur duquel la fréquence décroît linéairement de $f_0 + \Delta f/2$ à $f_0 - \Delta f/2$.

Si la cadence est 1 000 bits par seconde les signaux, qu'ils représentent des 0 ou des 1, auront tous la même durée de 1 ms et seront adjacents (voir fig. 7). Au demeurant le signal émis sera continu et de puissance constante.

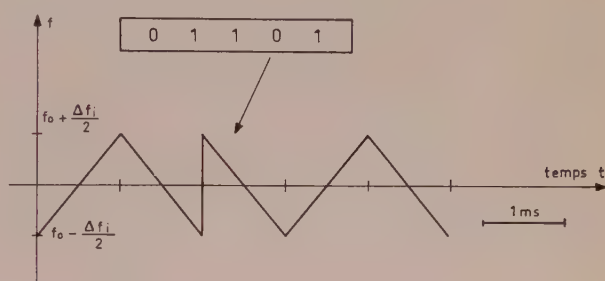


FIG. 7

Les ordres de grandeurs seront les suivants :

$$\Delta f = 50 \text{ kHz} \quad f_0 = 100 \text{ kHz}.$$

Bien évidemment la fréquence f_0 est une fréquence intermédiaire, la ou les fréquences de la liaison étant bien plus élevées.

Le récepteur a pour mission de reconnaître les 0 et les 1 reçus. Compte tenu de ce qui a été dit plus haut, il sera simplement constitué suivant le schéma de la figure 8. Le signal à traiter traversera en parallèle un filtre adapté aux zéros et un filtre adapté aux 1, filtres qui, chacun pour leur compte, feront l'inventaire de « leurs » signaux respectifs. Le bruit parasite

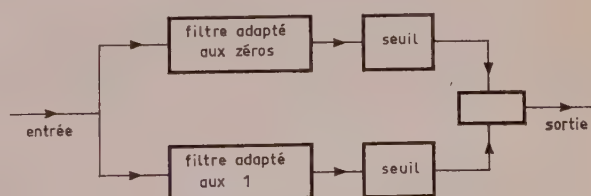


FIG. 8

sera supposé gaussien et blanc. Les filtres adaptés utiliseront par exemple les principes suivants :

Le signal $S(t)$ à reconnaître n'a pas de composante spectrale au-delà de $f = f_0 + \Delta f_1/2$ (125 kHz avec les valeurs numériques indiquées) : il peut être considéré comme un signal vidéo dont le spectre est nul pour $|f| > \Delta f/2$ avec $\Delta f = 2f_0 + \Delta f_1$ (250 kHz).

Dès lors le filtre représenté à la figure 9 est un filtre adapté à $S(t)$ si les gains des amplificateurs $G_1, G_2, \dots, G_i, \dots$ sont égaux respectivement à $S(1/\Delta f), S(2/\Delta f), \dots, S(i/\Delta f), \dots$ et si la ligne à retard est une ligne parfaite (non dispersive, bien sûr) et non dissipative (pas d'atténuation).

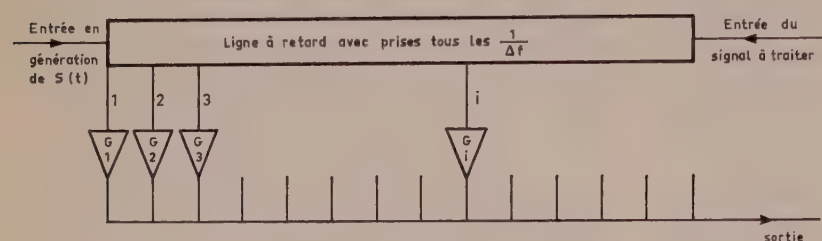


FIG. 9

Si la ligne à retard atténue le signal, il suffit d'en tenir compte en augmentant d'autant les G_i .

Avec les ordres de grandeur indiqués, le retard entre prises sera de $4 \mu s$ et il y aura au total 250 prises pour un filtre adapté.

Il est clair, à partir de l'analyse des paragraphes 2.3., que ce système calcule bien $C(t_0)$ — à $1/b$ près — à partir de la forme :

$$b C(t_0) = \sum U_i y_i.$$

Il est non moins clair qu'attaqué de l'autre côté par une impulsion très courte (de Dirac), le système fournit l'échantillonnage de $S(t)$ tous les $1/\Delta f$, et donc $S(t)$ si on filtre cet échantillonnage avec un filtre passe-bas éliminant toutes les fréquences telles que $|f| > \Delta f/2$.

C'est donc, comme le système 4.1., un système permettant à la fois de fabriquer $S(t)$ et d'obtenir le filtre adapté correspondant.

En pratique, la ligne à retard à prises pourra être constituée à partir de registres à décalage et le système être digital, ce qui (avec les ordres de grandeur évoqués) ne pose aucun problème.

4.3. Troisième exemple (Reconnaissance de formes)

Les montages optiques en lumière cohérente se prêtent fort bien à l'utilisation en filtrage adapté : il est facile, en effet, avec un montage holographique idoine, d'obtenir une image $\mathfrak{J}$ qui soit la transformée de Fourier d'une première image (transparente) I .

Cela permet plusieurs actions : la première c'est de fabriquer la photographie (en diapositive) de la transformée de Fourier Φ du signal S à reconnaître (qui sera un signal à deux dimensions), ou de son imaginaire conjugué ϕ^* (ϕ retourné). La deuxième c'est de multiplier par ϕ^* la transformée de Fourier $\mathfrak{Y}$ de l'image Y à analyser, simplement en plaçant ϕ^* à l'endroit où se trouve $\mathfrak{Y}$.

Si enfin le bruit n n'est pas blanc, avec une densité spectrale N^2 , il est également facile, à partir d'un exemple de bruit, de photographier N^2 , dont le négatif fournira $1/N^2$. Et, plaçant ϕ^* et $1/N^2$ à l'endroit où se trouve $\mathfrak{Y}$, on obtient la multiplication :

$$\mathfrak{Y} \phi^* \frac{1}{N^2}.$$

Une nouvelle transformation de Fourier fournira donc la fonction Γ dont l'amplitude du maximum et sa position caractériseront respectivement la probabilité de l'existence de S dans l'image Y , et sa position la plus probable.

5. Conclusion

En guise de conclusion, il est bon de remarquer que ce sont des considérations du type de celles qui précèdent qui ont, entre autres, permis au radar de faire des progrès spectaculaires et d'obtenir des performances de loin inaccessibles aux radars construits suivant les errements en vigueur il y a vingt ans. Leur application à la reconnaissance des formes pour applications civiles (reconnaissance d'empreintes digitales, lecture automatique de documents, reconnaissance de billets de banque, etc.) et militaires, et au domaine des télécommunications commence à être envisagée très sérieusement au stade industriel. Ce n'est donc pas seulement du « baratin » pour mathématiciens en mal d'imagination...

Bibliographie

- [1] SHANNON C.E. — A mathematical theory of communications. *BSTJ*, juillet 1948.
- [2] WOODWARD P.M. — Probability and information theory with application to Radar. Mac Graw - Hill Book Company, New York, 1953.
- [3] CARPENTIER M.H., Radars Concepts Nouveaux. Dunod, Paris, 1966 ou CARPENTIER M.H. — Radars New Concepts. Gordon and Breach, New York, 1968.
- [4] FRANKS L.E. — Signal Theory. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1969.
- [5] COOK C.E. et BERNFELD. — Radar Signals. An introduction to theory and application (chap. 6). Academic Press, New York, 1967.
- [6] BARNES G.W., HIRST D., JAMES D.J. — Chirp modulation system in aeronautical satellites. Agard conference preprint n° 87 - Neuilly-sur-Seine, 1971.



Imag - Grenoble

Etude bidimensionnelle du transistor MOS

Résumé

On présente une méthode d'étude bidimensionnelle des phénomènes de circulation des porteurs dans les dispositifs semiconducteurs. Cette méthode, contrairement aux études précédentes, tient compte des effets de surface et est capable d'étudier le fonctionnement des dispositifs pour n'importe quelle polarisation appliquée, aussi grande soit-elle. A titre d'exemple, nous donnons les résultats pour une structure MOS.

1. Introduction

La facilité relative de réalisation de circuits intégrés à transistors MOS a amené de nombreux constructeurs à s'intéresser à ce type de dispositif. Cependant la difficulté des études de circuits intégrés et le coût de telles études ont amené les concepteurs à utiliser de façon courante les outils de la conception assistée par ordinateurs. Tout programme de simulation nécessite l'emploi de « modèles équivalents » aux dispositifs actifs. Ces modèles reposent, en général, sur des considérations expérimentales et sur des théories simplifiées des phénomènes. Dans le cas particulier du transistor MOS, de telles études sont particulièrement difficiles à mener, vu la nature bidimensionnelle des phénomènes. Nous nous efforçons, dans cette étude, de mettre au point un outil efficace qui permette d'étudier le comportement du transistor MOS dans toute sa généralité.

2. Liste des symboles utilisés

Symbole		Grandeur représentée
Non normalisé	Normalisé	
D_0		Constante de normalisation des coefficients de diffusion (choix arbitraire)
dop	DOP	Dopage DOP = $N_D - N_A$.
d_n	$D_n = \frac{d_n}{D_0}$	Constante de diffusion des électrons.
d_p	$D_p = \frac{d_p}{D_0}$	Constante de diffusion des trous.
e	$E = \frac{eL_D}{v}$	Champ électrique.
$J_0 = \frac{q_n D_0}{L_D}$	—	Courant de normalisation.
j_n	$J_n = \frac{j_n}{J_0}$	Densité de courant d'électrons.
j_p	$J_p = \frac{j_p}{J_0}$	Densité de courant de trous.
k	—	Constante de Boltzmann.
L_D	—	Longueur de Debye pour le semiconducteur intrinsèque.

Symbole		Grandeur représentée
Non normalisé	Normalisé	
n_i		Concentration d'électrons libres dans le semiconducteur intrinsèque.
n_d	$N_D = n_d/n_i$	Concentration en atomes donneurs.
n_a	$N_A = n_a/n_i$	Concentration en atomes accepteurs.
n	$N = n/n_i$	Concentration d'électrons libres.
p	$P = p/n_i$	Concentration de trous libres.
q	—	Charge d'un électron.
r	R	Bilan génération-recombinaison.
T	T	Température absolue.
v	$V = \frac{vq}{kT}$	Potentiel électrostatique.
x	X	Variable géométrique.
y	Y	Variable géométrique.
—	γ_n	Diffusion d'électrons.
—	γ_p	Diffusion de trous.
ε	—	Permittivité du matériau.
μ_n	M_n	Mobilité des électrons.
μ_p	M_p	Mobilité des trous.
ρ	—	Charge d'espace.
τ_p	TAUP	Durée de vie des trous.
τ_n	TAUN	Durée de vie des électrons.
—	ψ	Potentiel électrostatique.

3. Système d'équations

Dans les conditions de température constante, d'impuretés totalement ionisées et de semiconducteur non dégénéré, il est possible d'écrire, en système MKSA rationalisé, le système d'équation suivant, qui décrit les phénomènes de transport des porteurs dans tout dispositif semiconducteur :

$$\vec{J}_n = qn\mu_n \vec{e} + qD_n \vec{\text{grad}} n, \quad (1)$$

$$\vec{J}_p = qp\mu_p \vec{e} - qD_p \vec{\text{grad}} p, \quad (2)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} \text{div} (J_n) - R, \quad (3)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \text{div} (J_p) - R, \quad (4)$$

$$\text{div} (\vec{e}) = \frac{q}{\varepsilon} (p - n + \text{dop}), \quad (5)$$

que nous normalisons selon la méthode employée déjà dans les études unidimensionnelles de jonc-

tion PN ou de transistor bipolaire [1, 2, 3].

$$\vec{J}_p(x, y) = -\frac{1}{\gamma_p(x, y)} \times \left(\vec{\text{grad}} [P(x, y)] + P(x, y) \vec{\text{grad}} [\psi(x, y)] \right), \quad (6)$$

$$\vec{J}_n(x, y) = \frac{1}{\gamma_n(x, y)} \times \left(\vec{\text{grad}} [N(x, y)] - N(x, y) \vec{\text{grad}} [\psi(x, y)] \right), \quad (7)$$

$$\text{div} (J_p) = -R(x, y), \quad (8)$$

$$\text{div} (J_n) = R(x, y), \quad (9)$$

$$\nabla^2 \psi(x, y) = N(x, y) - P(x, y) - \text{DOP}(x, y). \quad (10)$$

La loi de recombinaison utilisée est celle de Hall-Schockley-Read pour laquelle nous prenons des durées de vie $\tau_p = \tau_n = 10^{-5}$ à 10^{-8} s.

4. Méthode numérique

Le système normalisé n'est pas utilisable numériquement sous cette forme. En effet, on retrouve dans ce système toutes les difficultés déjà rencontrées dans l'étude unidimensionnelle [3].

Cependant, si certains des artifices employés à ce propos restent utilisables, il est impossible cette fois d'espérer intégrer les équations 8 et 9.

Par contre, si nous dérivons les équations 6 et 7, il sera possible d'éliminer les densités de courant et d'obtenir un système aux dérivées partielles de trois équations du deuxième ordre comme cela a été fait pour l'étude du transistor bipolaire [4, 5].

Nous posons :

$$N(x, y) = \lambda(x, y) \cdot e^{\psi(x, y)}, \quad (11)$$

$$P(x, y) = \mu(x, y) \cdot e^{-\psi(x, y)}, \quad (12)$$

et reportons dans les équations 6, 7, on obtient :

$$J_n = \frac{1}{\gamma_n(x, y)} e^{\psi(x, y)} \text{grad} (\lambda), \quad (13)$$

$$J_p = -\frac{1}{\gamma_p(x, y)} e^{-\psi(x, y)} \text{grad} (\mu). \quad (14)$$

Dérivons 13 et 14 et reportons dans 8 et 9, on a :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\gamma_n} e^{\psi} \frac{\partial \lambda}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\gamma_n} e^{\psi} \frac{\partial \lambda}{\partial y} \right) = R, \quad (15)$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\gamma_p} e^{-\psi} \frac{\partial \mu}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\gamma_p} e^{-\psi} \frac{\partial \mu}{\partial y} \right) = R. \quad (16)$$

Nous devons donc résoudre ce système de trois

équations aux dérivées partielles du deuxième ordre en λ , μ , ψ .

Il est facile de voir que si nous supposons connaître ψ nous pouvons intégrer les équations 15 et 16 et que par contre si nous connaissons λ et μ nous pouvons intégrer l'équation de Poisson 10.

Nous bâtirons donc notre méthode sur cette particularité en calculant alternativement ψ puis λ et μ en utilisant donc une méthode mathématique classique, celle du point fixe [6, 7].

5. Discrétisation. Résolution

Nous remplaçons les équations différentielles par un certain nombre d'équations aux différences écrites aux différents points du maillage que nous définissons dans le domaine d'intégration, en utilisant un pas variable tant dans le sens horizontal que dans le sens vertical (fig. 1).

$$h_2(i) = \frac{h(i) [h(i) + h(i-1)]}{2}, \quad (17)$$

$$h_r(i) = \frac{h(i-1)}{h(i)}, \quad (18)$$

$$m_2(j) = \frac{m(j) [m(j) + m(j-1)]}{2}, \quad (19)$$

$$\begin{aligned} & \alpha(i+1, j) \frac{h_r(i)}{h_2(i)} + \alpha(i-1, j) \frac{1}{h_2(i)} + \alpha(i, j+1) \frac{m_r(j)}{m_2(j)} + \alpha(i, j-1) \frac{1}{m_2(j)} - \alpha(i, j) \times \left[\frac{h_r(i)+1}{h_2(i)} + \frac{m_r(j)+1}{m_2(j)} \right] + N(i, j) + P(i, j) \\ & = N(i, j) - P(i, j) - \text{DOP}(i, j) - \psi(i+1, j) \frac{h_r(i)}{h_2(i)} - \psi(i-1, j) \frac{1}{h_2(i)} - \psi(i, j+1) \frac{m_r(j)}{m_2(j)} - \psi(i, j-1) \frac{1}{m_2(j)} \\ & \quad + \psi(i, j) \left[\frac{h_r(i)+1}{h_2(i)} + \frac{m_r(j)+1}{m_2(j)} \right]. \end{aligned} \quad (20)$$

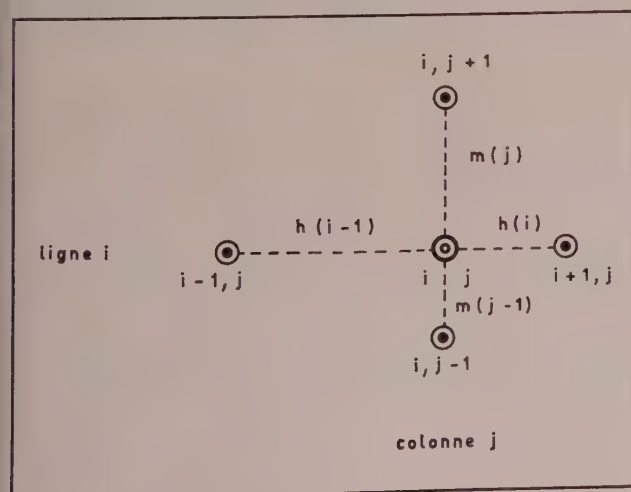


FIG. 1.

5.1. Equation de Poisson

$$\begin{aligned} & \psi_{i+1, j} \frac{h_r(i)}{h_2(i)} + \psi_{i-1, j} \frac{1}{h_2(i)} + \psi_{i, j+1} \frac{m_r(j)}{m_2(j)} \\ & + \psi_{i, j-1} \frac{1}{m_2(j)} - \psi(i, j) \times \left[\frac{h_r(i)+1}{h_2(i)} + \frac{m_r(j)+1}{m_2(j)} \right] \\ & = \lambda(i, j) e^{\psi(i, j)} - \mu(i, j) e^{-\psi(i, j)} - \text{DOP}(i, j). \end{aligned} \quad (21)$$

Les équations de ce système sont non linéaires. Nous allons, pour résoudre ce problème utiliser une méthode de quasi-linéarisation.

A la k -ième itération, nous posons :

$$\psi_{(i, j)}^{(k+1)} = \psi_{(i, j) + \alpha(i, j)}^{(k)}, \quad (22)$$

et nous reportons dans les équations (21) après avoir remplacé e^ψ et $e^{-\psi}$ par un développement de Taylor au premier ordre, on a :

$$e^{\psi(i, j)} = e^{\psi(i, j)} (1 + \alpha) \quad (23)$$

$$e^{-\psi(i, j)} = e^{-\psi(i, j)} (1 - \alpha) \quad (24)$$

On a alors les équations :

$$\begin{aligned} & \alpha(i+1, j) \frac{h_r(i)}{h_2(i)} + \alpha(i-1, j) \frac{1}{h_2(i)} + \alpha(i, j+1) \frac{m_r(j)}{m_2(j)} + \alpha(i, j-1) \frac{1}{m_2(j)} - \alpha(i, j) \times \left[\frac{h_r(i)+1}{h_2(i)} + \frac{m_r(j)+1}{m_2(j)} \right] + N(i, j) + P(i, j) \\ & = N(i, j) - P(i, j) - \text{DOP}(i, j) - \psi(i+1, j) \frac{h_r(i)}{h_2(i)} - \psi(i-1, j) \frac{1}{h_2(i)} - \psi(i, j+1) \frac{m_r(j)}{m_2(j)} - \psi(i, j-1) \frac{1}{m_2(j)} \\ & \quad + \psi(i, j) \left[\frac{h_r(i)+1}{h_2(i)} + \frac{m_r(j)+1}{m_2(j)} \right]. \end{aligned} \quad (25)$$

Il est évidemment impossible de résoudre ce système par une méthode directe (cela nécessiterait l'inversion d'une matrice d'ordre 3 000 à 8 000).

Nous utiliserons donc une méthode indirecte. En fait trois possibilités semblent intéressantes :

- a) méthode de sur-relaxation par point,
- b) méthode de sur-relaxation par bloc (ou par ligne),
- c) méthode des directions alternées.

Ces trois méthodes sont des méthodes classiques d'analyse numérique dont on trouvera des descriptions dans des ouvrages spécialisés [8, 9].

En fait, d'après les essais que nous avons réalisés les méthodes *b* et *c* semblent plus rapides. Cependant le choix n'est pas encore définitif, nous sommes, en effet, en train d'étudier le calcul du coefficient de sur-relaxation optimal pour ces diverses méthodes et de comparer leur vitesse respective.

5.2. Equations des porteurs

Nous utiliserons le même processus que pour l'équation de Poisson et nous obtiendrons le système d'équations discrétisées.

Pour λ , par exemple :

$$\begin{aligned} & \lambda_{i+1,j} \frac{h_r(i)}{h_2(i)} \gamma_{ni+1/2,j}^{-1} e^{\psi_{i+1/2,j}} + \lambda_{i-1,j} \frac{1}{h_2(i)} \gamma_{ni-1/2,j}^{-1} e^{\psi_{i-1/2,j}} + \lambda_{i,j+1} \frac{m_r(j)}{m_2(j)} \gamma_{ni,j+1/2}^{-1} e^{\psi_{i,j+1/2}} \\ & + \lambda_{i,j-1} \frac{1}{m_2(j)} \gamma_{ni,j-1/2}^{-1} e^{\psi_{i,j-1/2}} - \lambda_{i,j} \left[\frac{1}{h_2(i)} [h_r(i) \gamma_{ni+1/2,j}^{-1} e^{\psi_{i+1/2,j}} + \gamma_{ni-1/2,j}^{-1} e^{\psi_{i-1/2,j}}] \right. \\ & \left. + \frac{1}{m_2(j)} [m_r(j) \gamma_{ni,j+1/2}^{-1} e^{\psi_{i,j+1/2}} + \gamma_{ni,j-1/2}^{-1} e^{\psi_{i,j-1/2}}] \right] = R(i,j) \end{aligned} \quad (26)$$

où les quantités ont la signification suivante, par exemple :

$$\psi_{i+1/2,j} = \frac{\psi_{(i+1,j)} + \psi_{(i,j)}}{2} \quad (27)$$

$$\gamma_{ni,j-1/2}^{-1} = \frac{\gamma_{n(i,j-1)}^{-1} + \gamma_{n(i,j)}^{-1}}{2} \quad (28)$$

et on obtient des équations semblables pour μ .

Ces deux systèmes d'équations sont linéaires et il serait possible de les utiliser tels quels. Cependant on voit apparaître, dans ces équations des termes tels e^ψ pour l'équation en λ et $e^{-\psi}$ pour l'équation en μ . On sera donc très vite limité par le calcul de telles expressions si nous désirons étudier des cas de polarisation élevée. (Si l'on applique 4 V à 25 °C ψ varie de 0 à 160 et la procédure exponentielle est limitée à 174 sur l'ordinateur utilisé).

Un simple changement de l'origine des potentiels n'apporte aucune amélioration car on perdrait alors toute précision dans les valeurs négatives de ψ et donc dans le calcul de μ .

Nous allons donc dans les équations discrétisées multiplier tous les termes tels $\lambda_{i,j}$ ou $\mu_{i,j}$ par :

$$e^{\psi(i,j)} e^{-\psi(i,j)} = 1. \quad (29)$$

Ceci ne modifie absolument pas le système et nous permet, en remplaçant les quantités telles $\lambda_{(i,j)} e^{\psi(i,j)}$ par $N_{(i,j)}$ auxquelles elles sont égales, d'obtenir deux nouveaux systèmes ou N et P seront les inconnus.

Ecrivons par exemple le système en N :

$$\begin{aligned} & N_{i+1,j} \frac{h_r(i)}{h_2(i)} \gamma_{ni+1/2,j}^{-1} e^{\frac{\psi_{i,j}-\psi_{i+1,j}}{2}} + N_{i-1,j} \frac{1}{h_2(i)} \gamma_{ni-1/2,j}^{-1} e^{\frac{\psi_{i,j}-\psi_{i-1,j}}{2}} + N_{i,j+1} \frac{m_r(j)}{m_2(j)} \gamma_{ni,j+1/2}^{-1} e^{\frac{\psi_{i,j}-\psi_{i,j+1}}{2}} \\ & + N_{i,j-1} \frac{1}{m_2(j)} \gamma_{ni,j-1/2}^{-1} e^{\frac{\psi_{i,j}-\psi_{i,j-1}}{2}} - N_{i,j} \left[\frac{1}{h_2(i)} [h_r(i) \gamma_{ni+1/2,j}^{-1} e^{\frac{\psi_{i+1,j}-\psi_{i,j}}{2}} + \gamma_{ni-1/2,j}^{-1} e^{\frac{\psi_{i-1,j}-\psi_{i,j}}{2}}] \right. \\ & \left. + \frac{1}{m_2(j)} [m_r(j) \gamma_{ni,j+1/2}^{-1} e^{\frac{\psi_{i,j+1}-\psi_{i,j}}{2}} + \gamma_{ni,j-1/2}^{-1} e^{\frac{\psi_{i,j-1}-\psi_{i,j}}{2}}] \right] = R(i,j) \end{aligned} \quad (30)$$

Cette fois tous les termes sont calculables quelle que soit la polarisation appliquée, à condition toutefois que les pas de discrétisation soient assez petits, ce qui sera toujours le cas.

Nous résoudrons ces deux systèmes par l'une des trois méthodes citées ci-dessus.

Il est bien évident que, la matrice du système d'équation n'étant pas la même, il faudra calculer une autre valeur pour le coefficient de relaxation.

Le modèle que nous avons défini peut être utilisé, avec les conditions aux limites appropriées, pour n'importe quel dispositif semiconducteur. Nous avons des programmes opérationnels pour :

- a) la jonction PN,
- b) le transistor bipolaire,
- c) le transistor MOS,

et nous avons obtenu des résultats pour ces trois dispositifs. A titre d'exemple, voyons comment nous étudions le transistor MOS et les conditions aux limites pour ce dispositif. Nous rapporterons plus tard des résultats concernant le transistor bipolaire.

6. Application au transistor MOS

Nous montrons sur la figure 2 le domaine d'intégration dans le cas d'étude d'un transistor MOS.

Nous étudions un transistor à canal P les plots métalliques sont notés D : drain et S : source.

Les inconnues λ et μ sont étudiées sur le domaine A_1D_1EF , ψ sera étudié sur le domaine complet $ADEF$.

Les conditions aux limites seront alors les suivantes :

— Nous supposons que les longueurs AB et CD sont grandes devant A_1A_2 et D_1D_2 . En ce cas, on

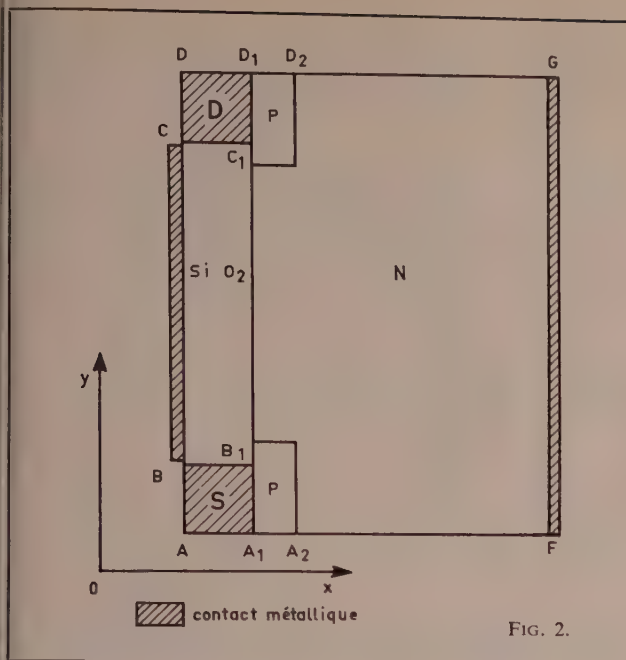


FIG. 2.

peut dire que l'effet sera purement unidimensionnel le long de AF et DE , on a alors sur A_1F et D_1E :

$$\frac{\partial \psi}{\partial y} = \frac{\partial \lambda}{\partial y} = \frac{\partial \mu}{\partial y} = 0. \quad (31)$$

— Sur les contacts métalliques A_1B_1 , C_1D_1 et EF , nous supposons que la charge d'espace est nulle et que l'on a :

$$N \cdot P = n_i^2, \quad (32)$$

ce qui nous permet de calculer N et P ; en outre ψ est connu.

— A l'interface $Si - SiO_2$ (B_1C_1) nous prendrons les conditions suivantes :

a) la composante normale du courant total est nulle,

b) la valeur du courant de recombinaison est fonction de P , N et de la densité des états de surface. Nous avons pris dans un premier temps la loi :

$$A(PN - 1) = \text{courant de recombinaison}. \quad (33)$$

où A est une constante, fonction de D_{st} (D_{st} = densité des pièges).

En fait, toute autre loi peut être utilisée, en particulier celles plus élaborées reflétant une théorie précise de la génération, recombinaison en surface [10].

c) Nous écrivons la discontinuité du champ électrique normal à l'interface, discontinuité due à la différence de milieu et à la présence d'une charge électrique de surface.

Nous aurons alors :

$$\epsilon_{SiO_2} e_{SiO_2} - \epsilon_{Si} e_{Si} = -q(\psi_s - \psi_0) D_{st} \quad (34)$$

où ψ_s est le potentiel de surface et ψ_0 un potentiel de référence, et e_{SiO_2} et e_{Si} sont les composantes normales du champ électrique dans la silice et le silicium respectivement.

Avec cet ensemble de conditions aux limites, nous pouvons entreprendre le calcul, l'algorithme général étant donné en figure 3.

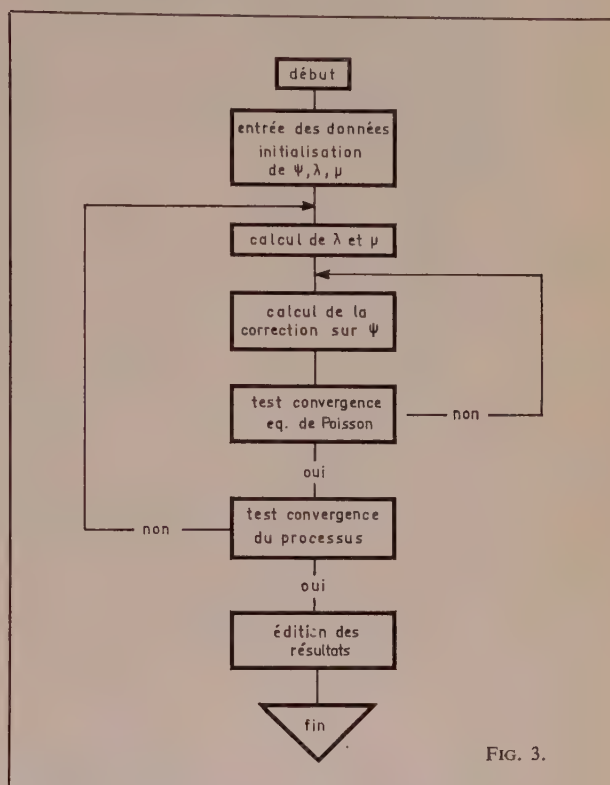


FIG. 3.

L'initialisation, dans le programme actuel, est faite en utilisant le programme MODMAG 1 de la jonction PN. En fait, cette initialisation n'est pas très bonne, surtout quand le potentiel grille est élevé. Vu la grande influence de l'initialisation sur le nombre d'itérations nécessaires, et donc le temps de calcul, nous pensons améliorer cette initialisation en utilisant le modèle unidimensionnel de transistor MOS mis au point au LETI [11, 12].

7. Résultats

Nous avons représenté (fig. 4 et 5) la distribution du potentiel dans un transistor MOS dans les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} N_B &= 1,16 \cdot 10^{15} \text{ At/cm}^3 \\ N_S &= N_D = 1,16 \cdot 10^{20} \text{ At/cm}^3 \\ x_j &= 1,35 \mu \quad (\text{profondeur jonction}) \\ L &= 4 \mu \quad (\text{longueur canal}) \\ V_{GB} &= -5 \text{ V} \quad V_{SB} = 0 \quad V_{DB} = -6,25 \text{ V} \end{aligned}$$

Nous pouvons remarquer, sur ces diagrammes un certain nombre de points intéressants.

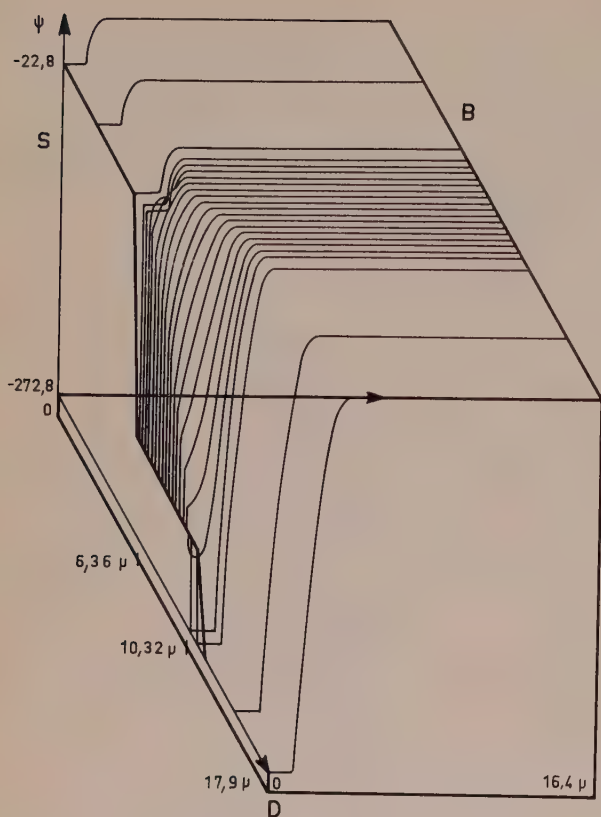


FIG. 4. — Potentiel dans tout le dispositif.

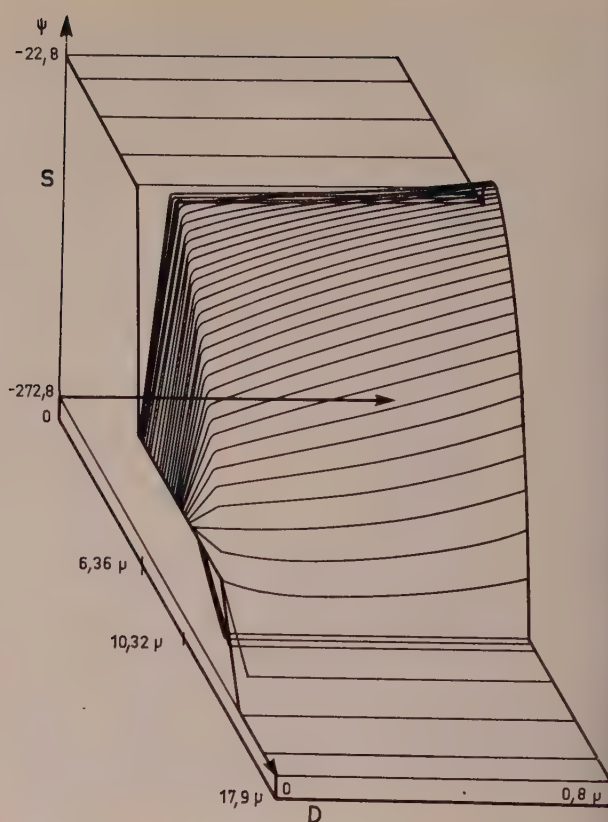


FIG. 5. — Potentiel près de la surface.

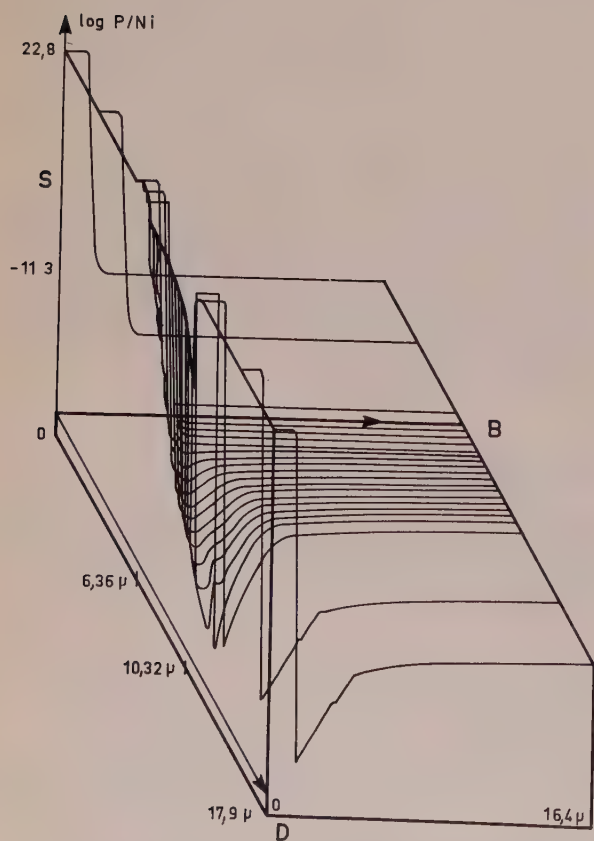


FIG. 6. — Concentration en trous dans tout le dispositif.

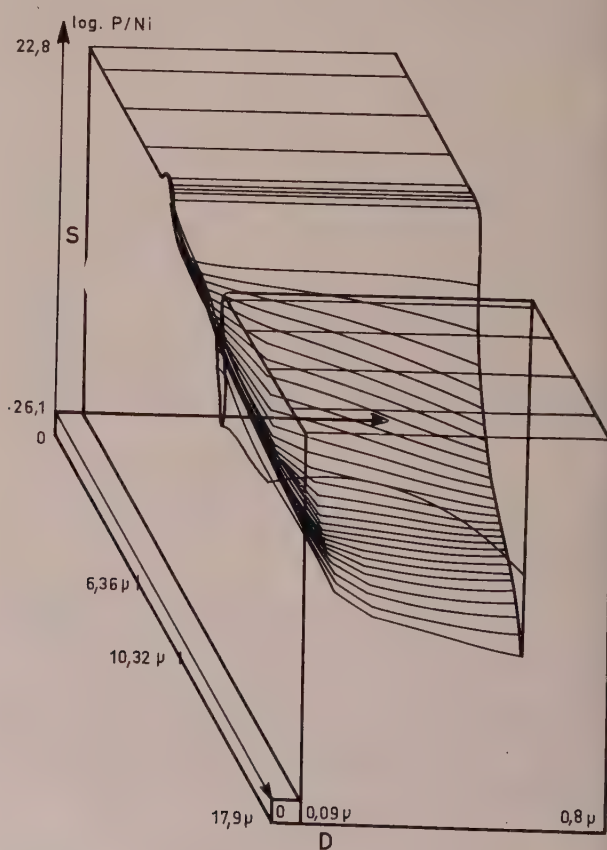


FIG. 7. — Concentration en trous près de la surface.

1. Au niveau de la jonction source canal nous mettons en évidence un abaissement très important de la barrière de potentiel qui va jusqu'à s'inverser en surface, cela étant dû au contrôle très important de la grille et à la proximité du drain ($L = 4 \mu$).

2. Au voisinage de la jonction drain on voit nettement la zone de pincement du canal qui correspond à l'inversion du champ à l'interface Si - SiO₂.

Cela correspond à une diminution du potentiel au voisinage de la surface, quand on se déplace vers le substrat.

Sur les figures 6 et 7 nous avons représenté la répartition des trous dans tout le volume et, en détail, au voisinage de la surface.

On remarque, figure 7, une nette défocalisation des porteurs au voisinage du drain. On retrouve cet effet plus nettement encore sur des structures à canal plus long, placées dans des conditions similaires de polarisation.

On peut remarquer, au voisinage de la source, un léger enrichissement du plot P , dû à l'influence de la grille qui recouvre partiellement ce plot.

Les versions actuelles de nos programmes sont relativement lentes.

Nous avons d'ores et déjà entrepris une optimisation des coefficients de sur-relaxation et une comparaison des diverses méthodes proposées, afin de pouvoir améliorer sensiblement les performances. Cependant, si ces études sont couronnées de succès, il faut bien se rendre compte qu'une telle étude sera toujours coûteuse et il est utopique d'espérer obtenir de tels résultats en moins de quelques minutes d'ordinateur.

Actuellement, pour la méthode de sur-relaxation par bloc les temps varient de 3 à 20 mn selon les types de dispositifs étudiés et les valeurs de polari-

sation. Par ailleurs il semble que l'on pourra espérer une nette amélioration d'une modification de la solution initiale employée.

Nous pensons néanmoins que cette étude sera utilisée pour définir les modèles mathématiques utilisés dans les programmes de simulation et les relier de façon pratique à la technologie, vu la richesse des informations qu'elle donne. En outre, elle devrait devenir un outil de travail dans l'étude physique des dispositifs et leur optimisation.

Nous remercions la DGRST pour l'aide qu'elle nous a apportée pour cette étude.

Bibliographie

- [1] GUMMEL H.K. — I.E.E. Trans. on electr. Dev. 455, 1964.
- [2] DE MARI. — *Solid State Electronics*, vol. II, pp. 33-58, 1968.
- [3] VANDORPE D. — Thèse Ingénieur Doct., fac. Sciences Grenoble, 1969.
- [4] SLOTBOOM. — *Electronics Letters*, vol. 5, n° 26, p. 677, 1969.
- [5] VANDORPE D., NGUYEN HUY XUONG. — Ann. Colloque Microélectronique avancée, Paris, 1970, éd. Chiron, Paris, 1970.
- [6] COURANT R. and HILLERT D. — *Method of Mathematical Physics*, 1953. Interscience Publish. Inc. New York.
- [7] SCHWARTZ L. — *Méthodes mathématiques de la physique*. Hermann, Paris, 1961.
- [8] VARGA R. — *Matrix iterative analysis*, 1962. Prentice Hall Inc.
- [9] GASTINEL N. — *Analyse numérique linéaire*. 1966. Hermann, Paris.
- [10] GROVE-FITZGERALD. — *Solid State Electr.*, 9, 783, 1966.
- [11] MERCKEL-BOREL. — Ann. Colloque Microélectronique avancée, Paris, 1970, éd. Chiron, Paris, 1970.
- [12] MERCKEL-CUPCEA. — Note technique LETI/ME 633, 1970.

Denis VANDORPE, né en 1941, Ing. IPG (sect. Math. Appliquées), Ing. de recherche à l'IMAG, Cedex 53, 38-Grenoble-Gare. Tél. 87.45.61.



Cie Honeywell-Bull

Une aide à l'implantation des réseaux logiques : le programme Plaque^{*}

Résumé

Le système PLAQUETTE présenté par l'auteur est un ensemble de programmes, opérationnel depuis octobre 1969 et amélioré depuis, ensemble permettant de réaliser au mieux l'implantation d'un réseau logique sur des cartes comportant des boîtiers de circuits intégrés ou des cartes filles. Le réseau logique affecté à la plaquette doit être directement implantable et être fourni par les utilisateurs du système sous forme d'équations logiques ou sous forme de schéma logique standardisé.

PLAQUETTE détermine un ensemble minimal de boîtiers capable de représenter physiquement le réseau logique, réparti ce dernier dans les boîtiers précédemment choisis, place ceux-ci sur la carte, réalise l'affectation des signaux d'entrée-sortie aux broches du connecteur et propose, pour le tracé des fils, trois programmes différents suivant la technique de tracé employée. En outre, le système édite les documents relatifs à l'implantation et un schéma implanté, dans le cas où le réseau se présente sous la forme de schéma.

L'auteur décrit le système et, sur des exemples réels, donne un aperçu de son utilisation, des nombreuses configurations qu'il peut prendre en compte et des possibilités de dialogue que peut avoir l'utilisateur.

1. Introduction

Depuis plus de quatre ans, le Département Logique des Calculateurs du Centre d'Informatique de Toulouse (CIT) a mené à bien plusieurs études relevant de la Conception Assistée par Ordinateur, les principaux aspects de cette activité étant l'optimisation des réseaux logiques, le test des plaquettes d'un calculateur, la simulation d'un ensemble logique et son implantation. En ce qui concerne cette dernière rubrique, les axes de la recherche ont été simultanément : l'établissement par calculateur de masques

pour circuits hybrides et la réalisation et l'implantation automatique des plaquettes d'un calculateur.

En janvier 1969, nous avons présenté dans *l'Onde Electrique* [3] un programme qui permettait d'effectuer automatiquement la plupart des travaux nécessaires à la réalisation d'une plaquette supportant des boîtiers de circuits intégrés. Les recherches, financées par le CRI^(*), qui se sont poursuivies dans ce domaine et qui avaient pour but la création d'un outil puissant, facile à utiliser et prenant en compte un éventail de configurations le plus large possible, nous ont permis d'améliorer ce programme et de lui adjoindre de nouvelles fonctions, l'ensemble formant le programme PLAQUETTE dont l'organisation générale est schématisée figure 1.

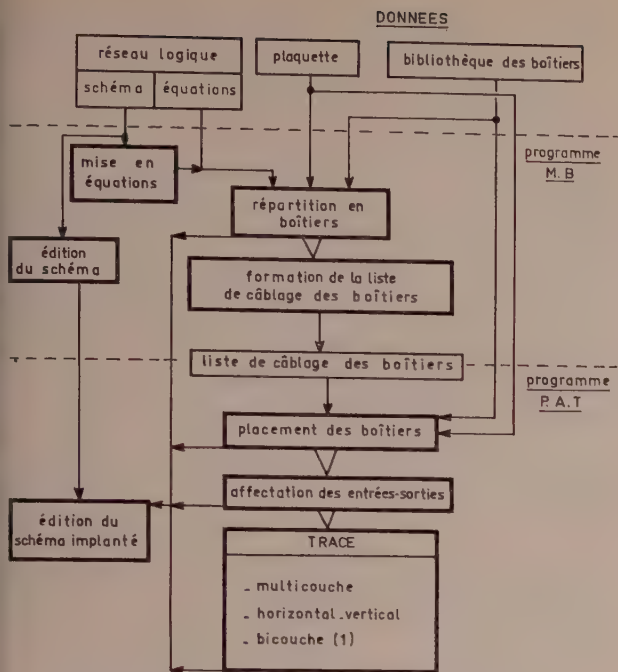
Ce programme a été présenté une première fois à Bruxelles, en septembre 1969 [2], date à partir de laquelle nous avons mis sur pied au CIT un service mettant PLAQUETTE à la disposition de logiciens et de dessinateurs. Ce service employait à temps partiel deux techniciens ayant subi au préalable deux jours de formation. Le but de cette opération était de tester le programme sur des exemples divers et, compte tenu des critiques faites par les utilisateurs, d'augmenter et de modifier le champ de ses possibilités. De ce fait, avant qu'il ne soit présenté aux milieux industriels intéressés, à l'IRIA^(**) le 26 juin 1970, nous avons traité une trentaine d'exemples divers proposés par des industriels et le service PLAQUETTE du CIT avait effectué, pour sa part, une centaine d'exécutions correspondant environ à 80 réseaux logiques différents implantés avec dialogue. Les enseignements que nous avons tirés de ces multiples expériences nous ont

(*) Ce programme a été réalisé entre septembre 1968 et juillet 1970, l'auteur se trouvant employé à cette époque au Centre d'Informatique de Toulouse.

Manuscrit reçu en novembre 1970.

(*) Comité de Recherche en Informatique.

(**) Institut de Recherche en Informatique et Automatisme.



(1) il peut servir à faire du tracé monocouche

FIG. 1. — Organisation générale de Plaquette

permis, compte tenu des possibilités du centre de calcul dont nous disposons, d'améliorer considérablement le service rendu à l'utilisateur.

Nous nous contenterons ici de donner à l'aide d'exemples un aperçu général de ce service ; néanmoins les publications énoncées à la fin de cet exposé permettront à leur lecteur d'obtenir de plus amples renseignements sur PLAQUETTE, sur la justification des options qui ont été choisies [6] et sur les méthodes qui ont été employées.

2. Généralités

Il faut tout d'abord noter que PLAQUETTE est composé de deux programmes : MB et PAT. Ceux-ci sont physiquement séparés et peuvent donc être utilisés indépendamment l'un de l'autre(*) mais ils peuvent aussi être utilisés successivement, par exemple lorsque l'on dispose d'un réseau logique à implanter sur une plaque au moyen de boîtiers de circuits intégrés à choisir dans un ensemble de boîtiers déterminé. Dans ce cas, MB génère une partie des données assimilables par PAT.

Les principaux modules fonctionnels actifs qui composent le programme sont respectivement ceux concernant : la répartition en boîtiers, la formation de la liste de câblage des boîtiers, le placement des boîtiers, l'affectation des entrées-sorties et le tracé. L'exécution de ces modules se fait séquentiellement et à chaque début d'exécution d'un module ne sont entrées que les données strictement nécessaires à celui-ci.

(*) En particulier, si ses conditions d'utilisation sont vérifiées, MB peut servir à répartir un réseau logique en plaquettes standardisées.

La plupart de ces données se présentent d'ailleurs en format variable sur des cartes perforées et leur description se fait à l'aide d'un langage syntaxique simple et homogène pour tout l'ensemble du système PLAQUETTE. Nous pouvons en donner quelques caractéristiques :

— Toutes les cartes correspondant à des données en format variable sont d'un genre bien déterminé indiqué par la lettre se trouvant en première colonne et qui caractérise la nature de l'information qu'elle contient.

— Les cartes sont analysées jusqu'à la colonne 72, le reste pouvant servir éventuellement à leur identification.

— Une phrase d'informations se trouve sur une ou plusieurs cartes, les commentaires pouvant apparaître après la fin de la phrase ou sur des cartes commentaires spéciales situées n'importe où dans le paquet de cartes.

Les données subissent lors de leur analyse un contrôle syntaxique et un contrôle de cohérence par rapport aux données déjà analysées. Les erreurs sont signalées par des messages très visibles et aussi explicites que possible, et seules les erreurs graves entraînent l'abandon du réseau en cours d'implantation et le passage au traitement du réseau suivant. Chaque module présente les données qui lui ont été fournies, ceci afin de faciliter d'éventuelles vérifications, puis, après avoir effectué le travail qui lui est imparti, fournit un listing des résultats auxquels il est arrivé.

Enfin, le dialogue entre l'utilisateur et le programme peut se situer au niveau d'un seul module ou d'un ensemble de modules, quand on s'aperçoit qu'une intervention humaine sur l'exécution d'un module antérieur à celui dont on vient d'analyser le résultat peut être nécessaire.

Les exemples choisis pour clarifier l'exposé ont les caractéristiques suivantes :

— L'exemple E nous a été proposé sous la forme d'un schéma logique (figure 2) et il est à implanter sur une plaque de 24 emplacements, l'alimentation et la masse étant distribuées à l'aide de barres et les fils étant à tracer en horizontal-vertical au moyen de trous métallisés.

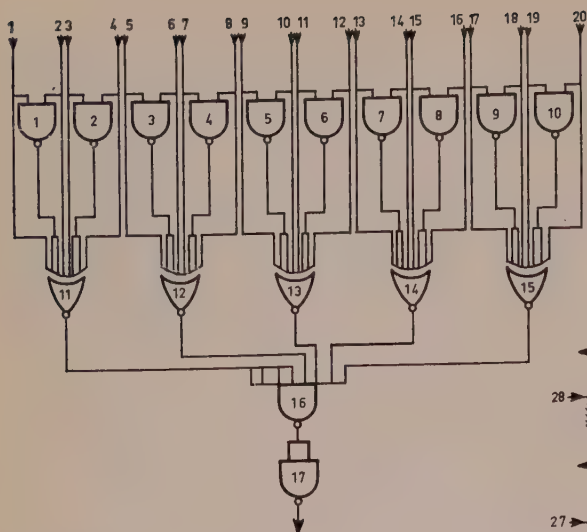
— L'exemple S a été soumis au service PLAQUETTE du CIT sous la forme d'un schéma logique standardisé et doit être implanté sur une plaque de 19 emplacements. Le tracé doit se faire en bicouche sans trous métallisés, l'alimentation et la masse étant distribuées par deux autres couches.

3. L'utilisation conjuguée des programmes MB et PAT

3.1. Les principales données

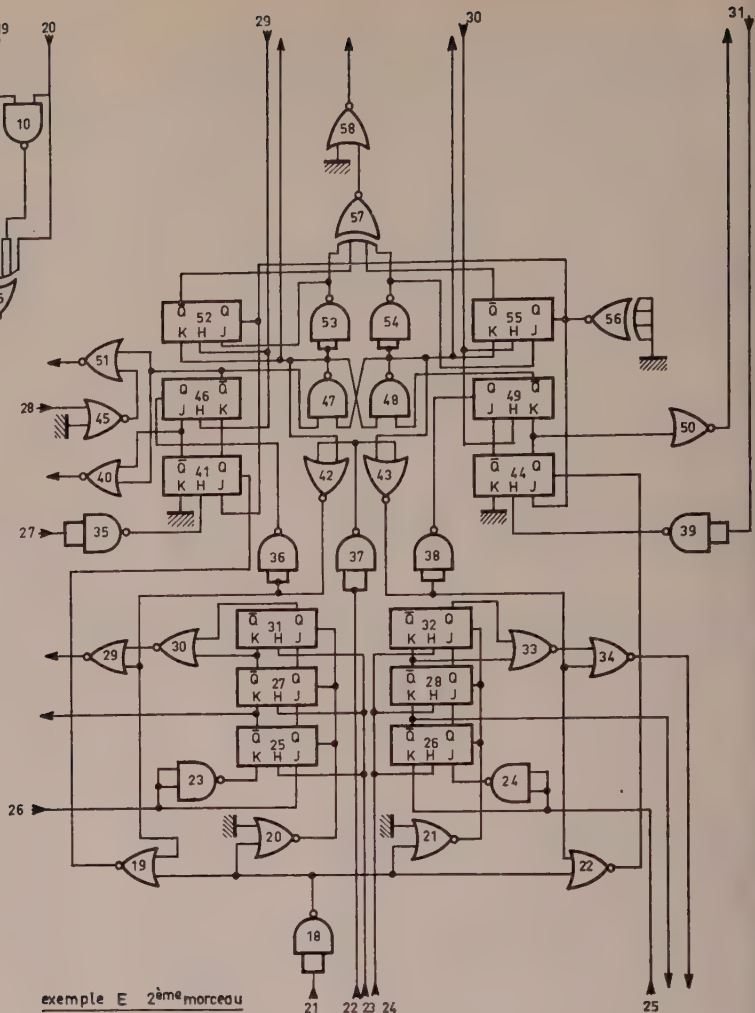
3.1.1. La bibliothèque des boîtiers ou des cartes filles

Cette bibliothèque est l'ensemble des boîtiers que l'on va pouvoir utiliser pour l'implantation du réseau logique et sa description nécessite la connaissance des définitions suivantes, illustrées par la figure 3.



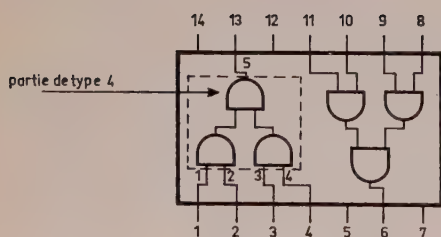
boîtiers à utiliser : SN 74 00 N
(bibliothèque)
SN 74 02 N
SN 74 10 N
SN 74 20 N
SN 74 30 N
SN 74 40 N
SN 74 51 N
SN 74 54 N
SN 74 70 N
SN 74 73 N
SN 74 74 N
SN 74 82 N
SN 74 91 N

exemple E 1^{er} morceau

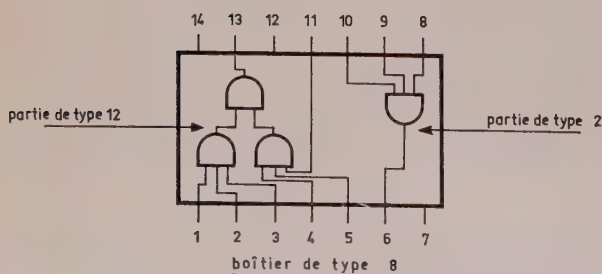


exemple E 2^{ème} morceau

FIG. 2. — Réseau logique E



boîtier de type 15



boîtier de type 8

FIG. 3. — Exemple de boîtiers et de parties

On appelle partie de boîtier tout ensemble d'éléments logiques connectés entre eux, qui existe au moins dans un boîtier de la bibliothèque et ceci de façon indépendante, par câblage interne, des autres éléments logiques contenus dans ce boîtier. Par exemple, dans le boîtier de type 15, la partie de type 4 est formée de trois éléments.

On définit par ailleurs une suite de parties comme étant un ensemble ordonné de parties tel que toute partie de l'ensemble puisse servir à câbler toutes les parties situées avant elle. Par exemple, les parties de type 4 (boîtier de type 15) et de type 12 (boîtier de type 8) appartiennent à la même suite et la partie de type 4 peut être câblée par la partie de type 12, dans la mesure où leurs caractéristiques technologiques (durée de commutation, etc.) ne sont pas incompatibles.

Pour ce qui est de la description logique de cette bibliothèque, on donne d'abord les parties, en indiquant les numéros des pattes de sortie et d'entrée, les familles de pattes d'entrée équivalentes (A ou B dans d'exemple ci-dessous) et les règles technologiques à appliquer dans le cas où une patte d'entrée est laissée libre : à laisser libre ou à relier à une entrée équivalente voisine (V), à la masse, à l'alimentation, à une certaine

patte de la même partie. Par exemple, pour la partie de type 4, on aura la phrase suivante :

$$P4 * 5/5/1 \text{ AV, } 2\text{AV, } 3\text{BV, } 4\text{BV} =$$

On décrit aussi les suites de parties (exemple : P4/P12 =), puis les boîtiers, en indiquant le nombre total de pattes, pour chaque partie contenue dans le boîtier les pattes du boîtier qu'elle utilise et enfin les pattes du boîtier à relier à la masse ou à l'alimentation. Pour le boîtier de type 15 de la figure 3, on aura la phrase :

$$B15 * 14/P4 * 1,2,3,4 * 13/P4 * 8,9,10,11 * 6/M,7/T,14 =$$

Enfin, on peut affecter aux boîtiers des coûts différents suivant le désir que l'on a de voir utiliser certains plutôt que d'autres.

La figure 4 montre la codification nécessaire à la description de la bibliothèque disponible figure 2 pour implanter le réseau E.

X BIBLIOTHEQUE DES BOITIERS
X CARTE PARAMETRE
P P13/B13/S10=
X CARTES PARTIE
M P1*3/3/1AV,2AV=
M P2*4/4/1AV,2AV,3AV=
M P3*5/5/1AV,2AV,3AV,4AV=
M P4*9/9/1AV,2AV,3AV,4AV,5AV,6AV,7AV,8AV=
M P5*5/5/1AV,2AV,3AV,4AV=
M P6*3/3/1AV,2AV=
M P7*5/5/1AV,2AV,3BV,4BV=
M P8*9/9/1AV,2AV,3BV,4BV,5CV,6CV,7DV,8DV=
M P9*11/10,11/1AR,2BV,3BV,4CR,5DM,6ER,7FV,8FV,9GR=
M P10*6/5,6/1AT,2ET,3CP1,4DT=
M P11*6/5,6/1AR,2ER,3CR,4DR=
M P12*8/6,7,8/1AR,2AR,3BM,4CR,5CR=
M P13*5/4,5/1AV,2AV,3BR=
X CARTES SUITE
S P1/P2/P3/P4=
S P5=
S P6=
S P7=
S P8=
S P9=
S P10=
S P11=
S P12=
S P13=
X CARTES BOITIER
B B1*14/P1*1,2*3/P1*4,5*6/P1*9,10*8/P1*12,13*11/M,7/T,14=
B B2*14/P6*2,3*1/P6*5,6*4/P6*8,9*10/P6*11,12*13/M,7/T,14=
B B3*14/P2*3,4*5*6/P2*9,10,11*8/P2*13,12*12/M,7/T,14=
B B4*14/P3*1,2*4,5*6/P3*9,10,12*13*8/M,7/T,14=
B B5*14/P4*11,12,1,2,3,4,5*6*8/M,7/T,14=
B B6*14/P5*1,2*4,5*6/P5*9,10,12,13*8/M,7/T,14=
B B7*14/P7*2,3,4,5*6/P7*9,10,13,1*8/M,7/T,14=
B B8*14/P8*13,1,2,3,4,5,9,10*8/M,7/T,14=
B B9*14/P9*13,3,4,5,12,9,10,11,2*6*8/M,7/T,14=
B B10*14/P10*7,5,10*6*8/P10*14,1,3,2*13/M,11/T,4=
B B11*14/P11*6,2,3,1*6,5/P11*10,12,11,13*8/M,7/T,14=
B B12*14/P12*2,5,14,13*10,12,1/M,11/T,4=
B B13*14/P13*11,12,9,14,13/M,10/T,5=
X CARTE COUT
D B1,1/B2,1/B3,1/B4,1/B5,1/B6,1/B7,1/B8,1/B9,1/B10,1/B11,1/B12,1/B13,1=
FIN DE LA BIBLIOTHEQUE DES BOITIERS

FIG. 4. — Codification de la bibliothèque du réseau E

Dans la mesure où le réseau logique est donné sous forme de schéma standardisé et si l'on désire avoir une édition automatique du schéma, il faut faire correspondre à chaque type de partie une représentation graphique, la forme de celle-ci ainsi que la nature des caractères la délimitant sur une édition par listing étant laissées au choix de l'utilisateur. En effet, les principales contraintes sont une dimension maximum et le fait que les entrées et les sorties doivent être respectivement à gauche et à droite de la partie.

La codification représentant la partie se fait sur des cartes perforées contenant un certain nombre de caractères blancs et il est possible d'y faire figurer l'appartenance de plusieurs pattes à une même famille.

On doit en outre indiquer la position des commentaires pouvant apparaître lors de l'édition du schéma implanté.

Enfin, il est nécessaire de décrire les différents types de plan de perçage des boîtiers ; cela se fait en donnant les coordonnées des différentes pattes par rapport à un système d'axes ayant pour origine le coin situé en bas et à gauche d'un emplacement sur la plaquette.

3.1.2. La plaquette

Une analyse détaillée du plan de perçage et des dimensions de la plaquette permet, étant données les limitations dues à certains types de tracés (la dimension de la carte étant limitée en tracé bicouche et multicouche), de déterminer le maillage qui va servir à discrétiser la carte. De plus, il faut connaître :

- l'existence d'un plan de perçage éventuel et sa description,
- le type de tracé employé et le nombre de couches à utiliser,
- la dimension de la matrice d'emplacements et la position de ceux-ci,
- la position et la couche d'accès des broches du connecteur, et éventuellement :
- les numéros des broches réservées à la masse et à l'alimentation,
- les emplacements à laisser vides,
- la position des différents obstacles, les barres d'alimentation et de masse en faisant partie.

Pour la plaquette correspondant à l'exemple E, l'ensemble de ces informations occupe environ une cinquantaine de cartes remplies en moyenne jusqu'à la vingtième colonne.

3.1.3. Le réseau logique affecté à la plaquette

Il doit être directement implantable, c'est-à-dire qu'il est supposé être optimisé, vérifier les contraintes d'entrée et de sortance et qu'il doit être exprimé en fonction des parties contenues dans la bibliothèque. Les signaux qui apparaissent dans le réseau peuvent avoir deux noms : le nom graphique nous sert à la description du réseau et le nom logique, facultatif, peut être attribué par l'utilisateur.

Les documents de base peuvent être de deux types :

— Une liste d'équations logiques

Etant donné le réseau (fig. 2), on numérote les parties qui le forment et les signaux d'entrée du réseau (signaux de classe E). Les noms graphiques des signaux internes (classe I) et des signaux de sortie de la plaquette (classe S) sont fonction des numéros des parties. La description du réseau se fait par équations logiques, une par partie, et elle contient le type de la partie ainsi que les noms des signaux qui la desservent. Par exemple, la partie 17 d'où est issu le signal de sortie du premier morceau du réseau E a pour équation :

$$S17/P1/I16, I16 =$$

— *Un schéma logique standardisé*

Un schéma est un ensemble de feuilles logiques de mêmes dimensions, un signal qui entre ou sort d'une feuille pouvant venir d'une autre feuille ou aller à une autre feuille sans pour cela être un signal d'entrée ou de sortie du schéma : nous appelons ces signaux particuliers des signaux de passage. Une feuille logique (fig. 5) est rectangulaire et peut avoir au maximum la dimension d'une planche à dessin. Elle comporte deux maillages distincts, l'un en caractères, l'autre en emplacements de parties. Celles-ci, dont la forme géométrique a déjà été définie lors de la description de la bibliothèque sont dessinées à l'aide d'un cartouche de telle sorte que le coin situé en bas et à gauche de celui-ci coïncide avec l'origine d'un emplacement, indiquée sur la feuille vierge par un point.

Les commentaires sont situés dans un cartouche de dimensions variables. Les parties dont le type doit être indiqué à l'intérieur de leur représentation sont repérées par deux lettres, coordonnées de leur emplacement, et les signaux d'entrée-sortie de la feuille, signaux ordinaires ou signaux de passage, utilisent des parties fictives situées au bord de la feuille et

repérées par le numéro du côté contre lequel elles sont placées et l'abscisse sur ce côté en nombre de caractères. Il y a plusieurs classes de parties fictives :

- classe E : entrée du réseau,
- classe I : signal de passage d'une feuille à l'autre,
- classe S : sortie du réseau,
- classe R : pour des raisons de clarté, il est possible d'utiliser des entrées redoublées, c'est-à-dire que si, par exemple, un signal ne rentre que par une roche mais doit être distribué à plusieurs parties dispersées dans la feuille, on peut le faire entrer par plus d'un endroit du bord de celle-ci à l'aide de parties fictives de type R. (On peut aussi redoubler les signaux de passage d'une feuille à l'autre).

Les noms graphiques des signaux sont fonction de la position géométrique des parties dont ils sont issus et, après avoir implanté les parties les unes par rapport aux autres, implantation qui sera respectée lors d'une édition du schéma, le logiciel doit, au-dessus de chaque patte de partie utilisée, indiquer le ou les noms du signal qui y circule. Il n'est pas tenu

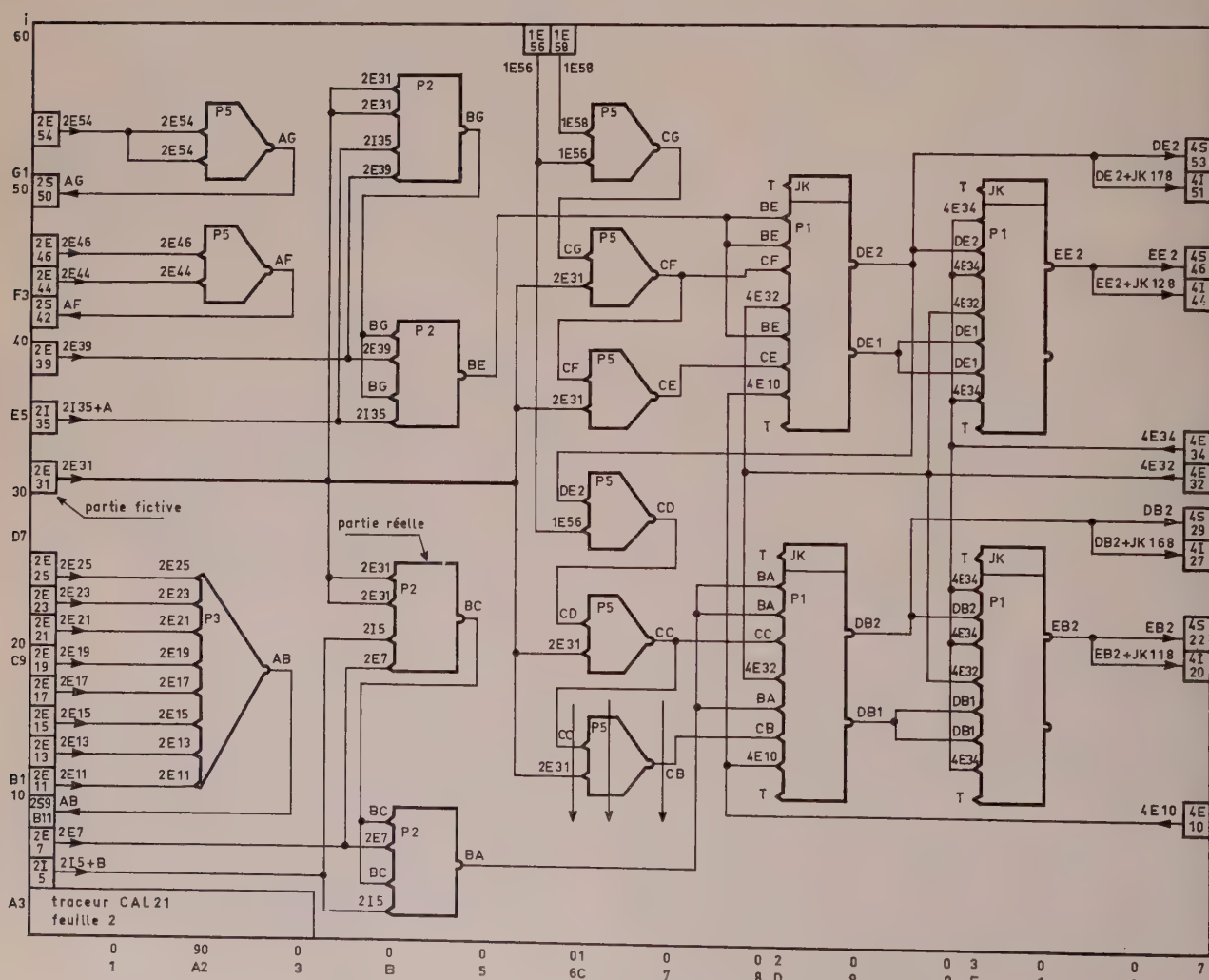


FIG. 5. — Feuille 2 du réseau logique S

L'utilisateur porte alors son schéma à une employée avertie qui code les informations logiques et graphiques contenues dans le schéma sur cartes perforées. Elle procède feuille logique par feuille logique, commence par coder le commentaire situé dans le cartouche, puis fait correspondre à chaque partie une équation en codant l'information colonne par colonne : les signaux d'entrée, le type de la partie et les préaffectations, les signaux de sortie. Pour la partie de type 5 située en CB, figure 5, on aurait la phrase :

CC, 2E31/P5/CB =

3.1.4. Les informations complémentaires

Elles sont facultatives et correspondent à des interventions humaines, celles-ci permettant de guider le travail du programme, voire même d'imposer une partie du résultat. On peut en effet introduire des contraintes de longueur sur les signaux, imposer au programme de grouper à l'implantation un ensemble de parties (groupe fonctionnel), cela afin de ne pas disperser une fonction logique déterminée : par exemple, le premier morceau du réseau *E*. Enfin, on peut aussi imposer au départ une partie de l'implantation : affecter une broche bien déterminée du connecteur à un signal d'entrée ou de sortie, affecter une

place à une partie dans un certain boîtier, placer un boîtier en un endroit déterminé dans la carte, etc.

La figure 6 montre l'ensemble des cartes perforées nécessaires à la codification du réseau E de la figure 2.

3.2. Rôle du programme MB

Aux signaux de passage entre feuilles logiques correspondent autant d'équations fictives qu'il y a de feuilles et, afin d'extraire d'un schéma logique standardisé la seule information logique nécessaire à l'implantation, le module de mise en équations ne retient pour ces signaux particuliers qu'un seul nom, celui qui est fonction des parties réelles dont ils sont issus. Il opère de façon analogue pour les signaux répétés.

L'édition du schéma se fait feuille par feuille et permet, par comparaison avec le schéma initial réalisé par le logiciel, de faire une vérification de la validité de l'information que le programme a à sa disposition. Dans cette édition, les fils sont tracés automatiquement, les parties fictives n'apparaissent pas et seules les préaffectations et les noms logiques des signaux sont notés. L'édition d'une feuille logique se fait avec pagination et la méthode de tracé employée [7] en tient compte.

Pour ce qui est du module de répartition en boîtiers, il opère en deux temps, le premier consistant à établir

```

X CARTES SCHEMA
C11/P1/E1,E2=
C12/P1/E3,E4=
C13/P1/E5,E6=
C14/P1/E7,E8=
C15/P1/E9,E10=
C16/P1/E11,E12=
C17/P1/E13,E14=
C18/P1/E15,E16=
C19/P1/E17,E18=
C110/P1/E19,E20=
C111/P8/E1,12,12,E2,E3,11,11,E4=
C112/P8/E5,14,14,E6,E7,13,13,E8=
C113/P8/E9,16,16,E10,E11,15,15,E12=
C114/P8/E13,18,18,E14,E15,17,17,E16=
C115/P8/E17,110,110,E18,E19,19,19,E20=
C116/P4/I15,I14,I13,I12,I11,I11,I11,I11=
C517/P1/I16,I16=
C118/P1/E21,E21=
C119/P6/I18,I42=
C120/P6/M,I18=
C121/P6/M,I18=
C122/P6/I43,I18=
C123/P1/E26,E26=
C124/P1/E25,E25=
C525*1,I25*2/P10/E26,E23,I23,I20=
C526*1,I26*2/P10/I24,E24,E25,I21=
C127*1,I27*2/P10/I25*2,E23,S25*1,I20=
C128*1,I28*2/P10/I26*2,E24,S26*1,I21=
C529/P6/I30,I1=
C130/P6/I31*2,I27*1=
C,I31*2/P10/I27*2,E23,I27*1,I20=
C,I32*2/P10/I28*2,E24,I28*1,I21=
C133/P6/I32*2,I28*1=
C534/P6/I33,I43=
C135/P1/E27,E27=
C136/P1/I42,I42=
C137/P1/E22,E22=
C138/P1/I43,I43=
C139/P1/E31,E31=
C540/P6/I41*1,I46*1=
C141*1,I41*2/P10/I56,I35,M,I19=
C142/P6/S47,I37=
C143/P6/I37,S48=
C144*1,I44*2/P10/I56,I39,M,I22=
C145/P6/E28,M=
C146*1,P10/I41*1,E29,I41*2,I36=
C547/P1/I46*1,S48=
C548/P1/S47,I49*1=
C149*1,P10/I44*1,E30,I44*2,I38=
C550/P6/I44*2,I54=
C551/P6/I46*1,I45=
C152*1,P10/I53,E29,S47,I56=
C153/P1/S47,S47=
C154/P1/S48,S48=
C155*1,P10/I54,E30,S48,I56=
C156/P7/M,M,M,M=
C157/P7/I53,I52*1,I54,I55*1=
C558/P6/M,I57=
X CARTE GROUPE FONCTIONNEL
G 1/2/3/4/5/6/7/8/9/10/11/12/13/14/15/16/17=
FIN DU RESEAU LOGIQUE

```

BOITIER	NO 1	TYPE 2	58	BOITIER	NO 14	TYPE 7	57
PARTIE	NO		45	PARTIE	NO		56
PARTIE	NO		51				
PARTIE	NO		40				
BOITIER	NO 2	TYPE 10	55	BOITIER	NO 14	TYPE 8	12
PARTIE	NO		49	PARTIE	NO		
BOITIER	NO 3	TYPE 2	50	BOITIER	NO 15	TYPE 10	26
PARTIE	NO		33	PARTIE	NO		25
PARTIE	NO		34				
PARTIE	NO		22	BOITIER	NO 16	TYPE 8	11
				PARTIE	NO		
BOITIER	NO 4	TYPE 10	52	BOITIER	NO 17	TYPE 1	
PARTIE	NO		46	PARTIE	NO		54
				PARTIE	NO		48
BOITIER	NO 5	TYPE 10	44	PARTIE	NO		47
PARTIE	NO		41	PARTIE	NO		53
BOITIER	NO 6	TYPE 2	43	BOITIER	NO 18	TYPE 1	39
PARTIE	NO		42	PARTIE	NO		35
PARTIE	NO		29	PARTIE	NO		37
PARTIE	NO		19	PARTIE	NO		24
BOITIER	NO 7	TYPE 10	32	BOITIER	NO 19	TYPE 1	38
PARTIE	NO		28	PARTIE	NO		23
				PARTIE	NO		18
				PARTIE	NO		36
BOITIER	NO 8	TYPE 8	15	BOITIER	NO 20	TYPE 1	17
PARTIE	NO			PARTIE	NO		10
				PARTIE	NO		9
				PARTIE	NO		8
BOITIER	NO 9	TYPE 8	14				
PARTIE	NO			BOITIER	NO 21	TYPE 1	7
				PARTIE	NO		6
BOITIER	NO 10	TYPE 10	31	PARTIE	NO		5
PARTIE	NO		27	PARTIE	NO		4
BOITIER	NO 11	TYPE 2	30	BOITIER	NO 22	TYPE 1	3
PARTIE	NO		21	PARTIE	NO		2
PARTIE	NO		20	PARTIE	NO		1
PARTIE	NO			PARTIE	NO		
BOITIER	NO 12	TYPE 8	13	BOITIER	NO 23	TYPE 5	16
PARTIE	NO			PARTIE	NO		

FIG. 6. — Codification du réseau E FIG. 7. — Répartition en boîtiers du réseau E

la liste minimale des boîtiers nécessaires à répartir le réseau logique, le deuxième permettant d'aboutir à la répartition définitive. La méthode employée pour résoudre ce dernier problème [4] prend en compte l'ensemble du réseau et procède à un remplissage simultané des boîtiers choisis. La figure 7 montre le résultat obtenu par ce module sur le réseau *E*.

Le dernier module établit la liste de câblage des parties, puis transforme celle-ci en liste de câblage des boîtiers. Il fournit en outre la table de correspondance entre numéro de signal, nom graphique et nom logique, la liste et la composition des groupes fonctionnels de boîtiers, un paquet de cartes perforées qui servira de donnée à PAT et la liste des pattes de boîtiers à mettre à la masse et à la tension. Il faut remarquer que, dans le cas où la plaquette possède des barres ou des plans de tension, ce qui est le cas pour les exemples cités ici, les signaux masse et alimentation ne font pas partie de la liste de câblage des boîtiers.

3.3. Rôle du programme PAT

Un premier module établit le placement des boîtiers les uns par rapport aux autres. Pour y parvenir il choisit [3, 6] pour chaque ligne d'emplacements (depuis la ligne la plus proche du connecteur) les boîtiers candidats et il les place au mieux par rapport aux modules déjà placés. Dans le cas de l'exemple *E*, on retrouve groupée, ci-dessous, la fonction occupant le premier morceau du réseau *E*.

13	17	
2	3	6
5	11	19
4	10	7
16	8	18
22	23	20
14	12	9
1	21	15

Dans ce même exemple, il faut, après le placement, relier aux barres de masse et de tension les pattes de boîtiers à mettre à la masse ou à la tension. Ceci peut se faire en déclarant de nouveaux fils à tracer ou en introduisant de nouveaux obstacles au tracé, solution qui a été retenue ici.

Le deuxième module réalise l'affectation des différents signaux d'entrée-sortie du réseau logique à des broches déterminées du connecteur et transforme la liste de câblage des boîtiers en liste de câblage de points indiqués par leurs coordonnées dans le maillage ayant permis la discrétisation de la plaquette. La méthode employée [6] permet de répartir au mieux l'encombrement causé sur la plaque par les fils descendant vers le connecteur.

La phase suivante commence par établir la liste des fils à tracer, puis effectue le tracé en donnant une édition de celui-ci et la liste des fils échoués. Dans le cas du réseau logique *E*, la plaquette avait pour dimensions 78 sur 145 vingtièmes de pouce et était

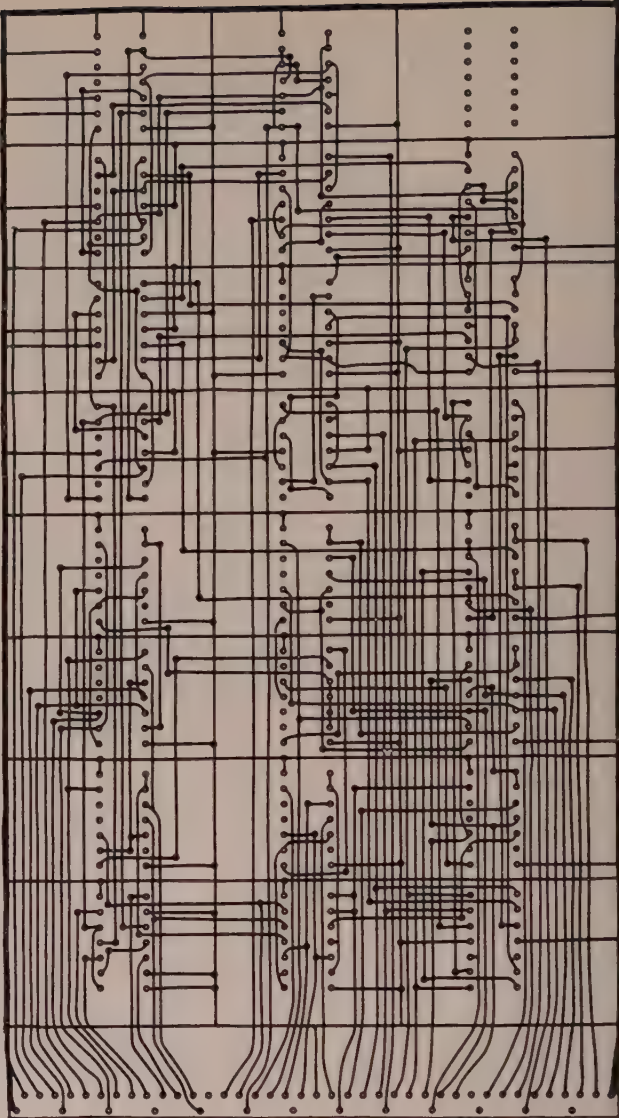


FIG. 8. — Tracé du réseau *E*

à tracer en technique horizontal-vertical ; le programme traçant les 180 fils qu'il y avait à tracer en créant 157 trous métallisés, on arrive donc au résultat sans reprendre celui du programme (fig. 8).

Par contre (fig. 9), le tracé bicouche qui emploie l'algorithme de Lee [1], ne réussit que 115 fils du réseau logique *S* sur les 139 qu'il avait escompté tracer. Il faut donc ici reprendre le résultat fourni par le calculateur, soit en complétant le tracé des fils par déplacement de certains autres, soit en modifiant l'arbre des connexions que le programme avait choisi de réaliser. Il faut environ deux heures à la main pour atteindre le résultat escompté (fig. 10).

Enfin, le dernier module permet de réaliser une édition du schéma implanté ; cette édition comportant des renseignements sur l'affectation des signaux d'entrée-sortie, sur l'implantation des parties dans les boîtiers et des boîtiers dans la carte peut servir à l'utilisateur de document de maintenance (fig. 11).

Pour ce qui est de la présentation des documents définitifs, le programme PAT génère une séquence

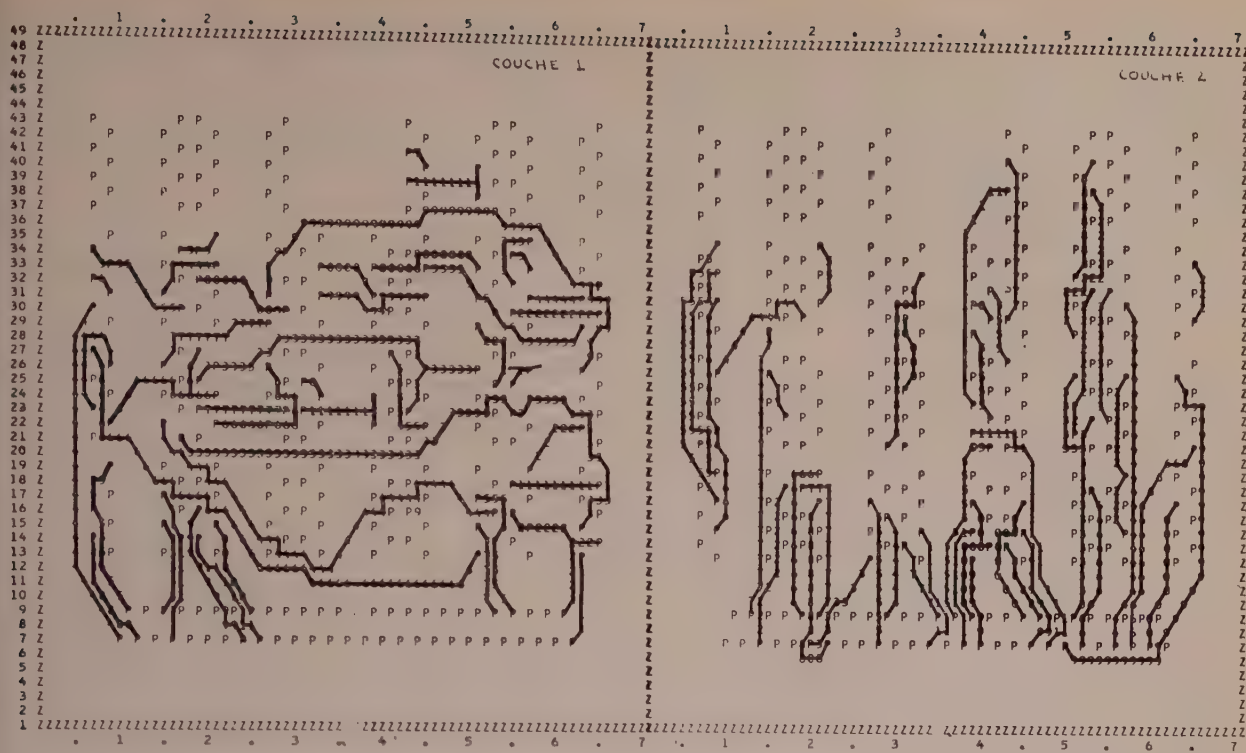


FIG. 9. — Tracé ordinateur du réseau S

d'ordres qui permettraient de commander une machine à percer numérique ; cette séquence contient le plan de perçage de la carte et éventuellement la position des trous métallisés. Nous espérons enfin que, très prochainement, le traceur digital du CIT sera en mesure de fournir une édition du tracé du circuit imprimé ainsi qu'une édition du schéma logique standardisé.

3.4. Remarques diverses

On peut déclarer des pseudo-parties, qui sont composées par un élément discret ou plusieurs éléments discrets groupés. A chaque pseudo-partie correspond un pseudo-boîtier et, pour ce qui est de MB, le traitement est identique au cas où l'on a des boîtiers normaux. Mais, lors du placement, il se pose pour ces pseudo-boîtiers un problème d'encombrement. En effet, si PAT les place automatiquement, ils occuperont un emplacement de boîtier avec un plan de perçage particulier, ce qui pourra éventuellement entraîner une perte de place. C'est pour cela que, tout en rendant possible cette solution, nous avons permis que ces pseudo-boîtiers soient placés à la main par rapport aux boîtiers déjà placés et entre les colonnes d'emplacements de boîtiers. Dans ce dernier cas, il faudra procéder en trois étapes : MB, placement des boîtiers et affectation-tracé.

Dans le cas où l'on désire utiliser le programme PAT seul, il est nécessaire de décrire la liste de câblage des boîtiers, ce qui est assez fastidieux et présente de nombreux risques d'erreurs, puisqu'il faut suivre le trajet de chaque signal.

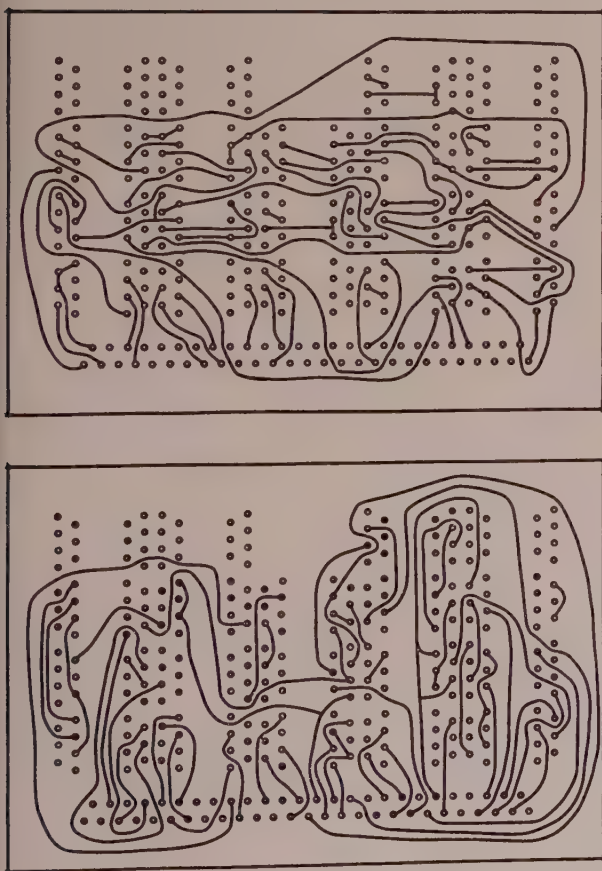


FIG. 10. — Tracé du réseau S retouché à la main

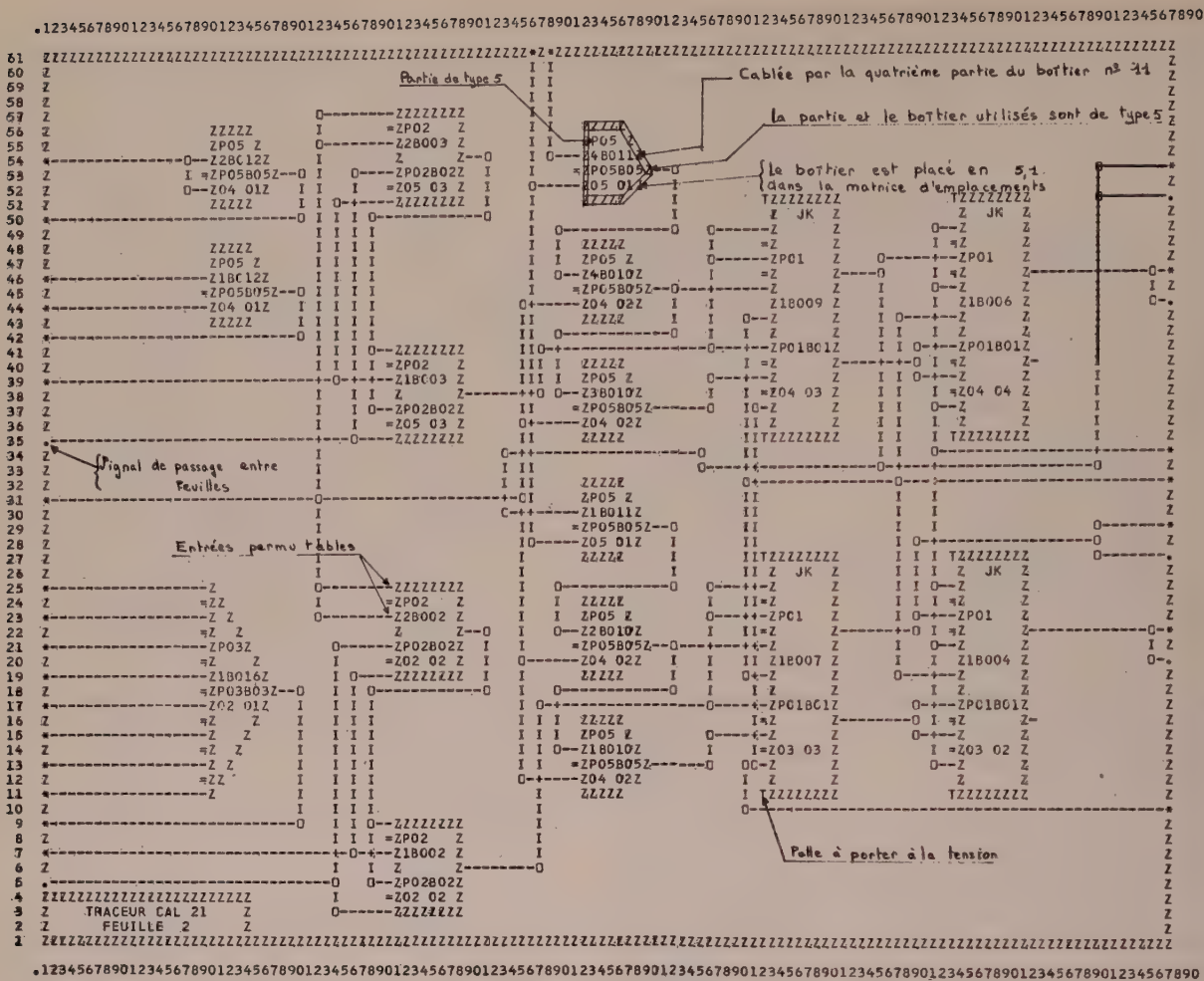


FIG. 11. — Edition du schéma après exécution du module de placement.

TABLEAU I. — Exemples de durées d'utilisation du Programme Plaquette

Nombre de parties du réseau	Durée d'établissement des données pour MB (1)	Durée d'exécution	Nombre de boîtiers	Durée de préparation des données pour PAT (1)	Durée d'exécution	Nombre de fils à tracer	Nombre de fils tracés	Durée d'exploitation du résultat du listing	Durée de l'implantation manuelle
23	E : 30 mn	10 s	8	15 mn	BI : 5 mn	93	70	2 h	5 h
189	E : 3 h	20 mn	83						
58	E : 1 h	1 mn	23	15 mn	HV : 2 mn	186	184	2 h	8 h
			23	3 h	—	—	—	—	—
37	S : 1 h	30 s	16						
			104	16 h	MU : 45 mn (8 couches) logiques	998	970	3 jours	2 mois 1/2

(1) Etablissement de la liste et perforation (non pris en compte la bibliothèque des boîtiers et le plan de perçage de la plaquette).
 Calculateur : IBM 7044 (2,5 µs).

S : schéma standardisé
 E : Equations
 HV : tracé horizontal-vertical
 BI : — bicouche
 MU : — multicouche

Enfin, on peut remarquer que les possibilités les plus intéressantes de dialoguer avec le programme sont offertes par l'emploi des groupes fonctionnels, de parties ou de boîtiers et l'utilisation d'emplacements interdits, ceux-ci permettant d'aérer l'implantation.

4. Conclusion

La figure 12 donne une idée des gains de temps que l'on peut attendre de l'emploi du programme PLAQUETTE. Le seuil de rentabilité de son utilisation est difficile à définir et dépend en grande partie de la complexité du réseau logique proposé, de la technique de tracé employée et du nombre de plaquettes d'une même série que l'on a à traiter. En effet, le coût d'établissement des données correspondant à la bibliothèque et à la plaquette est dans ce cas le même, que l'on traite une ou plusieurs plaquettes.

Il semble néanmoins indiscutable que l'utilisation de PLAQUETTE puisse rendre d'immenses services. La qualité de ces services est fonction en grande partie du fait que le programme soit ou non intégré à la manière de faire des personnes qui l'utilisent et que celles-ci puissent ou non dialoguer efficacement avec lui. Nous espérons que l'ATS (*) et l'IRIA,

qui sont en train d'implanter le programme dans leurs services sauront développer les possibilités de dialogue que présente son utilisation. Nous pensons enfin, étant donnée la grande variété des configurations auxquelles il se prête, que l'emploi de PLAQUETTE dans un service bureau le mettant à la disposition d'utilisateurs divers semble être le mode d'exploitation le plus adapté à ses possibilités.

Bibliographie

- [1] TRICHARD J.F. — Tracé automatique de circuits imprimés. Thèse. Juin 1968. Toulouse.
- [2] RENAULT F. — Aides programmées à l'implantation des réseaux logiques. Colloque International sur les Systèmes Logiques. 15-20 septembre 1969. Bruxelles.
- [3] FOURNET H., GROCCASSAND C., RENAULT F. — Réalisation et implantation automatique des plaquettes d'un calculateur. *Onde Electrique*, pp. 104-112, janvier 1969, vol. 49, fasc. 1.
- [4] RENAULT A. — Répartition par calculateur d'un réseau logique en boîtiers de circuits intégrés. Thèse. Juin 1970. Toulouse. Colloque International sur la Micro-électronique Avancée. Paris, 6 avril 1970.
- [5] CRESSE A. — Tracé automatique de circuits imprimés en technologie blocs denses et multicouche. Thèse. Juin 1970. Toulouse.
- [6] RENAULT F. — Organisation de l'ensemble de programmes PLAQUETTE. Problèmes d'implantation posés par la fabrication d'une carte de circuits intégrés à câbler en circuits imprimés. Thèse. Juin 1970. Toulouse.
- [7] FARRENY H. — Tracé automatique de schémas logiques. Rapport de DEA. Juin 1970. Toulouse.
- [8] Notice d'exploitation des versions 3 et 4 du programme PLAQUETTE. Référence EX/70/PLQT/IRL.

(*) Atelier de Construction de Tarbes.

Francis RENAULT, né en 1944. Ing. ENSEIHT, diplômé de l'IAE, Docteur ingénieur, Chef du Groupe « Développement du Board Layout » à la Compagnie Honeywell-Bull, 94, av. Gambetta, Paris-20°. Tél. 355.44.33, poste 4032.



Thomson-CSF

Etude des réseaux finis de guides rectangulaires à parois épaisses

Résumé

Dans cet article, il est présenté une méthode d'étude de la réponse d'un réseau fini de guides rectangulaires à une onde plane incidente. Elle permet, en particulier, de prévoir le diagramme élémentaire et d'analyser la distribution du champ réfléchi.

De tels renseignements sont utiles pour l'étude des réseaux à déphasages et des réseaux réflecteurs ou des lentilles artificielles. L'exploitation de la méthode implique des calculs longs dont on se borne à donner le point de départ et les principales étapes, et une part importante d'analyse numérique et de programmation.

Pour des réseaux de pas inférieur à la longueur d'onde, les résultats des calculs sont d'une précision suffisante pour la plupart des applications, comme le montre la comparaison des résultats des calculs et des mesures faites, présentée pour un réseau de 169 guides.

1. Introduction

Ces dernières années, les réseaux à grand nombre d'éléments ont fait l'objet de nombreuses publications, en raison surtout de la récente fiabilité des déphaseurs numériques et à ferrites qui permet la production industrielle de réseaux à balayage électronique pouvant comporter plusieurs milliers d'éléments, réseaux dont les performances et la souplesse d'utilisation dépassent de loin celles des antennes classiques pour beaucoup d'applications.

Les réseaux plans infinis de guides rectangulaires, en particulier, ont été étudiés, par de nombreux chercheurs.

GALINDO et WU [1] ont calculé les diagrammes élémentaires en plan H et « quasi plan E » pour des réseaux de guides à parois épaisses.

FARELL et KUHN [2], ainsi que DIAMOND [3] ont étudié ces mêmes réseaux à l'émission, de manière plus complète, utilisant des développements modaux des champs.

La méthode des « waveguides simulators » a aussi été appliquée dans ce domaine par quelques auteurs [4, 5].

Une méthode utilisant le spectre d'ondes planes des ondes guidées a été appliquée à l'étude de ces mêmes réseaux en plan H par ROGER [6].

Un phénomène d'aveuglement (blindness effect), mis en évidence dans les diagrammes élémentaires en plan E, a été étudié, en particulier, par KNITTEL et OLINER [7, 8].

La plupart de ces auteurs ont abordé le problème des réseaux fonctionnant à l'émission.

La présente étude est faite à la réception, ce qui apporte des informations supplémentaires sur le champ réfléchi par le réseau, informations dont il est utile de disposer pour la conception d'un réseau réflecteur ou d'une lentille artificielle constituée par des guides.

Il est apparu que, dans certains cas, le comportement d'un élément de réseau fini à grand nombre de sources pouvait différer de manière importante de celui du même élément dans un réseau infini.

Il est présenté ici une méthode générale fondée sur le principe de superposition, permettant de prévoir le diagramme d'un élément de réseau fini à partir de celui du même élément dans un réseau infini.

DIAMOND, dans une publication récente [9], fait allusion à un procédé de ce genre sans pourtant le décrire de manière détaillée.

* Article reçu en décembre 1970.

2. Analyse de la distribution du champ électromagnétique

La figure 1 représente un réseau plan de guides rectangulaires, épais et une onde plane dont la direction d'incidence est caractérisée par les angles φ_i et θ_i , la polarisation par l'angle α_i . Le milieu extérieur est le vide. Il est supposé que les guides sont de longueur infinie dans la direction des z négatifs.

On se propose de calculer le champ électromagnétique résultant de l'interaction de l'onde et du réseau.

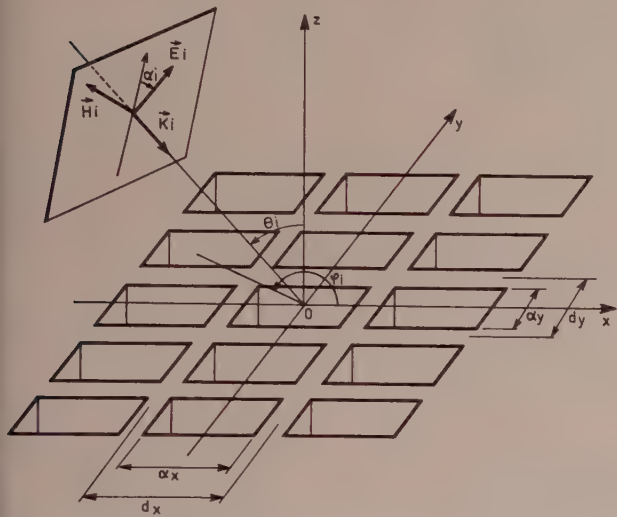


FIG. 1. — Réseau infini de guides rectangulaires à parois épaisses.

2.1. Champ à l'extérieur du réseau

Du fait de la périodicité du réseau et de l'uniformité de l'onde incidente, le champ réfléchi peut être décomposé en modes par application du théorème de FLOQUET [10].

Un facteur $\exp(j\omega t)$ est implicite. Le mode m, n (m et n varient de $-\infty$ à $+\infty$) est caractérisé par la fonction :

$$U_d^{mn}(x, y, z) = \exp(jk_x^m x) \exp(jk_y^n y) \exp(-jk_z^{mn} z)$$

où :

$$\begin{aligned} k_x^m &= k_0 \sin \theta_i \cos \varphi_i + \frac{2m\pi}{d_x} \\ k_y^n &= k_0 \sin \theta_i \sin \varphi_i + \frac{2n\pi}{d_y} \\ k_z^{mn} &= [k_0^2 - (k_x^m)^2 - (k_y^n)^2]^{1/2} \quad \text{si } k_0^2 \geq (k_x^m)^2 + (k_y^n)^2 \\ &= -j[(k_x^m)^2 + (k_y^n)^2 - k_0^2]^{1/2} \quad \text{si } k_0^2 < (k_x^m)^2 + (k_y^n)^2 \\ k_0 &= \frac{2\pi}{\lambda_0} \end{aligned} \quad (1)$$

λ_0 est la longueur d'onde de l'onde incidente.

Les modes pour lesquels k_z^{mn} est réel, sont des ondes planes se propageant dans des directions quantifiées, le mode $m = 0, n = 0$ en particulier, correspond à la réflexion spéculaire. Les modes pour lesquels k_z^{mn} est imaginaire pur, correspondent à des ondes se propageant le long du réseau, dans des directions quantifiées et s'atténuant exponentiellement dans le sens des z positifs.

Pour simplifier les calculs, on décomposera chacun des modes en deux modes TE et TM, respectivement caractérisés par $E_z = 0$ et $H_z = 0$. Il est clair que le caractère complet de la décomposition n'est pas affecté par cette procédure.

Les modes TE_{mn} et TM_{mn} étant respectivement d'amplitudes complexes V'_{mn} et W'_{mn} . Les équations de Maxwell donnent les composantes du champ diffracté par le réseau :

$$\begin{aligned} E'_x &= \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} (V'_{mn} \omega \mu_0 k_y^n + W'_{mn} k_x^m k_z^{mn}) U_d^{mn}(x, y, z) \\ E'_y &= \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} (-V'_{mn} \omega \mu_0 k_x^m + W'_{mn} k_y^n k_z^{mn}) U_d^{mn}(x, y, z) \\ E'_z &= \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} W'_{mn} (k_x^m{}^2 + k_y^n{}^2) U_d^{mn}(x, y, z) \\ H'_x &= \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} (V'_{mn} k_x^m k_z^{mn} - W'_{mn} \omega \varepsilon_0 k_y^n) U_d^{mn}(x, y, z) \\ H'_y &= \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} (V'_{mn} k_y^n k_z^{mn} + W'_{mn} \omega \varepsilon_0 k_x^m) U_d^{mn}(x, y, z) \\ H'_z &= \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{-\infty}^{+\infty} V'_{mn} (k_x^m{}^2 + k_y^n{}^2) U_d^{mn}(x, y, z) \end{aligned} \quad (2)$$

ω est la pulsation de l'onde incidente,
 ε_0 la permittivité absolue du milieu extérieur,
 μ_0 sa perméabilité absolue.

Pour obtenir le champ électromagnétique total à l'extérieur du réseau, il convient d'ajouter le champ incident dont les composantes sont les suivantes :

$$\begin{aligned} E'_{xi} &= E'_i [\sin \varphi_i \sin \alpha_i - \cos \alpha_i \cos \theta_i \cos \varphi_i] U'_i(x, y, z) \\ E'_{yi} &= E'_i [-\cos \alpha_i \cos \theta_i \sin \varphi_i - \cos \varphi_i \sin \alpha_i] U'_i(x, y, z) \\ E'_{zi} &= E'_i \cos \alpha_i \sin \theta_i U'_i(x, y, z) \\ H'_{xi} &= \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} E'_i [-\sin \varphi_i \cos \alpha_i - \sin \alpha_i \cos \theta_i \cos \varphi_i] \\ &\quad \times U'_i(x, y, z) \\ H'_{yi} &= \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} E'_i [-\sin \varphi_i \sin \alpha_i + \cos \varphi_i \cos \alpha_i] \\ &\quad \times U'_i(x, y, z) \\ H'_{zi} &= \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} E'_i \sin \alpha_i \sin \theta_i U'_i(x, y, z) \end{aligned} \quad (3)$$

où :

E'_i est l'amplitude complexe du champ électrique incident.

$$U'_i(x, y, z) = \exp [jk_0 (x \sin \theta_i \cos \varphi_i + y \sin \theta_i \sin \varphi_i + z \cos \theta_i)] \quad (4)$$

2.2. Champ à l'intérieur d'un guide

On ne développera le champ que dans un guide, le champ dans les autres guides pouvant s'en déduire par introduction d'un déphasage.

On utilisera les modes classiques TE et TM des guides rectangulaires. H_{pq} et E_{pq} caractérisent les modes TE_{pq} et TM_{pq} respectivement. Les composantes du champ électromagnétique dans un guide sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned} E_x &= \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} (H_{pq} j \omega \mu k_y^q + E_{pq} j k_x^p k_z^{pq}) \cos k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \times \sin k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right) \exp (j k_z^{pq} z) \\ E_y &= \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} (-H_{pq} j \omega \mu k_x^p + E_{pq} j k_y^q k_z^{pq}) \sin k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \times \cos k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right) \exp (j k_z^{pq} z) \\ E_z &= \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} E_{pq} (k_x^p + k_y^q) \sin k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \times \sin k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right) \exp (j k_z^{pq} z) \\ H_x &= \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} (-H_{pq} j k_x^p k_z^{pq} + E_{pq} j \omega \epsilon k_y^q) \sin k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \times \cos k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right) \exp (j k_z^{pq} z) \\ H_y &= \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} (-H_{pq} j k_y^q k_z^{pq} - E_{pq} j \omega \epsilon k_x^p) \cos k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \times \sin k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right) \exp (j k_z^{pq} z) \\ H_z &= \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} H_{pq} (k_x^p + k_y^q) \cos k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \times \cos k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right) \exp (j k_z^{pq} z) \end{aligned}$$

où :

ϵ est la permittivité absolue du milieu intérieur aux guides,

μ est sa perméabilité absolue,

$$\begin{aligned} k_x^p &= \frac{p\pi}{a_x} & k_y^q &= \frac{q\pi}{a_y} & k &= \omega (\epsilon \mu)^{1/2} \\ k_z^{pq} &= \begin{cases} [k^2 - (k_x^p + k_y^q)^2]^{1/2} & \text{si } k^2 \geq k_x^p + k_y^q \\ -j [(k_x^p + k_y^q)^2 - k^2]^{1/2} & \text{si } k^2 < k_x^p + k_y^q \end{cases} \quad (6) \end{aligned}$$

2.3. Continuité du champ transversal dans le plan du réseau

Les deux décompositions décrites par les systèmes (2), (3) d'une part, et (5) d'autre part, doivent donner, sur l'embouchure de chaque cornet, les mêmes valeurs de champ.

Sur les parois, il suffit d'écrire que les deux composantes E_x et E_y du champ électrique sont nulles.

Les conditions de raccordement dans le plan $z = 0$, sont les suivantes :

$$E'_{x_i} + E'_x = E_x \quad (7)$$

$$E'_{y_i} + E'_y = E_y \quad (8)$$

$$H'_{x_i} + H'_x = H_x \quad (9)$$

$$H'_{y_i} + H'_y = H_y \quad (10)$$

Tenant compte des conditions aux limites, on peut effectuer les quadratures suivantes :

— Multiplier les deux membres des équations (7) et (8) par :

$$\exp (-j k_x'^m x) \exp (-j k_y'^n y)$$

et intégrer sur la surface d'une cellule à gauche et sur celle de l'ouverture d'un cornet à droite.

Cela fournit un système de deux doubles infinités d'équations où figurent à gauche, isolées par les quadratures, les amplitudes V'_{mn} et W'_{mn} des modes externes, et à droite des combinaisons linéaires des amplitudes des modes internes H_{pq} et E_{pq} (équations type (11) et (12)).

— Multiplier les deux membres des équations (9) et (10) par :

$$\sin k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \cos k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right)$$

et

$$\cos k_x^p \left(x + \frac{a_x}{2} \right) \sin k_y^q \left(y + \frac{a_y}{2} \right)$$

respectivement, et intégrer des deux côtés sur l'embouchure d'un cornet.

On obtient alors un système de deux doubles infinités d'équations où figurent, à gauche des combinaisons linéaires des amplitudes modales externes V'_{mn} et W'_{mn} , et à droite, isolées par les quadratures, les amplitudes H_{pq} et E_{pq} des modes internes (équations type (13) et (14)).

Une équation de chacun de ces systèmes est écrite ci-dessous :

$$A'_{ix}{}^{mn} + \alpha_x{}^{mn} V'_{mn} + \beta_x{}^{mn} W'_{mn} = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} \alpha_x{}^{mnpq} H_{pq} + \beta_x{}^{mnpq} E_{pq} \tag{11}$$

$$A'_{iy}{}^{mn} + \alpha_y{}^{mn} V'_{mn} + \beta_y{}^{mn} W'_{mn} = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} \alpha_y{}^{mnpq} H_{pq} + \beta_y{}^{mnpq} E_{pq} \tag{12}$$

$$B'_{ix}{}^{pq} + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \gamma_x{}^{pqmn} V'_{mn} + \delta_x{}^{pqmn} W'_{mn} = \gamma_x{}^{pq} H_{pq} + \delta_x{}^{pq} E_{pq} \tag{13}$$

$$B'_{iy}{}^{pq} + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \gamma_y{}^{pqmn} V'_{mn} + \delta_y{}^{pqmn} W'_{mn} = \gamma_y{}^{pq} H_{pq} + \delta_y{}^{pq} E_{pq} \tag{14}$$

Les quantités $A'_{ix}{}^{mn}$, $A'_{iy}{}^{mn}$, $B'_{ix}{}^{pq}$, $B'_{iy}{}^{pq}$ sont connues et dépendent de l'onde incidente et de la géométrie du réseau.

Les coefficients α , β , γ , δ , sont également connus et ne dépendent que de la direction de l'onde incidente (non de sa polarisation) et de la géométrie du réseau.

3. Résolution

La résolution du système décrit par les équations (11) (12), (13) et (14) ne présente aucune difficulté de principe, si l'on accepte a priori de limiter le nombre de modes tant internes qu'externes pris en considération.

Les V'_{mn} et W'_{mn} tirés de (11) et (12) sont reportés dans (13) et (14) qui deviennent deux systèmes où les inconnues sont les H_{pq} et les E_{pq} .

Après limitation du nombre d'équations, la matrice complexe obtenue est inversée par ordinateur, et l'on obtient les valeurs complexes de H_{pq} et E_{pq} . Ces valeurs sont ensuite reportées dans (11) et (12) qui fournissent les amplitudes complexes V'_{mn} et W'_{mn} .

Les systèmes représentés par (11) (12) (13) et (14), mêmes tronqués, impliquent la conservation de l'énergie qui ne peut donc être utilisée pour étudier la convergence. Pour des cornets de dimensions transversales inférieures à la longueur d'onde, la convergence est rapide et les résultats ne varient plus de manière appréciable pour des nombres de modes internes supérieurs à 12 et externes supérieurs à 25.

La connaissance des amplitudes modales à l'intérieur des guides et à l'extérieur du réseau permet le calcul des coefficients de transmission et de réflexion pour

diverses incidences et polarisations, celui du diagramme d'un cornet en présence des autres, renseignements utiles pour l'étude d'un réseau à très grand nombre d'éléments.

Cependant, l'existence de couplage très progressif due aux modes évanescents externes rend inexacts, comme l'a montré l'expérience, ces résultats pour des réseaux à nombre de cornets moyen ou faible. On a donc été amené à mettre au point une méthode permettant de passer de la réponse du réseau infini à celle d'un réseau fini.

4. Extension au cas du réseau fini

4.1. Principe de la méthode

La réponse d'un réseau infini à une onde plane, a été étudiée ci-avant ; en vertu du principe de superposition, la réponse du même réseau à une combinaison linéaire d'ondes planes, devient calculable.

On utilisera une méthode comparable à celle exposée par ROGER [6] pour appliquer ce principe au passage du réseau infini au réseau fini.

La figure 2 représente un réseau infini couvert d'une plaque de matériau parfaitement absorbant, percée d'une ouverture finie.

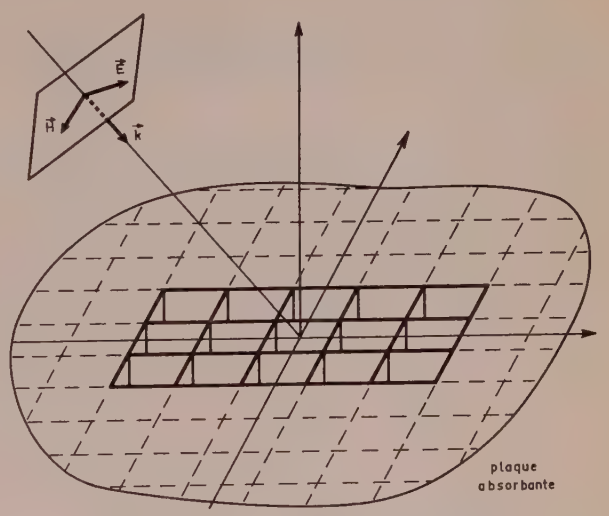


FIG. 2. — Ouverture finie pratiquée sur un réseau infini couvert d'une plaque absorbante.

La réponse d'un tel système à une onde plane, doit être la même que celle du réseau fini correspondant à l'ouverture, à un faisceau de rayons parallèles, l'illuminant entièrement, réponse que l'on cherche à calculer.

De plus, en première approximation, la situation représentée sur la figure 2 est identique à celle qu'on aurait en supprimant la plaque d'absorbant et en remplaçant l'onde plane par un faisceau de rayons parallèles de même direction d'incidence que celle-ci et découpant sur le plan du réseau la même surface que celle qui était découpée dans la plaque.

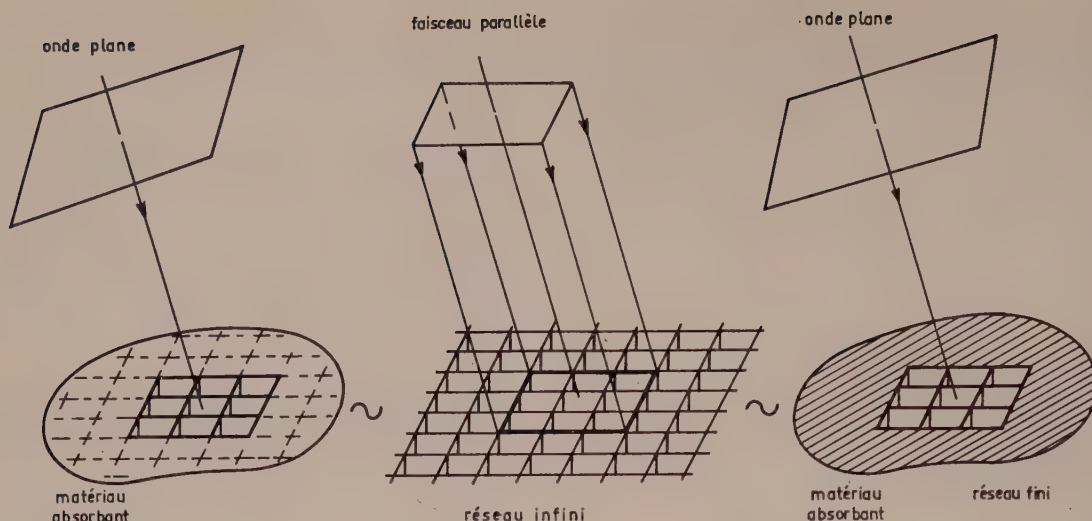


FIG. 3. — Représentations quasi équivalentes pour l'interaction d'une onde plane avec un réseau fini.

Ces équivalences sont schématiquement représentées sur la figure 3.

4.2. Calcul de la réponse du réseau fini à un faisceau parallèle

Si $\vec{e}_i(x/\lambda, y/\lambda)$ et $\vec{h}_i(x/\lambda, y/\lambda)$ représentent la distribution du champ électromagnétique incident sur le plan du réseau.

Si $\vec{\varepsilon}(u, v)$ et $\vec{\mathcal{H}}(u, v)$ sont les vecteurs dont les composantes sont les transformés de Fourier des composantes correspondantes de $\vec{e}_i$ et $\vec{h}_i$, il est connu [6] que le spectre d'ondes planes donnant la même distribution de champ sur le réseau s'obtient par la relation :

$$\vec{E}(u) = \frac{1}{2} \vec{\varepsilon} - \frac{1}{2} \frac{\vec{u} \cdot \vec{\varepsilon}}{\vec{u} \cdot \vec{n}} \vec{n} - \frac{1}{2} \left(\frac{\mu_0}{\varepsilon_0} \right)^{1/2} \frac{\vec{n} \wedge \vec{\mathcal{H}} - (\vec{n} \wedge \vec{\mathcal{H}} \cdot \vec{u}) \vec{u}}{\vec{u} \cdot \vec{n}} \quad (15)$$

où :

$\vec{u}$ est le vecteur unitaire de la direction d'incidence,

$\vec{E}(u)$ la champ électrique de l'onde plane correspondante,

$\vec{n}$ est le vecteur unitaire de la normale sortante au réseau.

En appliquant la relation (15) à un faisceau de vecteurs d'incidence, $\vec{u}_i$ défini comme sur la figure 1 par les angles φ_i , θ_i et α_i , et illuminant sur le réseau une surface rectangulaire de côtés Ax et Ay suivant les axes Ox et Oy , on obtient facilement le spectre d'onde plane équivalent à un tel faisceau [11].

Pour une polarisation quelconque, les résultats sont complexes. On fera les calculs dans le cas simple d'un

faisceau TM d'incidence parallèle au plan $x = 0$, d'angle d'incidence θ_i ; dans ces conditions, on trouve le spectre suivant :

$$\begin{aligned} E_x(u) &\equiv 0 \\ E_y(u) &= \frac{1}{2} \frac{\sin[\pi(v-v_i)Ay/\lambda]}{\pi(v-v_i)} \cos \theta \left(1 + \frac{\cos \theta_i}{\cos \theta} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

$$E_z(u) = \frac{1}{2} \frac{\sin[\pi(v-v_i)Ay/\lambda]}{\pi(v-v_i)} \sin \theta \left(1 + \frac{\cos \theta_i}{\cos \theta} \right)$$

où : $v = \sin \theta$, $v_i = \sin \theta_i$.

On posera :

$$F(v-v_i) = \frac{\sin[\pi(v-v_i)Ay/\lambda]}{\pi(v-v_i)}.$$

Si l'on connaît la réponse $T_{in}(v_i)$ du réseau infini à une onde plane TM d'angle d'incidence θ_i , on obtiendra, par superposition, celle du réseau fini $T_f(v_i)$ par l'opération :

$$T_f(v_i) \simeq \int_{-1}^1 \frac{1}{2} F(v-v_i) \left[1 + \frac{(1-v_i^2)^{1/2}}{(1-v^2)^{1/2}} \right] T_{in}(v) dv. \quad (17)$$

On fait une approximation en limitant le domaine d'intégration à $[-1, 1]$ ce qui revient à ne considérer que des directions d'incidence réelles, ce qui est d'autant plus valable que les dimensions du réseau sont grandes devant la longueur d'onde et c'est le cas le plus fréquent. Les résultats sont également faussés quand θ_i s'approche de $\pi/2$, comme on le verra plus loin en comparant les résultats théoriques et expérimentaux.

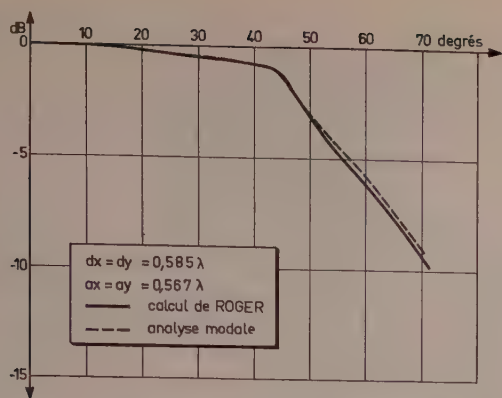


FIG. 4. — Diagramme élémentaire plan H . Réseau infini.

On obtient en plan H , une relation similaire à (17). L'étude dans les plans intermédiaires est plus complexe, mais faisable.

5. Résultats

On a étudié le cas d'un réseau de cornets, à maille carrée de pas, $dx = dy = 0,585 \lambda$. Les dimensions intérieures des cornets sont $a_x = a_y = 0,567 \lambda$.

5.1. Réseau infini

L'étude a été faite en plan H , en plan E et dans les plans à 45° . La figure 4 montre le diagramme plan H d'un élément en présence des autres, les cornets étant vides. Les résultats sont les mêmes que ceux de ROGER [6] calculés pour un réseau unidimensionnel.

La figure 5 montre la répartition modale de la puissance diffractée pour une puissance incidente de 1. L'apparition du mode $[-1, 0]$ se fait à 45° d'incidence et correspond, à l'émission, à l'apparition du lobe du réseau. Ces calculs sont faits en plan H .

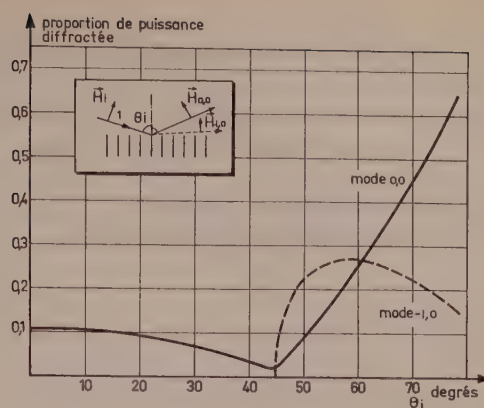


FIG. 5. — Puissance dans les modes diffractés plan H . Réseau infini.

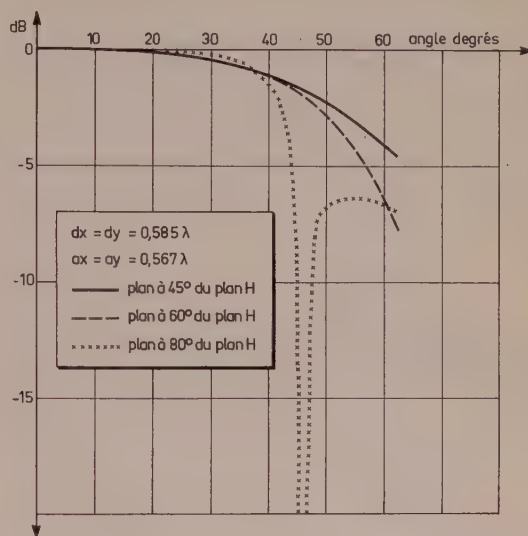


FIG. 6. — Diagrammes élémentaires plans obliques. Réseau infini.

La figure 6 montre le diagramme élémentaire dans des plans normaux au réseau faisant des angles de 45° , 60° , 80° respectivement avec le plan H .

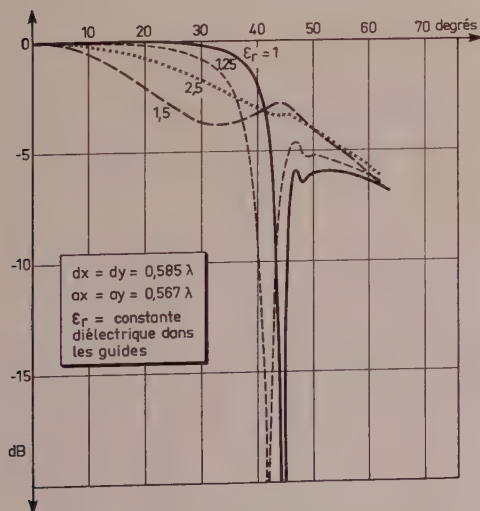


FIG. 7. — Diagrammes élémentaires plan E . Réseau infini.

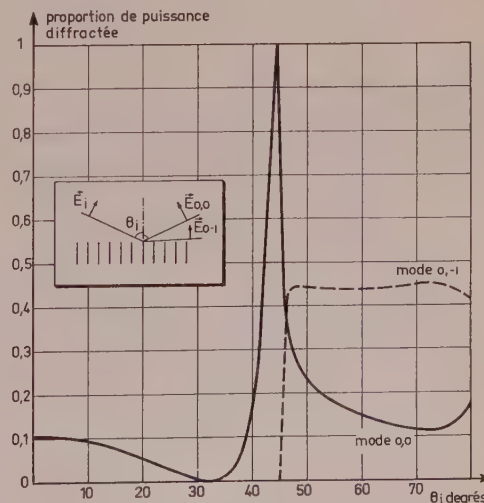


FIG. 8. — Puissance dans les modes diffractés plan E . Réseau infini.

La figure 7 montre un certain nombre de diagrammes élémentaires en plan E pour différentes constantes diélectriques dans les guides. La figure 8 montre les répartitions modales de puissance diffractée en plan E .

Il est à noter que la crevasse présente pour $\epsilon_r = 1$ et $\epsilon_r = 1,25$ (ϵ_r est la permittivité relative dans les guides), disparaît pour des constantes plus élevées au détriment du coefficient de transmission du réseau.

5.2. Réseau fini

Un réseau de 169 cornets carrés a été réalisé avec des éléments ayant les dimensions indiquées ci-avant. Une photographie de cette maquette est donnée sur la figure 9.

La figure 10 montre les diagrammes plan H mesurés et calculés. La figure 11 montre les diagrammes plan E .

Le coefficient de réflexion du réseau a également été mesuré en plans H et E . Les résultats théoriques et expérimentaux sont comparés sur les figures 12 et 13.

Des mesures effectuées sur un réseau carré de 25 sources ont également donné des résultats concordant avec ceux des calculs. La coïncidence est cependant

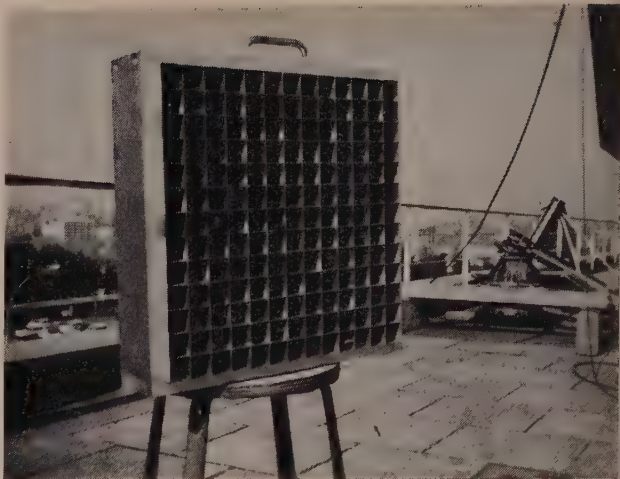


FIG. 9. — Maquette d'un réseau à $13 \times 13 = 169$ cornets carrés.

moins bonne que pour le réseau 13×13 en raison de la limitation à des angles réels du spectre du faisceau incident.

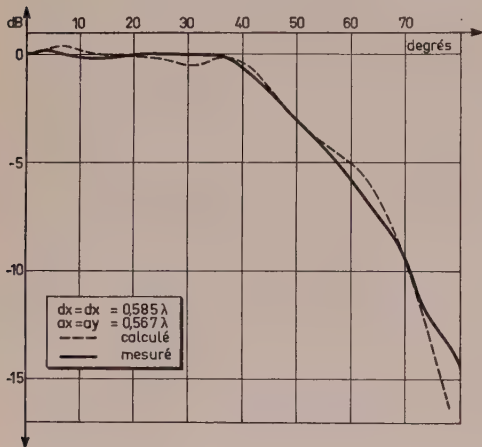


FIG. 10. — Diagramme élémentaire plan H . Réseau 13×13 .

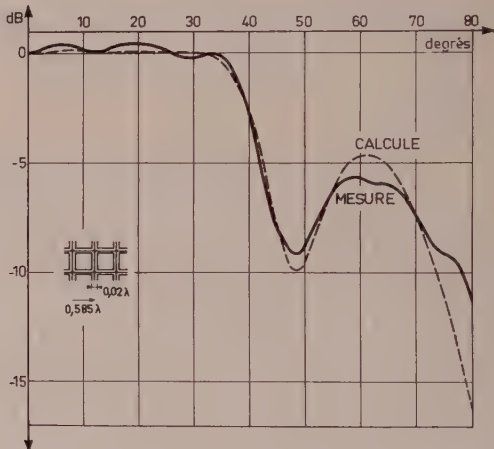


FIG. 11. — Diagramme élémentaire plan E . Réseau 13×13 éléments

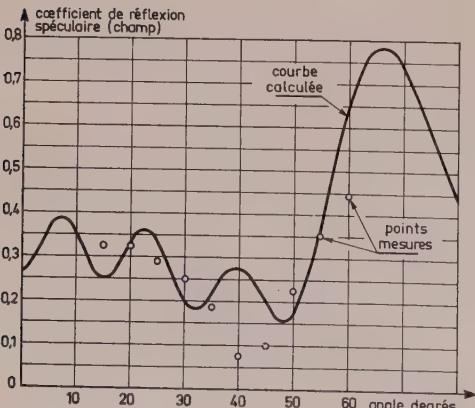


FIG. 12. — Réflexion spéculaire plan H . Réseau 13×13
 $dx = dy = 0,585 \lambda$, $ax = ay = 0,567 \lambda$.

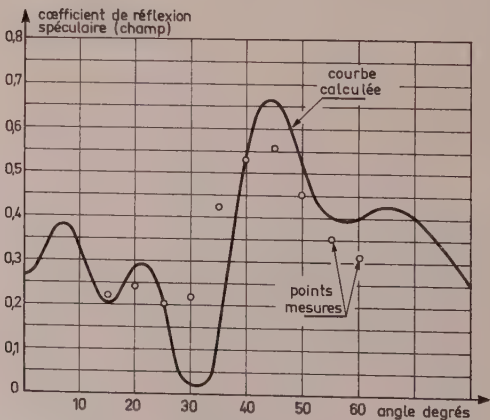


FIG. 13. — Réflexion spéculaire plan E . Réseau 13×13
 $dx = dy = 0,585 \lambda$, $ax = ay = 0,567 \lambda$.

Cette approximation limite certainement le domaine d'application de la méthode, et il semblerait souhaitable de perfectionner le procédé pour permettre le passage d'une géométrie infinie à une ouverture finie de dimensions quelconques.

6. Conclusion

Cette méthode d'analyse des réseaux infinis à la réception permet de prévoir, avec une bonne précision, quel sera le comportement d'un réseau comportant un grand nombre de cornets. Elle met, en particulier, en évidence le phénomène d'aveuglement en plan *E* et permet d'en étudier les variations avec certains paramètres du réseau. Par ailleurs, elle fournit la répartition du champ réfléchi, ce qui est particulièrement utile si le réseau est destiné à être illuminé par une source primaire (réseau réflecteur actif, lentille).

La méthode de passage de la réponse d'un réseau infini à celle d'un réseau fini, peut s'appliquer à des réseaux d'éléments quelconques. L'analyse du cas infini étant généralement plus simple, le procédé présenté ici peut avoir des applications nombreuses.

Dans le cas d'un réseau de guides carrés, la méthode a donné une précision comparable à celle des mesures.

7. Remerciements

L'auteur tient à remercier Monsieur le Professeur E. ROUBINE ainsi que M. S. DRABOWITCH, Chef du Service Antennes à la Compagnie THOMSON-CSF, pour l'aide appréciable qu'ils lui ont apportée.

Il remercie également M. J. ROGER, Ingénieur à la Compagnie THOMSON-CSF, pour les utiles suggestions qu'il lui a faites.

Bibliographie

- [1] GALINDO V. and WU C.P. — Numerical solution for an infinite phased array of rectangular waveguides with thick walls. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-14, March 1966, pp. 149-157.
- [2] FARELL G.F. Jr and KUHN D.H. — Mutual coupling in infinite planar arrays of rectangular waveguide Horns. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. AP-16, July 1968, pp. 405-414.
- [3] DIAMOND B.L. — Resonance phenomena in waveguide arrays. *IEEE AP International Symposium Digest* 1967, pp. 110-115.
- [4] GREGORWICH W.S., HESSEL A., KNITTEL G.H. and OLINER A.A. — A waveguide simulator for the determination of phased array resonance. *IEEE G - AP International Symposium Digest*, pp. 134-141, September 1968.
- [5] HANNAN P.W. — Discovery of an array surface wave in a simulator. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. AP-15, pp. 574-576, July 1967.
- [6] ROGER J. — Antenne réseau à balayage programmable. Compagnie Française Thomson-Houston. Rapport interne CFTH, septembre 1967.
- [7] KNITTEL G.H. and OLINER A.A. — Element pattern nulls in phased arrays and their relation to guided waves. *Proceeding IEEE*, vol. 56, pp. 1822-1836, November 1968.
- [8] OLINER A.A. — On blindness in large phased arrays. *URSI Symposium on Electromagnetic waves. Alta Frequenzia*, vol. 28, n° spécial, Maggio 1969.
- [9] DIAMOND B.L. — Small arrays. Their analysis and their use for the design of array elements. *Polytechnic institute of Brooklyn 1970. Phased array antenna symposium digest*, pp. 52-54.
- [10] COLLIN R.E., ZUCKER F.J. — *Antenna theory*, Part II, pp. 186-187.
- [11] PAPOULIS A. — *System and Transform with applications to optics*. McGraw-Hill 1968, pp. 328 ssq.

Antoine ROEDERER, né en 1943. Ing. Radio ESE, Master of Science University of Colifornia Berkeley. Ingénieur à la Compagnie Thomson C.S.F. Division R.S., 1, rue des Mathurins, BP n° 10, 92-Bagneux. Tél. 655.11.22.



Thomson-CSF

Circuits passe-tout actifs

Résumé

L'auteur décrit tout d'abord plusieurs circuits passe-tout en précisant pour chacun la transmittance et les éléments de synthèse, puis il passe en revue quelques applications avec exemples de réalisations : lignes à retard, correcteurs de phase et déphaseur large bande.

1. Introduction

La transmittance d'un circuit passe-tout est de la forme $T = e^{j\varphi(\omega)}$ à un coefficient constant près. C'est un déphaseur pur.

$$T_1 = \frac{1 - p\tau}{1 + p\tau},$$

est la transmittance d'un circuit du premier ordre.

$$T_2 = \frac{1 - 2\epsilon p\tau + p^2\tau^2}{1 + 2\epsilon p\tau + p^2\tau^2}$$

est la transmittance d'un circuit du second ordre.

Quel que soit n , T_n peut toujours se mettre sous la forme d'un produit de rT_1 par $sT_2/2$ tels que $r+s=n$, T_1 et T_2 sont donc les transmittances de base.

Les réalisations en circuits passifs sont connues, les figures 1, 2, et 3 en sont quelques exemples ; toutes nécessitent l'emploi de bobinages.

L'emploi de circuits actifs permet de s'en affranchir et de n'utiliser, avec l'amplificateur, que des résis-

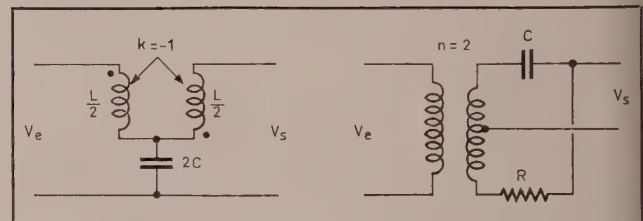


FIG. 1 et 2. — Circuits passe-tout passifs d'ordre 1.

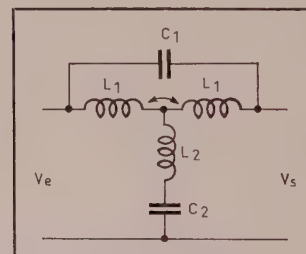


FIG. 3. — Circuit passe-tout passif d'ordre 2.

tances et des condensateurs. Les limitations viennent des amplificateurs ; ici, nous les supposons parfaits, c'est-à-dire gain infini, impédance d'entrée infinie, impédance de sortie nulle.

2. Circuits passe-tout du premier ordre [1, 2, 3, 4, 5]

Ce sont les circuits représentés sur les figures 4, 5, 6, 7 et 8.

$$T_{(4)} = T_{(5)} = T_{(7)} = \frac{1 - pRC}{1 + pRC},$$

$$T_{(6)} = (1+k) \frac{1-pRC}{1+pRC},$$

$$T_{(8)} = \frac{k}{1+k} \frac{1-pRC}{1+pRC}.$$

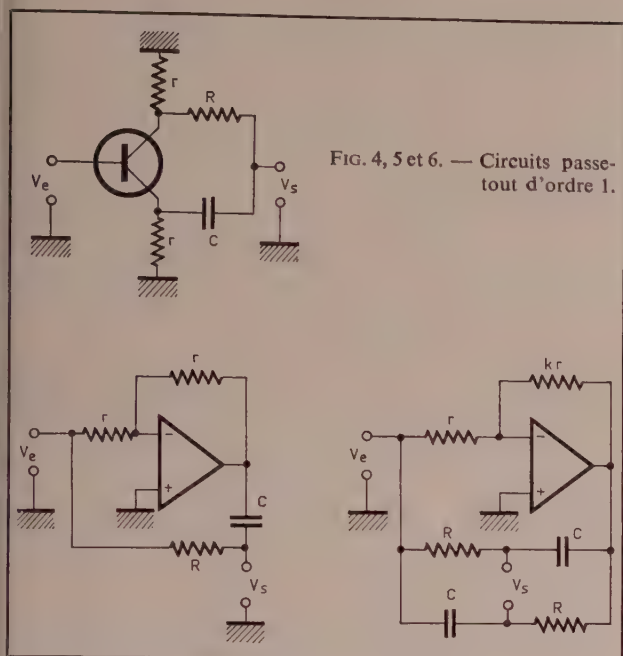


FIG. 4, 5 et 6. — Circuits passe-tout d'ordre 1.

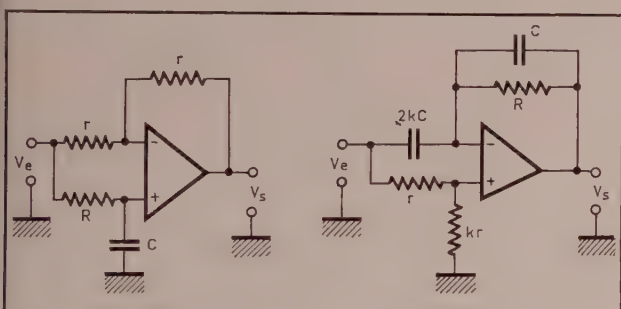


FIG. 7 et 8. — Circuits passe-tout d'ordre 1

Les circuits 4, 5 et 6 sont les transpositions en circuits actifs du circuit passif 2, l'amplificateur sert à créer une tension en opposition de phase avec V_e .

Les circuits 7 et 8 découlent du fait que $\frac{1-p\tau}{1+p\tau}$ peut se mettre sous les formes :

$$\frac{2}{1+p\tau} - 1 \quad \text{et} \quad 1 - \frac{2p\tau}{1+p\tau}.$$

3. Circuits passe-tout du second ordre [1, 6, 7]

$$T = \frac{1-2\varepsilon p\tau + p^2\tau^2}{1+2\varepsilon p\tau + p^2\tau^2}.$$

Ces circuits sont intéressants car susceptibles de nombreuses applications : lignes à retard ($\varepsilon \sim \sqrt{3}/2$), déphaseurs large bande ($\varepsilon \sim \sqrt{2}$), correcteurs de phase.

Les figures 9 à 17 représentent des circuits électriques simples à réaliser quel que soit ε dont voici les transmittances et des solutions possibles (notation $\tau_n = R_n C_n$).

● Circuit de la figure 9.

$$T = \frac{k}{k+1} \frac{1-p \left(\frac{R_3 C_1}{k} - R_3 C_2 - 2\tau_2 \right) + p^2 R_3 C_2 \tau_2}{1+2p\tau_2 + p^2 R_3 C_2 \tau_2}$$

avec $\tau_1 = 2\tau_2$.

$$R_1 = \frac{2\varepsilon R}{k(1+4\varepsilon^2)}, \quad C_1 = k(1+4\varepsilon^2) C,$$

$$R_2 = \varepsilon R, \quad C_2 = C, \quad R_3 = \frac{R}{\varepsilon}.$$

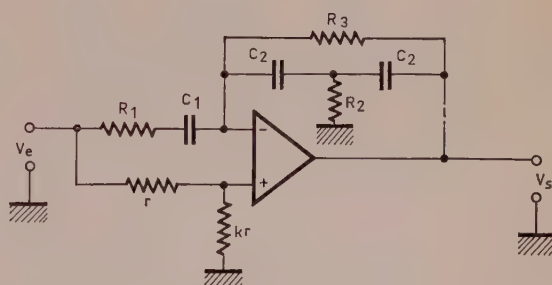


FIG. 9. — Passe-tout ordre 2

● Circuit de la figure 10. Dérivé du précédent si l'on dispose de $+V_e$ et $-V_e$.

$$T = k \frac{1-p(R_4 C_1 - \tau_4 - 2\tau_2) + 2p^2 \tau_2 \tau_4}{1+2p\tau_2 + p^2 R_3 C_2 \tau_2}$$

$$R_1 = \frac{2\varepsilon R}{\frac{1}{2} + 4\varepsilon^2}, \quad C_1 = \left(\frac{1}{2} + 4\varepsilon^2 \right) C,$$

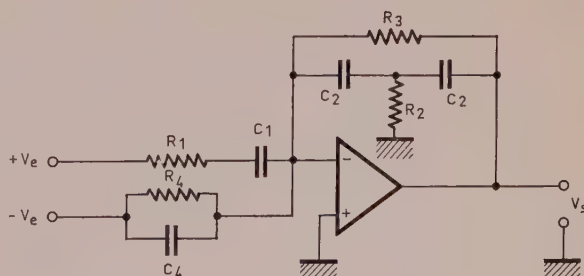


FIG. 10. — Passe-tout ordre 2

$$R_2 = k\varepsilon R, \quad C_2 = \frac{C}{k},$$

$$R_3 = \frac{kR}{\varepsilon}, \quad R_4 = \frac{R}{\varepsilon}, \quad C_4 = \frac{C}{2},$$

avec : $k = \frac{R_3}{R_4}, \quad \tau_1 = 2\tau_2.$

● Circuit de la figure 11.

$$T = \frac{k}{k+1} \frac{1 - p \left(\frac{\tau_2}{k} - \tau_1 - R_1 C_2 \right) + p^2 \tau_1 \tau_2}{1 + p(\tau_1 + R_1 C_2) + p^2 \tau_1 \tau_2}$$

$$R_1 = R, \quad C_1 = \frac{C}{4\varepsilon k},$$

$$R_2 = \frac{4\varepsilon k R}{2\varepsilon - \frac{1}{4\varepsilon k}}, \quad C_2 = \left(2\varepsilon - \frac{1}{4\varepsilon k} \right) C.$$

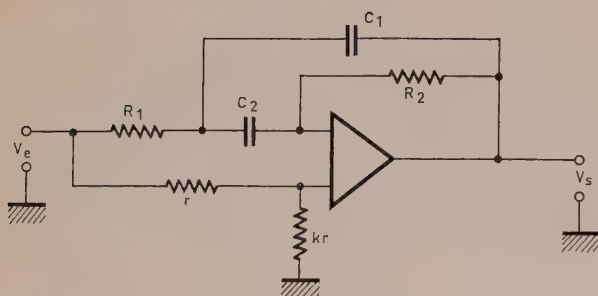


FIG. 11. — Passe-tout ordre 2

● Circuit de la figure 12. Dérivé du précédent si l'on dispose de $+V_e$ et $-V_e$.

$$T = k \frac{1 - p \left(\frac{\tau_2}{k} - \tau_1 - \tau_3 - R_1 C_2 \right) + p^2 (\tau_1 \tau_3 + R_1 C_2 \tau_3)}{1 + p(\tau_1 + R_1 C_2) + p^2 \tau_1 \tau_2}$$

$$R_1 = \frac{R}{4\varepsilon + \frac{1}{2\varepsilon} \left[2\varepsilon - \frac{1}{k \left(4\varepsilon + \frac{1}{2\varepsilon} \right)} \right]},$$

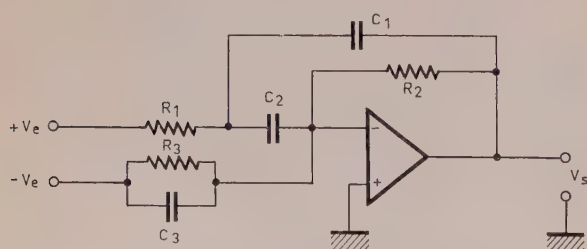


FIG. 12. — Passe-tout ordre 2

$$C_1 = \frac{C}{k \left[2\varepsilon - \frac{1}{k \left(4\varepsilon + \frac{1}{2\varepsilon} \right)} \right]},$$

$$R_2 = kR, \quad C_2 = \left(4\varepsilon + \frac{1}{2\varepsilon} \right) C,$$

$$R_3 = R, \quad C_3 = \frac{C}{2\varepsilon}.$$

● Circuit de la figure 13.

$$T = \frac{1 - p(R_3 C_1 + R_3 C_2 - \tau_2) + p^2 \frac{R_3 C_1 \tau_2}{2}}{1 + p(\tau_2 + R_3 C_1 - R_3 C_2) + p^2 \frac{R_3 C_1 \tau_2}{2}}$$

$$R_1 = \frac{R}{2\varepsilon}, \quad C_1 = C, \quad R_2 = 2\varepsilon R, \quad C_2 = \frac{C}{2\varepsilon^2}, \quad R_3 = 2\varepsilon R,$$

avec $\tau_2 = 2\tau_1.$

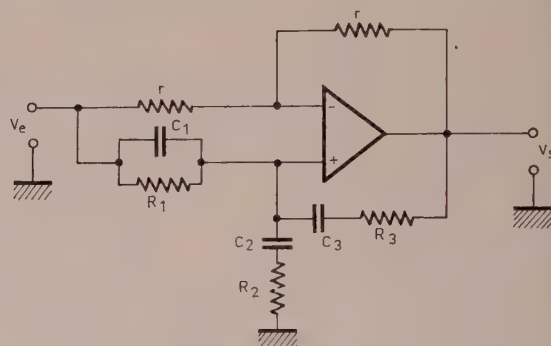


FIG. 13. — Passe-tout ordre 2

● Circuit de la figure 14.

$$T = \frac{1 - p(R_3 C_1 + R_3 C_2 - 2\tau_1) + p^2 R_3 C_1 \tau_1}{1 + p(2\tau_1 + R_3 C_2 - R_3 C_1) + p^2 R_3 C_1 \tau_1}$$

$$R_1 = \frac{R}{\sqrt{2}}, \quad C_1 = C, \quad R_3 = R\sqrt{2},$$

$$R_2 = \frac{R}{\varepsilon}, \quad C_2 = \varepsilon\sqrt{2}C, \quad \tau_2 = 2\tau_1$$

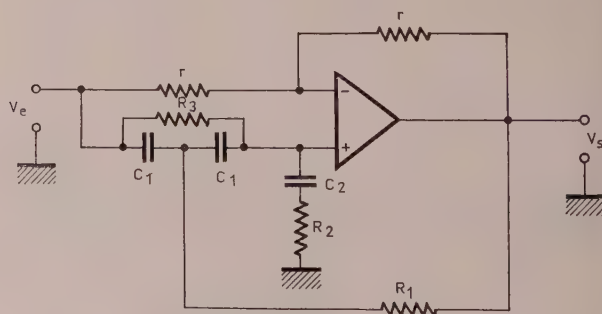


FIG. 14. — Passe-tout ordre 2

● Circuit de la figure 15.

$$T = \frac{1 - p(R_1 C_2 + R_1 C_3 - \tau_1 - \tau_2) + p^2 \tau_1 \tau_2}{1 + p(R_1 C_2 + \tau_1 + \tau_2 - R_1 C_3) + p^2 \tau_1 \tau_2},$$

$$R_1 = R, \qquad C_1 = C,$$

$$R_2 = \frac{R}{2\varepsilon}, \qquad C_2 = 2\varepsilon C,$$

$$R_3 = \frac{R}{2}, \qquad C_3 = 2C,$$

avec $\tau_2 = \tau_3$.

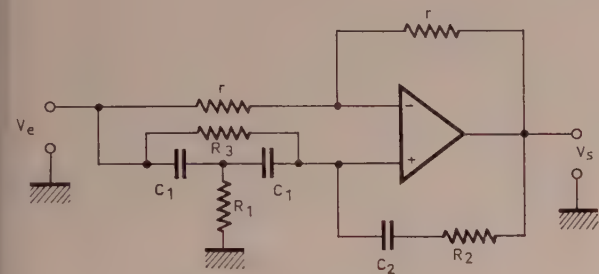


FIG. 15. — Passe-tout ordre 2

● Circuit de la figure 16.

$$T = \frac{1 + k - p[(1 + k)(R_1 C_2 - \tau_1) - \tau_2] + p^2 \tau_1 \tau_2}{1 + k + p[\tau_1(1 + k) + R_1 C_2 + \tau_2 - k R_1 C_2] + p^2 \tau_1 \tau_2}$$

avec : $k = \frac{R_2}{R_3},$

$$R_1 = R, \qquad C_1 = C,$$

$$R_2 = \frac{R}{2\varepsilon}, \qquad C_2 = 2C(1 + \varepsilon), \qquad R_3 = \frac{R}{2}.$$

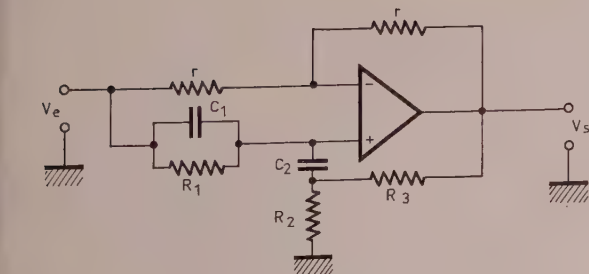


FIG. 16. — Passe-tout ordre 2

● Circuit de la figure 17.

$$T = \frac{A}{1 + k} \frac{1 - p(k R_1 C_2 - \tau_1 - \tau_2) + p^2 \tau_1 \tau_2}{1 + p(\tau_1 + \tau_2 + R_1 C_2 - A R_1 C_2) + p^2 \tau_1 \tau_2}.$$

Si l'on choisit $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$ les paramètres agissant sur les valeurs de τ et ε deviennent indépendants. C'est un avantage si plusieurs cellules correctrices de phase sont mises en série.

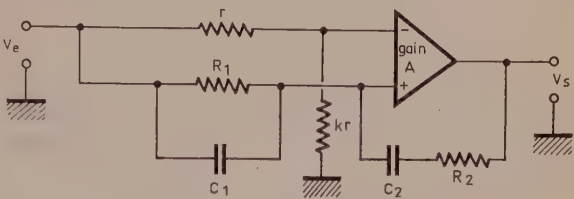


FIG. 17. — Passe-tout ordre 2

4. Applications, réalisations

4.1. Lignes à retard

φ étant l'argument de T_2 , le retard de groupe d'une cellule est :

$$r = - \frac{d\varphi}{d\omega} = 4\varepsilon\tau \frac{1 + \omega^2\tau^2}{(1 - \omega^2\tau^2)^2 + 4\varepsilon^2\omega^2\tau^2}.$$

Le retard le plus « plat » correspond à : $\varepsilon = \sqrt{3}/2$. r étant le retard en secondes, B la bande de fréquences pour laquelle r reste à l'intérieur d'une fourchette $\pm \delta \%$, on peut obtenir :

$$B \cdot r = \frac{1,24}{\pi} \quad \text{pour } \delta = 5 \% \quad \text{et } \varepsilon = 0,793,$$

$$B \cdot r = \frac{1,1}{\pi} \quad \text{pour } \delta = 3 \% \quad \text{et } \varepsilon = 0,811,$$

$$B \cdot r = \frac{0,83}{\pi} \quad \text{pour } \delta = 1 \% \quad \text{et } \varepsilon = 0,835.$$

Nous avons réalisé la cellule $\varepsilon = \sqrt{3}/2$, $1/2\pi\tau = 15,9 \text{ kHz}$, le circuit et la courbe de retard sont représentés sur les figures 18 et 19.

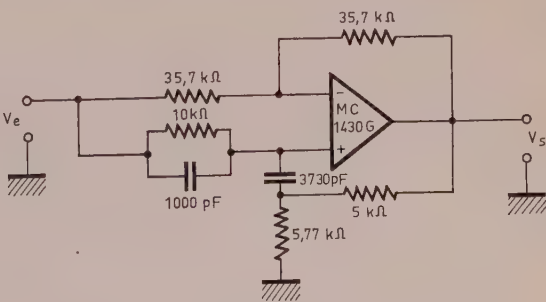


FIG. 18. — Cellule de ligne à retard réalisation.

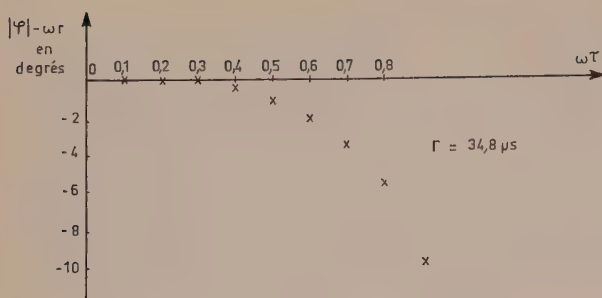


FIG. 19. — Courbe de phase de la cellule 18.

Si l'on désire réaliser un retard R dans une bande de fréquence B , on peut, soit disposer plusieurs cellules de ce type en cascade, le nombre nécessaire étant le rapport R/r , soit synthétiser ce retard par l'utilisation de cellules à ε et τ différents, le nombre de cellules sera, dans ce cas, légèrement supérieur à $B \cdot R$ car

$$\int_0^\infty r df = 1.$$

4.2. Correcteurs de phase

Le réseau de courbes de la figure 20 donnant $-d\phi/d\omega$ en fonction de $\omega\tau$ est utilisé pour ce type d'application.

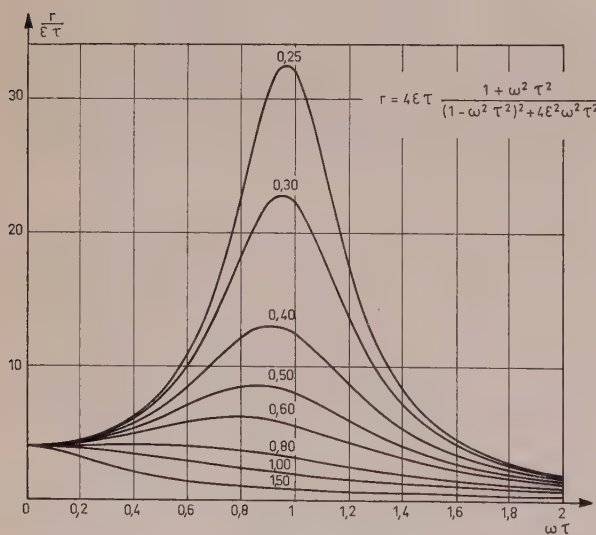


FIG. 20.

Nous avons réalisé un correcteur de phase corrigeant à $\pm 3^\circ$ la distorsion de phase d'un filtre passe-bas du type $1/(1+p\tau_c)^4$ jusqu'au triple de sa fréquence de coupure.

$1/2\pi\tau_c = 25$ kHz. Le correcteur se compose de trois cellules.

$$\varepsilon = 0,42 \quad \frac{\tau_c}{\tau_1} = 1,55$$

$$\varepsilon = 0,27 \quad \frac{\tau_c}{\tau_2} = 2,6 \quad \varepsilon = 0,16 \quad \frac{\tau_c}{\tau_3} = 3,4$$

Les circuit et courbe de phase sont représentés sur les figures 21 et 22.

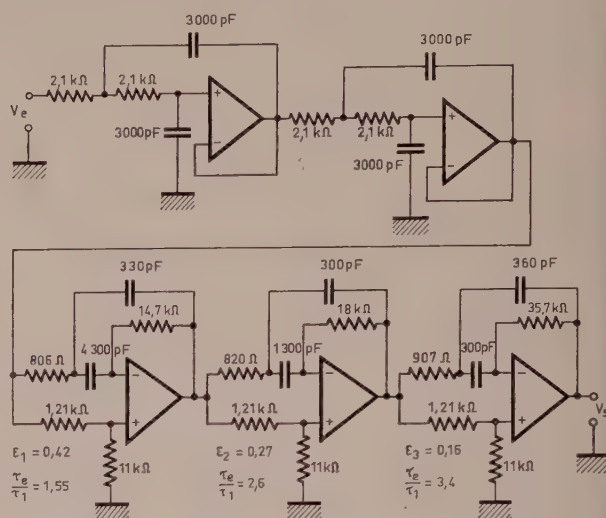


FIG. 21. — Filtre + correcteur de phase réalisation.

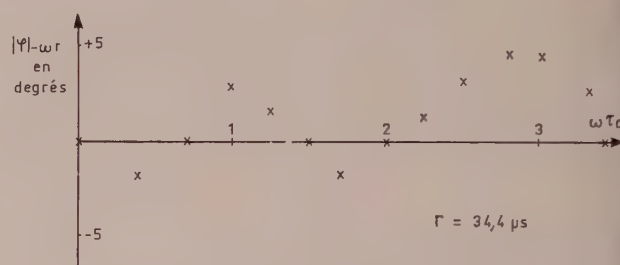


FIG. 22. — Courbe de phase du circuit 21.

4.3. Déphaseur large bande

Il s'agit, à partir d'une tension V , de créer les deux tensions $Ve^{j\phi(\omega)}$ et $Ve^{j[\phi(\omega) - \phi]}$ où ϕ est indépendant de la fréquence dans la plus grande bande possible.

Si les transmittances

$$T_1 = \rho e^{j\phi_1} \quad \text{et} \quad T_2 = \rho e^{j\phi_2}$$

sont telles que $\phi_1 = A \ln \omega\tau_1 + B$ et $\phi_2 = A \ln \omega\tau_2 + B$ nous aurons $\phi_2 - \phi_1 = A \ln \tau_2/\tau_1$ indépendant de la fréquence.

Pour un circuit passe-tout du second ordre :

$$\begin{aligned} -\frac{d\phi}{d(\omega\tau)} &= 4\varepsilon \frac{1 + \omega^2\tau^2}{(1 - \omega^2\tau^2)^2 + 4\varepsilon^2\omega^2\tau^2} \\ &= 4\varepsilon \frac{2 + 2x + x^2}{x^2(2+x)^2 + 4\varepsilon^2(1+x)^2} \end{aligned}$$

avec $\omega\tau = 1 + x$.

Le développement en série s'écrit :

$$-\frac{d\varphi}{d(\omega\tau)} = \frac{2}{\varepsilon} \left[1 - x + x^2 \left(\frac{3}{2} - \frac{1}{\varepsilon^2} \right) - x^3 \left(2 - \frac{2}{\varepsilon^2} \right) + \dots \right. \\ \left. + x^4 \left(\frac{5}{2} - \frac{15}{4\varepsilon^2} + \frac{1}{\varepsilon^4} \right) - x^5 \left(3 - \frac{25}{4\varepsilon^2} + \frac{1}{\varepsilon^4} \right) + \dots \right]$$

$$-\frac{d\varphi}{d(\omega\tau)} = \frac{2}{\varepsilon} \left[1 - x + x^2 - x^3 + \frac{7}{8}x^4 - \frac{1}{8}x^5 + \dots \right]$$

si $\varepsilon = \sqrt{2}$.

C'est, au 4^e ordre près, le développement en série de $1/(1+x)$, donc, pour $\varepsilon = \sqrt{2}$ et autour de $\omega\tau = 1$:

$$|\varphi| \sim \frac{2}{\varepsilon} \ln \omega\tau + \pi.$$

Considérons maintenant deux circuits passe-tout :

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi_1}{2} = -\frac{2\varepsilon\omega\tau_1}{1-\omega^2\tau_1^2} \quad \text{et} \quad \operatorname{tg} \frac{\varphi_2}{2} = -\frac{2\varepsilon\omega\tau_2}{1-\omega^2\tau_2^2}.$$

Appelons :

$$X = \omega \sqrt{\tau_1\tau_2}, \quad \alpha = \frac{\tau_1}{\tau_2}, \quad k = 4\varepsilon^2 - \alpha - \frac{1}{\alpha} :$$

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} = \operatorname{tg} \frac{\phi}{2} \\ = 2\varepsilon \sqrt{4\varepsilon^2 - k - 2} \frac{X(1+X^2)}{1+kX^2+X^4}.$$

Si $k \leq 6$, cette expression comporte un maximum pour $X = 1$ et si $k > 6$, deux maximums pour :

$$X^2 = \frac{k-4 \pm \sqrt{(k-4)^2 - 4}}{4}$$

$k = 6$ correspond au cas « critique » de la bande la plus large à ondulation nulle. Il est à noter que $k = 6$ et $\alpha = 1$ pour $\varepsilon = \sqrt{2}$.

Nous pouvons tracer des courbes universelles (fig. 23) paramétrées en k , représentant :

$$\frac{\operatorname{tg} \frac{\phi}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\phi_0}{2}} = \frac{k+2}{2} \frac{X(1+X^2)}{1+kX^2+X^4}$$

ϕ_0 correspondant à $X = 1$.

La méthode d'utilisation est la suivante :

Pour un déphaseur ϕ_0 , k est choisi en fonction de la bande de fréquence à couvrir et de l'ondulation admissible.

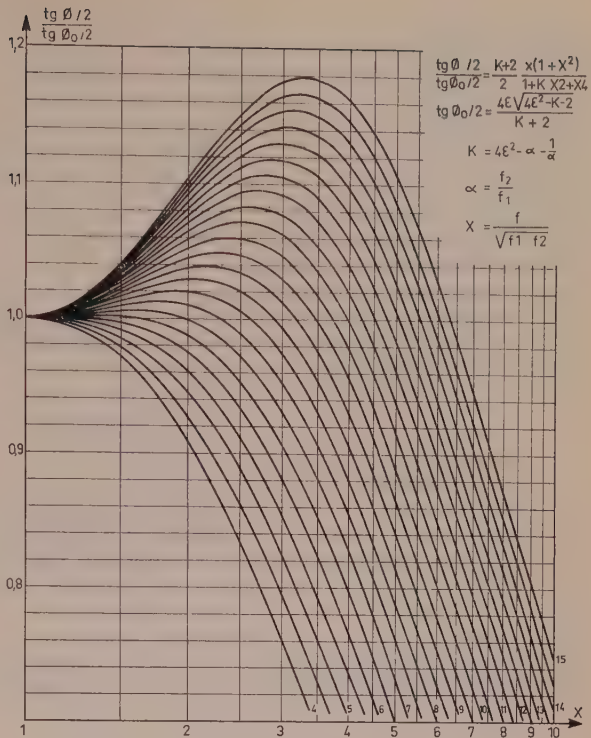


FIG. 23.

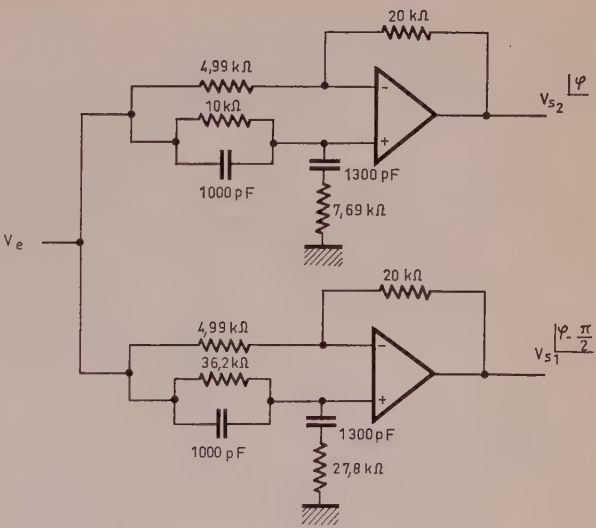


FIG. 24. — Déphaseur $\pi/2$. Réalisation.

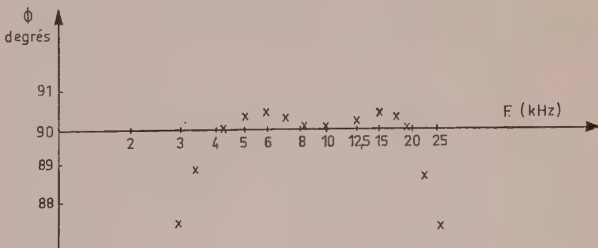


FIG. 25. — Courbe de phase du déphaseur de la figure 24.

ε est donné par :

$$\operatorname{tg} \frac{\phi_0}{2} = \frac{4\varepsilon \sqrt{4\varepsilon^2 - k - 2}}{k + 2},$$

α est donné par :

$$k = 4\varepsilon^2 - \alpha - \frac{1}{\alpha}.$$

Si les fréquences limites de bande sont f' et f'' , les fréquences caractéristiques des deux circuits passe-tout réalisant le déphaseur sont :

$$f_1 = \sqrt{\alpha f' f''} \quad \text{et} \quad f_2 = \sqrt{\frac{f' f''}{\alpha}}.$$

● Exemple :

Si $\phi_0 = 90^\circ$, l'ondulation δ en fonction de la largeur de bande est la suivante :

- 3 octaves $\rightarrow \delta < \pm 0,8^\circ$ pour $k = 8,3$,
- 4 octaves $\rightarrow \delta < \pm 2^\circ$ pour $k = 10,5$,
- 5 octaves $\rightarrow \delta \sim \pm 4^\circ$ pour $k = 13,8$.

Les figures 24 et 25 donnent les circuit et courbe de phase de la réalisation d'un déphaseur $\pi/2$.

$$k = 7, \quad \alpha = 3,58, \quad \varepsilon = 1,65, \quad f_0 = 8,35 \text{ kHz.}$$

Si l'on désire une ondulation symétrique autour de 90° , il convient de choisir $\phi_0 \sim 90 - |\delta|$.

Bibliographie

- [1] PONSONBY J.E.B. — Active all-pass filter using a differential operational amplifier. *Electronic Letters*, vol. 2, pp. 134-135, avril 1966.
- [2] GANGULY U.S. — An inductorless all-pass phase shifter. *Proc. IEEE*, vol. 54, pp. 1462-1463, octobre 1966.
- [3] ALLEMANDOU P. — R C All-pass. *Proc. IEEE*, vol. 55, p. 1752, octobre 1967.
- [4] LEHR W.L. — Integrated circuit operational amplifier replaces audio transformer in zero to 360° phase shifter. *Proc. IEEE*, vol. 55, p. 1653, septembre 1967.
- [5] GENIN R. — Realization of an all-pass transfer function using operational amplifier, octobre 1968.
- [6] HOLT A.G.J. — Active all-pass section. *Proc. IEE*, vol. 114, pp. 1871-1872, décembre 1967.
- [7] TERAMOTO. — R C Active all-pass using Wien bridge and differential amplifier. *Proc. IEEE*, vol. 57, pp. 1792-1793, octobre 1969.

G. POSSÈMÉ, Ingénieur à la division « Acoustique sous-marine » de Thomson-CSF, 29-Brest.



Faculté des Sciences
Clermont-Ferrand

Propagation d'une onde plane électromagnétique dans un guide cylindrique coaxial supraconducteur

Résumé

On étudie les modes de propagation TM_{0n} et TE_{0n} d'une onde plane électromagnétique se propageant à l'intérieur d'un guide cylindrique coaxial constitué de matériaux supraconducteurs. On détermine en particulier les variations des expressions analytiques du coefficient d'atténuation et du déphasage de l'onde en fonction des dimensions radiales du guide et de la nature des supraconducteurs.

Pour des matériaux supraconducteurs massifs, cette hypothèse est évidemment vérifiée, mais les résultats seront aussi applicables lorsque le matériau supraconducteur se présente sous forme de couche mince supraconductrice déposée sur un support non supraconducteur, à condition que l'épaisseur de la couche soit très supérieure à la profondeur de pénétration des champs.

1. Introduction

Considérons une onde plane électromagnétique se propageant dans un guide cylindrique coaxial de longueur indéfinie, dont le rayon extérieur est a et le rayon intérieur b . La propagation s'effectue dans la direction Oz , axe du guide. Si on utilise les notations complexes et dans un système de coordonnées cylindriques (ρ, φ, z) , les composantes des champs associés à l'onde se propageant à l'intérieur du guide sont de la forme $f(\rho, \varphi) e^{i(\omega t - \gamma z)}$ où ω est la pulsation de l'onde et γ la constante de propagation. Le matériau supraconducteur occupant l'espace défini par $\rho > a$ peut être de nature différente de celui correspondant à $\rho < b$.

Nous supposons dans toute la suite de l'exposé que les valeurs de a et b sont très supérieures à la profondeur de pénétration des champs, ce qui revient expérimentalement à supposer que a et b sont très supérieurs à des valeurs de l'ordre de quelques centaines d'ångströms.

2. Modes TM_{0n} ($H_z = 0$)

Les expressions des composantes des champs électriques et magnétiques peuvent se déduire des équations de Maxwell. La continuité des composantes tangentielles des champs pour $\rho = a$ et $\rho = b$ permet alors d'écrire :

$$\begin{aligned} [\chi J_0(\chi a) + i\epsilon_0 \omega Z_S J_1(\chi a)] [\chi Y_0(\chi b) - i\epsilon_0 \omega Z'_S Y_1(\chi b)] = \\ [\chi Y_0(\chi a) + i\epsilon_0 \omega Z_S Y_1(\chi a)] [\chi J_0(\chi b) - i\epsilon_0 \omega Z'_S J_1(\chi b)] \quad (1) \end{aligned}$$

où Z_S et Z'_S sont les impédances de surface correspondant aux milieux définis par $\rho > a$ et $\rho < b$ respectivement. Compte tenu des hypothèses faites sur les valeurs de a et b , Z_S et Z'_S sont équivalentes aux impédances de surface de milieux semi-infinis dont les surfaces sont planes. χ est défini par $\chi^2 = \mu\epsilon_0\omega^2 - \gamma^2$ et J_n et Y_n sont les fonctions de Bessel de première et deuxième espèces d'ordre n . Pour une conductivité infiniment grande, on aurait $Z_S = Z'_S = 0$. En réalité, Z_S et Z'_S ne sont jamais nuls, mais, dans le cas de

matériaux supraconducteurs, $|Z_S|$ et $|Z'_S|$ ont une valeur très faible et par conséquent il est intéressant de considérer d'abord le cas où Z_S et Z'_S sont nuls. Soit χ_0 la valeur de χ dans ce cas ; si χ_0 est différent de zéro (le cas $\chi_0 = 0$ correspondant au mode TEM sera étudié ultérieurement) l'équation (1) s'écrit alors :

$$J_0(\chi_0 a) Y_0(\chi_0 b) = Y_0(\chi_0 a) J_0(\chi_0 b). \quad (2)$$

L'équation (2) permet de déterminer la valeur de χ_0 en fonction de a et b . Nous cherchons ici une solution analytique. Etudions d'abord le cas où $\chi_0 a$ et $\chi_0 b$ sont suffisamment grands pour pouvoir utiliser les formes asymptotiques des fonctions de Bessel, ce qui correspond à des valeurs de $\chi_0 a$ et $\chi_0 b$ au moins égales à 2 ou 3. On peut alors déduire de (2) une expression approchée de χ_0 correspondant aux modes TM_{0n} , n étant différent de zéro. On obtient :

$$\chi_0 \simeq \frac{n\pi}{a-b} - \frac{(a-b)}{8n\pi ab}, \quad (3)$$

avec $n = 1, 2 \dots$

Dans l'expression (3), le terme $(a-b)/8n\pi ab$ représente l'écart qui existe par rapport au cas d'un guide constitué par l'espace compris entre deux milieux limités par des surfaces planes parallèles, la distance entre les deux plans étant $a-b$. Dans ce dernier cas, en effet, la valeur de χ_0 est égale à $n\pi/(a-b)$. Il convient d'ailleurs de remarquer que la formule (3) n'est valable que si :

$$\frac{1}{8n} \frac{(a-b)^2}{\pi ab} \ll n\pi,$$

inégalité qui est d'autant mieux vérifiée que l'entier n est grand (a et b étant fixés).

Pour un guide donné, il faut également vérifier que les conditions de validité des formes asymptotiques de J_0 et Y_0 sont effectivement satisfaites pour que la formule précédente soit applicable.

Par exemple si $a = 2$ cm, $b = 1$ cm dans le cas du mode TM_{01} on a :

$$(a-b)^2/8\pi ab = 1/16\pi,$$

valeur qui est très inférieure à π .

Les valeurs de $\chi_0 a$ et $\chi_0 b$ sont voisines de 2π et π respectivement. Les conditions sont donc ici remplies.

Si $a = 2$ cm et $b = 0,5$ mm (cas où le milieu défini par $\rho < b$ est constitué par un fil par exemple), les conditions de validité de l'approximation précédente ne sont plus satisfaites. En particulier, les formules précédentes conduiraient à des valeurs de $\chi_0 b$ très inférieures à l'unité et par conséquent les formes asymptotiques de $J_0(\chi_0 b)$ et $Y_0(\chi_0 b)$ ne seraient plus valables. Par contre, on aurait toujours $\chi_0 a$ plus grand que 2 ce qui assure la possibilité d'utiliser les formes asymptotiques de $J_0(\chi_0 a)$ et $Y_0(\chi_0 a)$.

Cherchons s'il est possible d'obtenir une formule analytique donnant la valeur de χ_0 et qui soit applicable à l'exemple numérique précédent. Nous admet-

tons toujours que les formes asymptotiques de $J_0(\chi_0 a)$ et de $Y_0(\chi_0 a)$ sont valables (justification a posteriori).

En utilisant les expressions approchées de $J_0(\chi_0 b)$ et $Y_0(\chi_0 b)$ correspondant aux faibles valeurs de $\chi_0 b$, on en déduit :

$$\chi_0 a = n\pi - \frac{\pi}{4} + \delta \quad (n \text{ entier} > 0) \quad (4)$$

où δ est donnée en première approximation ($\text{tg } \delta \simeq \delta$) par la relation :

$$\delta \simeq \frac{-\pi}{2 \left[\gamma' + \ln \frac{b}{2a} \left(n\pi - \frac{\pi}{4} \right) \right]}. \quad (5)$$

Dans l'expression (5), γ' est la constante d'Euler ($\gamma' \simeq 0,577$). Il convient d'ailleurs de remarquer que, pour que (5) soit valable, la valeur de n ne doit pas être trop grande, car le calcul conduisant à (5) suppose que $\chi_0 b$ est très inférieur à l'unité, ce qui pourrait ne plus être vérifié si n est trop élevé.

En reprenant l'exemple numérique précédemment considéré (pour lequel on a : $a = 2$ cm, $b = 5 \cdot 10^{-2}$ cm et $n = 1$), la valeur approchée de δ donnée par (5) est : $\delta \simeq 0,53$.

On peut établir une forme plus rigoureuse pour δ que nous ne donnons pas ici et qui conduit, dans le cas étudié, à une détermination plus précise pour δ : $\delta \simeq 0,57$. On a alors $\chi_0 a \simeq 2,93$ et $\chi_0 b \simeq 7,3 \cdot 10^{-2}$, ce qui montre la validité des expressions établies.

● Reprenons maintenant l'étude du cas réel où les milieux définis par $\rho > a$ et $\rho < b$ sont constitués par des matériaux supraconducteurs. Compte tenu des valeurs faibles des modules des impédances de surface $|Z_S|$ et $|Z'_S|$ dans ce cas, $|\chi|$ sera voisin de χ_0 . On peut écrire $\chi = \chi_0 + \Delta\chi$ où $|\Delta\chi| \ll \chi_0$. L'équation (1) permet alors d'évaluer $\Delta\chi$ de façon approchée.

Par ailleurs, en écrivant la constante de propagation γ sous la forme $\gamma = \gamma_0 + \Delta\gamma_0 - i\alpha$, γ_0 correspondant à une conductivité infiniment grande ($\gamma_0^2 = \mu\epsilon_0\omega^2 - \chi_0^2$) et α étant le coefficient d'atténuation de l'onde, on déduit de l'expression de $\Delta\chi$ les valeurs de α et $\delta\gamma_0$.

Posons :

$$Z_S = R_S + iX_S \quad \text{et} \quad Z'_S = R'_S + iX'_S$$

où R_S et R'_S sont les résistances de surface des deux milieux supraconducteurs considérés. On obtient finalement (en supposant que l'on ne se trouve pas au voisinage très immédiat de la fréquence de coupure) :

$$\alpha \simeq \frac{\epsilon_0\omega}{\gamma_0} [R_S \{1\} + R'_S \{2\}] \quad (6)$$

$$\text{et} \quad \Delta\gamma_0 \simeq \frac{\epsilon_0\omega}{\gamma_0} [X_S \{1\} + X'_S \{2\}]. \quad (7)$$

Dans (6) et (7) les valeurs de $\{1\}$ et $\{2\}$ sont respectivement :

$$\{1\} = \frac{Y_1(\chi_0 a) J_0(\chi_0 b) - J_1(\chi_0 a) Y_0(\chi_0 b)}{a [Y_1(\chi_0 a) J_0(\chi_0 b) - J_1(\chi_0 a) Y_0(\chi_0 b)] - b [Y_1(\chi_0 b) J_0(\chi_0 a) - J_1(\chi_0 b) Y_0(\chi_0 a)]} \quad (8)$$

$$\{2\} = \frac{Y_1(\chi_0 b) J_0(\chi_0 a) - J_1(\chi_0 b) Y_0(\chi_0 a)}{a [Y_1(\chi_0 a) J_0(\chi_0 b) - J_1(\chi_0 a) Y_0(\chi_0 b)] - b [Y_1(\chi_0 b) J_0(\chi_0 a) - J_1(\chi_0 b) Y_0(\chi_0 a)]}.$$

Il convient de remarquer que, pour obtenir les résultats (6) et (7), on effectue un certain nombre d'approximations qui ne sont légitimes que dans le cas de matériaux supraconducteurs car alors $|Z_S|$ et $|Z'_S|$ sont suffisamment faibles.

A partir de l'expression générale (8), on peut obtenir des formes analytiques plus simples correspondant aux cas particuliers considérés antérieurement dans la détermination de χ_0 (formules (3) ou (4)).

Si la formule (3) est applicable ($\chi_0 a$ et $\chi_0 b$ suffisamment grands) le résultat obtenu est assez voisin de celui que l'on obtiendrait pour un guide constitué par des surfaces planes parallèles, l'écart étant d'autant plus faible que l'indice n du mode considéré est grand. De toute façon, quelle que soit la valeur de χ_0 , on peut toujours déterminer numériquement (8) puisque les fonctions de Bessel sont tabulées.

Etude du cas correspondant à $\chi_0 = 0$

Ce cas correspond, dans le cas d'une conductivité infiniment grande, au mode TEM. Si la conductivité a une valeur finie, χ est différent de zéro, mais $|\chi|$ est néanmoins très faible pour un guide supraconducteur.

L'expression (1) est toujours valable, mais dans cette équation $|\chi|a$ et $|\chi|b$ sont voisins de zéro.

En utilisant les développements des fonctions de Bessel pour les faibles valeurs de la variable et en tenant compte de l'ordre de grandeur de $|Z_S|$ et $|Z'_S|$, on déduit de (1) en première approximation :

$$\chi^2 \simeq \frac{i\varepsilon_0 \omega \left(\frac{Z_S}{a} + \frac{Z'_S}{b} \right)}{\ln \frac{a}{b}}. \quad (9)$$

En écrivant la constante de propagation γ sous la forme :

$$\gamma = \beta - i\alpha$$

où α est le coefficient d'atténuation, on a alors (en supposant β très supérieur à α) :

$$\alpha \simeq \frac{\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu}} \left(\frac{R_S}{a} + \frac{R'_S}{b} \right)}{2 \ln \frac{a}{b}}. \quad (10)$$

Une expression plus précise de χ^2 est :

$$\chi^2 \simeq \frac{i\varepsilon_0 \omega \left(\frac{Z_S}{a} + \frac{Z'_S}{b} \right)}{\ln \frac{a}{b}} [1 + i\varepsilon_0 \omega ()] \quad (11)$$

avec :

$$() = \frac{ab (Z_S'^2 - Z_S^2)}{2(bZ_S + aZ'_S)} + \frac{aZ_S + bZ'_S}{2 \ln \frac{a}{b}} - \frac{(a^2 - b^2)(bZ_S + aZ'_S)}{ab \cdot 4 \left(\ln \frac{a}{b} \right)^2}.$$

Dans le cas particulier où $Z_S = Z'_S$, la valeur de χ^2 est :

$$\chi^2 \simeq \frac{i\varepsilon_0 \omega Z_S \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}{\ln \frac{a}{b}} \times \left\{ 1 + i\varepsilon_0 \omega Z_S \frac{(a+b)}{2 \ln \frac{a}{b}} \left[1 - \frac{(a^2 - b^2)}{2ab \ln \frac{a}{b}} \right] \right\}. \quad (12)$$

Une étude détaillée des termes négligés montre que l'expression (11) (ou (12)) n'est valable que si $|\chi a|$ et $|\chi b|$ sont inférieurs ou égaux à un ordre de grandeur voisin de 0,1.

Par exemple si $a = 10^{-2}$ m, $b = 10^{-3}$ m, $\omega = 3 \cdot 10^{11}$ s $^{-1}$ la formule (12) conduit, dans le cas de l'aluminium ($T \ll T_c$), à $|\chi a|$ voisin de $5 \cdot 10^{-2}$ et $|\chi b|$ proche de $5 \cdot 10^{-3}$.

Si $a = 1,1 \cdot 10^{-2}$ m et $b = 10^{-2}$ m, les valeurs de $|\chi a|$ et de $|\chi b|$ sont de l'ordre de 10^{-1} (toujours pour l'aluminium et pour la même valeur de ω).

On peut vérifier que, dans les deux exemples numériques, le terme correctif de (12) a une valeur faible.

Dans tous les cas précédemment étudiés, pour pouvoir évaluer explicitement le coefficient d'atténuation α en fonction des différents paramètres usuels (température, fréquence, etc.), il faut connaître les formes analytiques des résistances de surface R_S et R'_S .

De même pour calculer le déphasage les expressions de X_S et X'_S sont nécessaires. Il faut donc déterminer les impédances de surface Z_S et Z'_S . Dans le cas des matériaux supraconducteurs, le problème est très complexe. Quelle que soit la façon d'aborder cette étude on est amené à effectuer un certain nombre d'approximations si l'on veut obtenir des résultats utilisables en pratique.

L'une des façons est de considérer que la densité de courant $\vec{J}$ en un point du matériau supraconducteur peut s'exprimer par $\vec{J} = \vec{J}_N + \vec{J}_S$ où $\vec{J}_N$ est la densité de courant normal associée aux électrons non appariés et $\vec{J}_S$ la densité de courant supraconducteur relative aux électrons appariés (paires de Cooper).

Pour un matériau pur, le libre parcours moyen l des électrons est grand en valeur relative, puisque la température T est très basse.

En utilisant les résultats de la théorie de l'effet de peau anormal des métaux non supraconducteurs (REUTER et SONDHEIMER [1], CHAMBERS [2]) nous écrivons :

$$\vec{J}_N(\vec{r}) = \frac{3\sigma}{4\pi l} \iiint \vec{R} \frac{\vec{E}(\vec{r}') \vec{R}}{R^4} e^{-R/l} d\tau' \quad (13)$$

avec $\vec{R} = \vec{r}' - \vec{r}$ et où σ est la conductivité correspondant à la fraction des électrons non appariés (pour une fréquence et une température données). On a $\sigma = \sigma(T, \omega)$, mais dans la gamme des hyperfréquences généralement utilisées dans la propagation guidée, on peut considérer que $\sigma = \sigma(T)$.

Pour un matériau homogène mais impur, l est faible, (13) est alors équivalent à :

$$\vec{J}_N(\vec{r}) \simeq \sigma \vec{E}(\vec{r}) \quad (14)$$

Si on utilise pour $\vec{J}_S$ la forme locale de London :

$$\vec{J}_S(\vec{r}) = -\frac{1}{\mu\lambda_L^2} \vec{A}(\vec{r}) \quad (15)$$

où $\vec{A}$ est le potentiel-vecteur et λ_L la profondeur de pénétration de London, on peut déduire des expressions de Z_S en utilisant (13) (MAXWELL, MARCUS et SLATER [3] ou (14) (LONDON [4]).

Dans ce dernier cas, on a la forme la plus simple :

$$Z_S = i\mu\omega \left(\frac{1}{\lambda_L^2} + i\mu\omega\sigma \right)^{-1/2} \quad (16)$$

La valeur (15) de $\vec{J}_S$ n'est valable que pour des supraconducteurs dont la longueur de cohérence ξ_0 est faible (pour Nb₃Sn, 50 Å).

Si ξ_0 est grand (16 000 Å pour l'aluminium par exemple) on est conduit à écrire (PIPPARD [5]) :

$$\vec{J}_S(\vec{r}) = -\frac{3}{4\pi\mu\lambda_L^2\xi_0} \iiint \vec{R} \frac{\vec{A}(\vec{r}') \vec{R}}{R^4} e^{-R/\xi} d\tau' \quad (17)$$

ξ étant la longueur de cohérence de Pippard et ξ_0 sa valeur limite lorsque l est infiniment grand.

Si ξ est faible, (17) se réduit à :

$$\vec{J}_S(\vec{r}) \simeq -\frac{1}{\mu\lambda_L^2} \frac{\xi}{\xi_0} \vec{A}(\vec{r})$$

avec d'ailleurs $\xi \simeq \xi_0$ dans le cas d'un matériau pur.

En utilisant (17) et (13) nous avons pu obtenir une expression de Z_S ([6]). En supposant une réflexion diffuse des électrons à la surface du milieu supraconducteur on a en première approximation :

$$Z_S \simeq \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \xi_0 \lambda_L^2 \right)^{1/3} \frac{i\mu\omega}{\left(1 + \frac{\mu\omega\sigma\lambda_L^2\xi_0}{l} \right)^{1/2}} \times \exp \left[-i \left(\frac{1}{3} \text{Arctg} \frac{\mu\omega\sigma\lambda_L^2\xi_0}{l} \right) \right] \quad (18)$$

On en déduit les valeurs de R_S et X_S .

Si $\hbar\omega$ est inférieur à $\Delta(0)$, $\Delta(0)$ étant la largeur de la bande interdite pour $T = 0$ (pour l'aluminium cela correspond à une fréquence de l'ordre de $8 \cdot 10^{10}$ Hz), on peut écrire :

$$\sigma \simeq (T/T_c)^4 \sigma_N$$

où T_c est la température critique et σ_N la conductivité du matériau dans l'état normal pour $T = T_c$.

On a également :

$$\lambda_L(T) \simeq \frac{\lambda_L(0)}{[1 - (T/T_c)^4]^{1/2}}$$

Si T est très inférieure à T_c , on a alors d'après (18) :

$$R_S \simeq \frac{1}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2\pi} \xi_0 \lambda_L^2 \right)^{1/3} (\mu\omega)^2 \sigma \lambda_L^2 \frac{\xi_0}{l}$$

et

$$X_S \simeq \left(\frac{\sqrt{3}}{2\pi} \xi_0 \lambda_L^2 \right)^{1/3} \mu\omega.$$

3. Modes TE_{0n} ($E_z = 0$)

On procède comme pour les modes TM_{0n}. La continuité des composantes tangentielles des champs électriques et magnétiques pour $\rho = a$ et $\rho = b$ conduit à :

$$\begin{bmatrix} J_1(\chi a) - \frac{i\chi Z_S}{\mu\omega} J_0(\chi a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1(\chi b) + \frac{i\chi Z'_S}{\mu\omega} Y_0(\chi b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1(\chi b) + \frac{i\chi Z'_S}{\mu\omega} J_0(\chi b) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1(\chi a) - \frac{i\chi Z_S}{\mu\omega} Y_0(\chi a) \end{bmatrix} \quad (19)$$

En conservant la notation χ_0 pour la valeur de χ correspondant à une conductivité infiniment grande, (19) permet alors d'écrire ($Z_S = Z'_S = 0$ dans ce cas) :

$$J_1(\chi_0 a) Y_1(\chi_0 b) = J_1(\chi_0 b) Y_1(\chi_0 a) \quad (20)$$

A partir de l'égalité (20), on peut calculer la valeur de χ_0 si on connaît a et b . Comme pour les modes TM_{0n}, on considère d'abord le cas où $\chi_0 a$ et $\chi_0 b$ sont suffisamment grands pour que l'utilisation des

formes asymptotiques des fonctions de Bessel soit légitime.

On a alors :

$$\chi_0 \simeq \frac{n\pi}{a-b} + \frac{3}{8} \frac{(a-b)}{n\pi ab} \tag{21}$$

où n est un nombre entier strictement positif.

$$\begin{aligned} \{1'\} &= \frac{Y_1(\chi_0 b) J_0(\chi_0 a) - J_1(\chi_0 b) Y_0(\chi_0 a)}{a [Y_1(\chi_0 b) J_0(\chi_0 a) - J_1(\chi_0 b) Y_0(\chi_0 a)] - b [Y_1(\chi_0 a) J_0(\chi_0 b) - J_1(\chi_0 a) Y_0(\chi_0 b)]} \\ \{2'\} &= \frac{Y_1(\chi_0 a) J_0(\chi_0 b) - J_1(\chi_0 a) Y_0(\chi_0 b)}{a [Y_1(\chi_0 b) J_0(\chi_0 a) - J_1(\chi_0 b) Y_0(\chi_0 a)] - b [Y_1(\chi_0 a) J_0(\chi_0 b) - J_1(\chi_0 a) Y_0(\chi_0 b)]} \end{aligned} \tag{25}$$

La formule (21) est à comparer avec celle (3) correspondant aux modes TM_{0n} . L'écart par rapport au cas d'un guide à surfaces planes parallèles, la distance entre les plans étant $a-b$, est plus important pour les mode TE_{0n} que pour les modes TM_{0n} .

En plus du fait que la convergence des développements asymptotiques doit être satisfaite, la condition :

$$\frac{3}{8} \frac{(a-b)^2}{n\pi ab} \ll n\pi \quad \text{doit être vérifiée}$$

Dans le cas où (21) n'est plus applicable, l'expression correspondante à la formule (4) de l'étude des modes TM_{0n} ($\chi_0 b \ll 1$) peut s'écrire :

$$\chi_0 a = n\pi + \frac{\pi}{4} + \delta' \quad (n \text{ entier} > 0) \tag{22}$$

où δ' est voisin de $-\frac{3}{8\left(n\pi + \frac{\pi}{4}\right)}$, en première approximation.

Pour $n = 1$, la valeur de δ' est proche de 0,1.

Dans le cadre de cette approximation, on remarque que δ' est indépendant de a et b .

Si $a = 2 \cdot 10^{-2}$ m et $b = 5 \cdot 10^{-4}$ m par exemple, $\chi_0 b$ est de l'ordre de 0,1 et par conséquent est effectivement très inférieur à l'unité.

● Etudions maintenant le cas où Z_S et Z'_S sont différents de zéro. On procède comme dans l'étude des modes TM_{0n} .

Posant $\chi = \chi_0 + \Delta\chi$, l'équation (19) permet de déduire une valeur approchée de $\Delta\chi$. On en déduit, en conservant les notations relatives aux modes TM_{0n} ($\gamma = \gamma_0 + \Delta\gamma_0 - i\alpha$ avec $\chi_0^2 = \mu\epsilon_0\omega^2 - \gamma_0^2$) :

$$\Delta\gamma_0 \simeq \frac{\chi_0^2}{\mu\omega\gamma_0} [X_S\{1'\} + X'_S\{2'\}] \tag{23}$$

et la valeur du coefficient d'atténuation :

$$\alpha \simeq \frac{\chi_0^2}{\mu\omega\gamma_0} [R_S\{1'\} + R'_S\{2'\}]. \tag{24}$$

Les expressions de $\{1'\}$ et $\{2'\}$ sont respectivement :

Suivant les dimensions radiales du guide, on pourra utiliser (21) ou (22) pour déterminer $\chi_0 a$ et $\chi_0 b$.

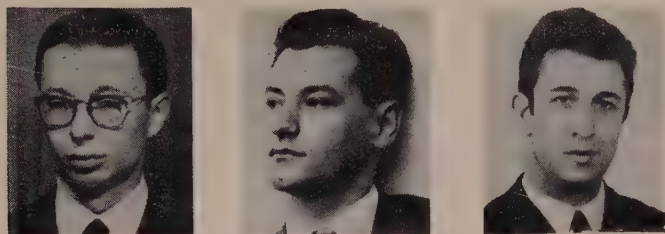
Notons que, comme pour les modes TM_{0n} , on peut obtenir, dans les différents cas considérés, des expressions analytiques de $\{1'\}$ et $\{2'\}$ relativement plus commodes à utiliser pour une évaluation numérique correspondant à un problème donné.

4. Conclusion

Les calculs précédents permettent d'évaluer α et $\Delta\gamma_0$ si l'on connaît les caractéristiques des matériaux supraconducteurs utilisés. Inversement la mesure de α (cette détermination étant évidemment obtenue expérimentalement d'une façon indirecte par suite de l'ordre de grandeur très faible de α) permet, connaissant la valeur de la résistance de surface de l'un des deux matériaux constituant le guide R_S , par exemple, de déterminer celle R'_S correspondant à l'autre. En particulier, le guide coaxial sera bien adapté pour la détermination de la résistance de surface d'échantillons ayant la forme de fils minces (le supraconducteur pouvant éventuellement se présenter sous la forme d'un dépôt supraconducteur sur un support ayant la forme d'un fil cylindrique).

Bibliographie

- [1] REUTER G.E.H., SONDHEIMER E.H. — *Proc. Roy. Soc.*, 1948, A 195, 336.
- [2] CHAMBERS R.G. — *Proc. Roy. Soc.*, 1952, A 215, 481.
- [3] MAXWELL E., MARCUS P.M., SLATER J.C. — *Phys. Rev.*, 1949, 76, 1332.
- [4] LONDON H. — *Proc. Roy. Soc.*, 1940, A 176, 522.
- [5] PIPPARD A.B. — *Proc. Roy. Soc.*, 1953, A 216, 547.
- [6] ZEPP G. — Thèse de Doctorat d'Etat, Clermont-Ferrand, 1970.
- [7] ZEPP G. — *C.R. Acad. Sci.*, 1971, 272 B, 95.
- [8] MAXWELL E. — *Progress in Cryogenics*, 1964, 4, 123.
- [9] MILLER P.B. — *Phys. Rev.*, 1960, 118, 928.



Faculté des Sciences, 54-Nancy

Un modulateur Stark simple et à usages multiples pour spectrographie micro-onde

Résumé

Le générateur Stark, que les auteurs décrivent en détail, est une version entièrement transistorisée, de conception simple. Sa réalisation ne nécessite que des composants électroniques courants. Le modulateur comporte aussi quelques accessoires, moins classiques, dont l'intérêt apparaît quand il s'agit de dépouiller des spectres micro-ondes complexes ou de mesurer, avec précision, des moments dipolaires.

1. Introduction

L'apparition sur le marché de transistors capables de supporter à la fois des tensions élevées et des pointes de courant importantes, tels que ceux qui équipent les circuits de balayage ligne des postes récepteurs de télévision, permet maintenant de réaliser, à peu de frais, un générateur Stark compact et de haute qualité.

Dans les versions conventionnelles, les interrupteurs qui, alternativement, chargent et déchargent le condensateur que constitue la cellule, sont des pentodes de puissance [1, 2]. Leur remplacement par des éléments semiconducteurs simplifie beaucoup le montage [3, 4]. Il n'y a plus lieu d'abord de confectionner, pour le chauffage des tubes, des transformateurs spéciaux à très faible capacité interenroulement ; on s'évite aussi la réalisation des alimentations annexes, isolées les unes des autres, nécessaires à la polarisation des écrans.

Les interrupteurs à semiconducteur présentent en outre l'avantage de dissiper globalement beaucoup moins de chaleur que les tubes. Le blindage, qui doit entourer le générateur, peut être alors totalement

clos, son efficacité, du point de vue électrique, est bien meilleure.

Ces avantages ont été signalés par plusieurs auteurs qui ont réalisé des montages à thyristors [4, 5]. Les thyristors ont cependant un temps de recouvrement de quelques microsecondes qui limitent leur emploi à la réalisation de générateurs fonctionnant à basse fréquence. Il est bien connu que ce choix restreint en définitive la sensibilité des spectrographes, à moins d'utiliser des détecteurs micro-ondes spéciaux.

Le générateur décrit dans cet article fonctionne à 50 kHz mais a fonctionné de façon satisfaisante à 100 kHz après substitution du quartz qui le pilote et sans qu'il ait été nécessaire de reconsidérer les principaux réglages. Il peut alimenter tout aussi bien une capacité de 500 ou 2 000 pF et, en particulier, une cellule de double longueur.

2. Description et fonctionnement

Le module de commande (fig. 1) se compose d'un multivibrateur dont la fréquence de récurrence est stabilisée par un quartz de fréquence nominale 100 kHz [6]. La bascule JK Sescosem modèle FCJ 101, délivre deux signaux carrés à 50 kHz en opposition de phase l'un par rapport à l'autre. Ces signaux sont ensuite amplifiés et différenciés. On prélève, par ailleurs, un signal alternatif synchrone pour la référence de la détection.

Le module de puissance (fig. 2) est principalement constitué par quatre transistors BU105, montés en série deux par deux, respectivement pour les circuits de charge et de décharge. Il y a lieu de remarquer que les transistors de puissance ont un gain en courant de deux seulement et que, pour les com-

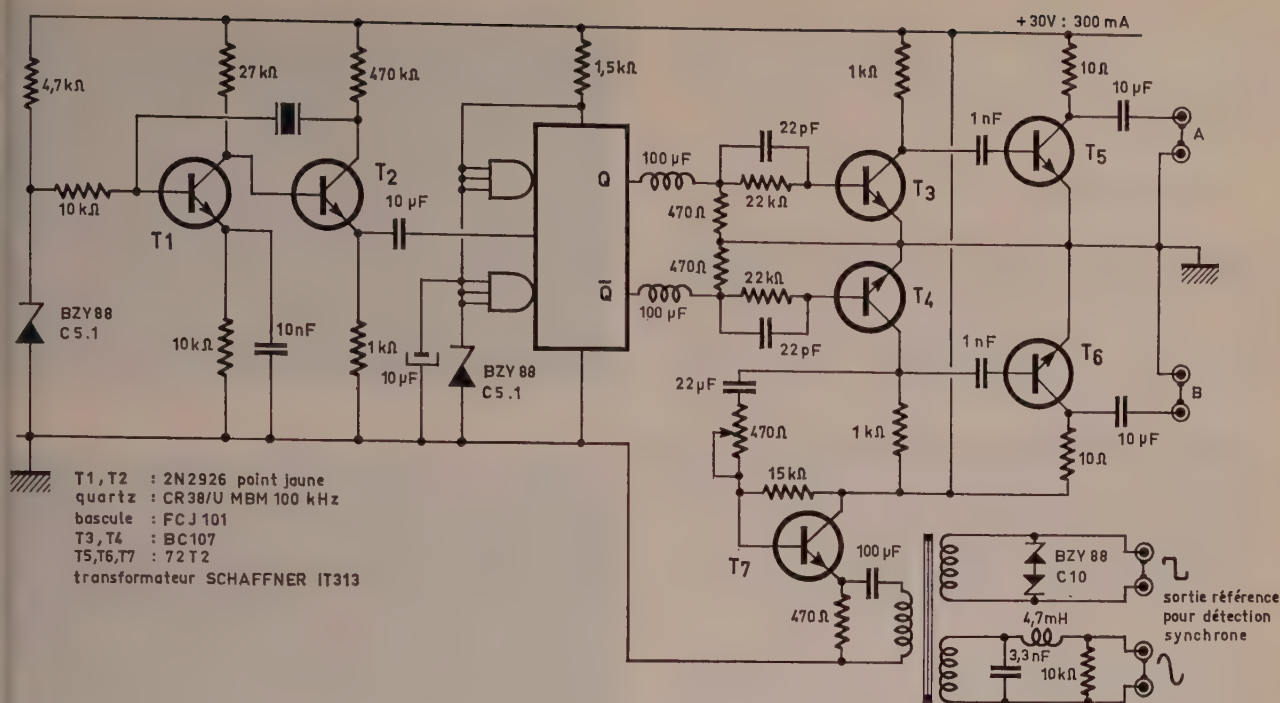


FIG. 1. — Circuit de commande.

mander, les enroulements des transformateurs doivent être en mesure de délivrer des impulsions de courant d'intensité suffisante. Nous avons disposé, dans les circuits des bases des transistors, des réseaux correcteurs qui permettent de commander la commutation des deux transistors d'un même interrupteur au même instant. Ces réseaux annulent les effets des capacités parasites inhérentes au câblage ou qui

résultent de ce que les deux transistors d'un même interrupteur sont montés sur un radiateur unique.

Il est très important que le palier inférieur du signal carré corresponde très exactement à une tension nulle sinon les raies observées sont élargies par leur effet Stark. Pour obtenir ce résultat, il ne suffit pas de disposer une diode de récupération aux bornes de la cellule car la chute de tension directe

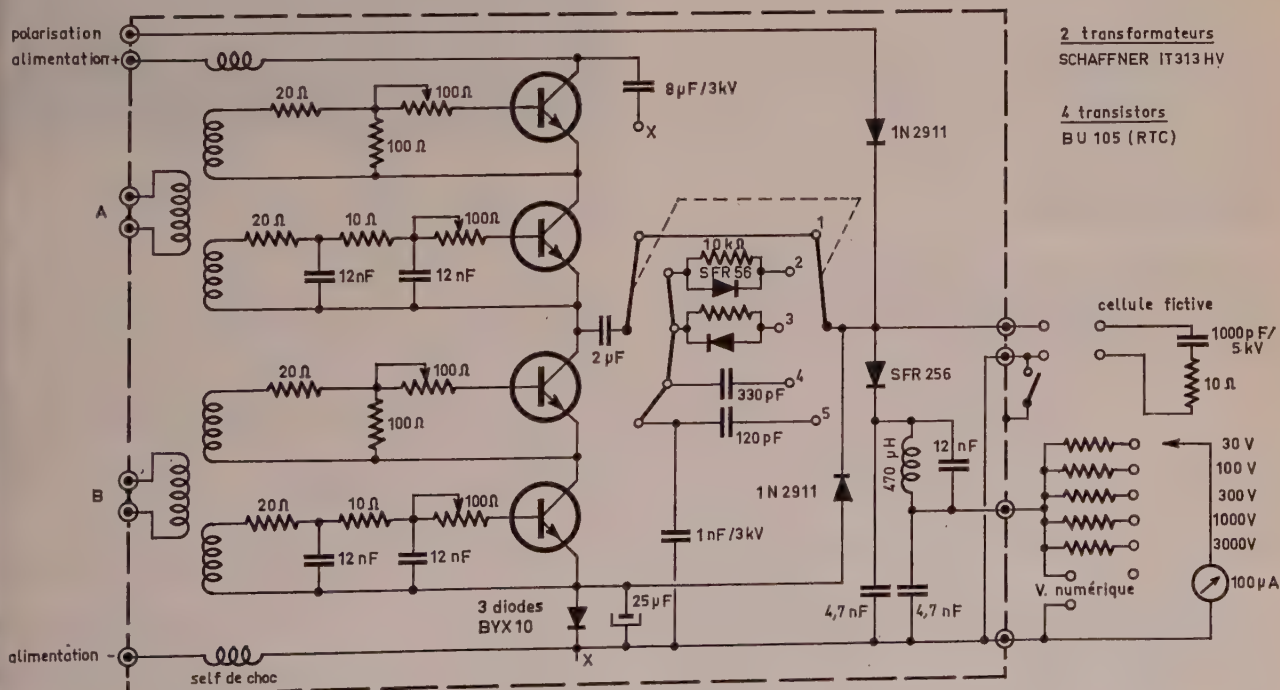


FIG. 2. — Circuit de puissance.

que présente toute diode décale d'autant la base des carrés vers les tensions négatives. En disposant trois diodes en série dans le circuit de décharge, il a été possible de compenser cet écart.

3. Performances

Le modulateur délivre des créniaux d'amplitude continûment variable entre 20 V et 1 100 V. Les temps de montée et de descente sont de l'ordre de la microseconde ; le potentiel de la base est nul à mieux de 0,5 V près et la forme des carrés peut être observée sur les photographies, figures 3, 4 et 5.

Lorsque le contacteur est sur la position 2, le modulateur délivre des signaux de forme exponentielle croissante. Le champ électrique n'étant pas défini au cours de la demi-période correspondante, les composantes Stark disparaissent. On peut ainsi chercher des transitions faibles sans être gêné par elles, quand elles seraient trop intenses par exemple.

Le signal de sortie peut aussi avoir la forme d'une exponentielle décroissante, avec un palier supérieur bien défini. Au contraire de la situation précédente, on fait disparaître les transitions elles-mêmes, pour observer plus commodément leur effet Stark. Dans le but d'obtenir enfin des champs électriques très intenses, nous avons prévu une polarisation continue auxiliaire. Cette solution n'exige pas d'augmenter inconsiderablement l'amplitude des carrés et réduit proportionnellement les perturbations électriques qu'engendre le générateur et que la chaîne de détection finit toujours par capter.

4. Conclusion

Construit avec des composants très courants, ce modulateur Stark s'impose par sa simplicité et sa qualité. Les perfectionnements techniques accessoires qu'il comporte en font un appareil d'usage universel et précieux, tant lorsqu'il s'agit d'analyser l'effet Stark des spectres micro-ondes compliqués que de mesurer, avec précision, les moments dipolaires.

5. Remerciements

Les auteurs remercient Messieurs les Professeurs J. BARRIOL et J.L. RIVAIL, ainsi que le Centre National de la Recherche Scientifique.

Bibliographie

[1] HEDRICK L.C — *Review of Scientific Instrum.*, 20, p. 781, 1949.

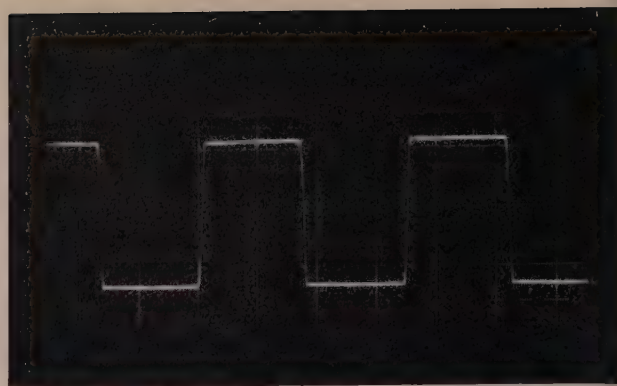


FIG. 3. — Signaux carrés d'amplitude 200 V (fréquence 50 kHz).

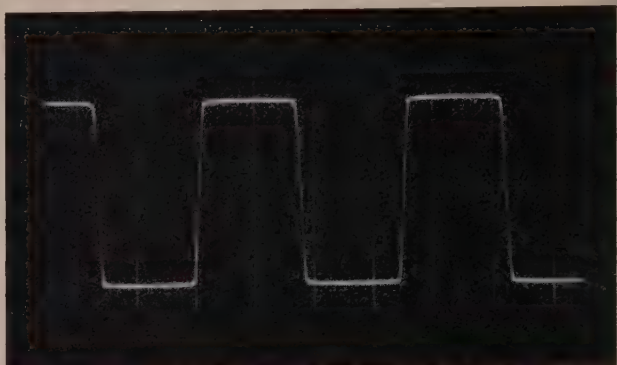


FIG. 4. — Signaux carrés d'amplitude 1 000 V (fréquence 50 kHz).

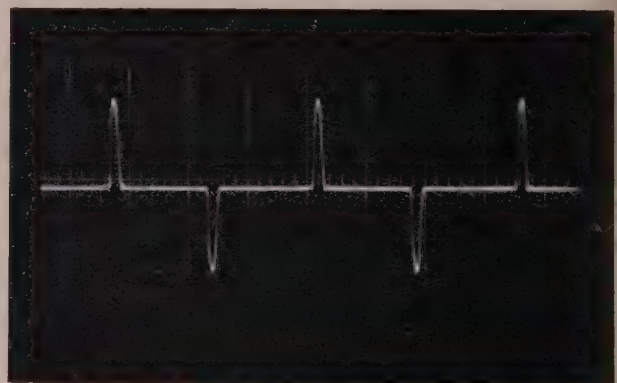


FIG. 5. — Courant de charge et de décharge correspondant à des signaux carrés d'amplitude de 600 V ($I_M = 700$ mA, fréquence de répétition 50 kHz).

- [2] FITZKY H.G. — *Zeit. für Angew. Phys.*, 10, p. 489, 1958.
- [3] BRITT C.O. — *Review of Scientific Instrum.*, 38, p. 1496, 1967.
- [4] WHITTLE M.J., WEISS B. — *J. of Scientific Instrum. (J. of Phys. E)* 2, p. 1123, 1969.
- [5] BARON P.A., HARRIS D.O. — *Review of Scientific Instrum.*, 41, p. 1363, 1970.
- [6] SARTEAUX J.P., ROUSSY G., DEMAISON J. — *Toute l'électronique*, p. 371, 1969.

Jean-Pierre SARTEAUX, né en 1943, Diplôme d'Enseignement Supérieur Technique, Laboratoire de Chimie Théorique, 1, rue Grandville, 54-Nancy. Tél. (28) 52.72.96.

Georges ROUSSY, né en 1938, Ing. ENSEM, Docteur ès Sciences, Laboratoire de Chimie Théorique, 1, rue Grandville, 54-Nancy. Tél. (28) 52.72.96.

Jean DEMAISON, né en 1944, Ing. ENSIC, Attaché de Recherche CNRS, Laboratoire de Chimie Théorique, 1, rue Grandville, 54-Nancy. Tél. (28) 52.72.96.

Remarques concernant l'article de M. B. Morel :

Un exemple de synthèse automatique des réseaux par ordinateur

paru dans l'Onde Électrique, vol. 50, fasc. 11, décembre 1970. pp. 940-942.

M. J.-C. MATHEAU, chargé de recherches au CNRS, Laboratoire d'Electronique et de Hautes Fréquences de l'ENSEEIH de Toulouse, nous a fait parvenir les remarques ci-après sur l'article de M. B. MOREL :

On pourrait croire, à la lecture de cet article, notamment d'après les affirmations du paragraphe 3, que la méthode de Cauer permet d'effectuer la synthèse d'une fonction de transfert par simple décomposition en fraction continue. Il n'en est malheureusement rien, la méthode de Cauer ne conduisant à coup sûr à un réseau passif en échelle que lorsqu'on l'applique à la synthèse d'une impédance d'entrée de dipôles incomplets (c'est-à-dire des dipôles LC, RL ou RC), pour lesquels cette structure est canonique au même titre que celles de Foster série ou parallèle.

Certes, si la décomposition en fraction continue est toujours possible, elle met souvent en jeu des coefficients négatifs et ne conduit donc pas toujours à un réseau en échelle réalisable avec des éléments passifs.

Une condition nécessaire pour que les coefficients soient positifs est que la fonction soit positive-réelle. Même dans ce cas restreint où la fonction soit représente alors bien l'impédance d'entrée d'un réseau passif, celui-ci n'est pas forcément réalisable par une structure en échelle.

Les applications numériques données en annexe II marchent pour la seule raison qu'il s'agit de fonctions impédances de réseaux incomplets (LC et RC).

Il semble aussi y avoir confusion entre fonction d'entrée et de transfert, on se doit de noter que si la synthèse des fonctions impédances d'entrée de dipôles incomplets par la méthode de Cauer ne présente aucune difficulté ni théorique ni pratique, il n'en est pas de même de la synthèse des fonctions de transfert de ces mêmes réseaux qui exigent des méthodes quelque peu plus élaborées pour parvenir à une structure en échelle.

L'exemple donné ci-après montre que, même pour une fonction positive réelle, les décompositions ne conduisent pas à des réseaux passifs réalisables, en effet :

$$Z(p) = \frac{p^2 + 7p + 12}{p^2 + 3p + 2}$$

peut s'écrire sous les quatre développements suivants :

$$Z(p) = 1 + \frac{1}{\frac{p}{4}} + \frac{1}{8} + \frac{1}{-\frac{p}{12}} + \frac{1}{-3}$$

$$\begin{aligned} Z(p) &= \frac{1}{1} + \frac{1}{-\frac{p}{4}} + \frac{1}{-\frac{8}{9}} + \frac{1}{\frac{27}{4}p} + \frac{1}{\frac{1}{18}} \\ Z(p) &= 6 + \frac{1}{-\frac{2}{11p}} + \frac{1}{-\frac{121}{23}} + \frac{1}{\frac{529}{66p}} + \frac{1}{\frac{6}{23}} \\ Z(p) &= \frac{1}{\frac{1}{6}} + \frac{1}{\frac{72}{11p}} + \frac{1}{\frac{121}{102}} + \frac{1}{-\frac{289}{66p}} + \frac{1}{-\frac{6}{17}} \end{aligned}$$

Ainsi mis en cause, M. B. MOREL, du Laboratoire d'Essais électriques, de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, a répondu à M. J.-C. MATHEAU une lettre dont nous extrayons le passage suivant :

Je suis parfaitement d'accord avec les réserves formulées. Je n'ai jamais pensé présenter une solution universelle. Il n'existe, à ma connaissance, aucune méthode systématique acceptant tous les cas.

Ce travail, très élémentaire au point de vue calcul des réseaux, avait été fait dans un but pédagogique, pour faire suite à un cours de circuits électriques. Je ne me suis donc pas étendu sur les limitations de la méthode de Cauer, ni des autres méthodes de synthèse.

La présence d'une équipe spécialisée en Mathématiques Appliquées fait que l'emploi des langages formels passe dans l'usage courant des physiciens de Grenoble.

Il nous a semblé intéressant de signaler, dans une revue lue presque exclusivement par des physiciens, l'existence d'un outil (le traitement d'expressions formelles sur ordinateur) qui peut rendre de nombreux services.

Si j'ai choisi cet exemple, c'est parce qu'il conduit à un programme très court, donc facile à analyser. D'autre part, il a paru plus « physique » que la résolution d'un système d'équations linéaires à coefficients complexes ou le calcul des dérivées d'une fonction de plusieurs variables, ou de tout autre système à caractère plus « mathématique ».

Si on s'intéresse à la synthèse des réseaux, il est possible de constituer une bibliothèque de toutes les méthodes qui peuvent conduire à un algorithme. Un peu de réflexion permet de sélectionner la méthode, et l'exploitation du programme est d'un coût si faible que l'on peut tenter un passage en ordinateur. Si les résultats sont aberrants, il reste alors à utiliser sa propre intelligence que l'ordinateur ne remplacera jamais.



Institut Supérieur
d'Electronique
du Nord

Dans notre numéro du mois d'octobre 1971, vol. 51, fas. 9, deux photographies d'auteurs ont été inversées aux pages 798 et 805 : M. DEFEBVRE figurait sous les traits de M. FELDMANN et réciproquement. Nous nous en excusons auprès des auteurs et rétablissons ci-contre les photographies et les noms tels qu'ils auraient dû primitivement être publiés.



CNET
Issy-les-Moulineaux

INFORMATIONS

Nouveautés techniques

NOUVEAUX PRODUITS SEMI-CONDUCTEURS EN TECHNOLOGIE MOS

RTC RADIOTECHNIQUE-COMPELEC a récemment introduit sur le marché de nouveaux dispositifs réalisés en technologie MOS : des registres à décalage et des mémoires mortes ROM.

— Registres à décalage en boîtiers TO 100

Type FDN 166 A dynamique - 512 bits
FDN 196 A dynamique - 2×256 bits
FDN 216 A dynamique - 512 bits
FDN 526 A statique - 2×100 bits

les fréquences d'emploi peuvent atteindre 5 MHz, ces dispositifs sont compatibles avec les circuits du type TTL.

— Mémoires Mortes

FDR 131Z - 512 mots de 8 bits
FDR 146Z - 512 mots de 10 bits temps d'accès 500 ns.

Ces mémoires sont également compatibles TTL.

Rens. : OE Service, cercele le n° 438.

MÉMOIRE MORTE MOS POUR CODAGE DE CLAVIER

GENERAL INSTRUMENT annonce une nouvelle mémoire MOS type AY 5-2376, mémoire morte de 2376 bits avec toute la logique pour coder l'entrée d'un clavier, par exemple télétype, dans un code à 9 bits soit 8 bits plus 1 bit de parité. Le clavier peut avoir jusqu'à 88 touches, chacune

d'elles ayant jusqu'à trois fonctions différentes, par exemple : majuscule, minuscule, commande.

Les tensions de sortie et les niveaux de signaux rendent cette mémoire compatible avec les circuits TTL et DTL.

La mémoire morte AY5 - 2376 peut être programmée jusqu'à 264 codes de 8 bits plus un bit de parité dans les codes courants ou spécialisés.

Rens. : OE Service, cercele le n° 440.

MÉMOIRE EN TECHNOLOGIE MOS

ITT SEMICONDUCTEURS INTERMÉTAL annonce une nouvelle mémoire quasi statique RAM à 1 024 bits réalisée en technologie MOS à implantation ionique.

Le modèle S 4 006 fonctionne avec un temps d'accès inférieur à 400 ns, possède un décodage interne complet, ne nécessite aucun circuit d'interface ; la puissance dissipée au repos est inférieure à 50 mW.

Caractéristiques principales :

Niveaux d'entrées compatibles TTL/DTL.

Temps d'accès : 400 ns max. Cycle de lecture 400 ns max.

Cycle d'écriture : 650 ns max. Décodage interne des adresses.

Période de rafraîchissement toutes les 2 ms. Tension d'alimentation : +5 V et -15 V.

Température de fonctionnement : 0 à 70 °C.

Rens. : OE Service, cercele le n° 439.

TRANSISTOR FET HAUTE FRÉQUENCE

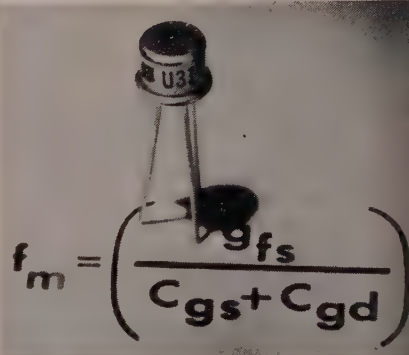
SILICONIX produit un super FET haute fréquence destiné aux applications dans des circuits amplificateurs VHF faible niveau, oscillateurs - mélangeurs et circuits de commutation.

Les caractéristiques principales sont les suivantes :

Grain : 16 à 20 dB à 100 MHz, 11 dB à 450 MHz

TOS : 1,25/1 adaptation 75 Ω.

Facteur de mérite : $2,35 \cdot 10^9$.



Température de fonctionnement : — 65 °C à +125 °C.

Rens. : OE Service, cercele le n° 441.

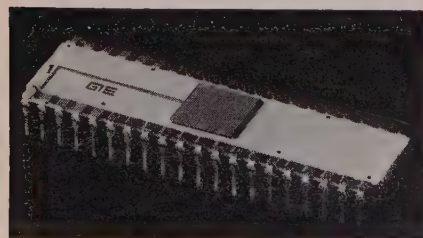
NOUVEAUX VOYANTS LUMINEUX A SEMICONDUCTEURS

La Société MONSANTO fabrique des voyants lumineux à semiconducteurs. Ces éléments émetteurs de lumière sont constitués par une pastille de phosphore arséniure de gallium qui émet une lumière rouge. La pastille est montée dans un corps plastique qui sert aussi de lentille. La durée de vie opérationnelle est de l'ordre de un million d'heures ce qui élimine pratiquement tout remplacement. Les types MV 5080 - 5082 ont une base carrée de 2 mm seulement et une hauteur de 5 mm, ce qui permet le montage à 2,05 mm de centre à centre et des réalisations nécessitant de fortes densités de sources lumineuses, dans un espace limité. Le type MV 5025, grâce à une position particulière de la pastille dans le boîtier du voyant, permet d'obtenir un angle de visibilité de presque 180°.

Rens. : OE Service, cercele le n° 442.

AJUSTAGE PAR LASER DE RÉSISTANCES SUR DES CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES

GENERAL RADIO et MICRONETICS mettent en commun leurs efforts pour développer, fabriquer et vendre des systèmes pour la fabrication



circuits hybrides. De tels systèmes mesurent et règlent automatiquement les valeurs des composants résistants sur des circuits intégrés hybrides, encore à l'état de « chips ». Le modèle d'ajustage de résistances par laser pour circuits hybrides est déjà utilisé couramment par les fabricants de circuits hybrides aux USA.

Le système a été présenté pour la première fois en Europe à l'Exposition Interkama à Düsseldorf, en octobre 71.

Rens. : OE Service, cerchez le n° 443.

PROGRAMME D'ÉLABORATION DE RÉALISATION AUTOMATIQUE DE CIRCUITS IMPRIMÉS

CIT-ALCATEL a mis au point un programme automatique pour l'élaboration et la réalisation automatique de circuits imprimés.

Le programme permet de réaliser l'implantation de circuits imprimés complexes sans risques d'erreurs et d'obtenir un tracé définitif directement utilisable par reproduction photographique, éventuellement après réduction.

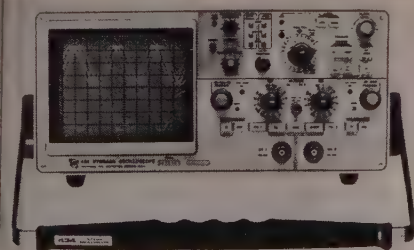
A partir de données d'entrée sous forme de ordereaux, l'équipe spécialisée de CIT-ALCATEL assure l'élaboration et l'exécution du tracé des circuits double face jusqu'aux documents définitifs directement reproductibles par photographie.

Rens. : OE Service, cerchez le n° 444.

NOUVEAUX OSCILLOSCOPES PORTABLES AVEC OU SANS MÉMOIRE

Il était, jusqu'à présent, difficile de faire sur les chantiers, des mesures sur des phénomènes rapides ou à faible fréquence de répétitions, encore sur des phénomènes erratiques, faute de disposer d'oscilloscopes appropriés portables.

Le modèle TEKTRONIX type 434 portable à mémoire permet ces mesures sur le chantier comme en laboratoire.



La version type 432 est conventionnelle, sans mémoire.

Ces appareils sont entièrement transistorisés deux voies de 25 MHz. La sensibilité est de mV/div à 10 V/div. A l'aide de l'expandeur, la vitesse la plus rapide devient 20 ns/div.

Rens. : OE Service, cerchez le n° 445.

MONITEUR D'IMAGE TV BLANC-NOIR ET COULEUR

TEKTRONIX propose deux moniteurs d'images de haute qualité, pour le contrôle et la mesure.

Le type 630 est un moniteur noir et blanc équipé d'un écran rectangulaire de 38 cm.

Le type 650 est un moniteur couleur qui utilise le tube Trinitron de 31 cm.

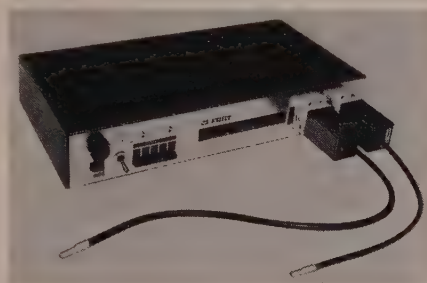
Ces deux appareils sont intégralement transistorisés et se caractérisent par une géométrie et une stabilité excellentes et une fiabilité très étudiée.

Ces moniteurs sont destinés à être utilisés en studio, en régies de TV, dans les salles de magnétoscopes ou de télécinéma où on désire connaître avec certitude la qualité d'image émise ou reçue.

Rens. : OE Service, cerchez le n° 446.

FRÉQUENCEMÈTRE NUMÉRIQUE

La Société FORT réalise un fréquencesmètre numérique 4 ou 6 digits. Cet appareil peut être utilisé en fréquencesmètre, périodémètre, chronomètre et permet la mesure différentielle. L'information est détectée et conduite au fréquences-



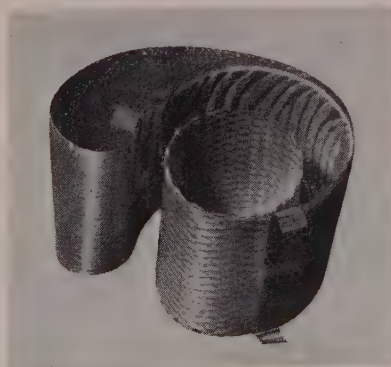
cemètre par voie optique qui garantit un signal exempt de parasites.

La gamme de fréquence d'utilisation s'étend de 0,01 Hz à 100 kHz.

Rens. : OE Service, cerchez le n° 447.

ACCUMULATEUR NICKEL-CADMIUM ET EMBALLAGE SOUPLE ET ÉTANCHE

La Société SAFT-CGE a étudié et réalisé pour l'alimentation des ballons du programme Eole-CNES une batterie répondant à des impératifs particulièrement sévères : la batterie doit être très légère 3 g par cm³ et de consistance telle que la projection de la batterie à 280 m par seconde sur une verrière d'avion ne provoque pas de dégâts sur cette dernière. La technologie de la batterie a du être adaptée aux conditions climatiques extrêmes de l'altitude où évoluent les ballons, soit de l'ordre de 12 000 m, les températures étant susceptibles de descendre parfois à moins 80 °C. La batterie comporte 10 accumulateurs nickel-cadmium, chaque accu-



mulateur étant constitué par une pochette souple et étanche en rilsan renfermant des électrodes minces et l'électrolyte spécialement adapté aux basses températures.

Rens. : OE Service, cerchez le n° 448.

COMPTEURS D'IMPULSIONS

Les Ateliers FM fabriquent des compteurs d'impulsions électromécaniques de faible encombrement. Les modèles de la série 800 ont des vitesses de comptage de 10, 30 ou 50 impulsions par seconde en courant continu et de 20 impulsions par seconde en courant alternatif. Modèles à 4 et 6 chiffres avec et sans remise à zéro.



L'association sur un même circuit imprimé d'un commutateur à sorties binaires 1-2-4-8 et d'une décade en circuit intégré TTL permet, par l'intermédiaire d'un circuit « ET », d'obtenir un échelon de tension lorsque l'état de la décade est en coïncidence avec celui de l'affichage du commutateur MINIDIGIT CS 124.

Entrée : impulsions positives 3 à 5 V.

Sortie : niveau 0 - 1,2 V niveau 1 - 3 V.

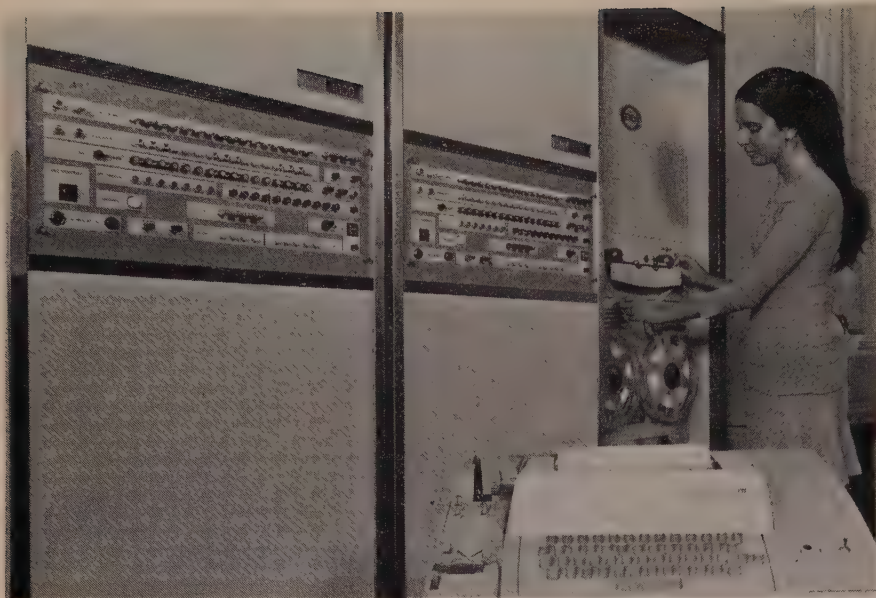
L'emploi de ces dispositifs est indiqué dans les compteurs, temporisateurs à décades, etc.

Rens. : OE Service, cerchez le n° 449.

SYSTÈME ÉLECTRONIQUE DE COMMUTATION TÉLÉPHONIQUE PRIVÉE

CGCT vient de présenter le système électronique de commutation téléphonique privée « METACONTA-LP ». C'est un système à programme enregistré dont l'organe de commande et de contrôle est un calculateur électronique ITT 1600 conçu pour la commutation téléphonique. Ce calculateur reçoit les ordres des abonnés sous forme de numérotation au cadran ou au clavier et établit les commutations en dirigeant les appels vers leurs destinataires au travers de matrices de contacts. Les avantages de ce système par rapport aux centraux classiques sont essentiellement les suivants :

Compatibilité avec les systèmes existants, maintenance simplifiée et fiabilité très augmentée numérotation abrégée, rappel automatique de poste occupé, renvoi des appels et renvoi auto-



matique différé, appel privilégié, conférence à trois et jusqu'à sept sur option. Le système permet la taxation centralisée de tous les appels

et la ventilation des taxes par service, poste et appel.

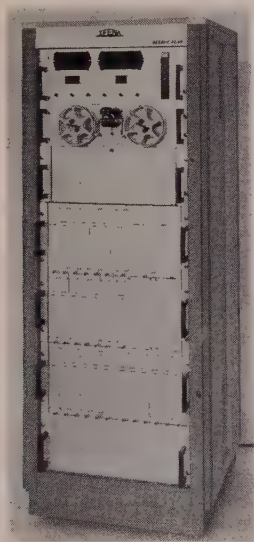
Rens. : OE Service, cercelez le n° 450.

ÉQUIPEMENT DE CONTRÔLE AUTOMATIQUE

Le Bureau Véritas vient de donner son accord pour l'utilisation du système de contrôle automatique SFENA-SESAME pour la vérification des équipements en général.

SESAME est un dispositif programmable par ruban perforé conçu pour contrôler automatiquement des circuits logiques et analogiques.

Le modèle SESAME 64-60 le plus récent est en exploitation en France, en Allemagne Fédérale et en Suisse. Les temps de contrôle, grâce



à cet équipement, ont été dévisés par cinquante pour des ensembles électromagnétiques et par près de mille pour des modules logiques comportant environ deux cents circuits intégrés.

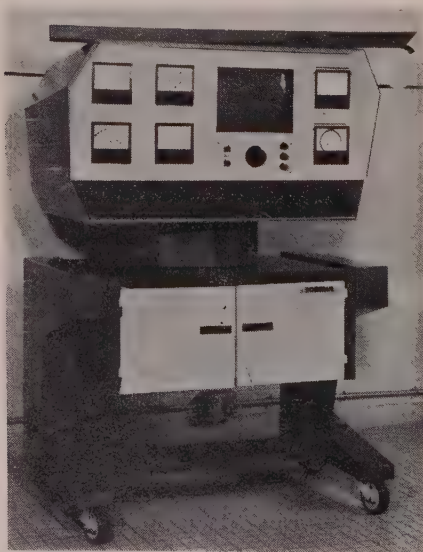
Rens. : OE Service, cercelez le n° 451.

STATION DE DIAGNOSTIC POUR L'AUTOMOBILE

La Société SOURIAU a étudié une nouvelle station de diagnostic, type 1256, qui bénéficie d'innovations en matière de visualisation et de programmation.

L'illumination des appareils de mesure suit le programme et la fonction recherchée. Le tube cathodique de 40 cm donne des images en défilement horizontal ou en alignement vertical. Outre le tube cathodique de visualisation, la station comporte un contrôleur d'angle de came, un voltmètre-ohmmètre-capacimètre, un manovacuomètre accouplé à une pompe électrique, un contrôleur d'avance incorporé au pistolet stroboscopique relié à la station. Un analyseur de CO à catalyse et un contrôleur d'étanchéité complètent, sur option, l'équipement de cette station de diagnostic.

Rens. : OE Service, cercelez le n° 452.



Documentation technique

GUIDE POUR L'ACQUISITION DES DONNÉES DE FIABILITÉ, DE DISPONIBILITÉ ET DE MAINTENABILITÉ A PARTIR DES RÉSULTATS D'EXPLOITATION

La Publication 362 de la CEI, donne des recommandations pour l'acquisition des données de fiabilité relatives au fonctionnement en exploitation de dispositifs électroniques.

Elle prévoit l'acquisition de données suffisamment intelligibles pour permettre l'analyse détaillée des défaillances et des taux de défaillance de dispositifs fonctionnant dans des conditions variées : temps, ambiance, stockage, attente, maintenance, etc. Elle souligne que des données significatives de fiabilité doivent contenir les données concernant les défaillances. En d'autres termes, cette publication n'est pas destinée à être uniquement une recommandation concernant le rapport des défaillances. La présente publication envisage aussi les données permettant de prendre en considération les aspects maintenance et disponibilité des dispositifs.

CEI, 1, rue de Varembe; 1211 Genève 20, Suisse.

NOUVEAU SERVICE DE DOCUMENTATION « SEMICONDUCTEURS »

La division « Semiconducteurs de RCA Solid State Europe » annonce la création d'un Service de documentation qui sera inauguré au mois de janvier 1972.

Ce service comportera la livraison de :

- Une série de volumes contenant tous les bulletins d'information, les notices d'applications, les guides de sélection de produits courants.
- Une revue mensuelle « Les nouveautés en matière de semiconducteurs ».
- Un service d'abonnement à la documentation diffusée par courrier postal.

Un dépliant SSD-100, décrit le nouveau service de documentation RCA et fournit les indications nécessaires pour la souscription. Se le procurer en écrivant à RCA Solid State Europe, Parc Industriel des Hauts-Sarts, 4400 Herstal Liège (Belgique).

Réalisations industrielles

EUROCONTROL CRÉE UN NOUVEAU CENTRE A SHANNON

L'Organisation européenne EUROCONTROL, responsable du contrôle du trafic aérien dans l'espace supérieur au-dessus de l'Europe, a récemment décidé de créer un nouveau centre à l'aéroport de Shannon, en République d'Irlande.

Le centre sera doté d'un système automatique pour le traitement et la visualisation des informations radar, dont la réalisation vient d'être confiée à la Société Française THOMSON-CSF (Visualisation et Traitement des Informations (VTI), filiale de THOMSON-CSF.

La mise en service de ce système est prévue pour le printemps 1973. Il traitera, d'une part, les informations fournies automatiquement par le radar secondaire déjà installé par EUROCONTROL à proximité de Shannon, et d'autre part les plans de vol, pour fournir aux contrôleurs du trafic une image synthétique de la situation aérienne comportant, sous forme d'étiquettes attachées à chaque avion, son identité et son altitude. Le système comprendra principalement des extracteurs radar, un ensemble de calcul et des matériels de génération et de présentation d'images radar de la famille « 570 » fournis par T-VT. De son côté, l'industrie française fournira les consoles radar et assurera l'installation de l'ensemble du système.

La signature de ce contrat marque une première étape dans la création d'un Centre de Contrôle du Trafic Aérien moderne sur l'aéroport de Shannon. Outre le radar secondaire déjà en service et cet ensemble de traitement et de visualisation, il recevra ultérieurement un système de traitement des plans de vol.

LE LIBAN, LA SYRIE ET L'ÉGYPTES RENFORCENT LEURS LIAISONS TÉLÉPHONIQUES

Un système de télécommunications comportant un câble sous-marin, un câble souterrain et un faisceau hertzien va relier dans un an Beyrouth, Damas et Alexandrie.

Ce système sera réalisé par le Groupe CGE qui incombera la maîtrise d'œuvre : ses filiales Câbles de Lyon Alsacienne Geoffroy-Morel et CIT-ALCATEL fourniront respectivement les câbles et les équipements électroniques.

THOMSON-CSF fournira le faisceau hertzien entre Beyrouth et Damas.

Le contrat conclu à la suite d'un appel d'offres international, est passé au groupe français par SODETEL - Société de Développement des Télécommunications du Liban — agissant pour le compte des gouvernements des Républiques Libanaise, Arabe Syrienne et Arabe Égypte.

Les capacités des tronçons respectifs du système sont de 120-160 voies pour le câble sous-marin Beyrouth-Alexandrie (longueur 700 km, 1200 paires), de 1 260 voies pour le câble terrestre Beyrouth-Damas et 960 pour la liaison hertzienne de cette même artère.

Le des Sociétés

LE GROUPE GGE PREND LE CONTRÔLE DE CIPEL

À la suite de l'achat à THOMSON-BRANDT de sa participation dans la COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES PILES ÉLECTRIQUES CIPEL et de la cession de sa part à son profit par « THE EVER REACH COMPANY (Great-Britain) Ltd » de sa propre participation dans CIPEL, le groupe CGE devient majoritaire.

Dans le secteur des accumulateurs et piles, plusieurs filiales de la CGE exercent déjà leur

activité de façon autonome : MAOM (Tudor), FULMEN et SAFT dont le département « La Pile Leclanché » produit et commercialise des piles sèches. CIPEL conservera de même sa structure, ses organes de gestion, ses moyens de production et son réseau commercial propres.

LA SOCIÉTÉ LANNIONNAISE D'ÉLECTRONIQUE ET LES ANTENNES PROFESSIONNELLES

Spécialiste des centraux téléphoniques à commutation temporelle, et bénéficiant d'une clientèle internationale pour ses stations de réception des satellites météorologiques, la SOCIÉTÉ LANNIONNAISE D'ÉLECTRONIQUE, filiale du groupe CGE, vient d'augmenter le potentiel de son département « Antennes professionnelles » par la reprise des brevets et moyens de fabrication de la Société SODERN HYPERELEC du Groupe PHILIPS.

Une base de mesure moderne vient d'être mise en service à Lannion, elle permet aux équipes des laboratoires d'étude de travailler dans les meilleures conditions d'efficacité.

La SOCIÉTÉ LANNIONNAISE D'ÉLECTRONIQUE est donc à même de répondre à toute consultation : étude et conception d'équipements nouveaux, calculs de liaison, industrialisation, prototypes, petite ou grande série.

Le service « chantier » peut procéder à l'installation de tout type d'antenne en France ou à l'étranger, et livrer des équipements « clés en main ».

Société LANNIONNAISE D'ÉLECTRONIQUE, route de Perros-Guirec, 22-Lannion, tél. 96.38.46.33. Télex : 73-719.

70 FRÉQUENCÉMÈTRES-CALCULATEURS SCHNEIDER ÉLECTRONIQUE POUR LES PTT

Le Ministère des PTT a passé à SCHNEIDER ÉLECTRONIQUE, un marché pour la fourniture de 70 fréquencémètres-calculateurs, type CR 400.

Le CR 400, présenté au dernier MESUCORA, est le symbole de l'orientation de SCHNEIDER ÉLECTRONIQUE : instrumentation + calcul. Cet appareil permet, à l'aide d'un bloc de calcul incorporé, de mesurer automatiquement des fréquences de 0,01 Hz à 20 MHz. Une base de temps de grande stabilité ($3 \cdot 10^{-8}$ par jour) associée au système de mesure — calcul de la fréquence à partir de la mesure de la période — permet la mesure d'une fréquence de 0,01 Hz en une période, avec une précision de 10^{-7} .

Très peu de constructeurs ont abordé la construction de ce type d'appareil ; SCHNEIDER ÉLECTRONIQUE se place, de ce point de vue, dans le peloton de tête sur le marché mondial, avec un appareil unique en Europe.

Perfectionnement

PROGRAMMATION EN NOMBRES ENTIERS ET APPLICATIONS

Paris (ENST) du 13 au 17 décembre 1971

Ce séminaire animé par M. le Professeur BALAS de Carnegie Mellon University est placé sous la haute autorité de M. ABADIE Président

de la Section Recherche Opérationnelle de l'AFCEC et de M. VOGÉ, Ingénieur Général, Directeur de l'Enseignement Supérieur Technique des Postes et Télécommunications. Il comprend deux parties :

— Des exposés théoriques présentés le matin par M. le Professeur BALAS : possibilités de Modélisation en Programmation en Nombres Entiers, méthodes utilisant des Plans de Coupe, méthodes d'Enumération implicite, techniques de Programmation mixte, quelques développements récents de la théorie.

— Des présentations de cas concrets allant de la modélisation à la résolution pratique, par des spécialistes français.

Les conférences seront prononcées en anglais, une traduction simultanée est prévue.

Pour tout renseignement complétement entier s'adresser au Secrétariat de la Formation Continue ENST, 46 rue Barrault, Paris-13^e. Tél. 589.66.66 poste 369.

COURS DE TECHNOLOGIE DES EXPÉRIENCES SPATIALES Brétigny et Aire s/Adour, 5-27 avril 1972

Le cours de technologie des expériences spatiales, que le CNES et le CNRS organisent chaque année dans le cadre de l'enseignement préparatoire aux techniques de la recherche, se tiendra, pour l'année 1972, du 5 au 27 avril à temps complet au Centre Spatial de Brétigny (Essonne) et au Centre de Lancement de Ballons à Aire-sur-l'Adour (Landes).

Placé sous la direction du Professeur J.-E. Blamont, Directeur du Service d'Aéronomie du CNRS, cet enseignement a pour but de permettre aux chercheurs, ingénieurs et étudiants d'acquérir les connaissances indispensables pour concevoir et réaliser des expériences à l'aide d'un véhicule spatial (ballon, fusée, satellite).

Ce cours sera dispensé sous forme de conférences, démonstrations et travaux pratiques par des professeurs de Facultés des Sciences, des chercheurs du CNRS, des ingénieurs du CNES, de l'industrie privée et de divers organismes d'Etat.

Les sujets traités sont : les moyens mis à la disposition des chercheurs (ballons, fusées, satellites), le milieu spatial, le transfert de l'information, le traitement de l'information, les systèmes et sous-systèmes de fusées et satellites, les expériences faites à bord de ballons, fusées et satellites, la technologie et l'utilisation des ballons.

Le nombre des auditeurs est limité à 35.

Les demandes d'inscription doivent être adressées avant le 31 décembre 1971 au Centre National d'Etudes Spatiales, Division des Relations Universitaires, 129, rue de l'Université, 75-Paris-7^e.

Conférences et colloques

LES PETITS CALCULATEURS TEMPS RÉEL FRANÇAIS ET LEUR SOFTWARE

Orly, 24-25 novembre 1971

La section SI de l'AFCEC organise deux journées de présentation technique des principales réalisations françaises dans ce domaine. Ces journées se tiendront les 24 et 25 novembre 1971 à l'Hôtel Hilton d'Orly.

Au programme :

Le calculateur Multi-8 Inter technique, la gamme Télémécanique, l'action Software du Comité automatisé de la DGRST, l'Ordoproc de la Société des Ordoproc et le Mitra 15 de la CII.

Inscription auprès de Mlle JOUANNEAU, AFCET - Immeuble Centre Dauphine, place du Maréchal-de-Lattre-de-Tassigny, Paris-16^e. Tél. 553.87.64.

LA LOCALISATION DE MOBILES

Orly, 2 décembre 1971

Une journée d'études sur le thème de la Localisation de mobiles est organisée par le Comité spécialisé « Transports » de la Section AP de l'AFCET, le 2 décembre 1971 à l'Hôtel Hilton Orly sous la présidence de M. le Professeur LAGASSE.

La journée sera consacrée à une série d'exposés sur les méthodes de localisation dans l'espace, sur terre et sur mer. Les conférences seront suivies de débats. Le but de cette journée est de faire surgir des possibilités d'applications nouvelles, grâce à une confrontation entre des techniques différentes.

S'inscrire, comme pour les journées ci-avant, auprès de Mlle JOUANNEAU, de l'AFCET.

III^e COLLOQUE D'ACOUSTIQUE AÉRONAUTIQUE

Toulouse, début mars 1972

Les personnes désirant présenter une communication au III^e Colloque d'Acoustique Aéronautique qui se tiendra à Toulouse au début de mars 1972, communication se rapportant à la production, la propagation et la mesure du bruit dans un écoulement aérodynamique, ou tout autre sujet connexe, sont priées d'envoyer le titre et un résumé (provisoire) soit à M.P. Liénard, 36, rue G.-Vatonne, 91-Gif-sur-Yvette, soit à M.P. Josserand, 2, rue Camichel, 31-Toulouse.

Le choix des thèmes retenus sera fait en novembre, et les titres et sommaires définitifs seront demandés en janvier 1972.

COLLOQUE INTERNATIONAL ÉLECTRONIQUE ET AVIATION CIVILE

Paris, 26-30 juin 1972

Organisé par l'Union des Associations Techniques Internationales (UATI) et par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens (SFER), avec le concours du Service Technique de la Navigation Aérienne (STNA), le Colloque international « Electronique et Aviation civile » est placé sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques (FNIE) ; il se tiendra à Paris, du 26 au 30 juin 1972.

L'objet du colloque est d'examiner les moyens et systèmes électroniques aptes à servir l'Aviation Civile et les nouveaux développements envisagés pour chacun de ces systèmes, de traiter des différents problèmes techniques et opérationnels que pose leur mise en œuvre. Le colloque doit permettre une confrontation des diverses parties intéressées : administrations, compagnies de navigation aérienne, avionneurs et constructeurs d'équipements électroniques.

Les exposés présentés au colloque seront relatifs à l'un des domaines suivants :

a) **Télécommunications** : sol-sol, sol-air, air-sol (y compris les systèmes utilisant des satellites),

b) **Navigation** : systèmes autonomes, systèmes utilisant une infrastructure au sol, systèmes utilisant des satellites, détection des turbulences,

c) **Atterrissage** : équipements de bord, infrastructure au sol, problème de sécurité.

d) **Radar et contrôle de trafic aérien** : radars primaires, radars secondaires, traitement de l'information radar, dépôts des signaux, systèmes automatisés de contrôle du trafic aérien, etc.,

e) **Pilotage** : dispositifs de pilotage tête haute, dispositifs de pilotage tête basse, simulateurs d'entraînement, pilote automatique.

f) **Fiabilité - Sécurité** : redondance des équipements de bord, contrôle automatique des équipements de bord, systèmes indépendants se contrôlant mutuellement, etc.

Les exposés pourront concerner des principes nouveaux ou être consacrés à la description de systèmes ou de techniques en cours d'étude ou de réalisation, par exemple les nouveaux systèmes d'atterrissage aux instruments, ou l'utilisation des satellites pour la radionavigation, les communications et le contrôle du trafic aérien.

Il est demandé aux auteurs de communications de bien vouloir se faire connaître dès maintenant.

Le Comité désire établir très rapidement le programme des quelque 100 communications qui seront retenues.

Le résumé des communications proposées (25 lignes) est demandé pour le 15 novembre 1971 et sera à envoyer à l'adresse suivante : Colloque international « Electronique et Aviation civile », 16, rue de Presles, 75-Paris-15^e.

LES FOIRES DE BALE EN 1972

Le calendrier bâlois des foires de 1972 comprend, en plus de la 56^e Foire Suisse d'Echantillons qui aura lieu du 15 au 25 avril, neuf foires internationales spécialisées dont deux d'entre elles sont susceptibles d'intéresser nos lecteurs, ce sont :

SURFACE 72, 3^e Salon international des traitements de surfaces, du 6 au 12 septembre et **NUCLEX 72**, 3^e Foire internationale des industries nucléaires, du 16 au 21 octobre 1972

ÉLECTRONICA 72 ET 5^e CONGRÈS INTERNATIONAL DE LA MICRO-ÉLECTRONIQUE

Munich, 23-29 novembre 1972

Le 5^e « Electronica » — Salon International pour la Fabrication dans l'Industrie Electronique — se tiendra à Munich du 23 au 29 novembre 1972.

La classification en trois branches y sera de nouveau appliquée :

1. Composants et sous-ensembles prêts à l'utilisation.

2. Equipements de fabrication, produits semi-ouvrés et matériaux auxiliaires.

3. Equipements de contrôle pour composants et sous-ensembles.

Le 5^e Congrès International de la Micro-électronique aura lieu en conjonction avec

l'électronica 72. Les savants s'y réuniront pour un échange d'idées et d'expériences à l'échelle mondiale.

APPLICATION DES MÉTHODES DU SYSTÈME ENGINEERING AU DÉVELOPPEMENT DES PAYS

Alger, mai 1973

Patronnée par le Comité technique du Système Engineering de la Fédération Internationale de l'Automatique (IFAC) et par la Fédération Internationale de Recherche opérationnelle (IFORS), une conférence sera organisée par le Commissariat National à l'Informatique (CNI). Elle aura lieu à 25 km d'Alger, dans le cadre du Club des Pins, en mai 1973.

Les domaines d'intérêt pour les rapports sont les suivants :

1. *Planification et Contrôle de la Production et des Ressources.*

2. *Infrastructure Industrielle.*

3. *Transports.*

4. *Education et Développement du Pays.*

Des offres de rapports classés selon les sujets mentionnés ci-dessus avec un résumé en anglais ou en français (200 à 300 mots) devront être en main du Président du Comité International du Programme, Dr. M. Cuénod, c/o Prospection Engineering Gestion, 71, avenue Louis Casai, CH-1216 Cointrin-Genève (Suisse) le 31 mars 1972 au plus tard pour la pré-sélection. Les manuscrits complets des rapports (15 pages au maximum, en anglais ou éventuellement en français) doivent être soumis le 30 septembre 1972 au plus tard pour la sélection finale des rapports.

Des exemplaires de la brochure « Annonce Préliminaire et Invitation à présenter des rapports » avec formule d'inscription préliminaire peuvent être obtenus auprès du Secréariat de l'IFAC, Postfach 1139, D-4000 Dusseldorf 1 Fed. Rep. Germ.

COMPTE RENDU DE LA DEUXIÈME CONFÉRENCE MONDIALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS SPATIALES

Du 7 juin au 17 juillet 1971 s'est tenue à Genève la Conférence administrative mondiale des Télécommunications spatiales (CAMTS) chargée de réviser les dispositions du Règlement des radiocommunications concernant les radiocommunications spatiales.

En 1959, lors de la dernière grande Conférence administrative mondiale des Radiocommunications organisée par l'Union internationale des Télécommunications (UIT), les radiocommunications spatiales existaient surtout à l'état de projet et peu de place leur avait été réservée dans le spectre des fréquences radioélectriques. Toutefois on sentait déjà l'importance croissante qu'allait prendre ce nouveau type de radiocommunication, et la Conférence de 1959 avait prévu qu'une Conférence ultérieure serait réunie pour attribuer des bandes de fréquences aux radiocommunications spatiales : cette première conférence spatiale s'est réunie en octobre 1963 à Genève, et a déterminé les bandes de fréquences dans lesquelles pouvaient fonction-

les divers types de radiocommunications spatiales (recherche spatiale, télécommunications par satellite ou service fixe par satellite, météorologie par satellite, radionavigation par satellite) ainsi que les critères techniques auxquels ils devaient satisfaire pour ne pas brouiller les systèmes de radiocommunications traditionnelles (dites radiocommunications de terre) qui fonctionnaient déjà dans les mêmes bandes de fréquences. En particulier, dans le cas du service fixe, la coordination entre les « stations terriennes » des systèmes par satellite et les « stations de Terre » des systèmes par réseau hertzien fait l'objet d'une procédure de coordination assez complexe, qui doit être inspectée par les administrations lors de l'installation d'une nouvelle station terrienne.

Les décisions de la Conférence spatiale de 1963 ont permis aux premiers systèmes de radiocommunications spatiales de fonctionner dans des conditions satisfaisantes et, en plus, les engins spatiaux destinés à la recherche, ont mis en place divers systèmes de satellites d'application, notamment les satellites de télécommunication (du service fixe), en particulier ceux du réseau Intelsat, et les satellites de météorologie.

Mais les techniques spatiales ont fait des progrès considérables depuis 1963, et depuis quelques années on sentait le besoin d'une révision des décisions de la première Conférence spatiale : de nouveaux systèmes d'application étaient étudiés (en particulier la radiodiffusion par satellites) et, dans les systèmes de télécommunication en plein développement, de nouveaux problèmes se posaient (besoin de fréquences plus élevées, supérieures à 10 GHz, problèmes de coordination entre deux réseaux de satellites différents, etc.). C'est pourquoi en 1969, le Conseil d'Administration de l'IUT déclina la convocation d'une deuxième conférence spatiale pour l'été de 1971. Celle-ci a été précédée d'une réunion spéciale du Comité consultatif international des Radiocommunications (CCIR) qui, après sa XIII^e Assemblée générale (New Delhi, janvier 1970), a réuni à Genève, en février 1971, ses Commissions d'études intéressées par les radiocommunications spatiales, pour préparer des bases techniques destinées à la Conférence administrative.

La Conférence administrative mondiale des télécommunications spatiales vient de se tenir à Genève du 7 juin au 17 juillet 1971. 740 participants représentant d'une part 101 des 140 pays membres de l'IUT, d'autre part diverses organisations internationales intéressées, ont travaillé pendant six semaines des dispositions nouvelles et révisées qui font l'objet des « Actes finals » de la Conférence. On peut en extraire quelques-unes, qui ont fait l'objet d'âpres discussions, et qui conditionnent le développement futur des radiocommunications spatiales.

Tout d'abord, dans le domaine de l'attribution des bandes de fréquences, peut-être le plus spectaculaire, on peut noter :

— l'attribution au service fixe par satellite et aux télécommunications par satellite) des bandes 10,95-11,2 et 11,45-11,7 GHz (trajet montant) et 14-14,5 GHz (trajet descendant), ces bandes

seront utilisées en particulier pour le satellite européen en cours d'étude par la Conférence européenne des postes et télécommunications (CEPT) et l'Organisation européenne de recherche spatiale (ESRO) ;

— l'attribution à la radiodiffusion par satellite (incluant la radiodiffusion visuelle ou télévision) de la bande 11,7-12,2 GHz (prolongée en Europe jusqu'à 12,5 GHz — c'est dans cette bande que fonctionneront sans doute vers 1980 les premiers satellites européens de télévision), ainsi que de la bande 2,5-2,69 GHz, pour la réception communautaire ; en outre, des fréquences de la bande 620-790 MHz pourront également être utilisées pour des émetteurs de radiodiffusion sur satellite dans la mesure où ils ne brouillent pas les émissions à Terre ; par contre, aucune attribution n'a été faite dans la bande 790-960 MHz, où fonctionnent des faisceaux hertziens transhorizon, et ceci malgré les expériences que l'Inde doit faire en 1973 dans la bande 845-935 MHz à l'aide du satellite américain ATS-F ;

— l'attribution aux services mobiles maritime et aéronautique par satellite de bandes de fréquences comprises entre 1 535 et 1 660 MHz ; aucune bande n'a été attribuée à ces services au voisinage de 120 MHz et de 400 MHz ;

— en outre des bandes de fréquences comprises entre 17 et 275 GHz ont été attribuées aux divers services de radiocommunications spatiales et à la radioastronomie, mais elles ne seront vraisemblablement pas utilisées dans le futur proche.

Ensuite, on peut mentionner les principales dispositions techniques et administratives adoptées à la CAMTS :

— la révision et le complément des limitations techniques imposées aux systèmes à satellites pour leur permettre de cohabiter entre eux (tolérance de position sur l'orbite des satellites géostationnaires) ou avec des systèmes de radiocommunication de terre (limitation de la densité surfacique de puissance produite à la surface de la Terre par les stations spatiales, limitation de la puissance isotrope rayonnée équivalente et angle de site minimal des stations terriennes), ainsi que des limitations imposées aux systèmes de radiocommunication de Terre dans les bandes partagées (limitation de la puissance isotrope rayonnée équivalente). Ces conditions de partage sont très importantes, la presque totalité des bandes attribuées à certains services, tel le service fixe par satellite, étant partagée avec les radiocommunications de Terre ;

— la révision complète des procédures administrative et technique de coordination entre les stations terriennes des systèmes à satellites et les stations des systèmes de radiocommunications de Terre, cette procédure devant être suivie préalablement à l'installation de toute station terrienne fonctionnant dans une bande partagée entre radiocommunications spatiales et radiocommunications de terre ;

— l'établissement d'une nouvelle procédure administrative et technique de coordination entre systèmes à satellites, cette procédure devant

être suivie préalablement à l'installation ou à l'extension de tout système à satellites cette procédure de coordination doit être précédée d'une publication de renseignements concernant le système (ou de modification de renseignements) diffusée par l'UIT à l'ensemble des administrations ;

— la décision de subordonner les assignations de fréquences pour radiodiffusion par satellite à une planification : les plans de fréquences seront établis par des conférences mondiales et régionales, et une procédure provisoire a été définie en attendant la première conférence de planification ;

— une certaine limitation, dans le cas des radiocommunications spatiales, au « droit du premier occupant » qui est la règle pour les radiocommunications de terre ;

— la rationalisation et le complément de la terminologie utilisée pour désigner les différents services et systèmes de radiocommunications spatiales.

Les décisions prises par la CAMTS sont évidemment le fruit de compromis consécutifs aux nombreuses discussions qui ont eu lieu pendant les six semaines de la Conférence ; toutefois, on peut noter que, sur les principaux points mentionnés ci-dessus, ces décisions sont assez voisines des propositions soumises par la France quelques mois avant l'ouverture de la Conférence ; cela est dû, d'une part à la grande valeur du travail de préparation effectué depuis près de deux ans par les différentes administrations françaises au sein de la « Commission des conférences des radiocommunications » du « Comité consultatif des télécommunications » (CCT), d'autre part à la grande efficacité et au travail intensif de la délégation française à la Conférence.

Cette délégation, présidée par M. l'Ambassadeur Fernand-Laurent, représentant permanent de la France à Genève, était effectivement dirigée par M.-F. Job, ingénieur général au CNET. Elle comportait en permanence des représentants de l'Administration des PTT, de l'Office de Radiodiffusion-télévision française, du secrétariat général à l'Aviation civile, des Armées et de la Fédération nationale des industries électroniques ; elle a été renforcée par la présence à Genève, pendant des périodes plus ou moins longues, d'experts envoyés notamment par le CNES et le CNET.

Pendant la Conférence spatiale s'est tenue à Genève, du 17 au 27 juin 1971, l'exposition « Telecom 71 » a réuni les matériels de télécommunication les plus modernes en provenance du monde entier. L'ensemble des exposants français, administrations et sociétés privées, avaient regroupé leurs stands en un bloc unique organisé par le département « Affaires extérieures » du CNET. Le stand du CNET proprement dit présentait, en plus des stations terriennes existant à Pleumeur-Bodou ou en cours d'étude, les matériels correspondant aux études d'avant-garde : composants et sous-ensemble miniaturisés, système de transmission sur guide d'ondes circulaire, maquette de visiophone, système Phêdre de stockage d'information par holographie, etc.

MICROÉLECTRONIQUE AVANCÉE

2 volumes

texte intégral des conférences sur le
COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA
MICROÉLECTRONIQUE AVANCÉE
PARIS 1970

Placé sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Électroniques (FNIE), ce colloque était organisé par l'Union des Associations Techniques Internationales (UATI) et par la Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens (SFER).

Plus de 1 200 participants ont suivi les 120 conférences prononcées et publiées ici.

Le but de ce colloque était de réunir les utilisateurs de circuits intégrés et les spécialistes de la conception et de la fabrication de ces circuits.

Les premiers y ont présenté leurs réalisations en insistant sur les avantages de la microélectronique, tant sur le plan des performances et de l'économie que sur celui de la fiabilité.

Les seconds y ont décrit les progrès attendus dans le domaine des technologies avancées et des circuits originaux et les facilités nouvelles apportées par l'emploi des calculateurs.

Le lecteur retrouvera, dans ces deux volumes, les sections de travail de ce colloque :

- Technologie des circuits intégrés,
- Modèles mathématiques,
- Circuits intégrés originaux,
- Circuits hyperfréquences,
- Mémoires,
- Conception assistée par ordinateurs,
- Fabrication assistée par ordinateurs,
- Tests assistés par ordinateurs,
- Fiabilité des circuits,
- Applications nouvelles de circuits.

La microélectronique est appelée à avoir de grands développements dans les techniques de pointe et les recherches avancées dans les laboratoires. Une industrialisation prochaine mettra la microélectronique entre les mains d'un nombre d'utilisateurs de plus en plus nombreux.

Ces deux volumes sont indispensables aux ingénieurs, techniciens et utilisateurs de toutes les industries qui veulent faire le point sur l'état actuel de la microélectronique dans le monde et connaître ses possibilités futures.

- Deux volumes brochés 15×24 cm.
- 1264 pages, nombreuses illustrations.
- Prix pour l'ensemble des deux volumes, en librairie : 110 F.
- Les deux volumes expédiés en port recommandé, pour la France : 116 F.
- Les deux volumes expédiés en port recommandé, pour l'Étranger : 117,50 F.

BON DE COMMANDE

(à recopier ou à coller sur le volet de votre CCP ou à joindre à votre chèque bancaire. Envoi aux Éditions Chiron)

Veuillez m'envoyer les deux tomes du
COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA
MICROÉLECTRONIQUE AVANCÉE

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

- ☐ virement au CCP 53-35 PARIS
- ☐ chèque bancaire ci-joint
- ☐ mandat postal ci-joint

Nom

Adresse

.....

.....

Date

Signature

ÉDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine PARIS-6^e - CCP PARIS 53-35

E. SERVICE

Le n° 71-10
se lit :
novembre 1971

Pour bien
utiliser notre
Service aux
Lecteurs :

que annonce pu-
taire, chaque do-
mentation technique
nos pages de
e, portent un nu-
o de référence.

Sur les tableaux
blicité ou docu-
tation) CERCLEZ
numéros de réfé-
ce correspondant
annonces ou à la
umentation techni-
à propos desquel-
vous désirez rece-
un complément
ormation.

Inscrivez vos nom
prénoms, profes-
a et adresse très
eusement.

Ne rien inscrire sur
parties blanches.

Affranchissez et
tez.

ENTION : Cerclez
inctement les nu-
ros qui vous inté-
sent. Pas de croix,
barre ni de coches.
rci.

PUBLICITÉ

500 520 540 560 580 600 620 640 660 680 700 720 740 760 780 800 820 840 860 880
501 521 541 561 581 601 621 641 661 681 701 721 741 761 781 801 821 841 861 881
502 522 542 562 582 602 622 642 662 682 702 722 742 762 782 802 822 842 862 882
503 523 543 563 583 603 623 643 663 683 703 723 743 763 783 803 823 843 863 883
504 524 544 564 584 604 624 644 664 684 704 724 744 764 784 804 824 844 864 884
505 525 545 565 585 605 625 645 665 685 705 725 745 765 785 805 825 845 865 885
506 526 546 566 586 606 626 646 666 686 706 726 746 766 786 806 826 846 866 886
507 527 547 567 587 607 627 647 667 687 707 727 747 767 787 807 827 847 867 887
508 528 548 568 588 608 628 648 668 688 708 728 748 768 788 808 828 848 868 888
509 529 549 569 589 609 629 649 669 689 709 729 749 769 789 809 829 849 869 889
510 530 550 570 590 610 630 650 670 690 710 730 750 770 790 810 830 850 870 890
511 531 551 571 591 611 631 651 671 691 711 731 751 771 791 811 831 851 871 891
512 532 552 572 592 612 632 652 672 692 712 732 752 772 792 812 832 852 872 892
513 533 553 573 593 613 633 653 673 693 713 733 753 773 793 813 833 853 873 893
514 534 554 574 594 614 634 654 674 694 714 734 754 774 794 814 834 854 874 894
515 535 555 575 595 615 635 655 675 695 715 735 755 775 795 815 835 855 875 895
516 536 556 576 596 616 636 656 676 696 716 736 756 776 796 816 836 856 876 896
517 537 557 577 597 617 637 657 677 697 717 737 757 777 797 817 837 857 877 897
518 538 558 578 598 618 638 658 678 698 718 738 758 778 798 818 838 858 878 898
519 539 559 579 599 619 639 659 679 699 719 739 759 779 799 819 839 859 879 899

71-10

DOCUMENTATION TECHNIQUE

400 410 420 430 440 450 460 470 480 490
401 411 421 431 441 451 461 471 481 491
402 412 422 432 442 452 462 472 482 492
403 413 423 433 443 453 463 473 483 493
404 414 424 434 444 454 464 474 484 494
405 415 425 435 445 455 465 475 485 495
406 416 426 436 446 456 466 476 486 496
407 417 427 437 447 457 467 477 487 497
408 418 428 438 448 458 468 478 488 498
409 419 429 439 449 459 469 479 489 499

71-10

BULLETIN D'ABONNEMENT A L'ONDE ÉLECTRIQUE

Je, soussigné, souscris un abonnement d'un an à L'ONDE ÉLECTRIQUE
à partir du numéro de au prix de (1) :

France 82 F
Etranger 100 F F

Nom
Prénoms
Firme (2)
Fonctions (2)
Adresse

Je règle le montant de cet abonnement par (1) : chèque bancaire ou virement
postal au nom des ÉDITIONS CHIRON, C.C.P. 53-35 PARIS.

(1) Rayez les mentions inutiles
(2) Vous pouvez vous abonner à votre
domicile privé. Dans ce cas, pour notre
travail de statistique, n'omettez pas les
deux points mentionnés. Nous vous en
remercions.

Date :
Signature :

71-10

N

P

F

Da

Prénom
Fonction

Nom
Firme
Adresse

N F A D

71-10

N

P

F

Da

Prénom
Fonction

Nom
Firme
Adresse

N F A D

AFFRANCHIR

l'onde électrique

O.E. Service Lecteurs

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, PARIS-VI^e

O. E. SERVICE

*Si
vous désirez
des renseignements
complémentaires
sur les
produits annoncés
ou sur les
nouvelautés de
notre documentation
technique,
utilisez
les cartes-réponses
mises à votre
disposition
par*

O.E. SERVICE

AFFRANCHIR

l'onde électrique

O.E. Service Lecteurs

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, PARIS-VI^e

*Voyez
au recto
le mode
d'emploi*

AFFRANCHIR

l'onde électrique

O.E. Service Abonnements

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine, PARIS-VI^e

*Au cas où vous
désiriez un nouveau
abonnement,
le bulletin ci-joint
est à votre
disposition.*

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI

B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.
Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle
de la Compagnie Générale des Composants Électroniques C.G.E. Compelec
actuellement Chef du Service Fiabilité Transistors et Circuits Intégrés au
Centre Électronique de Toulouse, Motorola Semiconducteurs.

préface
de

J. ELDIN

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

Un ouvrage de 700 pages 16×24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesure détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix Franco : 90 F.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI^e, CCP PARIS 53-35

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

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

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

On trouvera pour chaque type de paramètre :

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

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

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

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

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

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

EDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6^e



INDEX DES ANNONCEURS

	Pages		Pages
ADRET	24	LEMOUZY	26
AGAMICE	20	LTT	16
ALLCO	17	PHILIPS INDUSTRIE	30
ANTARES	14-29	PRODELEC	19
CEPE	22	QUANTEL	1 ^{re} c.
COMELIM	11	RADIO-EQUIPEMENTS	29
COREL	24	RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC	7
EAI	8	REDITEC	16
ELCO	4° c.	RIFA	13
EMITRONICS	18-25	SCHLUMBERGER	10-23
FERISOL	2°-3° c.	SILICONIX	20
IEC ELECTRONIQUE	26	SPETEEC	15-22
KOVACS	26	TECHNIQUE & SERVICE	14
LEM	20	TEKELEC-AIRTRONIC	21-27
		TEKTRONICS	9-12

Sommaire de l'Onde Electrique n° 71-11, décembre 1971

(sous réserve de modifications de dernière heure)

- Editorial de M. ROUBINE.
- Les mémoires de masse, J.C. VILLARD (DRME), D. RANDET (LETI-CENG).
- Artères de transmission de données à très grande vitesse — Autoroute électronique de l'Ouest et Paris-Orléans-La Source, A. JOUSSET, J. LACHAISE (CNET).
- APL 360 — un outil pour l'ingénieur, Y. LE BORGNE, V. RISO (IBM).
- Ambiguïté généralisée, M. DEBART (CIT-ALCATEL).

Thème des numéros à venir

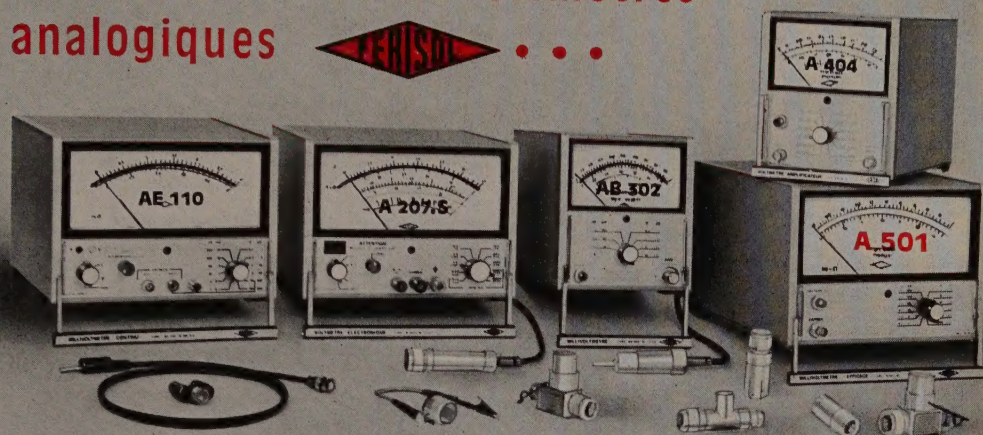
(sous réserve de modifications)

L'Onde Electrique n° 72-1 : Le programme spatial français.

L'Onde Electrique n° 72-3 : Les composants électroniques.

Dans cette gamme de

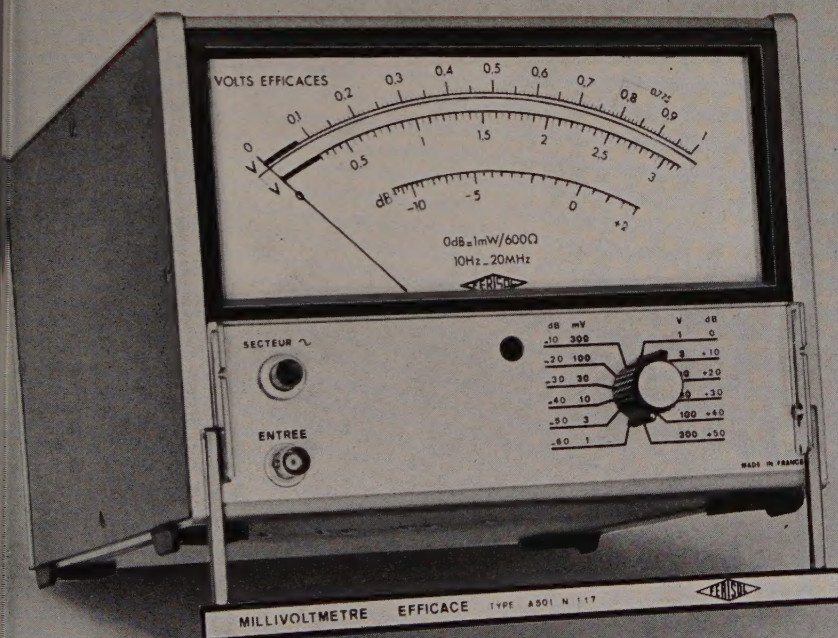
voltmètres et millivoltmètres
analogiques



...permettant les mesures du continu à 1500 MHz

... Il y a en particulier celui-ci :

MILLIVOLTMÈTRE " EFFICACE "
type A 501 : 300 μ V à 300 V - 10 Hz à 20 MHz



MESURE DE LA **VALEUR EFFICACE VRAIE** D'UNE TENSION ALTERNATIVE

PRÉCISION DE LA MESURE CONSERVÉE QUELLE QUE SOIT LA FORME D'ONDE

DOUZE GAMMES DE MESURE

TROIS ECHELLES DE LECTURE

- deux graduées en tension
- une graduée en dB

FACTEUR DE FORME ADMISSIBLE

- 10 en bout d'échelle
- 30 au tiers de l'échelle

SURCHARGE ADMISSIBLE
40 dB ou 650 V crête

documentation franco sur demande

18, avenue Paul-Vaillant-Couturier - 78-Trappes - FRANCE
Téléphone : 462.88.88 - Telex : 25705 - Câble : Feritrappes

ETS GEFFROY & C^{IE} S.A. capital 13.153.000 F

Délégations Régionales : LYON - RENNES - TOULOUSE
Bureaux Techniques : MUNICH - MILAN

du continu...



aux hyperfréquences

SALON DE LA PHYSIQUE — du 6 au 11 décembre 1971 — Stand 510

E. Service : cerclez le n° 601

pour tous renseignements complémentaires, utilisez les cartes-réponse O.E. Service

SÉRIE 6067
NOUVELLE VERSION
MODIFIÉE

**le vrai
compatible**

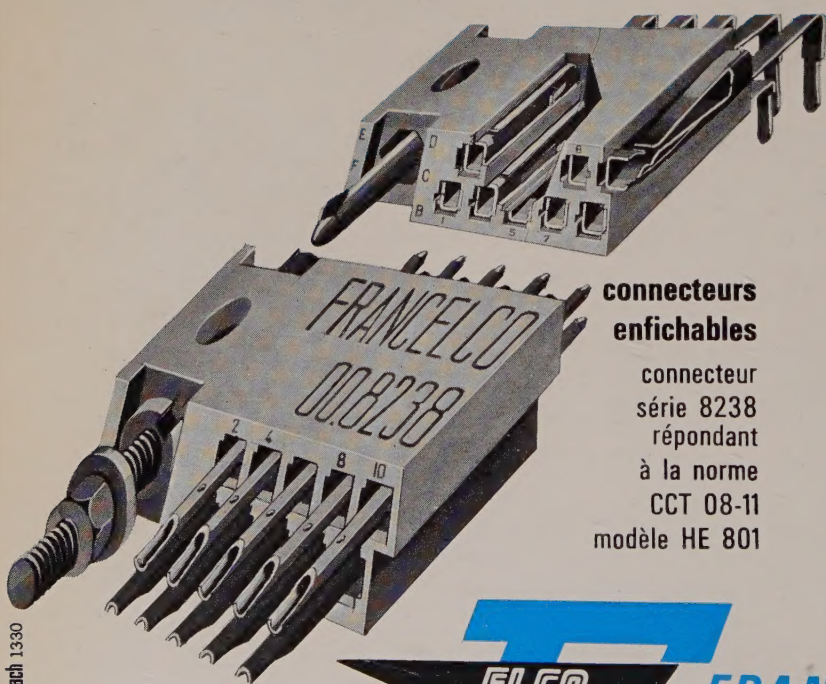
connecteur
semi-encartable
série 6041.
Embase répondant
à la norme
CCT 08-13
modèles : HE 901

**livraison
sur
...stock**



**contact
triple
lyre**

connecteur
semi-encartable
série 6067
répondant
à la norme
CCT 08-07
modèle : HE 701



**connecteurs
enfichables**

connecteur
série 8238
répondant
à la norme
CCT 08-11
modèle HE 801

...et le 6314

connecteur encartable
52 contacts double face au pas de 3,81



FRANCE DISTRIBUTION

73, Av. de Neuilly, 92 NEUILLY s SEINE tél : 722-70-40 telex : 65
USINE A EPERNON (Eure et Loir)