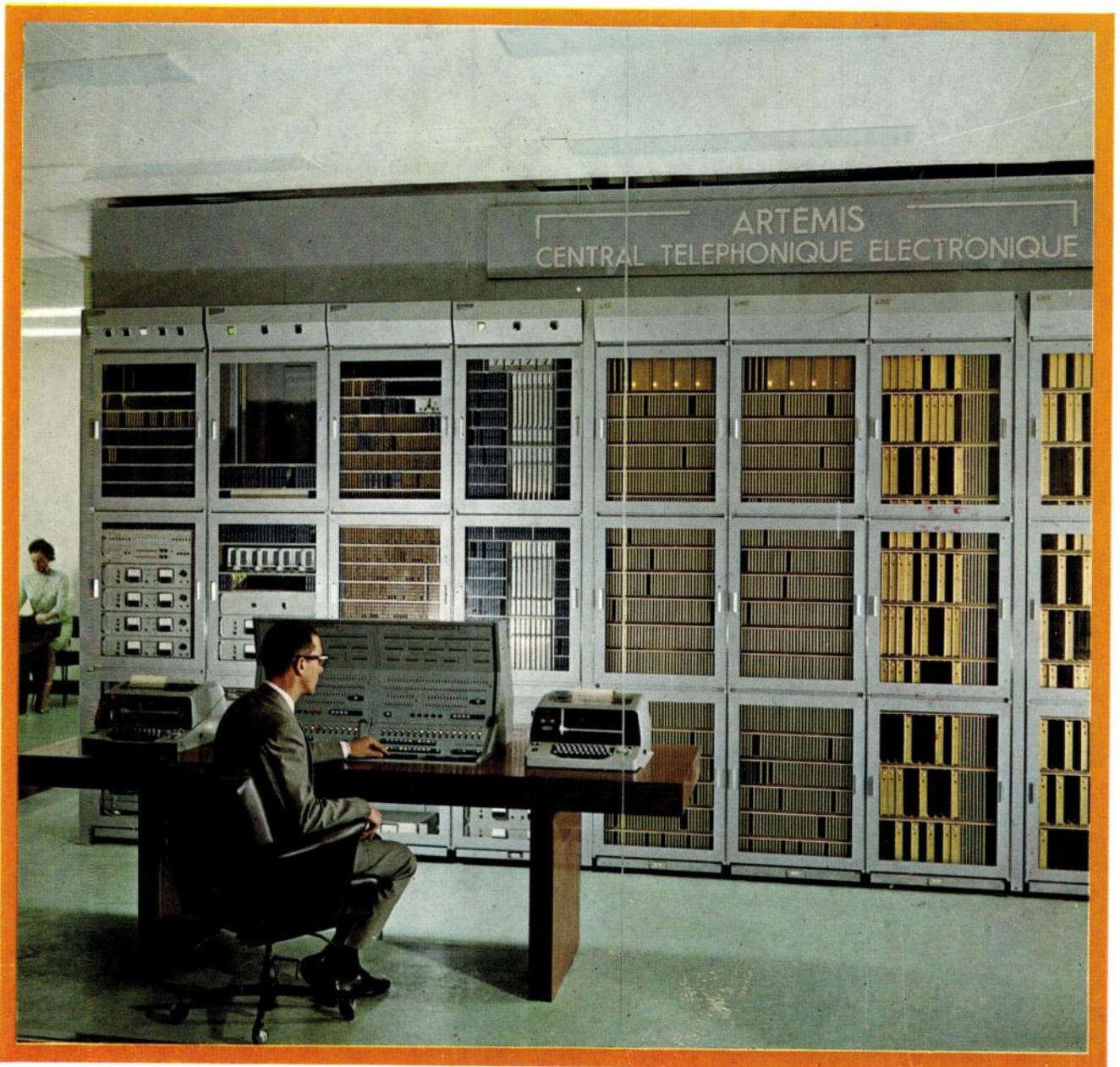


l'onde électrique

LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE CENTER
ADMINISTRATIVE SERVICES DIVISION, BOULDER, COLORADO

AUG 20 1968

revue mensuelle
de la
Société française
des électroniciens
et des radioélectriciens



nouveau... fréquencesmètre compteur automatique



TYPE HA 300 B avec tiroir "Adaptateur d'entrée"

- 1 ENTRÉE CONTINUE 0 à 51 MHz
- 1 ENTRÉE ALTERNATIVE 10 Hz à 51 MHz

- MESURE DES FRÉQUENCES** : jusqu'à 520 MHz AVEC TIROIR "PRÉAMPLIFICATEUR-CONVERTISSEUR" TYPE HAF 600 B
 3000 MHz AVEC TIROIR "CONVERTISSEUR".....TYPE HAF 700 B
 12000 MHz AVEC TIROIR "CONVERTISSEUR".....TYPE HAF 800 B
- MESURE DES PÉRIODES** : Contacteur multipériodes - n = 10, 10², 10³, 10⁴ ou 10⁵
- MESURE DES DURÉES** : 1 μs à 10⁸ s AVEC TIROIR "MESURE DES DURÉES" TYPE HAT 300 B
sensibilité : 1 mV jusqu'à 50 MHz | Avec Préamplificateur-Convertisseur TYPE HAF 600 B
 10 mV jusqu'à 520 MHz
 50 mV jusqu'à 3 GHz
 100 mV jusqu'à 12 GHz
quartz pilote : Stabilité : 2.10⁻⁹ par heure, 5.10⁻⁹ par jour, 5.10⁻⁸ par semaine.
- MÉMORISATION DES RÉSULTATS, commande de porte automatique (manuelle ou extérieure).
- AUTRES UTILISATIONS : Compteur-totalisateur, standard de fréquences, chronomètre, quotientmètre, diviseur BF, etc...
- DISPOSITIFS AUXILIAIRES : Enregistreur Imprimeur Décimal BG 200, Convertisseur Digital/Analogique HDA 100.

Ets GEFROY & Cie
docteur ingénieur
constructeur
S. A. CAP. 7.160.000 F.



18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER - 78 TRAPPES - TÉL. 462-88-88

TÉLEX : 26.705 - CABLE : FERITRAPPES (FRANCE)

DÉLÉGATION RÉGIONALE : 281 R^{te} D'ESPAGNE - 31 TOULOUSE - TÉL. 42-11-88

l'onde électrique

revue mensuelle
de la Société française des électroniciens
et des radioélectriciens

volume 48 - n° 495 - juin 1968 - prix 10 F

sommaire

Les lignes à retard acoustiques dispersives pour la compression d'impulsion, P. TOURNOIS	533
Quelques points de comparaison entre sonar et radar, P. SABATHÉ	549
La propagation et le milieu en radar, L. CLAQUIN	551
La propagation et le milieu marin, A. M. FAUGERAS	556
Méthodes d'exploration de l'espace, M. PIROLI	561
Traitement des signaux radar, limites d'application aux signaux sonar, C. SKENDEROFF	568
Quelques aspects comparés au radar du traitement des signaux des sonars actifs, P. TOURNOIS	573
Les méthodes d'exploration de l'espace sous-marin, A. MICHAUD	578
Procédés d'obtention d'une information temporelle dans une diode Ge(Li). Application à la spectrométrie, E. OSTERTAG, J. A. MIEHE, A. COCHE	583
Analyse des clichés de chambre à bulles, J. NUTTALL	588
Application de la supraconductivité aux accélérateurs de particules, R. HIREL	595
Correspondance	601
Compte rendu du 31 ^e Salon International des Composants Electroniques. 1 ^{re} partie : Appareils de mesure	608
Documentation technique, communiqués	620

rédaction

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.

édition

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 68 F - Etranger 78 F - C.C.P. Paris 53-35
Pour les membres de la S.F.E.R. voir au verso extraits des statuts et montant des cotisations.

publicité

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

notre couverture

L.M.T. a installé dans son usine de Boulogne l'autocommutateur téléphonique Artemis en service depuis juillet 1967 qui a été conçu et réalisé dans le cadre de sa participation à la SOCOTEL. Cet autocommutateur met en œuvre un réseau de commutation de circuits de conversion, à contacts à tiges sous ampoules de verre scellées et à maintien magnétique commandé par des dispositifs entièrement électroniques dont la partie principale fonctionne suivant un programme enregistré comme dans les calculateurs modernes.

La commande centrale comprend notamment deux multienregistreurs construits par le laboratoire commun de SOCOTEL à Lannion d'après les études effectuées par le C.N.E.T. pour le projet SOCRATE.
L.M.T., 46-47, quai Alphonse-Le-Gallo, 92-Boulogne-Billancourt. Tél. 408 50-00.

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. - Secrétaire : 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. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble. - Secrétaire : M. A. COUMES, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble.

groupe de Lyon

Président : M. A. SARAZIN, Professeur de Physique Nucléaire à la Faculté des Sciences de Lyon, Directeur de l'Institut de Physique Nucléaire de Lyon. - Secrétaire : M. R. ARNAL, Maître de Conférences à l'I.N.S.A. de Lyon.

groupe de Marseille

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

groupe du Nord

Président : M. N. SEGARD, Professeur, Directeur de l'I.S.E.N. - Vice-Présidents : M. R. CARPENTIER, Chef des Services Techniques 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. F. CAMBOU, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse. - Vice-Président : M. J.-L. POURNY, Directeur général de la Société Synelec. - Secrétaire général : M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

Bureau de la Société

Président (1968)

A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Président désigné pour 1969

J. FAGOT, Directeur technique à la C.S.F.

Vice-Présidents

J. PICQUENDAR, Directeur du Laboratoire de Recherches Générales, C.F.T.H.

M. THUE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

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

Secrétaire Général

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

Secrétaires Généraux Adjoins

B. GAUSSOT, Chef du Service Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.

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

Trésorier

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

Secrétaires

M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

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

P. CONRUYT, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

Sections d'études

	Présidents	Secrétaires
1 Problèmes d'enseignement. Formation et perfectionnement des Ingénieurs et Techniciens	Ch. DUFOUR	A. PETITCLERC
2 Études scientifiques générales	J.C. SIMON	E. SPITZ
3 Physique de l'état solide	Cl. DUGAS	G. PARICARD
4 Tubes électroniques	G. MOURIER	A.M. SHROFF
5 Composants électroniques	F. DUMAT	J.-M. HUBERT
6 Propagation des ondes	A. BOISCHOT	
7 Électroacoustique. Enregistrement des sons	G. FERRIEU	P. RIETY
8 Télécommunications Radio et Télévision	L. GOUSSOT	
9 Radiodétection et localisation. Radionavigation	A. VIOLET	L. GÉRARDIN
10 Calculateurs électroniques. Automatismes	J. GAUDFERNAU	R. DUSSINÉ
11 Électronique nucléaire et corpusculaire	J. POTTIER	Ch. GUYOT
12 Électronique biologique et médicale	E. CORABOEUF	R. DISTEL

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 697.38

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 ».

ont collaboré à ce numéro :



Louis CLÄQUIN

Né en 1919
Ancien élève de l'Ecole Navale
Ingénieur ESE
Ingénieur en Chef
au Département Radar de la CSF
168, rue Gabriel-Péri, 92-Malakoff.

Les difficultés d'acheminement du courrier ne nous ont pas permis de publier la photographie de M. COCHE

André COCHE

Professeur à la Faculté de Sciences.
Directeur du Département de Physique des Rayonnements et Electronique Nucléaire au CRN de Strasbourg, 67-Strasbourg.



Anne-Marie FAUGERAS

Née en 1926
Ingénieur ESE Radio
Laboratoire de détection sous-marine de l'Alcatel
1, av. Aristide-Briand, 94-Arcueil.



Renée HIREL

Née en 1935
Ingénieur ESE
Docteur-ingénieur
de la Faculté des Sciences d'Orsay
Ingénieur au Laboratoire de l'accélérateur linéaire
Faculté des Sciences, 91-Orsay.



André MICHAUD

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique et de l'Ecole Nationale Supérieure du Génie Maritime
Attaché de Direction à la Compagnie Industrielle des Télécommunications, 78-Les Clayes-sous-Bois, B.P. n° 4.



Joseph MIEHE

Né en 1934
Licencié ès sciences
Ingénieur ESE
Ingénieur au Département de Physique des Rayonnements et d'Electronique Nucléaire
Centre de Recherches Nucléaires
67-Strasbourg.

Jacques NUTTAL

Né en 1936
Ingénieur ESE Radio
Ingénieur au CERN. Participe dans le cadre du Groupe « Ejection Rapide » aux travaux menés en commun par l'URSS et le CERN sur le synchrotron à protons de Serpukhov (URSS).
Avait précédemment réalisé la mise en ligne de la première table de dépouillement de photographies de chambre à bulles de la Division NPA, CERN 1211, Genève 23 Suisse.



Eric OSTERTAG

Né en 1939
Licencié ès sciences
Ingénieur Radio ESE
Ingénieur au Département de Physique des Rayonnements et d'Electronique Nucléaire
Centre de Recherches Nucléaires
67-Strasbourg.



Claude PIROLI

Né en 1934
Ingénieur ESE. Radio Electronique.
Depuis 1961 à Elecma (Division Electronique de la Snecma) au Département hyperfréquences.
Depuis deux ans au Département « Avant projet »
Elecma, 22, quai Gallieni, 92-Suresnes.



Claude SKENDEROFF

Ingénieur d'Etudes Radar et Théories de l'Information Ecole Polytechnique
Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications
Compagnie Française Thomson-Houston-Hotchkiss Brandt.
2, rue Latécoère,
78-Vélizy-Villacoublay.



Pierre TOURNOIS

Né en 1936
Ingénieur Opticien ESO
Achève une recherche de Doctorat d'Etat sur la dispersion des milieux élastiques stratifiés.
Chef du groupe Etudes et Recherches du Département Electro-Acoustique de la CSF depuis 1965.
B.P. n° 53, 06-Cagnes-sur-Mer.



Société française des électroniciens et des radioélectriciens

fondateurs

- † Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.
- † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne (M. p. F.).
- † A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
- † M. P. BRENOT, Directeur de la Cie Générale de T.S.F.
- † J. CORNU, Chef de Bataillon du Génie e.r.
- † J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
- † A. PÉROT, Professeur à l'École Polytechnique.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

présidents d'honneur

- † R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947) — † R. RIGAL (1959).
Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences,
Prix Nobel de Physique (1956).

anciens présidents de la société

- 1922 † Le Duc Maurice de BROGLIE, Membre de l'Institut.
- 1923 † H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
- 1924 † R. de VALBREUZE, Ingénieur.
- 1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T.T
- 1926 † E. BRYLINSKI, Ingénieur.
- 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
- 1928 † Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
- 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
- 1930 † Ed. BELIN, Ingénieur.
- 1931 † C. GUTTON, Membre de l'Institut.
- 1932 † P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
- 1933 † L. BRÉGUET, Ingénieur.
- 1934 † Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T.S.F.
- 1935 † R. MESNY, Professeur à l'École Supérieure d'Electricité.
- 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
- 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès Sciences.
- 1938 † P. FRANCK, Ingénieur Général de l'Air.
- 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
- 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
- 1945 † L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
- 1946 † R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
- 1947 † R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radioélectricité.
- 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire Perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
- 1951 Le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radio-diffusion-Télévision Française.
- 1952 J. de MARE, Ingénieur-Conseil.
- 1953 P. DAVID, Ingénieur en Chef de la Marine.
- 1954 G. RABUTEAU, Directeur Général de la Sté « Le Matériel Téléphonique ».
- 1955 H. PARODI, Membre de l'Institut, Professeur au Conservatoire National des Arts et Métiers.
- 1956 † R. RIGAL, Ingénieur des Télécommunications.
- 1957 R. AUBERT, Directeur Général Technique de la C.S.F.
- 1958 G. DUPOUY, Directeur Général Honoraire du C.N.R.S.
- 1959 P. ABADIE, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
- 1960 L'Ingénieur Général A. ANGOT.
- 1961 Le Général de C.A. J. GUERIN.
- 1962 B. DECAUX, Ingénieur en Chef des Télécommunications.
- 1963 G. LEHMANN, Directeur Scientifique de la C.G.E.
- 1964 L. BRAMEL de CLÉJOUX, Directeur des Services d'Enseignement des Postes et Télécommunications.
- 1965 P. GRIVET, Professeur d'Électronique à la Faculté des Sciences de Paris.
- 1965 G. GOUDET, Directeur Général de la C.G.C.T.
- 1967 J.-J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

membres d'honneur

- † Sir Edward APPLETON, Principal and Vice-Chancellor of Edinburgh University, Prix de Physique.
- † André BLONDEL, Membre de l'Institut, Inspecteur Général des Ponts et Chaussées.
- † M. Paul BRENOT, Président d'Honneur de la S.F.R. Afrique et de la Société Fabric Radioélectriques Marocaines.
- M. Léon BRILLOUIN, Professeur honoraire au Collège de France, Membre de la Nat Academy of Sciences (USA).
- M. Jean COULOMB, Membre de l'Institut, Directeur Général du Centre National Recherche Scientifique.
- † M. Eugène DARMOIS, Membre de l'Institut.
- M. Gaston DUPOUY, Membre de l'Institut, Directeur Général du C.N.R.S.
- † Général FERRIÉ, Membre de l'Institut, Commandant Supérieur des Troupes et Service Transmissions.
- M. Alfred FESSARD, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France, Directeur du Centre d'Études de physiologie nerveuse et d'électrophysiologie.
- M. Dennis GABOR, Imperial College of Science and Technology.
- M. Janusz GROSZKOWSKI, Membre de l'Académie Polonaise des Sciences.
- M. Pierre JACQUINOT, Directeur Général du C.N.R.S.
- † Paul JANET, Membre de l'Institut, Directeur de l'École Supérieure d'Electricité.
- † Frédéric JOLIOT CURIE, Membre de l'Institut, Prix Nobel de Chimie.
- M. Alfred KASTLER, Membre de l'Institut, Professeur à la Faculté des Sciences, Laboratoire de Physique, Ecole Normale Supérieure, Prix Nobel de Physique 1947.
- † Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
- M. André LALLEMAND, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France, Astronome titulaire à l'Observatoire de Paris.
- M. Louis LEPRINCE-RINGUET, Membre de l'Institut.
- † M. Charles MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris, e.r.
- M. Louis NEEL, Membre de l'Institut, Directeur du Centre d'Études Nucléaires de Grenoble, Président de la Section Electronique du Comité National de la Recherche Scientifique, Directeur du Laboratoire d'Electrostatique et de Physique du Metal, Directeur de l'École Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, de Radioélectricité et de Mathématiques Appliquées.
- † H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union de l'American Relay League.
- M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut Commissaire à l'Énergie Atomique.
- M. Vladimir K. ZWORYKIN, Vice-Président d'Honneur de R.C.A.

membres du conseil

- M. BOUX, Professeur à la Faculté des Sciences de Rouen.
- P. CHIQUET, Directeur de la Division Equipements au Sol du C.N.E.S.
- J.-M. COUPRIE, Ingénieur des Télécommunications, Ingénieur à la C.F.T.H.
- J. CSECH, Directeur du Groupement Automatismes de la CITEC.
- B. DAUGNY, Directeur Général de la Société Electronique Marcel Dassault.
- M. DOIREAU, Chef du Département d'Electronique Générale au C.E.N. - Saclay.
- M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. Secrétaire Général du C.N.E.T.
- M. BERNARD, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
- J.-P. CAUSSE, Directeur du Centre Spatial de Brétigny.
- D. COULMY, Ingénieur en Chef des Télécommunications d'Armement.
- J. DELVAUX, Ingénieur en Chef à la C.F.T.H. - H.B.
- G. HANSEN, Directeur du Centre Technique UER - Bruxelles.
- B. KARAFKIOGLU, Professeur Université Technique d'Istanbul.
- J. LE MEZEC, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
- J. ORTUSI, Ingénieur à la C.S.F.
- A. SORBA, Attaché de Direction à l'E.S.E.
- F. DU CASTEL, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T.
- Cl. DUGAS, Directeur technique à la C.S.F.
- F. DUMAT, Directeur à la Radiotechnique.
- J. POTTIER, Chef du Service d'Instrumentation nucléaire CEN/S
- A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications.
- L. THOUREL, Professeur à l'E.N.S.Aé
- G. VAN DEN BROEK D'OBRENAN, Directeur Technique au L.C.T.
- R. WERTHEIMER, Professeur à la Faculté des Sciences de Lille.

commissaires aux comptes

- E. ALLARD, Président Directeur Général de la Société TELCO.
- Cl. DUCOT, Directeur Général des LEP.
- J.P. POITEVIN, Ingénieur des Télécommunications au C.N.E.T.

résumés

RADARS ET SONARS ★ LIGNES A RETARD ★ COMPRESSION D'IMPULSION

LES LIGNES A RETARD ACOUSTIQUES DISPERSIVES POUR LA COMPRESSION D'IMPULSION, par P. TOURNOIS.

Pour accroître leur portée les radars et sonars modernes émettent des impulsions longues de grande énergie codées dans un large spectre. Pour extraire les informations du bruit, le récepteur doit décoder les signaux reçus dans un corrélateur ou un filtre adapté, le code le plus employé est la modulation linéaire de fréquence et le filtre le plus simple adapté à ce code est une ligne à retard acoustique dispersive qui comprime les impulsions reçues.

Cet article présente les diverses lignes à retard réalisées ou à l'étude et précise leur domaine d'utilisation.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 533 à 548).

SIGNAL RADAR OU SONAR ★ FILTRE DE RÉCEPTION

TRAITEMENT DES SIGNAUX RADAR, LIMITES D'APPLICATIONS AUX SIGNAUX SONAR, par C. SKENDEROFF.

Le traitement des signaux radars ou sonars, reçus des cibles lointaines, présente des analogies et des différences. Une théorie dite du « filtrage adapté » indique le filtre de réception optimalisant le rapport signal/bruit, quand le bruit d'entrée est gaussien, stationnaire, blanc et quand les cibles ont une surface équivalente fixe.

On caractérise la quantité d'informations à traiter par le produit de la durée T du signal émis par ΔF , sa largeur de bande. En radar ces hypothèses permettent d'avoir des produits $T\Delta F$ supérieurs à 1 000.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 568 à 572).

RADAR ★ MILIEU ★ PERFORMANCES

LA PROPAGATION ET LE MILIEU EN RADAR, par L. CLAQUIN.

Dans cet exposé, l'auteur considère le milieu de fonctionnement du radar et examine sommairement l'influence des principaux éléments sur la sensibilité du récepteur, la valeur du signal, le niveau des parasites et la précision des mesures.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 551 à 555).

SIGNAL RADAR OU SONAR

QUELQUES ASPECTS COMPARÉS AU RADAR DU TRAITEMENT DES SIGNAUX DES SONARS ACTIFS, par P. TOURNOIS.

On a tenté de rapprocher quelques-uns des paramètres fondamentaux de la détection radar et de la détection sonar pour permettre au lecteur d'apprécier les principales similitudes et les principales différences.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 573 à 577).

SONARS ★ PROPAGATION ★ MILIEU MARIN

LA PROPAGATION ET LE MILIEU MARIN, par Mme A.-M. FAUGERAS.

La propagation des ondes sonores dans l'océan a beaucoup de points communs avec la propagation des ondes radioélectriques : les équations générales sont identiques. Les différences proviennent du milieu lui-même qui est complexe, instable et limité par la surface de la mer et le fond.

Les études sont faites en utilisant la théorie des rayons dans l'hypothèse d'une stratification horizontale.

Les phénomènes de réverbération ou écho diffus sont extrêmement importants par rapport à ceux observés en radar. Avec le bruit marin qui est élevé et très variable, ce sont eux qui limitent la portée des sonars.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 556 à 560).

SONAR ★ TYPES ★ ÉVOLUTION

LES MÉTHODES D'EXPLORATION DE L'ESPACE SOUS-MARIN, par A. MICHAUD.

L'article décrit rapidement les principaux types de sonars : sonars passifs, sonars actifs directs, sonars panoramiques à balayage spiral, sonars panoramiques à voies préformées, sonars à balayage latéral, et indique l'évolution prévisible, en particulier celle des sonars panoramiques vers les antennes auto-adaptatives.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 578 à 582).

RADARS ET SONARS ★ EXPLORATION DE L'ESPACE

MÉTHODE D'EXPLORATION DE L'ESPACE, par M. PIROLI.

Après un rappel comparatif — Radar, Sonar — sur les données du problème posé par l'exploration de l'espace, on examine les méthodes d'analyse Radar : les équivalences entre divers modes d'exploration, les procédés de déflexion utilisables, l'évolution générale des systèmes tendant à accroître, les capacités d'information.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 561 à 567).

DÉTECTEURS A SEMICONDUCTEURS Ge (Li) ★ MESURE DE TEMPS ★ SPECTROMÉTRIE γ

PROCÉDÉS D'OBTENTION D'UNE INFORMATION TEMPORELLE DANS UNE DIODE Ge (Li) APPLICATION A LA SPECTROMÉTRIE γ , par E. OSTERTAG, J.-A. MIEHE, A. COCHE.

L'instant de détection d'un photon γ par un détecteur à semiconducteurs Ge (Li) peut être déterminé à partir des impulsions de courant ou de charge.

Un montage de spectrométrie, utilisant deux diodes Ge (Li) en coïncidence, est décrit. On relève avec l'un des détecteurs le spectre d'énergie de ^{60}Co , en coïncidence avec le rayonnement γ de 1,33 MeV détecté par l'autre compteur ; ce spectre présente un seuil de 150 keV, pour une résolution du circuit de coïncidences égale à 30 ns.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 583 à 587).

summaries

RADAR OR SONAR SIGNALS ★ RECEIVING FILTER

PROCESSING OF RADAR SIGNALS, APPLICATION LIMITS TO SONAR SIGNALS, by C. SKENDEROFF.

The processing of radar or sonar signals received from distant targets presents analogies and differences. One theory, known as « adapted filtering » shows the receiving filter optimising the ratio of signal to noise, when the input signal is gaussian, stationary and white, and when the targets have an equivalent fixed surface.

The quantity of information to be processed is characterised by the product of the duration T of the signal emitted by ΔF , its bandwidth.

In radar, these hypotheses, correct, enable products $T\Delta F$ of over 1,000 to be obtained.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 568 to 572).

RADAR AND SONAR ★ DELAY LINES ★ COMPRESSION OF IMPULSES

DISPERSIVE ACOUSTIC DELAY LINES FOR THE COMPRESSION OF IMPULSES, by P. TOURNOIS.

With a view to increasing their range, modern radars and sonars emit long, high-power coded impulses in a wide spectrum. In order to extract the information from the noise, the receiver must decode the signals received in a correlator or adapted filter, the code most generally used being linear frequency modulation, and the simplest filter suited to this code is a dispersive acoustic delay line which compresses the impulses received.

In this article the various delay lines produced or being studied are described and their field of application indicated.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 533 to 548).

RADAR OR SONAR SIGNALS

SOME ASPECTS OF THE PROCESSING OF ACTIVE SONAR SIGNALS COMPARED WITH THOSE OF RADAR, by P. TOURNOIS.

It has been attempted to relate some of the fundamental parameters of radar detection with those of sonar, to enable the reader to appreciate the principal similarities and differences.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 573 to 577).

RADAR ★ MEDIUM ★ PERFORMANCES

PROPAGATION AND MEDIUM IN RADAR, by L. CLAQUIN.

In this paper, the author considers the operating environmental factors of a radar and examines briefly the influence of the principal factors on the receiver's sensitivity, the received signal, the level of clutter and the accuracy of measurements.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 551 to 555).

SONAR ★ TYPES ★ EVOLUTION

METHODS FOR UNDERSEA EXPLORATION, by A. MICHAUD.

A brief description of the most important types of sonars: passive sonars, directive sonars, panoramic spiral-scanning sonars, preformed-beams sonars, side-looking sonars.

Possible evolution, especially self-adapting antennas for panoramic sonars.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 578 to 582).

SONARS ★ PROPAGATION ★ MARINE MEDIUM

PROPAGATION AND THE MARINE MEDIUM, by Mme A.-M. FAUGERAS.

The propagation of sound waves in the ocean has many points in common with the propagation of radioelectric waves: the general equations are identical. The differences arise from the medium itself, which is complex, unstable and limited by the surface and the bed of the sea.

Investigations were carried out using the theory of rays based on the hypothesis of horizontal stratification.

The phenomena of reverberation or diffused echo are extremely great in comparison with those observed in radar. With marine noise, which is high and very variable, it is these phenomena which limit the range of sonars.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 556 to 560).

Ge (Li) SEMICONDUCTOR COUNTERS ★ TIMING ★ γ SPECTROSCOPY

OBTENTION PROCESSES OF A TEMPORAL INFORMATION IN A Ge (Li) DIODE, APPLICATION TO γ SPECTROMETRY, by E. OSTERTAG, J.-A. MIEHE, A. COCHE.

The time at which a γ particle is detected by a Ge (Li) semiconductor counter can be derived either from its current pulse or its integrated charge pulse.

A Ge (Li) - Ge (Li) coincidence arrangement is described. The coincidence γ-ray spectrum of ⁶⁰Co obtained in one detector, when the other is gated on the 1,333 keV full energy peak and when the coincidence resolving time is equal to 30 ns, has a threshold of 150 keV.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 583 to 587).

RADARS AND SONARS ★ SPACE EXPLORATION

THE METHOD OF SPACE EXPLORATION, by M. PIROLI.

After a comparative review of radar and sonar in connection with the data relating to the problem of space exploration, radar analysis methods are examined: the equivalence between various methods of exploration, the deflection processes which can be employed, the trend towards expansion in the general development of systems and information capacities.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 561 to 567).

résumés

CHAMBRES A BULLES ★
CLICHÉS DE CHAMBRE A BULLES

ANALYSE DES CLICHÉS DE CHAMBRE A BULLES, par J. NUTTALL.

L'auteur décrit un projet, réalisé à la division NPA du CERN à Genève, dans lequel des tables de dépouillement de photographies de chambre à bulles ont été mises en ligne sur un calculateur CDC 3 100.

Il envisage, en conclusion, la façon dont les études sont poursuivies au CERN et à l'étranger.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 588 à 594)

ACCÉLÉRATEUR SUPRACONDUCTEUR ★
CAVITÉS ACCÉLÉRATRICES SUPRACONDUCTRICES ★
DÉPÔT ÉLECTROLYTIQUE DE PLOMB ★

APPLICATION DE LA SUPRACONDUCTIVITÉ AUX ACCÉLÉRATEURS DE PARTICULES, par Mme R. HIREL.

Des mesures de coefficients de surtension de cavités supraconductrices ont été faites sur des cavités cylindriques, de mode accélérateur TM_{010} , 3 000 MHz, à une température de 4,2°K, sur différents types de dépôts électrolytiques de plomb, pour déterminer l'amélioration des coefficients de surtension d'une cavité en fonction de la qualité du dépôt électrolytique de plomb. Puis l'étude de l'interaction d'un faisceau d'électrons avec une de ces cavités accélératrices supraconductrices a été faite.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUIN 1968 (pp. 595 à 600)

summaries

*SUPRACONDUCTING ACCELERATOR ★
SUPRACONDUCTING ACCELERATOR CAVITIES ★
ELECTROLYTIC LEAD DEPOSITS*

**THE APPLICATION OF SUPRACONDUCTIVITY
TO PARTICLE ACCELERATORS, by Mme
R. HIREL.**

Coefficients of overvoltage of supraconducting cavities have been determined in respect of cylindrical cavities of accelerator system TM_{010} , 3,000 MHz, at a temperature of 4.2 °K, on different types of electrolytic deposits of lead, in order to ascertain the improvement of overvoltage coefficients of a cavity according to the quality of the electrolytic deposit of lead. A study of the interaction of a beam of electrons with one of these supraconducting accelerator cavities was carried out.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 595 to 600).

*BUBBLE CHAMBERS ★
NEGATIVES OF BUBBLE CHAMBERS*

**ANALYSIS OF NEGATIVES OF BUBBLE
CHAMBERS, by J. NUTTALL.**

The author describes a project, carried out at the NPA division of CERN, Geneva, in which analysis tables of photographs of bubble chambers were compared on a CDC 3,100 computer.

The way in which research is pursued at CERN and abroad is delineated.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, JUNE 1968 (pp. 588 to 594).

Les lignes à retard acoustiques dispersives pour la compression d'impulsion^(*)

P. TOURNOIS

Département d'Electro-Acoustique de la CSF

1. Introduction

1.1. Généralités

Les radars et sonars classiques émettent des impulsions de fréquence pure dont la longueur est fixée par la précision en distance souhaitée, et dont la puissance crête est déterminée par la portée à atteindre. Pour accroître cette portée, sans dégrader la précision en distance, les impulsions émises doivent présenter des amplitudes de plus en plus grandes : les valeurs maximales en sont bornées par les effets non linéaires qui apparaissent au niveau des émetteurs. Une fois la puissance crête limitée par l'émetteur ou son environnement, la portée et la précision de détection deviennent des paramètres incompatibles ; en effet, pour accroître la portée, il faut accroître l'énergie en augmentant la longueur des impulsions, et pour améliorer la résolution, il faut diminuer la longueur de ces impulsions.

Le produit BT de la bande passante par la longueur du signal émis, qui est égal à l'unité, traduit bien cet aspect contradictoire puisqu'à la plus grande bande passante correspond la meilleure résolution et à la plus grande longueur de signal correspond la meilleure portée [1].

Pour obtenir à la fois une bonne résolution et une grande portée, il est nécessaire de choisir « séparément » la bande du signal à émettre et sa durée. Ceci conduit à des produits BT très supérieurs à l'unité et aux impulsions codées qu'émettent les radars et les sonars modernes. A la réception, pour extraire les informations du bruit, il ne suffit plus de

choisir la bande du récepteur, il faut aussi l'adapter au code reçu. Ce « traitement du signal » se fait dans des corrélateurs ou des filtres adaptés aux codes que l'on s'attend à recevoir.

Les performances optimales de ces corrélateurs et de ces filtres sont liées à la fonction d'auto-corré-

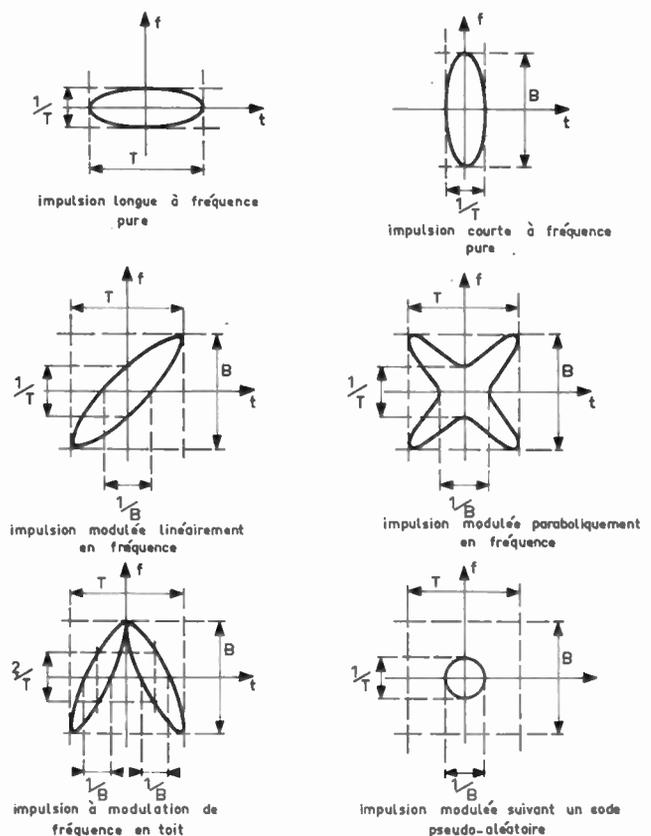


FIG. 1. — Différents diagrammes d'ambiguïté.

(*) Conférence prononcée le 5 décembre 1966 lors d'une réunion de la 9^e section de la SFER et le 19 avril 1967 au cours du 1^{er} Colloque National du Groupe d'Étude du Traitement du Signal. Article de Synthèse.

lation du signal émis que l'on représente depuis le travail de WOODWARD [2] sous forme de diagrammes d'ambiguïté. C'est de l'étude de ces diagrammes d'ambiguïté que l'on déduit le code le plus apte à résoudre un problème donné (fig. 1).

1.2. Principe de la compression d'impulsion

KLAUDER, PRICE, DARLINGTON et ALBERSHEIM du Bell Telephone Labs ont publié en 1960 [3] le principe de la compression d'une impulsion longue modulée linéairement en fréquence par un filtre dispersif dont le temps de retard varie linéairement avec la fréquence (fig. 2). Ils ont montré, d'autre part, que cette compression réalise le traitement optimal de l'impulsion longue. La même année, MEITZLER [4], MAY [5], MEEKER [6] des Bell Telephone Laboratories, ont décrit des lignes à retard acoustiques dispersives susceptibles de comprimer ces impulsions longues.

Dans son principe, une ligne à retard linéairement dispersive « focalise », à sa sortie, l'impulsion modulée qu'on y fait entrer, de la même manière qu'une lentille, en optique, focalise le faisceau de lumière parallèle qu'on lui envoie [7]. Cette analogie qui est précisée sur la figure 3, permet de rendre compte, de façon simple, de la transformation de Fourier qui relie les amplitudes d'entrée et de sortie de la ligne.

Ainsi une impulsion rectangulaire de longueur T , d'amplitude unité, modulée linéairement en fréquence dans une bande B est transformée, par la ligne, en une impulsion dont l'enveloppe est un $(\sin t)/t$ de longueur $1/B$ à 3 dB et d'amplitude $(BT)^{1/2}$. L'impulsion origine a donc été comprimée (BT) fois à énergie constante.

L'évolution du signal entre l'entrée et la sortie de la ligne est semblable à l'évolution du faisceau lumineux entre la lentille et son foyer. La figure 4 présente divers signaux intermédiaires obtenus par

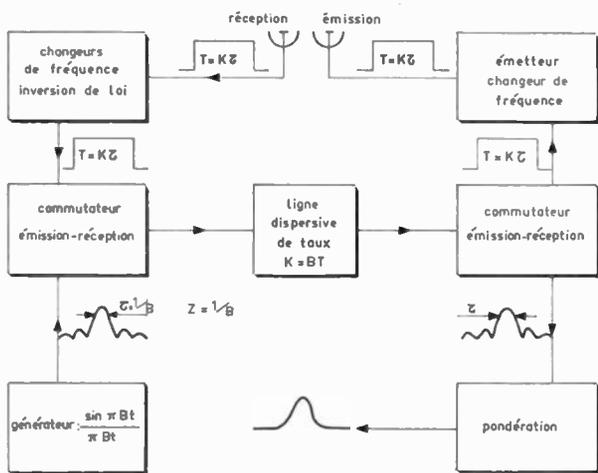


FIG. 2. — Schéma synoptique d'un radar à compression d'impulsion.

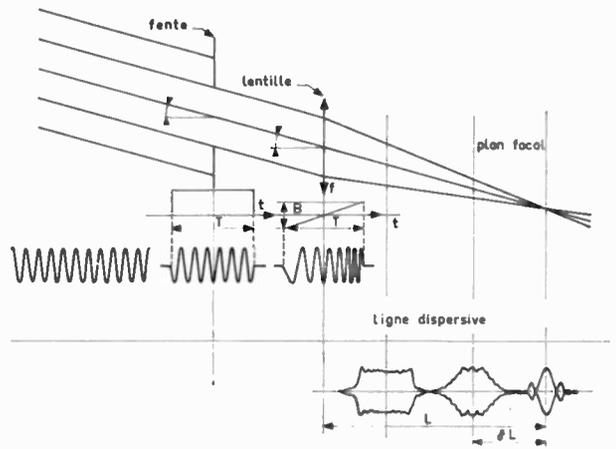


FIG. 3. — Analogie optique de la compression d'impulsion.

le calcul, tandis que la figure 5 présente ces signaux obtenus expérimentalement.

Cette analogie avec l'optique permet de déterminer les écarts admissibles à la linéarité du temps de retard à partir de la tolérance de RAYLEIGH [8] ou de MARÉCHAL [9] sur les surfaces d'onde. On trouve ainsi [7] que le plus grand écart possible normalisé par rapport à la variation totale du retard utile doit rester inférieur à l'inverse du taux de compression ($\delta t/T < 1/BT$).

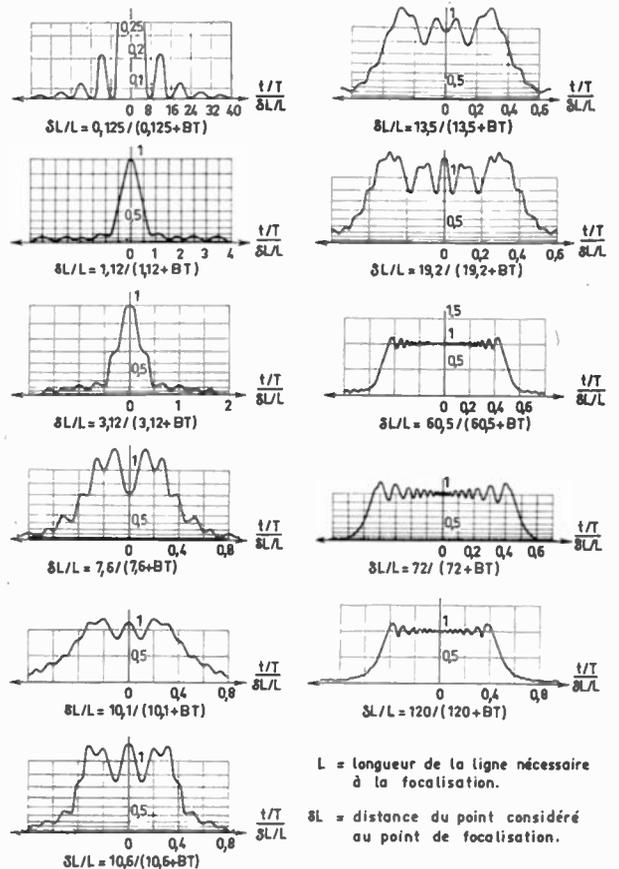


FIG. 4. — Courbes d'amplitude théoriques des signaux intermédiaires.

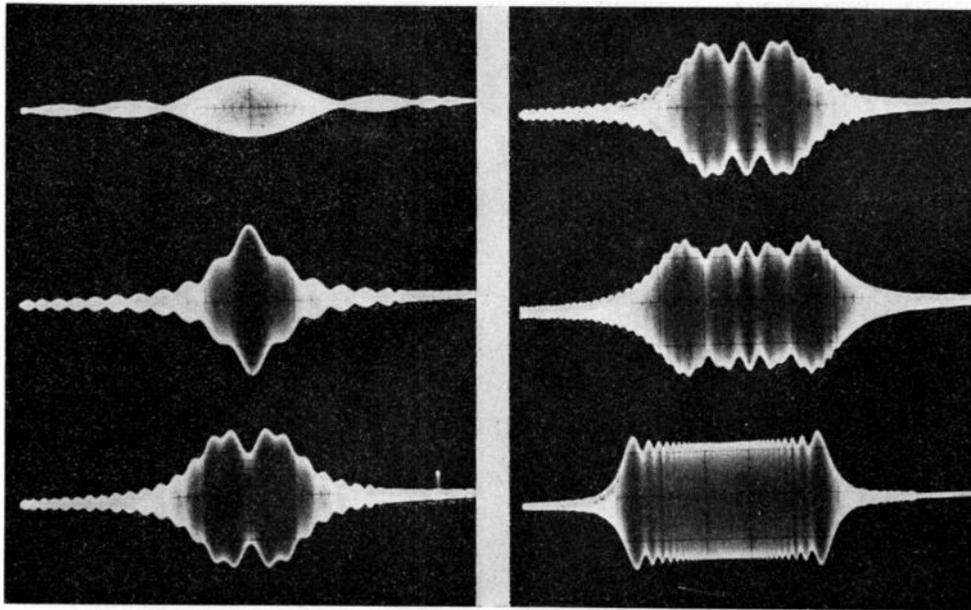


FIG. 5. — Signaux intermédiaires expérimentaux.

2. Les lignes à retard acoustiques dispersives dont la bande B est comprise entre 100 kHz et 1 MHz

2.1. La propagation dans les corps solides

Un corps solide indéfini et isotrope peut propager indépendamment une onde longitudinale (onde P) et une onde transversale (onde S) de vitesses différentes C_p et C_s . Lorsqu'une onde P atteint une frontière du corps solide, une partie de son énergie se convertit à la transmission, comme à la réflexion, en onde S dont la vibration se trouve dans le plan d'incidence de l'onde P. On appelle SV cette onde pour insister sur la polarisation. Réciproquement lorsqu'une onde SV atteint une frontière du corps solide, une partie de son énergie se convertit en onde

P. Par contre, une onde S dont la vibration est perpendiculaire au plan d'incidence (onde SH) ne se convertit ni à la réflexion, ni à la transmission (fig. 6).

Ces considérations expliquent que les guides d'ondes solides, à partir desquels sont construites les lignes à retard, utilisent deux types de propagation :

— un type (SH), dont le premier mode est non dispersif aussi bien dans les rubans à section rectangulaire que dans les fils (onde de torsion) ;

— un type (P+SV) qui tient compte des interférences inévitables entre les ondes P et les ondes SV. Ce dernier type de propagation, bien connu dans les plaques minces sous le nom d'« ondes de LAMB » [10], se sépare en deux mouvements qui peuvent prendre naissance indépendamment : un mouvement symétrique d'extension et un mouvement antisymétrique de flexion.

En résumé, deux types de propagation font apparaître trois ondes dans les guides solides : une onde SH, une onde d'extension et une onde de flexion.

Le premier mode de l'onde SH est utilisé dans les fils sous forme d'onde de torsion, pour construire des lignes à retard magnétostrictives ajustables, non dispersives dans une large gamme de température, pour le stockage des informations numériques dont la fréquence d'horloge est de l'ordre du mégacycle [11]. Ce même premier mode SH est utilisé dans les rubans ou les blocs de silice pour la même application lorsque la fréquence d'horloge est plus élevée, la gamme de température moins étendue et lorsque le retard n'a pas à être ajusté [12].

Le premier mode des ondes d'extension et de flexion est dispersif et est utilisé pour construire des lignes à retard dispersives pour la compression d'impulsion.

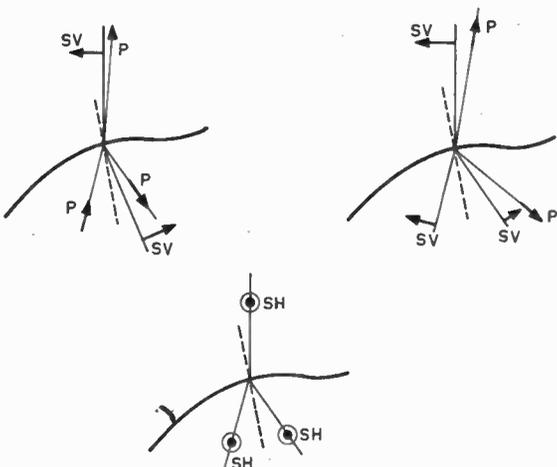


FIG. 6. — Conversion possible des modes à la frontière d'un corps solide.

2.2. La ligne "ruban" en onde d'extension

Le premier mode de l'onde d'extension d'un ruban métallique est dispersif car il est formé par la superposition d'ondes P et d'ondes S de vitesses différentes dont les proportions relatives varient avec la fréquence. Les vitesses de phase et de groupe de ce mode normalisées par rapport à la vitesse des ondes S , ainsi que le temps de retard de groupe normalisé par rapport au temps de retard de l'onde S sont portés sur la figure 7 en fonction du paramètre ef/C_s . (e = épaisseur du ruban ; f = fréquence).

L'influence du matériau sur la courbe du temps de retard est représentée sur la figure 8 en fonction du coefficient de Poisson σ .

L'idée d'utiliser la partie linéaire de la variation de ce temps de retard pour comprimer des impulsions, est due à MEEKER [6]. On peut voir une réalisation de ligne dispersive ($B = 200$ kHz, $T = 0,5$ ms) basée sur ce principe sur la photographie de la figure 9, tandis que la figure 10 donne les résultats expérimentaux des mesures de linéarité et les figures 11 et 12 les résultats des expériences de compression d'impulsion.

L'abaque de la figure 13 relie, pour un matériau donné, la bande passante et la linéarité désirées à l'épaisseur du ruban et sa fréquence centrale et dès lors, la variation du temps de retard aux pertes d'insertion totale de la ligne.

Du point de vue de la plus grande largeur de bande B , la principale limitation de ces lignes provient de leur fréquence centrale. En effet, les tolérances de linéarité ne permettent d'exploiter qu'une bande de 5 à 10 % de la fréquence centrale et deux facteurs viennent limiter cette fréquence centrale : d'un part, l'épaisseur la plus petite qu'il est possible de donner au ruban et d'autre part, l'absorption en f^4 due à la diffusion des ondes élastiques par les grains du métal.

Ces facteurs limitent la largeur de bande de ces lignes à 1 MHz environ.

Du point de vue de la bande la plus étroite, la limitation provient de l'encombrement de la ligne et des pertes d'insertion dues à sa longueur. La vitesse

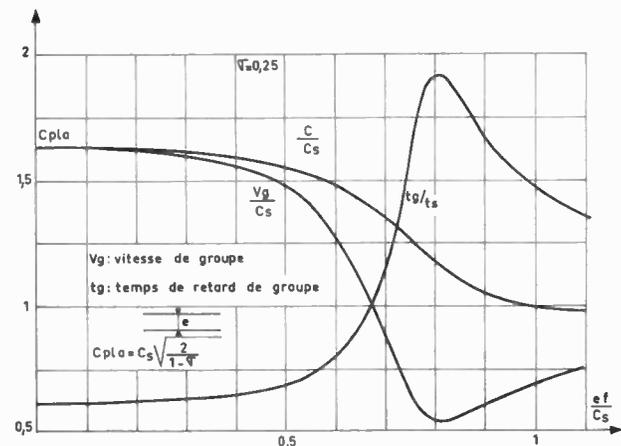


FIG. 7. — Courbes théoriques de dispersion dans une plaque mince, $\sigma = 0,25$.

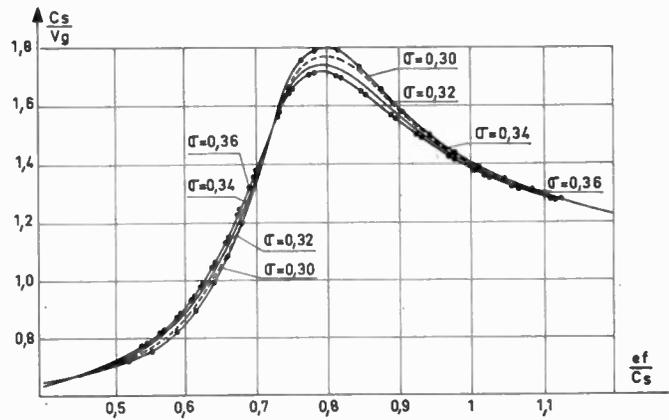


FIG. 8. — Dispersion du 1^{er} mode d'extension E_{01} dans un ruban.

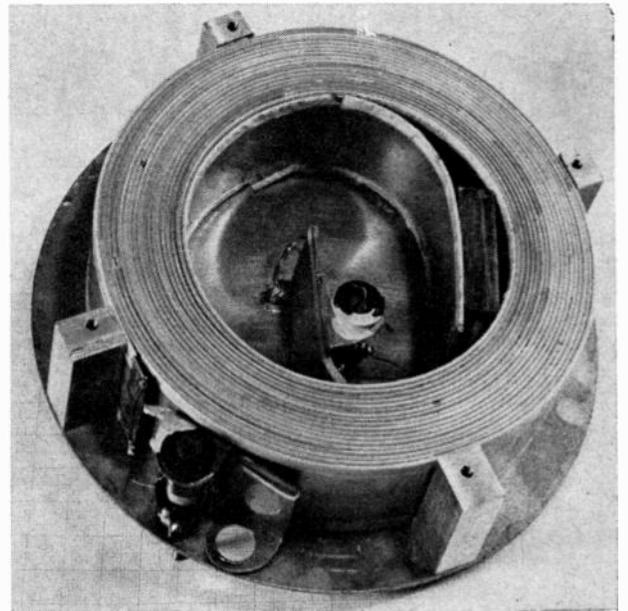


FIG. 9. — Ligne dispersive « ruban » : $B = 200$ kHz, $T = 0,5$ ms.

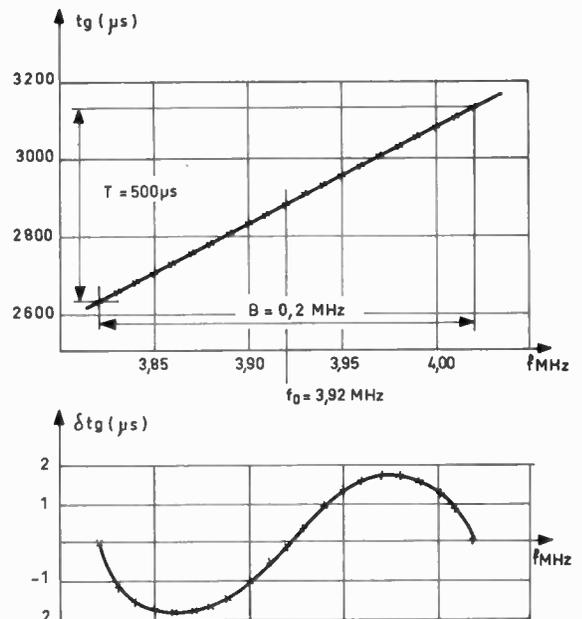


FIG. 10. — Résultats expérimentaux des mesures de linéarité effectuées sur la ligne dispersive « ruban » de la figure 9.

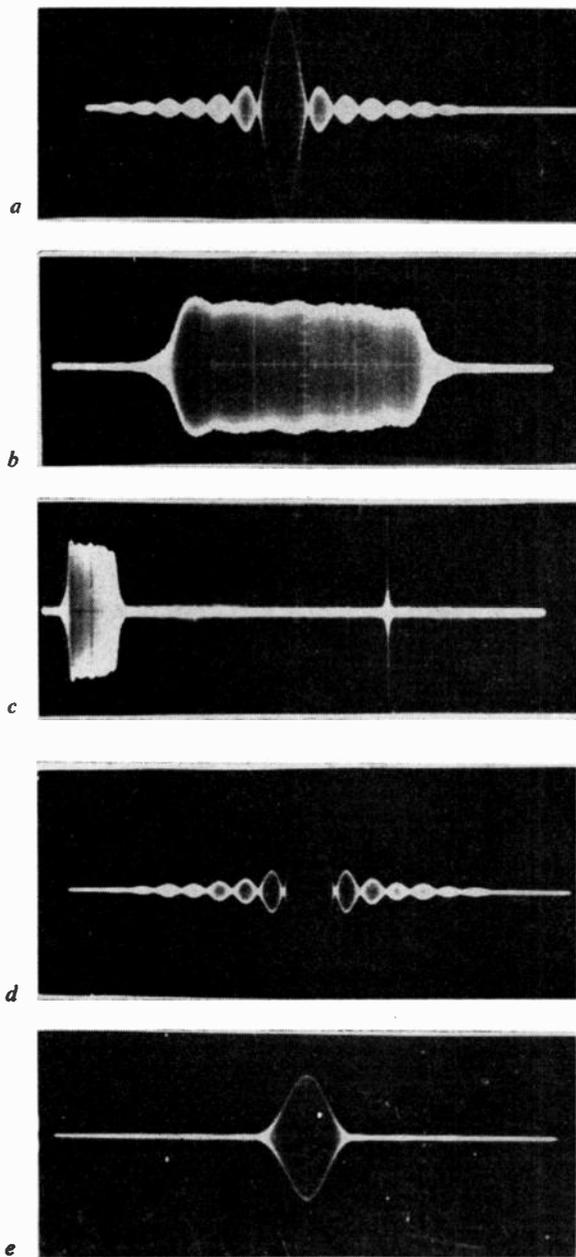


FIG. 11. — Ligne de taux de compression $K = 100$.

- a) Impulsion courte origine à l'entrée de la ligne dispersive.
- b) Impulsion longue en sortie de la ligne dispersive.
- c) Impulsion longue suivie de l'impulsion comprimée.
- d) Impulsion comprimée avant pondération.
- e) Impulsion comprimée après pondération.

moyenne de l'onde d'extension dans la zone de linéarité du temps de retard est en effet, trop élevée pour que les impulsions longues associées aux bandes étroites puissent être emmagasinées aisément. Il est, de ce fait, difficile d'envisager des bandes inférieures à 100 kHz.

2.3. La ligne "fil" en onde d'extension

Le premier mode de l'onde d'extension de révolution d'un fil métallique présente une dispersion

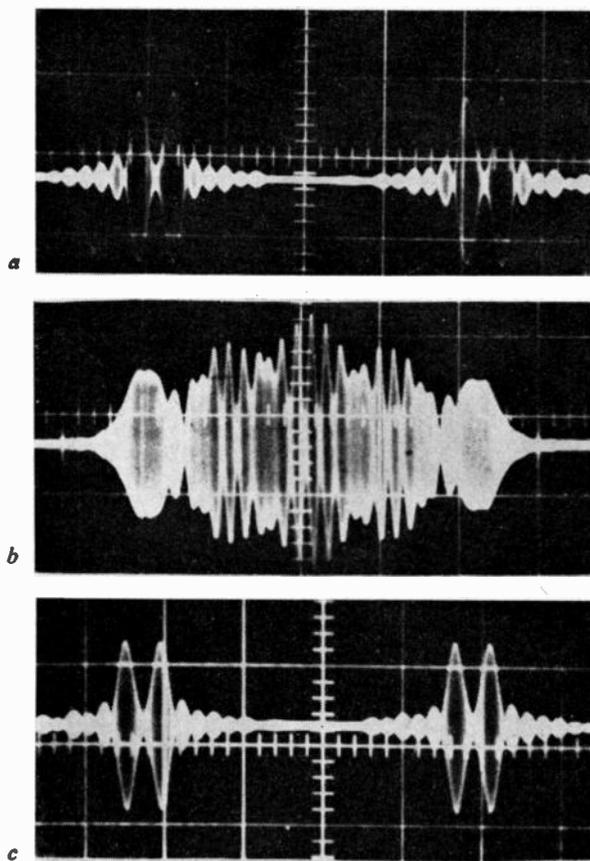


FIG. 12. — Ligne de taux de compression $K = 100$. Superposition de quatre échos.

- a) Impulsion origine à l'entrée de la ligne dispersive.
- b) Impulsion longue en sortie de la ligne dispersive. Superposition de quatre échos.
- c) Impulsion comprimée avant pondération.

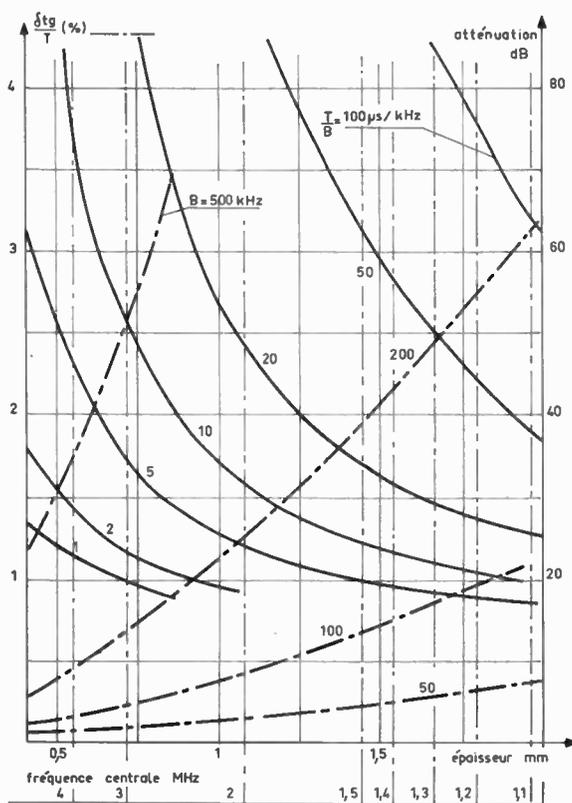


FIG. 13. — Abaque relatif aux lignes « ruban ».

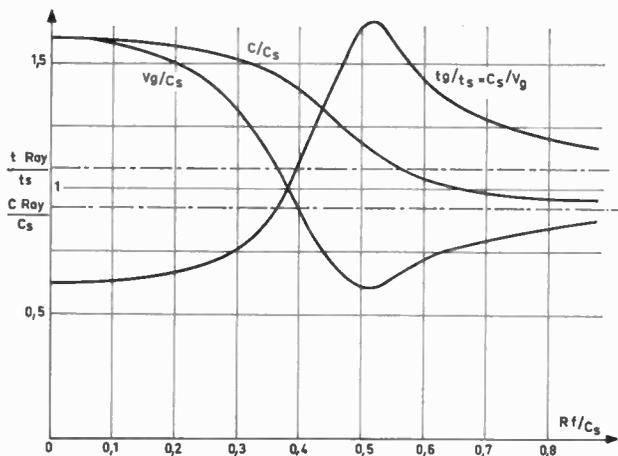


Fig. 14. — Courbes théoriques de dispersion pour $\sigma = 0,29$ dans un fil.

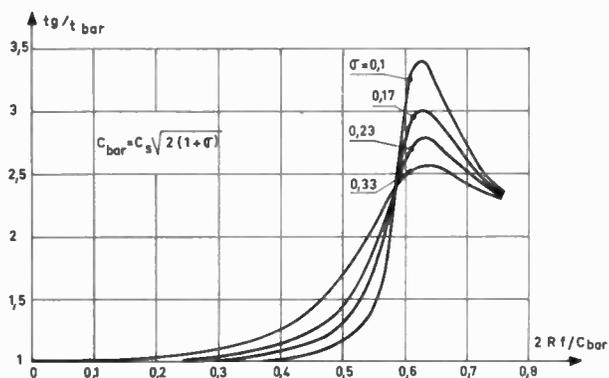


Fig. 15. — Comparaison de la dispersion dans un fil pour différents σ .

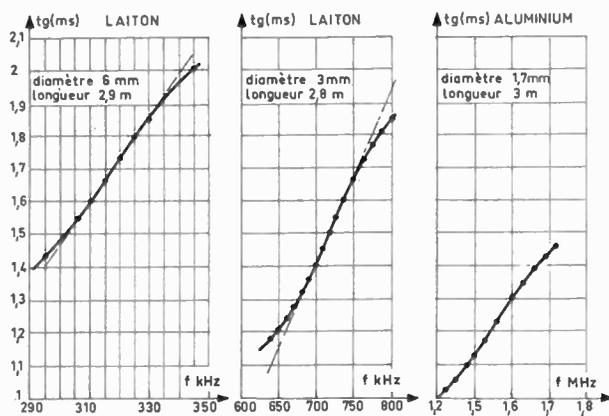


Fig. 16. — Courbes expérimentales du temps de retard dans un fil.

tout à fait semblable à celle du ruban (fig. 14) et a été choisi par MAY [5] pour réaliser des lignes dispersives.

On peut voir sur la figure 15, l'influence du coefficient de Poisson du matériau sur la courbe de temps de retard, sur la figure 16 des courbes expérimentales de ce temps de retard et sur la figure 17, une

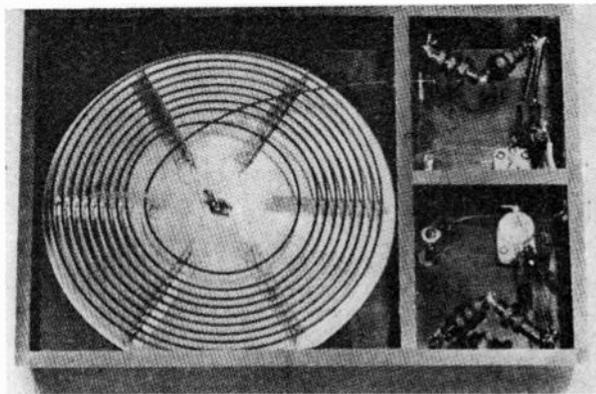


Fig. 17. — Ligne dispersive « fil » : $B = 100$ kHz, $T = 10 \mu s$ (document extrait de la revue en référence [5]).

réalisation américaine de ce type de ligne ($B = 100$ kHz ; $T = 0,2$ ms).

Les limitations sur les largeurs de bande proviennent :

- des tolérances de linéarité, donc de la fréquence centrale pour les bandes larges ;
- de la longueur de ligne, donc des pertes d'insertion, pour les bandes étroites.

Ces lignes sont moins linéaires mais moins encombrantes que les lignes rubans, si bien qu'elles peuvent être construites pour des bandes comprises entre 50 et 200 kHz.

3. Les lignes à retard acoustiques dispersives dont la bande B est supérieure à 1 MHz

Ainsi qu'on vient de le constater, une des limitations de la largeur de bande provient de la bande relative exploitable des courbes de dispersion. Les lignes dispersives de ce chapitre ont des bandes relatives utilisables au moins égales à 40 %.

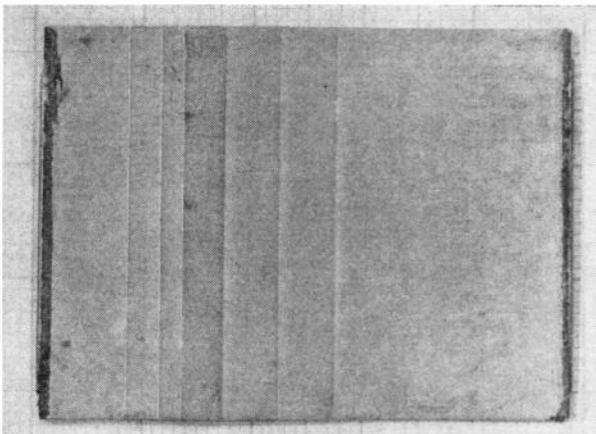


Fig. 18. — Ligne dispersive ruban à modulation d'épaisseur $B = 2$ MHz, $T = 10 \mu s$.

3.1. La ligne ruban en onde d'extension à modulation d'épaisseur

Pour une épaisseur donnée, la bande relative exploitable du premier mode d'extension est seulement de 5 à 10 %. FITCH [13] eut l'idée d'élargir cette bande en modulant l'épaisseur du ruban.

En effet, la fréquence autour de laquelle se produit le phénomène de dispersion dépend directement de cette épaisseur, si bien qu'en plaçant, en série, plusieurs lignes d'épaisseur et de longueur bien calculées, on peut obtenir, par superposition, dans une bande donnée, une courbe de temps de retard linéaire, à une approximation près fixée à l'avance.

C'est ce principe qui a été appliqué à la ligne de la figure 18 ($B = 2 \text{ MHz}$; $T = 10 \text{ } \mu\text{s}$) dont les caractéristiques globales et de chaque tronçon sont représentées sur la figure 19. Les figures 20 et 21 donnent les résultats des expériences de compression d'impulsion réalisées avec cette ligne.

De par la fréquence centrale et l'épaisseur minimale du ruban, ce type de ligne est limité aux bandes d'environ 3 à 4 MHz. Il présente, de plus, quelques signaux parasites liés aux variations brusques de l'épaisseur le long du ruban.

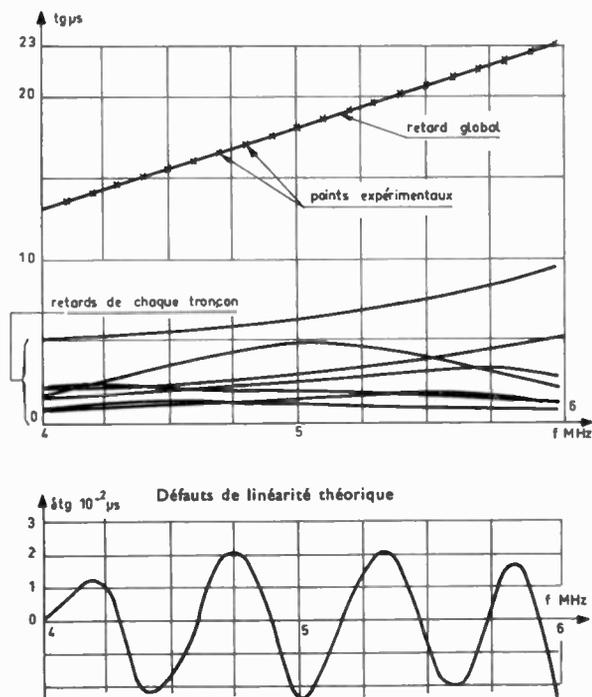


FIG. 19. — Résultats expérimentaux des mesures effectuées sur la ligne dispersive de la figure 18.

3.2. Les lignes à diffraction

Indépendamment du phénomène de diffusion des grains, l'obstacle à la largeur de bande provient donc, pour les guides précédemment rencontrés, de leur dimension transversale. Devant le peu d'espoir de franchir cet obstacle, une autre idée est née : une variation de temps de retard avec la fréquence peut être obtenue par variation d'une vitesse de groupe

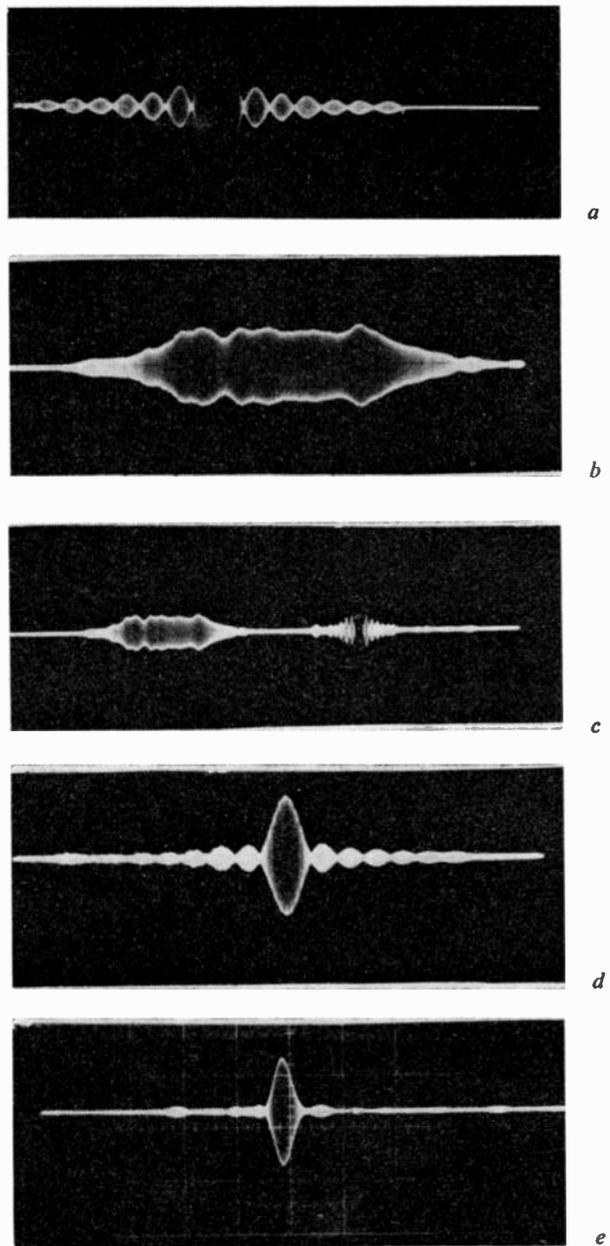


FIG. 20. — Ligne « ruban » à modulation d'épaisseur, de taux de compression $K = 20$.

- a) Impulsion courte origine à l'entrée de la ligne dispersive.
- b) Impulsion longue en sortie de la ligne dispersive.
- c) Impulsion longue suivie de l'impulsion comprimée.
- d) Impulsion comprimée avant pondération.
- e) Impulsion comprimée après pondération.

entre deux capteurs mais aussi par variation de la longueur d'un trajet parcouru à vitesse constante entre un plus grand nombre de capteurs. Par exemple, dans la suite de capteurs de plus en plus espacés de la figure 22, seulement deux d'entre eux, adjacents et de distance λ , sont susceptibles de capter en phase une onde de fréquence pure et de longueur d'onde λ ; lorsque la fréquence varie, les capteurs adjacents intéressés ne sont plus les mêmes et le temps de retard varie.

Si la loi d'espacement des capteurs est quadratique, la variation du temps de retard avec la fréquence est linéaire puisqu'une impulsion modulée

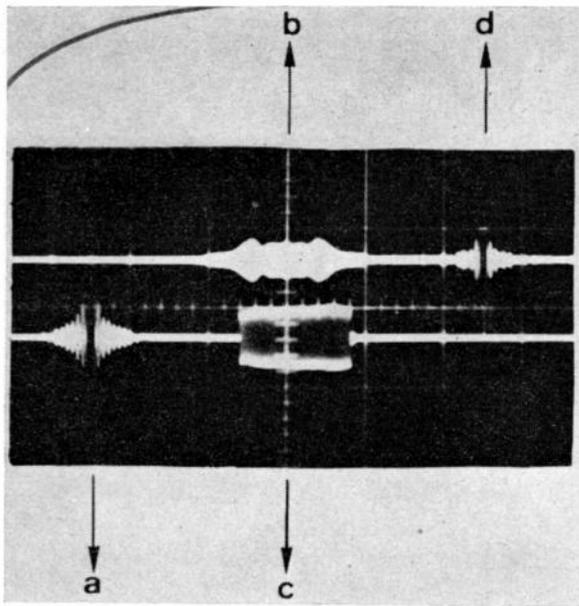


FIG. 21. — Ligne « ruban » à modulation d'épaisseur, de taux de compression $K = 20$.

- a) Impulsion origine à l'entrée de la ligne dispersive.
- b) Impulsion longue en sortie de la ligne dispersive.
- c) Impulsion longue après écrêtage et découpe à l'entrée de la ligne dispersive.
- d) Impulsion comprimée en sortie de la ligne dispersive.

linéairement en fréquence (à phase parabolique) intéresse tous les capteurs au même moment pendant un temps très court et, de ce fait, est parfaitement comprimée.

MORTLEY, en Angleterre [14], a utilisé la propagation d'ondes de volumes dans des cristaux pour s'affranchir de la diffusion des grains ; ses excitateurs et capteurs sont constitués de réseaux d'électrodes à écartement quadratique déposés sur des quartz piézoélectriques (fig. 23).

ROWEN, aux Etats-Unis [15] a préféré utiliser la propagation de l'onde de surface de Rayleigh, dans

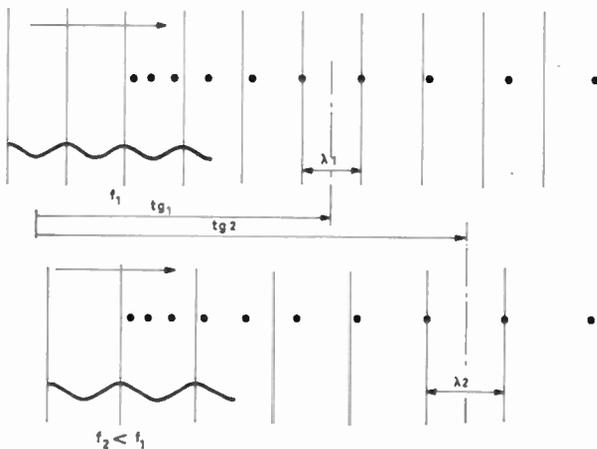


FIG. 22. — Répartition dispersive de capteurs.

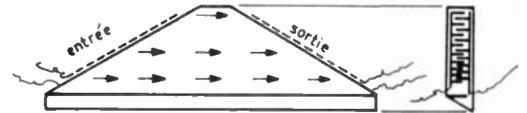
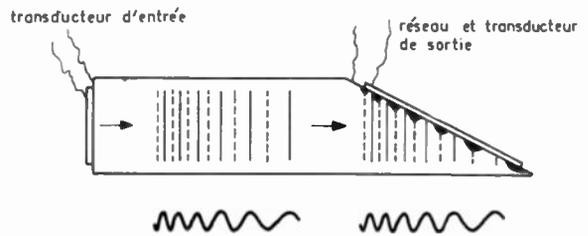


FIG. 23. — Montage dispersif en ondes de volume de Mortley.

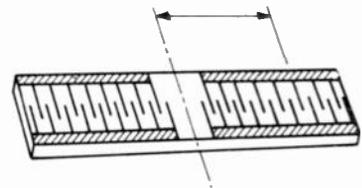


FIG. 24. — Montage dispersif en ondes de surface de Rowen.

un guide piézoélectrique, les capteurs sont alors constitués de réseaux d'électrodes à écartement quadratique qu'on peut déposer directement sur le guide sans adjonction de quartz résonnant (fig. 24).

DUNCAN et PARKER [16], puis COQUIN et TSU [17], aux Etats-Unis, ont utilisé le montage plus compliqué à diffraction perpendiculaire, de la figure 25.

Les montages de MORTLEY et de ROWEN ont l'avantage de pouvoir se passer d'excitateurs résonnants mais ils sont limités en taux de compression

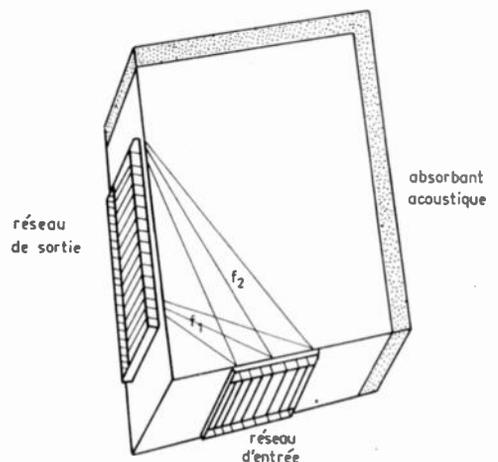


FIG. 25. — Montage dispersif à diffraction perpendiculaire de Duncan et Parker.

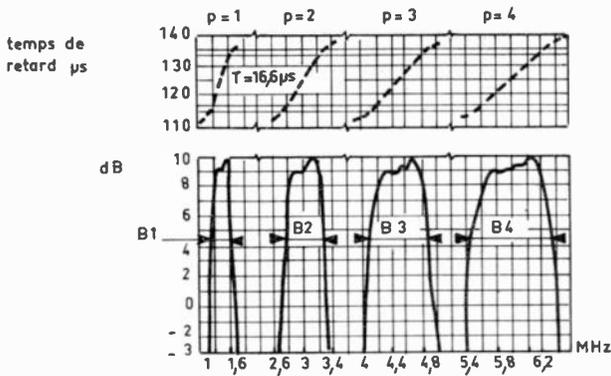


FIG. 26. — Courbes théoriques de la réponse en amplitude et du temps de retard en fonction de la fréquence pour les quatre premiers ordres d'une ligne à diffraction perpendiculaire.

par la plus grande dimension des échantillons cristallins susceptibles d'être obtenus. Certains signaux parasites sont, d'autre part, difficiles à éliminer. Le montage à diffraction perpendiculaire (PDDL) nécessite des excitateurs résonnants qui viennent, souvent, limiter la bande des réseaux mais présente l'avantage de pouvoir utiliser, comme milieu de propagation, des blocs de silice dont les dimensions permettent de grands taux de compression.

Grossièrement assimilable par la géométrie, le fonctionnement fin de toutes ces lignes n'est calculable que par la diffraction des ondes acoustiques par les réseaux d'électrodes et, comme pour les réseaux optiques, on démontre que différents ordres de diffraction peuvent se mélanger dans une même direction. Pour éviter cet enchevêtrement, il est nécessaire de limiter la bande relative utile B/f_0 à 50 % (fig. 26).

Dans l'état actuel de la technique, des lignes de 10 MHz de bande sont aisément réalisables ; des lignes de bande supérieure de 30 MHz à 100 MHz, sont en cours d'étude. La limitation large bande de ces lignes à diffraction risque de provenir des excitateurs piézoélectriques avant de provenir de la gravure des réseaux d'électrodes.

Avant d'abandonner ce sujet, on peut noter que le principe des capteurs à espacement variable, utilisé pour réaliser les lignes dispersives de ce paragraphe, peut aussi être employé pour construire une antenne adaptée à un signal donné dans une direction donnée [18].

3.3. La ligne en ondes de Love

Au moment où naissaient les lignes à diffraction dans les pays anglo-saxons, on examinait, en France, une autre solution susceptible de conduire à des lignes dispersives de très large bande [19]. Le principe de cette solution repose sur la dispersion des ondes de surface acoustiques guidées par un milieu stratifié.

On considère le guide stratifié solide de la figure 27 constitué d'un substrat de vitesse acoustique C_1 et d'une couche de vitesse acoustique C_2 inférieure à C_1 . Une onde de surface, dont les vibrations ont une structure évanescence dans le substrat et sinusoïdale

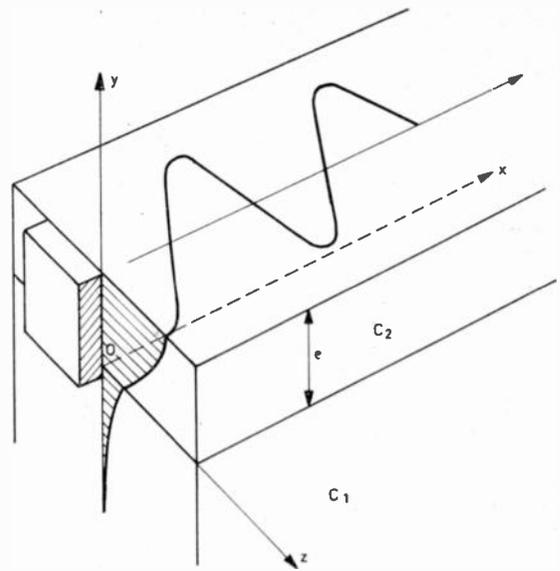


FIG. 27. — Guide stratifié solide pour la propagation des ondes de Love.

dans la couche, peut se propager dans un tel guide. Pour les basses fréquences, la longueur d'onde est grande devant l'épaisseur de la couche et pratiquement toute l'énergie de l'onde est contenue dans le substrat : la vitesse C est donc voisine de C_1 . Au contraire, pour les fréquences élevées, la longueur d'onde est petite devant l'épaisseur de la couche et toute l'énergie de l'onde est pratiquement contenue dans la couche : la vitesse C est alors voisine de C_2 . Pour les fréquences intermédiaires, la vitesse C est comprise entre C_1 et C_2 (fig. 28). Le guide stratifié est donc dispersif entre deux vitesses susceptibles d'être choisies à l'avance, l'épaisseur du dépôt qui

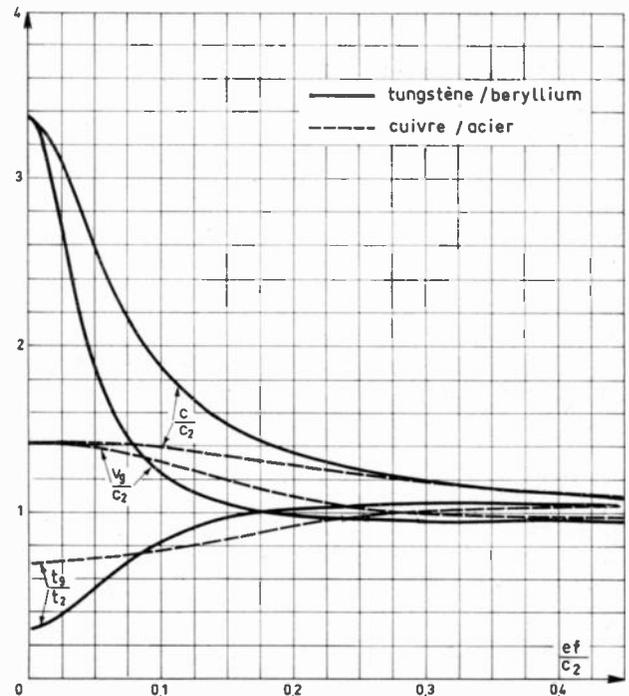


FIG. 28. — Courbes théoriques de dispersion des ondes de Love.

constitue la couche, peut être très fin et ne limite pas la fréquence centrale de la zone de dispersion utilisable pour la compression d'impulsion.

L'onde de surface peut avoir plusieurs structures et être formée à partir d'ondes ($P+SV$) ou (SH), (cf. paragraphe 2.1). Lorsqu'elle est formée à partir des ondes ($P+SV$) symétrique et antisymétrique on l'appelle : onde de Rayleigh dispersive symétrique ou antisymétrique [20] parce qu'à la limite, sans aucun dépôt solide, elle existe encore et coïncide avec l'onde de Rayleigh non dispersive [21]. Lorsqu'elle est formée à partir d'ondes (SH), on l'appelle : onde de LOVE [22].

De ces trois structures d'ondes applicables à la compression d'impulsion large bande [23, 24] l'onde de LOVE apparaît comme la plus simple et a très vite donné de bons résultats [25]. La photographie de la figure 29 montre une ligne en onde de LOVE de 2,5 MHz de bande centrée autour de 4 MHz. Elle est constituée d'une couche de cuivre de 80 μ déposée sur un substrat d'acier : sa longueur est de



FIG. 29. — Ligne dispersive en ondes de Love : $B = 2,5$ MHz, $T = 13$ μ s.

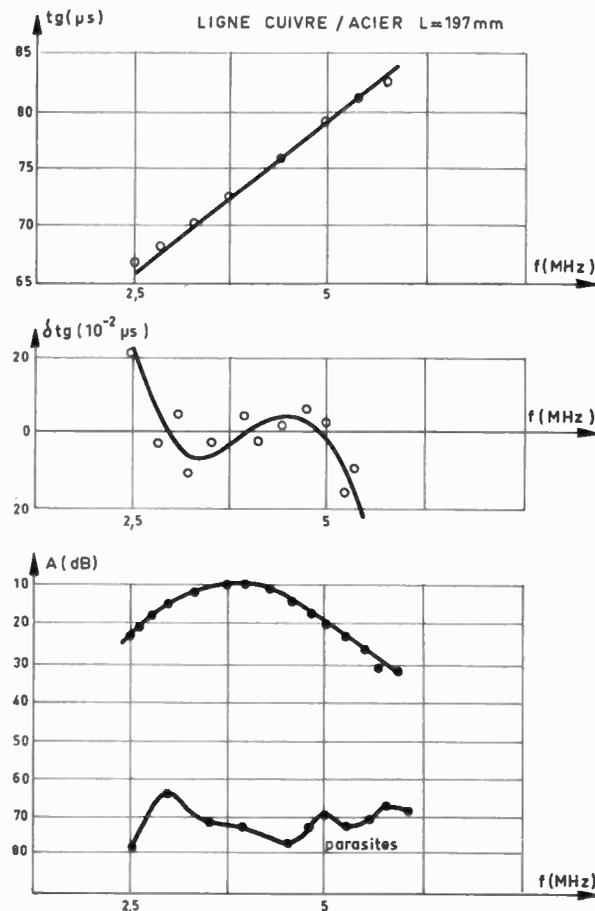


FIG. 30. — Résultats expérimentaux des mesures effectuées sur la ligne en ondes de Love de la figure 29.

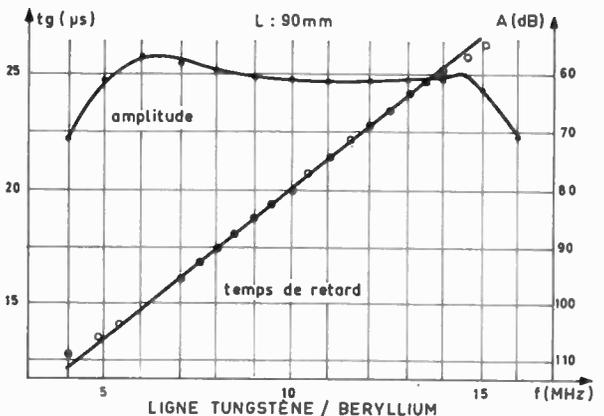
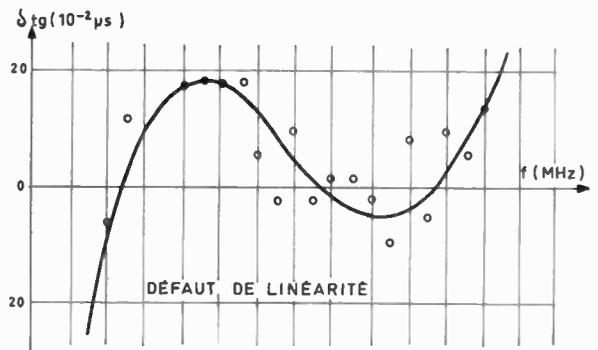


FIG. 31. — Résultats expérimentaux des mesures effectuées sur la ligne en ondes de Love : $B = 10$ MHz, $T = 13$ μ s.

200 mm. La figure 30 donne les résultats des mesures de temps de retard, de défaut de linéarité, de pertes d'insertion et de niveau des signaux parasites, effectuées sur cette ligne.

Les résultats des mesures de temps de retard et de défaut de linéarité qui ont été effectuées sur une ligne en onde de LOVE de 90 mm constituée d'un dépôt de tungstène de 12 μ sur un substrat de béryllium, sont présentés sur la figure 31. On y remarque que la bande de linéarité est de 10 MHz autour d'une fréquence centrale de 10 MHz : la bande relative est de 100 % pour un défaut de linéarité de 1 %.

Les ondes de LOVE sont le seul procédé actuel susceptible de procurer d'aussi large bande relative. Ce fait autorise l'emploi des dépôts polycristallins pour des largeurs de bande importantes (10 MHz). Pour les largeurs de bande supérieures on doit constituer le guide stratifié à partir de corps monocristallins ou amorphes. Des études sont actuellement en cours pour réaliser des lignes de 50 MHz à 100 MHz de bande.

4. Les lignes à retard acoustiques dont la bande B est inférieure à 100 kHz

Les variations de temps de retard qu'il est nécessaire d'obtenir lorsque les bandes de traitement sont étroites, sont très importantes, si bien que le pro-

blème des lignes dispersives à bande étroite, est, avant tout, un problème d'encombrement et de pertes d'insertion. Pour limiter l'encombrement, on peut tenter d'utiliser les milieux dans lesquels la vitesse acoustique est faible (plastiques, liquides et gaz), ou rechercher des phénomènes de dispersion très surtendus qui présentent de grandes variations de vitesse dans des bandes très étroites.

4.1. La ligne fil en plastique avec ou sans modulation de diamètre

Le principe de fonctionnement de cette ligne est identique à celui qui est décrit au paragraphe 2.3. lorsqu'on ne module pas le diamètre du fil et à celui qui est décrit au paragraphe 3.1. lorsqu'on module ce diamètre.

La photographie de la figure 32 montre une réalisation de ligne modulée en polystyrène dont la longueur est de 117 cm pour une variation de temps de retard de 0,5 ms dans une bande 100 kHz centrée autour de 200 kHz. Les résultats des mesures effectuées sur cette ligne sont présentés figure 33.

Ces lignes en plastiques sont utilisables pour des bandes de traitement comprises entre 30 et 100 kHz.

4.2. La ligne en onde de surface dans les liquides [26]

Le principe de la dispersion des ondes de surface qui a été exposé au paragraphe 3.3. et qui est uti-

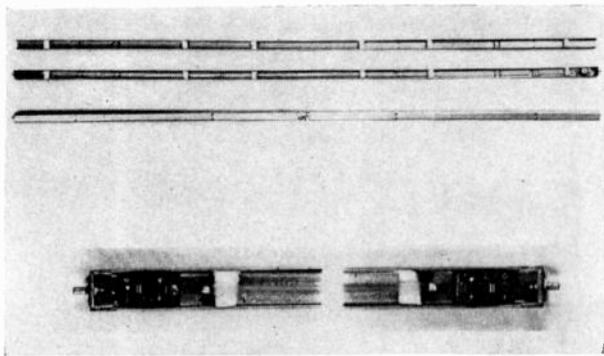


Fig. 32. — Ligne dispersive « fil » en plastique, à modulation de diamètre : $B = 100$ kHz, $T = 0,5$ ms.

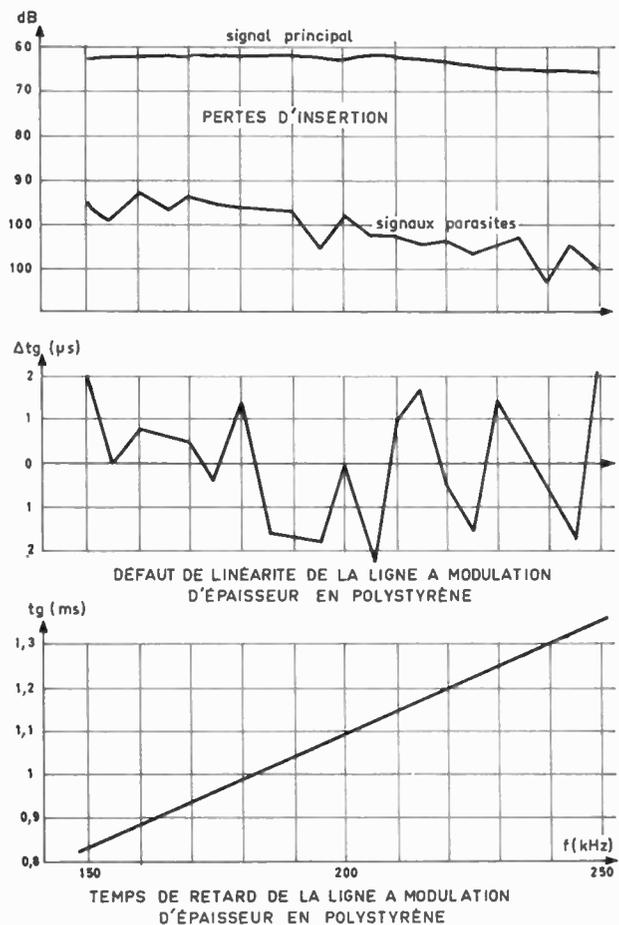


Fig. 33. — Résultats expérimentaux des mesures effectuées sur la ligne de la figure 32.

lisé dans les solides pour les ondes de LOVE, peut aussi être exploité dans les fluides.

Sur la figure 34, un guide stratifié liquide est constitué d'un tube métallique à paroi très fine qui contient un liquide de faible vitesse acoustique (CCl_4 ou $CF_3 COOH$) ; ce tube est plongé dans un liquide de plus grande vitesse acoustique (eau). Les courbes de dispersion relatives à ce guide sont portées sur la figure 35 en grandeurs normalisées. On peut y remarquer l'influence du tube de séparation des liquides dont l'épaisseur de la paroi est 30 fois plus faible que le diamètre du tube. La figure 36 donne les courbes expérimentales de temps de retard

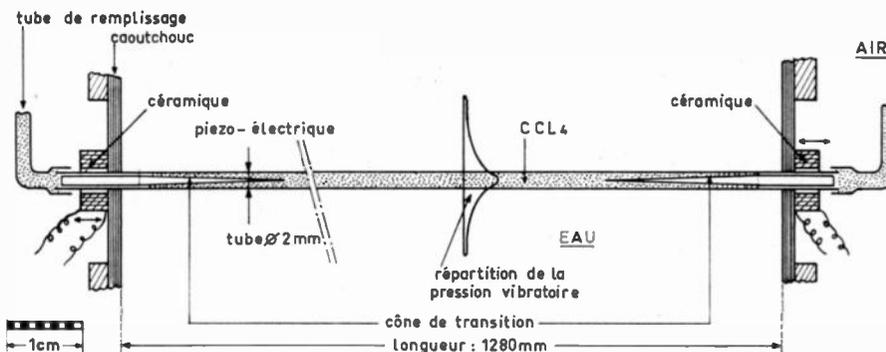


Fig. 34. — Guide stratifié liquide pour la propagation d'ondes de surface dispersives.

FIG. 35. — Courbes théoriques de dispersion d'un guide stratifié liquide de CCL₄-eau.

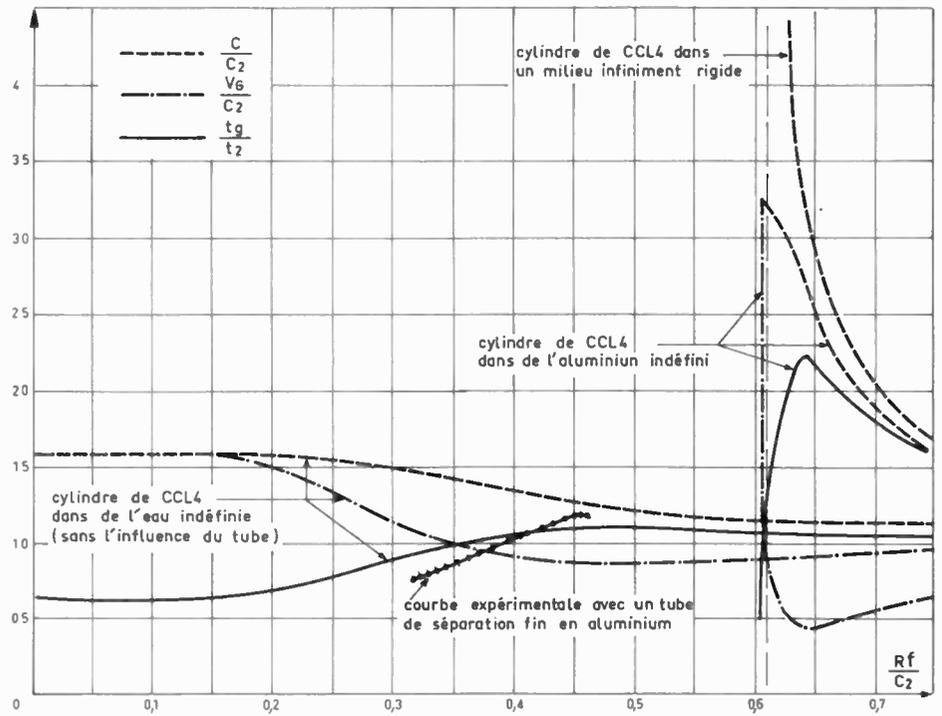
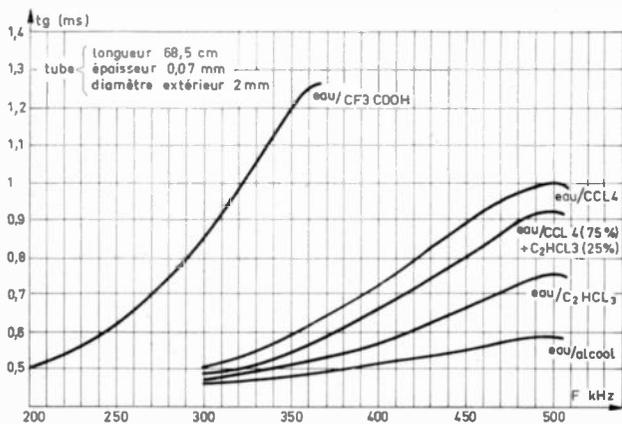


FIG. 36. — Courbes expérimentales de temps de retard d'un tube plongé dans de l'eau contenant différents liquides.



obtenues avec un tube, plongé dans l'eau, de 68 cm de longueur, de 2 mm de diamètre et de 0,07 mm d'épaisseur lorsqu'il contient divers liquides.

Ces lignes en onde de surface dans les liquides sont aisées à mettre au point pour des bandes comprises entre 30 et 100 kHz.

4.3. La ligne en onde de surface dans les gaz [27]

Un gaz lourd (SF₆) de faible vitesse acoustique (135 m/s) enfermé entre une paroi rigide et une membrane mince (6 μ) de mylar qui le sépare de l'air ambiant, constitue un guide stratifié plan apte à propager une onde de surface dispersive. Ce montage expérimental est représenté figure 37. Les courbes de dispersion théoriques, tenant compte de l'influence de la membrane solide, sont portées figure 38. Les résultats expérimentaux se trouvent sur les figures 39 et 40.

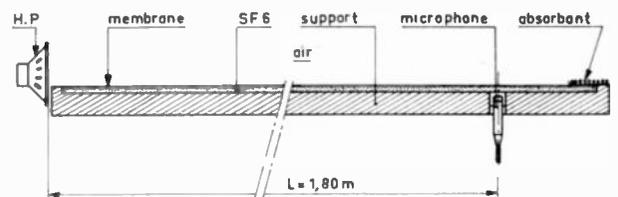


FIG. 37. — Guide constitué des gaz stratifiés SF₆-air.

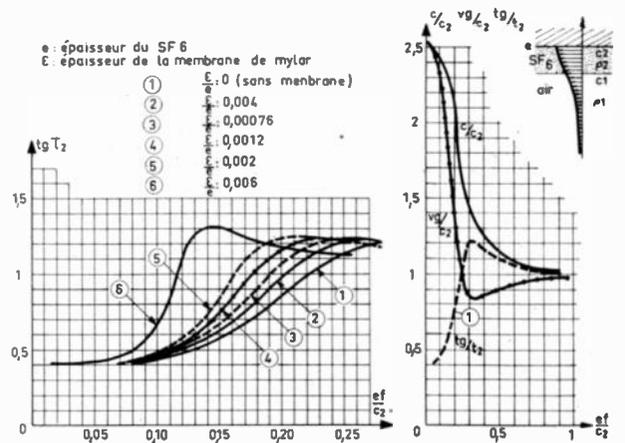


FIG. 38. — Influence d'une membrane de séparation solide sur la dispersion d'une onde de surface dans une ligne à gaz SF₆-air.

Ces lignes dans les gaz sont utilisables pour les bandes comprises entre 1 et 5 kHz.

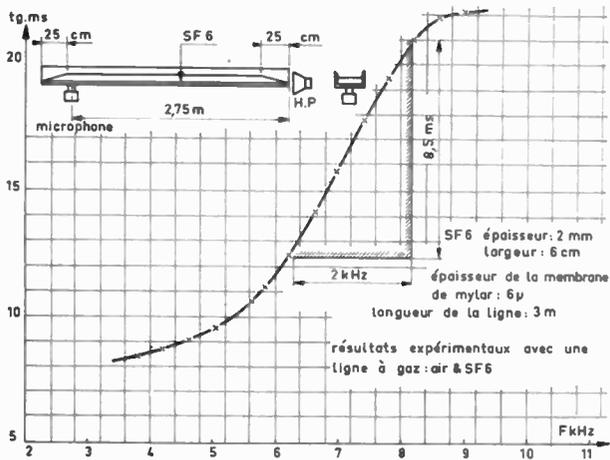


FIG. 39 : Résultats expérimentaux avec une ligne à gaz : air et SF₆.
SF₆ : épaisseur : 2 mm, largeur : 6 cm, épaisseur de la membrane de mylar : 6 μs, longueur de la ligne : 3 mm.

4.4 La ligne en onde de flexion à symétrie de révolution dans les tubes métalliques

De même qu'une plaque mince ou un ruban est susceptible de guider une onde de flexion et une onde d'extension (ondes de Lamb), un tube métallique peut guider ces deux ondes le long de ses parois avec une symétrie de révolution (fig. 42).

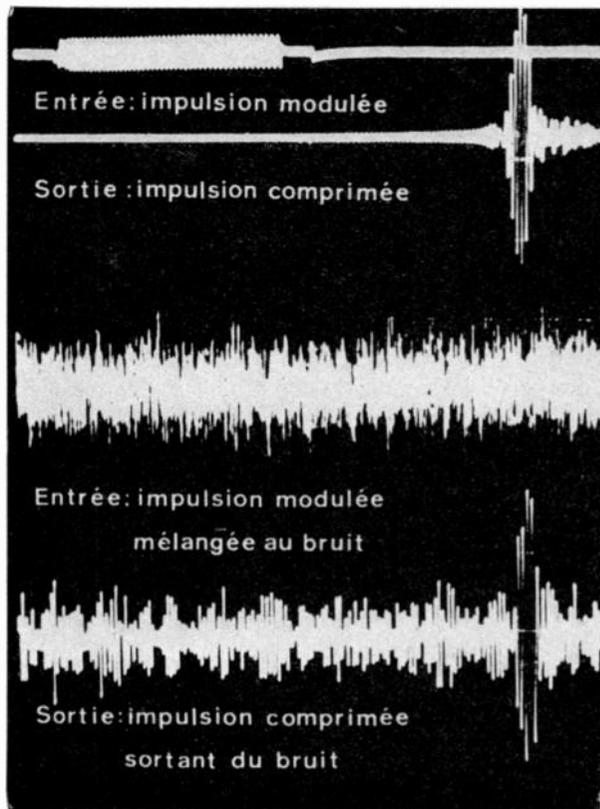


FIG. 40. — Résultats expérimentaux de l'expérience de compression d'impulsion relative à la courbe de la figure 39.

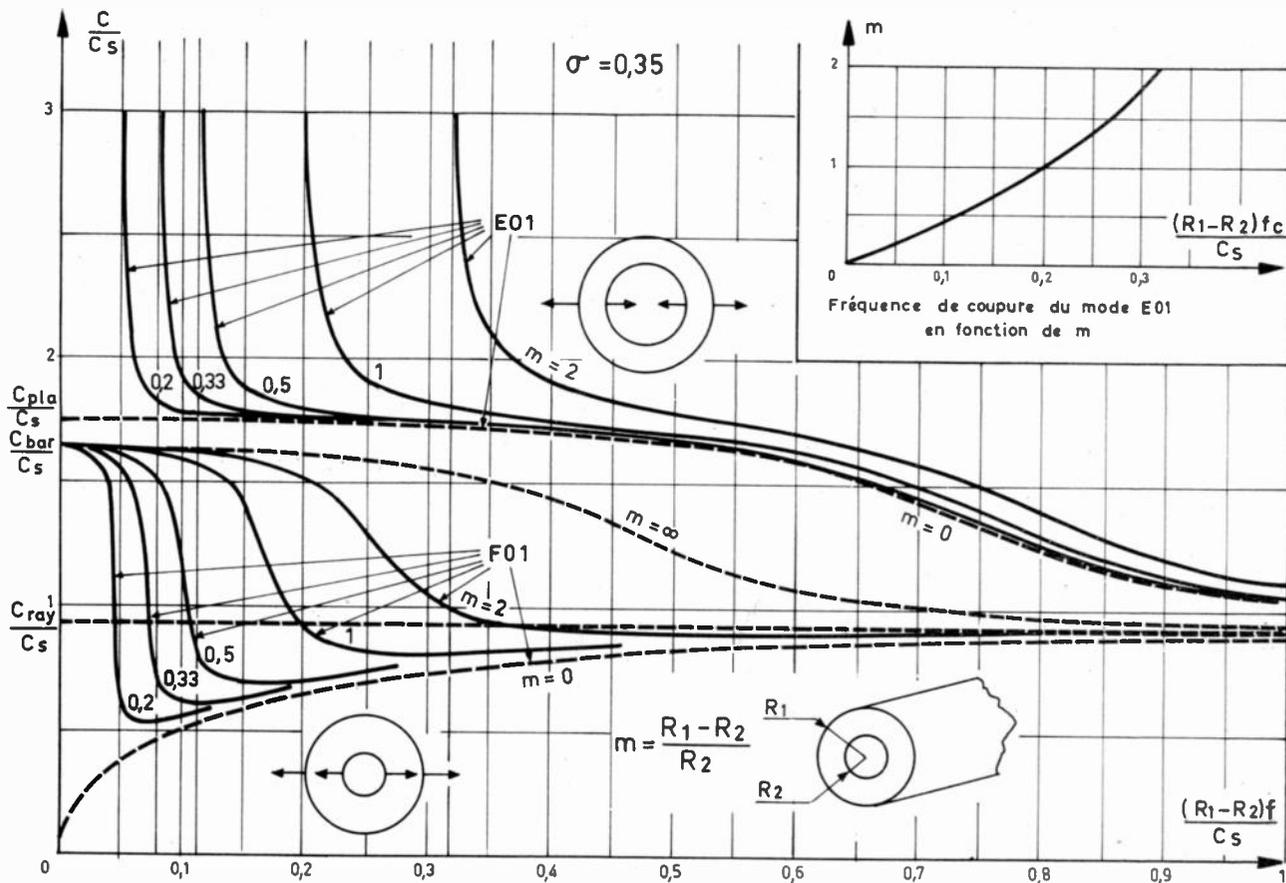


FIG. 41. — Courbes de dispersion des modes F₀₁ et E₀₁ pour diverses valeurs de m et pour $\sigma = 0,35$.

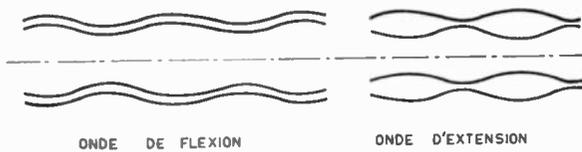


FIG. 42. — Déformations des ondes de flexion F_{01} et d'extension E_{01} guidées par un tube métallique.

Les équations de dispersion relatives à ces ondes ont été établies par MIRSKY et HERRMANN [28]. Un calcul effectué récemment [29] a montré qu'en fonction de la fréquence, quels que soient le coefficient de Poisson et le coefficient géométrique du tube, la vitesse de phase du mode de flexion reste comprise entre celle du mode de flexion du ruban et celle du mode d'extension du fil, que le mode d'extension est coupé et que sa vitesse de phase est toujours supérieure à celle du mode d'extension du ruban (fig. 41). Le calcul des temps de retard de groupe a montré et l'expérience a confirmé [30], que la fréquence de coupure du mode d'extension est toujours supérieure à la fréquence pour laquelle le temps de retard du mode de flexion atteint son maximum et qu'avant ce maximum, le temps de retard présente une partie linéaire (fig. 43). On peut donc utiliser cette variation linéaire sans être gêné par le mode d'extension. Plus le coefficient

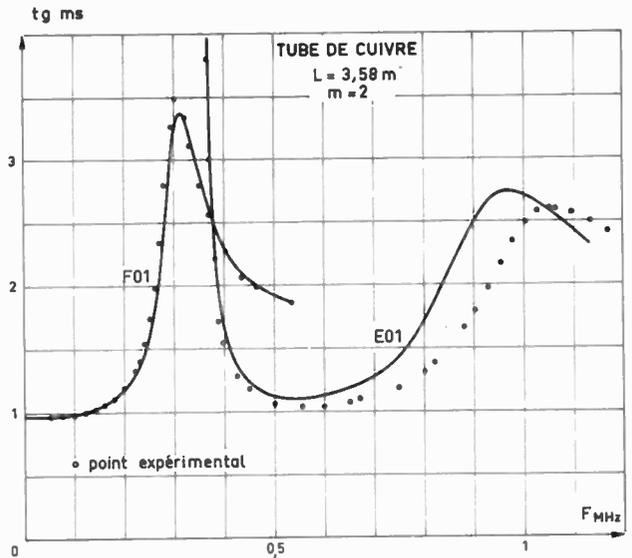


FIG. 43. — Temps de retard des modes F_{01} et E_{01} dans un tube de cuivre pour $m = 2$; courbes théoriques et points expérimentaux.

géométrique m , rapport de l'épaisseur des parois du tube au rayon intérieur, est petit, plus la variation de temps de retard du mode de flexion est grande dans une bande de fréquence plus étroite (fig. 45). Le phénomène de dispersion est donc

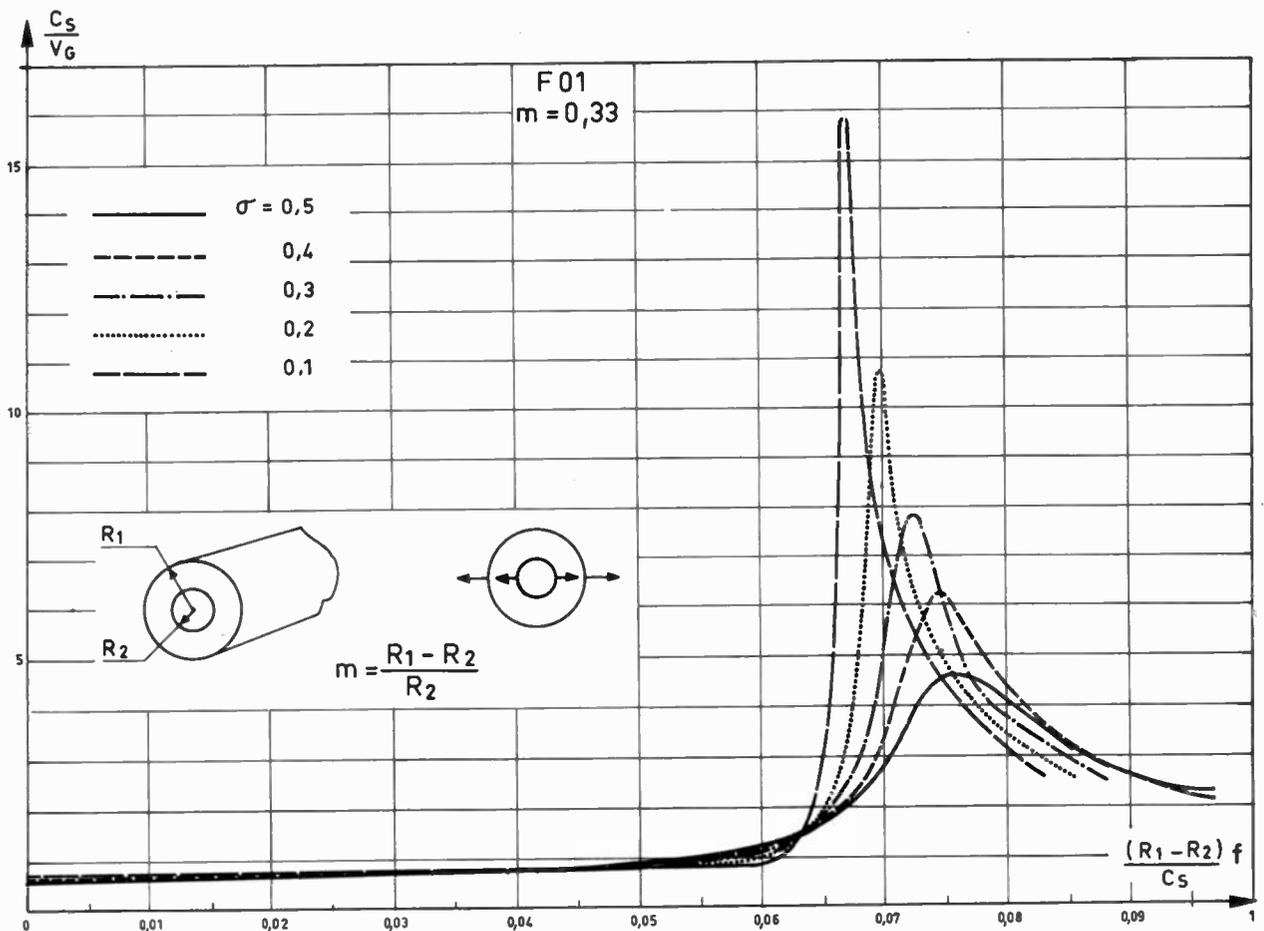


FIG. 44. — Courbes de variation du temps de retard en fonction du coefficient de Poisson pour $m = 0,33$.

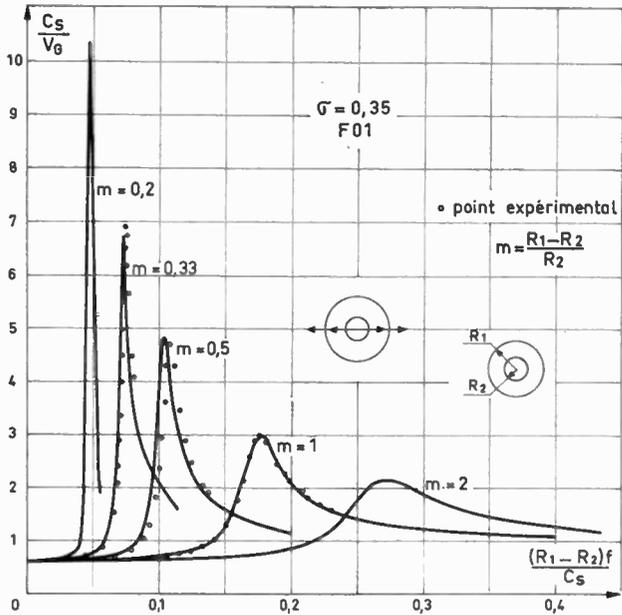


FIG. 45. — Courbe de variation du temps de retard de groupe du mode F_{01} pour diverses valeurs de m et pour $\sigma = 0,35$.

très surtendu et se prête bien à la compression des impulsions longues modulées en fréquence dans une bande étroite.

La figure 44 donne l'évolution du temps de retard en fonction du coefficient de Poisson pour une valeur particulière de m .

Une ligne de 5 kHz de bande centrée autour de 186 kHz et de 10 ms de variation de temps de retard est présentée sur la photographie de la figure 46. Les résultats des mesures effectuées sur cette ligne sont donnés sur la figure 47, enfin les photographies de la figure 48 sont relatives à l'expérience de compression d'impulsion correspondante.

Ces lignes tubulaires sont bien adaptées à la compression des impulsions dont la bande est comprise entre 1 et 30 kHz.

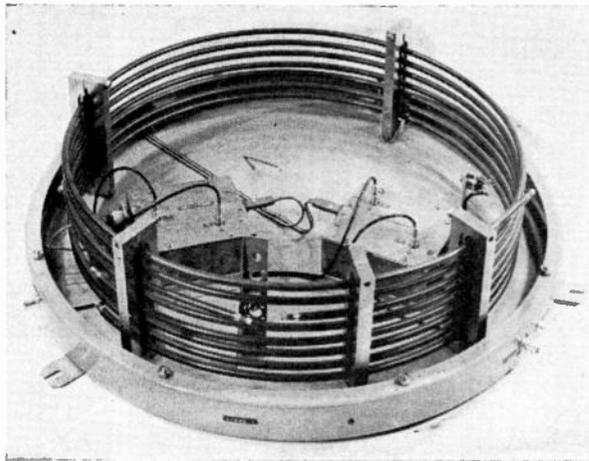


FIG. 46. — Ligne dispersive métallique tubulaire : $B = 5$ MHz, $T = 10$ ms.

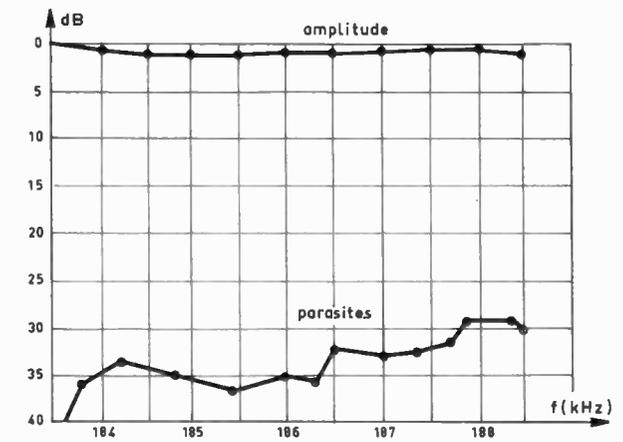
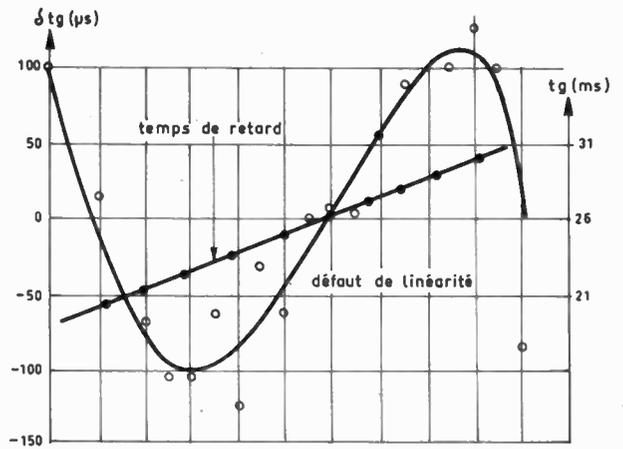


FIG. 47. — Résultats expérimentaux des mesures effectuées sur la ligne de la figure 46.

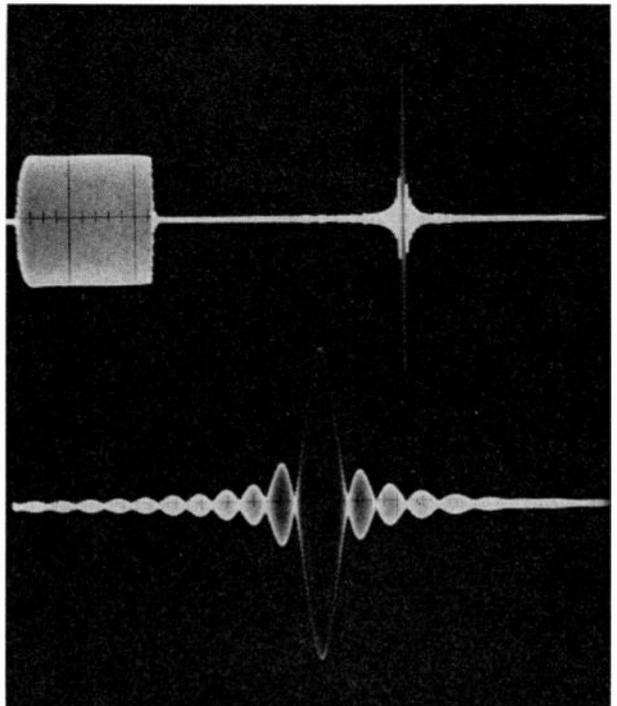


FIG. 48. — Résultats expérimentaux de l'expérience de compression d'impulsion relative aux courbes de la figure 47.

5. Conclusions

Le tableau de la figure 49 récapitule les divers domaines d'utilisation des lignes dispersives qui ont été décrites dans cet article.

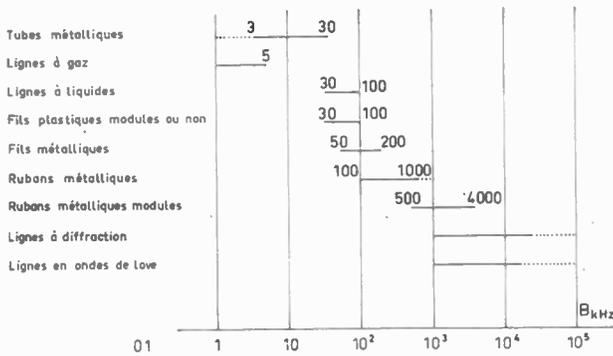


FIG. 49. — Domaines d'application des différentes lignes dispersives.

L'examen de ce tableau montre que les lignes en onde de surface dans les liquides ont un domaine d'application identique à celui des lignes en plastique et que le domaine d'application des lignes en onde de surface dans les gaz est contenu à l'intérieur de celui des lignes tubulaires en onde de flexion. Etant donné la sensibilité des fluides aux conditions d'environnement et le fait que leur domaine d'application est couvert par des lignes plus robustes, les lignes utilisant des fluides n'ont plus qu'un intérêt académique.

Les études qu'il est souhaitable de voir aboutir dans un proche avenir devraient porter sur les largeurs de bandes extrêmes, c'est-à-dire sur les lignes à retard à bande très étroite capables d'emmagasiner les impulsions longues des sonars et sur les lignes à retard à très large bande susceptibles d'apporter plus de définition aux radars et d'être plus efficaces contre la réverbération.

Bibliographie

- [1] CARPENTIER M.H. — « Radars, théories modernes » Dunod 1963.
- [2] WOODWARD P.M. — « Probability and Information Theory, with Application to Radar » McGraw, Hill Book Co., Inc., New York, 1953.
- [3] KLAUDER J.R., PRICE A.C., DARLINGTON S., et ALBERSHEIM W.J. — « The Theory and Design of Chirp Radars » Bell Syst. Techn. J., juillet 1960, p. 745.
- [4] MEITZLER A.H. — « Ultrasonic Delay Lines Using Shear Modes in Strips », I.R.E. Trans. on U.E., juin 1960, p. 35.
- [5] MAY J.E. — « Wire-Type Dispersive Ultrasonic Delay Lines », I.R.E. Trans. on U.E., juin 1960, p. 44.
- [6] MEEKER T.R. — « Dispersive Ultrasonic Delay Lines using the First Longitudinal Mode in Strip », I.R.E. Trans. on U.E., juin 1960, p. 53.
- [7] TOURNOIS P. — « Analogie Optique de la Compression d'Impulsion », *Ann. de Radioélectricité*, 19, n° 78, octobre 1964, p. 267.
- [8] RAYLEIGH Lord. — *Phil. Mag.*, n° 8, 1879, p. 403.
- [9] MARECHAL A., et FRANÇON M. — « Diffraction : Structure des Images » Edition de la Revue d'optique théorique et instrumentale, 1960, p. 103.
- [10] LAMB H. — *Proc. Roy Soc. (London)*, A, 93, 1917, p. 114.
- [11] SCARROTT G.G., et NAYLOR R. — « Wire-type Acoustic Delay Lines for Digital Storage », *Proc. I.E.E.E.*, Part B, *Suppl.* n° 3, vol. 103, avril 1956, p. 497.
- [12] MEITZLER A.H. — « Ultrasonic delay lines for digital data storage », I.R.E. Trans. on U.E., décembre 1962, p. 30.
- [13] FITCH A.H. — « Synthesis of Dispersive Delay Characteristics by Thickness Tapering in Ultrasonic Strip Delay Lines », *J. Acoust. Soc. Amer.*, 35, n° 5, mai 1963, p. 709.
- [14] MORTLEY W.S. — « Pulse Compression by Dispersive Gratings in Crystal Quartz » *Marconi Review*, 28, 159, 1965.
- [15] ROWEN J.H. — 1964, *Ultrasonics Symp.*, Paper J6, Santa Monica, Calif., oct. 14-16.
- [16] DUNCAN R.S., et PARKER M.R. — « The perpendicular diffraction delay line : a new kind of ultrasonic dispersive device », *Proc. I.E.E.E.*, 53, 1965, p. 413.
- [17] COQUIN G.A., et TSU R. — « Theory and Performance, of Perpendicular diffraction Delay Lines », *Proc. I.E.E.E.* 53, 1965, p. 581.
- [18] TOURNOIS P., et BOCQUILLON F. — « Expérience de corrélation espace-temps par une antenne acoustique » *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 263, 1966, p. 881.
- [19] TOURNOIS P. — « Application des Ondes de Love à la Compression d'Impulsions modulées linéairement en fréquence » *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 259, 1964, p. 2081.
- [20] TOLSTOY I., et USDIN E. — « Dispersive Properties of Stratified Elastic and Liquid Media : a Ray Theory » *Geophysics*, vol. 18, 1953, p. 844.
- [21] RAYLEIGH Lord. — « On Waves Propagated along the Plane Surface of an Elastic Solid », *Proc. London Math. Soc.*, 1885, vol. 17, p. 4.
- [22] LOVE A.E.H. — « Some Problems of Geodynamics » Cambridge University Press, London, 1911, 1926.
- [23] TOURNOIS P. — Brevet Français, n° 960 326 du 15 janvier 1964.
- [24] TOURNOIS P. — Brevet Français n° 53 860 du 17 mars 1966.
- [25] TOURNOIS P., JOUFFROY H., et DUBOIS M. — « Mesures sur la Dispersion des Ondes de Love en vue de leur application à la Compression d'Impulsion », *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 261, 1965, p. 1611.
- [26] TOURNOIS P., et VERNET J.L. — « Application de la dispersion d'une onde de surface dans les liquides stratifiés à la compression d'impulsions », *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 263, 1966, p. 337.
- [27] TOURNOIS P., BERTHEAS J., et VERNET J.L. — « Sur la dispersion d'une onde de surface dans les gaz stratifiés », *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 261, 1965, p. 2451.
- [28] MIRSKY I., et HERRMANN G. — « Axially symmetric motions of thick Cylindrical shells », *J. Appl. Mech.*, 25, 1958, p. 97.
- [29] TOURNOIS P., VERNET J.L., et BIENVENU G. — « Modes de flexion F_{01} et d'extension E_{01} dans les tubes cylindriques circulaires », *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 264, 1967, p. 1094.
- [30] TOURNOIS P., VERNET J.L., et BIENVENU G. — « Mesures sur la dispersion des modes F_{01} et E_{01} dans les tubes en vue de l'application du mode F_{01} à la compression d'impulsion » *C.R. Acad. Sc. Paris*, t. 264, 1967, p. 1153.

Quelques points de comparaison entre sonar et radar^(*)

Les nombreuses applications du radar dans les trois armes et dans le contrôle de la navigation aérienne, l'ont rapidement fait connaître et enseigner dans les Grandes Ecoles. Le sonar, de découverte plus ancienne, mais appliqué à la seule lutte sous-marine, est resté longtemps l'apanage de quelques initiés. L'importance des sous-marins nucléaires dans l'armement moderne a porté au grand jour leur mode principal de détection, et des articles sur des appareils sonars ont été publiés dans la plupart des revues techniques.

Pour informer des problèmes sonar les spécialistes du radar, il fallait traiter les deux sujets en même temps. Monsieur COULMY, alors chef de Section à la Direction des Recherches et Moyens d'Essais et Président de la Section d'Etudes de Radiodétection et Localisation-Radionavigation de la SFER, demanda à Monsieur GERARDIN et à moi-même, d'animer une demi-journée d'études sur le thème : « Quelques points de comparaison entre sonar et radar ».

Nous avons fait appel à trois Ingénieurs spécialistes de radar, et trois Ingénieurs « sonaristes » pour exposer ces points de comparaison. Ils ont bien voulu rédiger les articles qui suivent et nous devons les en féliciter.

Laissant de côté les problèmes d'émission, le sujet a été partagé en trois parties :

- le milieu de propagation,*
- les méthodes d'exploration de l'espace,*
- le traitement du signal.*

Dans chaque partie, le premier Conférencier ayant surtout marqué les similitudes, il appartenait au second de préciser les différences.

Dans les radars classiques, le milieu de propagation est ignoré ou simplement considéré comme une source de parasites. Monsieur CLAQUIN montre que la présence de l'atmosphère et du sol ne doit pas être négligée. En acoustique sous-marine, la propagation influe aussi sur la précision, mais surtout, elle fixe la portée.

(*) Introduction et présentation de la demi-journée d'études du 8 novembre 1967.

Madame FAUGERAS explique pourquoi, pendant les mois d'été, le sonar d'un escorteur a sa distance maximale de détection réduite au dixième ou au vingtième de sa valeur théorique.

Les méthodes d'exploration sonar ont dû s'adapter aux vitesses des sous-marins modernes qui atteignent le centième de la célérité du son. Monsieur MICHAUD nous fait suivre les degrés de cette évolution. Monsieur PIROLLI compare les principaux procédés de balayage et esquisse les caractéristiques des radars futurs.

Monsieur SKENDEROFF rappelle la théorie du filtrage adapté et la notion d'ambiguïté en distance et en Doppler. En radar, des produits temps \times bande passante de 10^5 sont possibles, mais la capacité des extracteurs et des calculateurs limite souvent ce produit à des valeurs plus faibles. Monsieur TOURNOIS montre, qu'en sonar, les limitations sur le traitement proviennent plus du milieu extérieur que du matériel. Il compare à nouveau chaque paramètre : portée, longueur d'onde, bande passante et explique comment les Ingénieurs du sonar et ceux du radar ont appliqué, à deux principes de physique, une même théorie de traitement du signal.

Dans leurs applications les plus nouvelles, les deux modes de détection ont de nombreux points communs ; par exemple, les temps de transit sont du même ordre pour un radar pointé vers la lune et pour un sonar à grande portée ; le sous-marin, but sonar, est, en valeur relative, plus rapide que notre satellite. Le rapport des célérités est tel qu'une seconde dans le domaine électromagnétique équivaut à plus de deux jours en acoustique, aussi le spécialiste de radar qui veut détecter et intercepter plus vite, doit-il s'inspirer des principes du sonar.

Pierre SABATHÉ

*Ingénieur en Chef du Génie Maritime (CR)
Directeur de l'Electronique Appliquée*

La propagation et le milieu en radar

L. CLAQUIN
C.S.F.

1. Introduction

Les performances d'un radar sont souvent présentées en espace clair. Connaissant le diagramme de rayonnement de l'antenne, le mode d'exploration, le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur, on peut déterminer la couverture et évaluer les erreurs de mesure dues au bruit thermique.

La situation réelle est assez différente. L'équipement est placé au voisinage du sol ou de la mer, l'énergie est propagée à travers l'atmosphère.

Ces conditions peuvent modifier la sensibilité du récepteur, la valeur du signal utile, créer des signaux parasites et dégrader la précision des mesures.

2. Sensibilité du récepteur

La sensibilité des récepteurs a été longtemps limitée par le bruit interne. La mise en service des amplificateurs à faible bruit, et la réduction des pertes de liaison tendent à modifier cette situation. Les caractéristiques du ciel, de l'atmosphère et du sol déterminent la sensibilité ultime des récepteurs.

2.1. Rappel des définitions

Le facteur de bruit ou la température effective de bruit sont utilisés comme critères de mérite d'un récepteur.

(*) Conférence prononcée le 8 novembre 1967 au cours de la demi-journée d'études de la 9^e section de la SFER sur Quelques Points de Comparaison entre Radars et Sonars.

Par définition, le facteur de bruit d'un élément A (T_0, G, B) est égal au rapport de la puissance de bruit disponible à la sortie de cet élément, à celle qui aurait été obtenue dans un élément idéal (fig. 1).

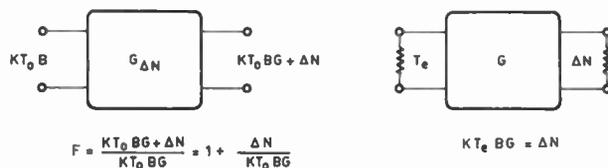
$$F = \frac{N_s}{KT_0BG} = \frac{KT_0BG + \Delta N}{KT_0BG} = 1 + \frac{\Delta N}{KT_0BG}$$

La température effective de bruit de l'élément T_e est égale à la température d'entrée qui produirait, en sortie, le supplément ΔN .

$$\Delta N = KT_eBG, \quad \text{d'où} \quad F = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

Dans un récepteur conventionnel où T_e est largement supérieur à T_0 , le facteur de bruit est utilisable comme critère de mérite.

Par contre, si T_e est faible devant T_0 , il est plus pratique d'utiliser la température effective de bruit.



$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad T_e = T_0(F-1)$$

FIG. 1. — Facteur de bruit et température effective de bruit.

2.2. Température de bruit d'un ensemble

La température effective de bruit d'un ensemble peut se mettre sous la forme (fig. 2) :

$$T_S = T_A + T_B$$

T_A représentant la température de bruit spatiale.

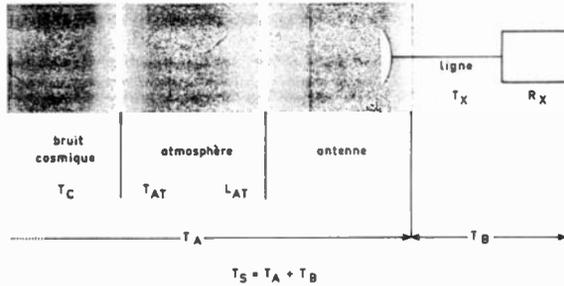


FIG. 2. — Température de bruit du système

2.2.1. Dans une antenne idéale, l'antenne ne reçoit que le bruit du ciel à travers l'atmosphère.

L'atmosphère créant des pertes, le bruit du ciel sera atténué, mais les pertes atmosphériques produiront une source de bruit additionnelle.

La température spatiale d'une antenne idéale est représentée sur la figure 3 [1].

Aux basses fréquences, le bruit cosmique est prédominant. Aux fréquences élevées, le bruit atmosphérique devient le terme essentiel. Il croît quand l'antenne est pointée vers l'horizon.

2.2.2. L'antenne n'est pas idéale. Elle rayonne en dehors du lobe principal, et l'énergie absorbée crée une source de bruit additionnelle qui augmente la température T_A . Au voisinage du sol, la température de l'antenne sera plus élevée qu'à proximité de la mer.

La présence d'un radôme et la pluie augmenteront les pertes, donc la température effective du système.

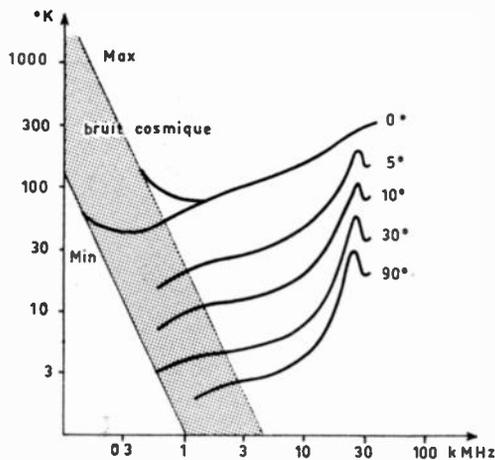


FIG. 3. — Bruits cosmique et atmosphérique

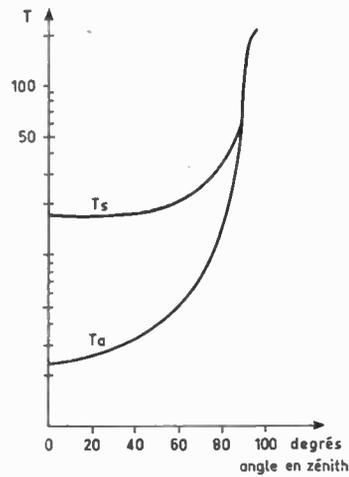


FIG. 4. — Température du système en fonction de l'angle au zénith (5 650 MHz).

2.2.3. La figure 4 [2] représente les températures du ciel et du système, mesurées sur une station à 5 650 MHz.

Dans une station moderne de surveillance de l'espace, les températures de bruit sont d'environ 10 °K pour l'amplificateur, 5 °K pour l'antenne, et la température spatiale apporte, particulièrement aux sites faibles, une limitation importante dans la réduction de la température effective du système.

3. Valeur du signal utile

La présence du sol et de l'atmosphère modifie la valeur du signal calculé en espace libre.

3.1. Atténuation

Le signal est d'abord atténué en traversant les couches basses de l'atmosphère. Les pertes croissent avec la fréquence et décroissent avec le site (fig. 5) [3].

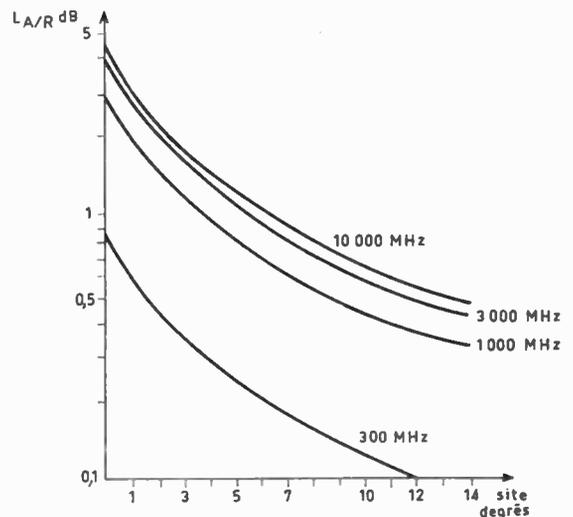


FIG. 5. — Atténuation A/R troposphère en décibels

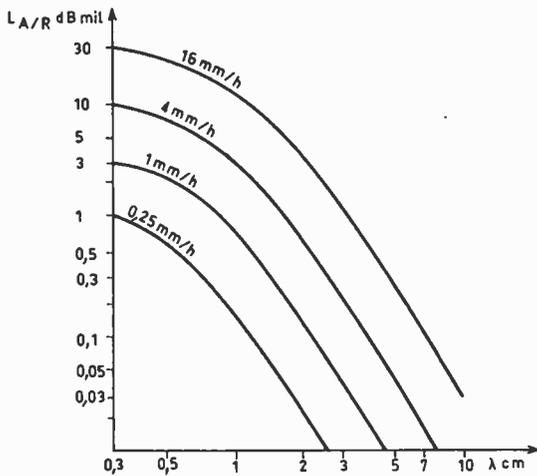


FIG. 6. — Atténuation due à la pluie (A/R dB mil)

En outre, si le signal rencontre sur le trajet une zone de pluie ou de neige, le signal subit une atténuation qui croît avec la profondeur de la zone traversée, l'intensité de la pluie et la fréquence (fig. 6) [4].

Dans l'ionosphère, les pertes sont inversement proportionnelles au carré de la fréquence et sont pratiquement négligeables de nuit.

3.2. Réflexions

Le signal est formé de l'onde directe et de l'onde réfléchiée. La composition vectorielle de ces deux signaux élémentaires crée des maximums et des minimums et produit un diagramme avec des feuilles. La profondeur des maximums et des minimums est une fonction du coefficient de réflexion, du site et du diagramme d'antenne.

3.3. Rotation

En traversant les couches de l'ionosphère, une onde polarisée linéairement subit une rotation de polarisation (effet Faraday). L'influence de la rotation est négligeable aux fréquences élevées, mais importante en ondes décimétriques. Il est alors nécessaire, avec une émission en polarisation linéaire, de recevoir les deux polarisations.

4. Parasites

La présence du sol, les anomalies de propagation produisent des plots parasites qui peuvent masquer les cibles utiles.

4.1. Sources

4.1.1. Une première source d'échos parasites est due aux échos de sol, aux retours de mer et aux précipitations atmosphériques. A l'exception des échos de

sol provenant d'objectifs isolés, ces échos parasites sont des échos diffus.

En bande L, avec une antenne d'ouverture en azimut $\theta_A = 1^\circ 3$, et une durée d'impulsion $\tau = 2,5 \mu s$, la surface moyenne équivalente des échos de sol est voisine de $200 m^2$ à $20 km$.

En bande X, avec une antenne de $1 m$ et une durée d'impulsion $\tau = 0,25 \mu s$, la surface équivalente du sol atteint $100 m^2$ à $20 km$ et celle d'une pluie de $4 mm/heure$, $10 m^2$ à $20 km$.

Le spectre des échos fixes dépend de la nature des parasites et de la vitesse du vent. La figure 7 [5] représente le spectre des échos de sol, des retours de mer et de la pluie en $3 cm$. Le produit de la fréquence de fluctuation par la longueur d'onde est constant.

La fluctuation des échos parasites diffus est donc très lente. D'impulsion à impulsion, le coefficient de corrélation est élevé dans un radar à fréquence fixe, et c'est une différence fondamentale avec le bruit thermique ou le bruit du ciel.

4.1.2. Une deuxième source de parasites communément désignés sous le nom d'anges, représente les échos attribués à des oiseaux, des insectes ou des phénomènes météorologiques. La présence de ces parasites a été observé jusqu'à 40 à 50 nautiques et semble particulièrement saisonnière.

On a constaté [6] que les anges apparaissent plus fréquemment en été, par vent faible, et lors des propagations anormales.

4.1.3. Une troisième source de parasites est due aux échos lointains qui apparaissent par guidage des ondes électromagnétiques le long de la surface de la terre, quand l'index de réfraction varie rapidement avec l'altitude par suite de modifications brutales de la température ou du degré hygrométrique.

Ce phénomène ne se produit cependant qu'aux sites faibles ($0^\circ 5/1^\circ$ maximum).

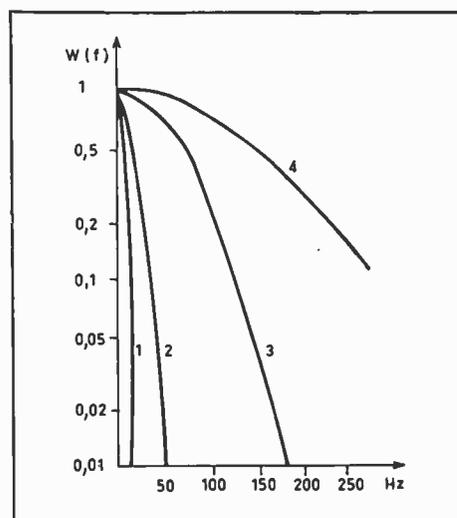


FIG. 7. — Spectres parasites ($10\ 000 MHz$).

1. Collines boisées vent nul
2. Collines boisées vent $30 km/h$.
3. Retours de mer.
4. Pluie.

4.2. Influence des parasites

4.2.1. La connaissance des caractéristiques des signaux parasites est utilisée pour réduire leur niveau à l'entrée du récepteur et effectuer un traitement favorisant le signal.

La surface des échos de sol est proportionnelle à la surface de la cellule de résolution. Les échos de sol sont par ailleurs à site faible et présentent un spectre réduit. Il est donc intéressant de réduire le domaine de résolution en distance, d'effectuer une discrimination entre les sites faibles et le reste de la couverture, et entre les échos à vitesse lente et les cibles à vitesse plus élevée.

On peut atténuer les échos de pluie en réduisant le volume de résolution, en choisissant judicieusement la longueur d'onde et en utilisant la polarisation circulaire.

L'expérience a montré, par ailleurs, que les angles se trouvaient à basse altitude, on peut donc atténuer l'effet de ces parasites en ayant une antenne multi-faisceaux.

La réduction des échos parasites situés au-delà de la distance maximale, est plus délicate. Si la fréquence d'émission varie d'impulsion à impulsion, ces échos seront supprimés, mais ce procédé n'est pas compatible avec le filtrage Doppler.

A fréquence fixe, en faisant varier la fréquence de répétition, on déplace la distance apparente d'un écho parasite ponctuel. La réduction du gain d'intégration peut être suffisante pour atténuer cet écho.

Si l'écho est étendu, il est nécessaire de disposer d'un émetteur piloté pour éliminer, grâce au filtrage Doppler, tous les échos fixes.

4.2.2. Après avoir réduit le niveau des parasites à l'entrée du récepteur et favorisé le signal utile, les résidus de parasites seront inférieurs ou supérieurs au bruit.

Le premier cas correspond aux radars à courte portée, où un filtrage Doppler efficace permet de réduire considérablement le niveau des parasites. Les performances sont alors fixées par le rapport signal/bruit.

Dans la seconde hypothèse, on doit modifier le seuil de détection ou le gain du récepteur pour limiter les faux plots. Cette opération peut s'effectuer d'une façon quasi instantanée. Le seuil est alors adapté au niveau des résidus.

Pour obtenir la couverture requise, le signal doit être majoré, par rapport à l'espace clair, d'une valeur qui correspond au produit du résidu des parasites par un facteur représentant la variation du contraste nécessaire à la détection.

La présence des résidus de parasites au-dessus du bruit du récepteur exige donc une adaptation du seuil de détection à la valeur des résidus et une majoration du signal, généralement obtenue par optimisation du diagramme de l'aérien (chute au sol élevée - antenne largement surcosécantée).

5. Précision des mesures

La précision de mesure des coordonnées de la cible est dégradée par l'atmosphère, les parasites dus au sol et la pluie.

5.1. Atmosphère

Les phénomènes de réfraction dans l'atmosphère contribuent tout d'abord à réduire la précision des mesures [7].

5.1.1. Dans la troposphère, la réfraction est indépendante de la fréquence. Connaissant la valeur de l'index de réfraction au sol, on peut corriger les mesures, et l'erreur fixe ou lentement variable est d'environ 50/100 microradians.

En outre, les fluctuations rapides de l'index de réfraction créent une erreur fluctuante qui varie de 10 à 150 microradians suivant l'état du ciel.

5.1.2. Les erreurs dues à l'ionosphère sont négligeables aux fréquences supérieures à 1 000 MHz, mais à 400 MHz au site 0°, à une altitude égale à 200 nautiques, l'erreur atteint 0,6 milliradian de jour et 0,2 milliradian de nuit.

5.1.3. Les mesures de distance sont également perturbées par l'atmosphère. L'erreur due à la troposphère peut être limitée à 0,5 m, mais, dans l'ionosphère, les erreurs sont d'environ 100 m à 400 MHz, au site 0° et à une altitude de 200 nautiques.

5.2. Parasites dus au sol ou à l'atmosphère

Les réflexions sur le sol, la présence d'échos parasites à la même distance que la cible utile détériorent la précision des mesures et produisent, par exemple, sur les mesures angulaires, des phénomènes analogues aux fluctuations du point brillant observées sur une cible complexe.

En présence du sol, l'antenne voit la cible et son image. L'erreur en site est une fonction du coefficient de réflexion du sol et de l'atténuation apportée par l'antenne entre la cible et l'image. Elle varie avec le déphasage entre la cible et l'image, lentement si la variation de phase n'est due qu'au déplacement de l'avion, rapidement si on modifie suffisamment la fréquence d'émission.

Si le signal utile est contaminé par un parasite dû aux échos de sol ou au retour de mer, l'erreur dépend essentiellement du rapport des résidus d'échos fixes au signal utile.

Enfin, aux fréquences élevées, les fortes précipitations dégradent également la précision des mesures, soit en réduisant le signal sur une cible située au-delà de la zone pluvieuse, soit en contaminant une cible située à la distance des précipitations.

6. Conclusion

La présence de l'atmosphère et du sol modifie considérablement les performances du radar évaluées en espace clair.

L'importance des divers facteurs qui ont été examinés dépend de la nature du problème opérationnel. Le rôle des sources de bruit extérieures apparaît dans les problèmes de détection à grande portée. L'influence de la troposphère et de l'ionosphère doit être examinée dans tout problème de mesures précises, la réduction de la contamination des échos utiles et des erreurs dues à l'image dans tout système basse altitude. Enfin, la nécessité d'une couverture homogène avec des plots parasites réduits est commune à tous les systèmes modernes de détection, effectuant, en particulier, un traitement automatique des informations.

L'influence du milieu est donc fondamentale et doit être considérée dans le choix du signal, la forme des diagrammes de rayonnement et le mode de traitement des informations.

Bibliographie

- [1] GREENE, LEBENBAUM. — *Microwave Journal*, oct. 53.
- [2] DEGRESSE, HOGG, OHN, SCOVIE. — *J.A. Physics*, déc. 53.
- [3] BERKOWITZ. — *Modern Radar*.
- [4] GOLDSTEIN. — *Propagation of Short Radio Waves (KERR)*.
- [5] BARLOW, PIRE. — avril 1943.
- [6] Mulholland, Soden, *Interavia*, avril 1967.
- [7] BARTON. — *Radar System Analysis*.

La propagation et le milieu marin

Mme FAUGERAS

Laboratoire de Détection Sous-Marine
ALCATEL

La propagation d'ondes sonores en milieu marin pourrait être considérée comme plus simple que la propagation des ondes radioélectriques. Elle est en effet régie par la même équation générale, mais celle-ci s'applique simplement à un scalaire, la pression sonore, et non à un vecteur, le champ électrique ou magnétique. Les propriétés générales sont les mêmes. Les performances du sonar dépendent essentiellement du milieu marin qui l'environne : le problème principal n'est pas, comme pour le radar, la précision mais la portée et ceci résulte des caractéristiques du milieu de propagation.

1. Caractéristiques générales

La pression sonore se propage par ondes à une vitesse qui est de 1 500 m/s environ. Compte tenu des fréquences utilisées les longueurs d'ondes sont donc du même ordre de grandeur que celles du radar (10 cm). Cette célérité du son est faible en elle-même, mais également faible comparée aux vitesses des cibles et des bâtiments porteurs qui peuvent atteindre 15 à 20 m/s. Ceci provoque un effet Doppler extrêmement important par rapport à celui du radar : de l'ordre de quelques centièmes de la fréquence centrale.

La célérité du son dépend, d'une manière assez complexe, de plusieurs paramètres : la température, la pression et la salinité.

En première approximation on peut cependant admettre qu'elle varie linéairement en fonction de ces paramètres, 4 m/s par degré centésimal pour la température et 18 m/s par kilomètre d'immersion ; l'influence de la salinité est beaucoup plus faible.

On considère, en général, que dans un plan horizontal la célérité est constante.

Les relevés de célérité en fonction de l'immersion

dépendent du lieu où ils sont réalisés, et de la saison.

Des exemples de profils de célérité sont représentés sur la figure 1 pour la Méditerranée et sur la figure 2 pour l'Atlantique.

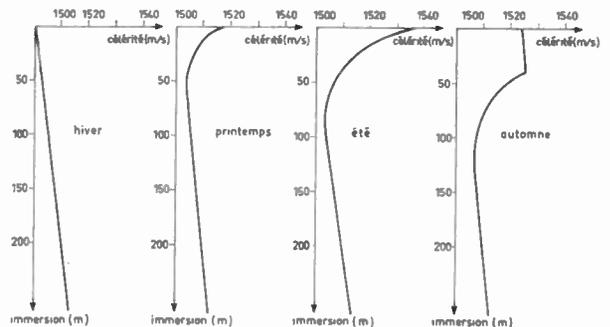


FIG. 1. — Profils de célérité en Méditerranée.

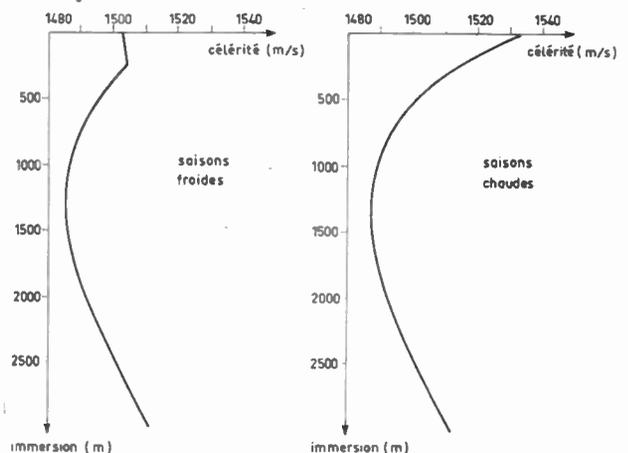


FIG. 2. — Profils de célérité en Atlantique Nord.

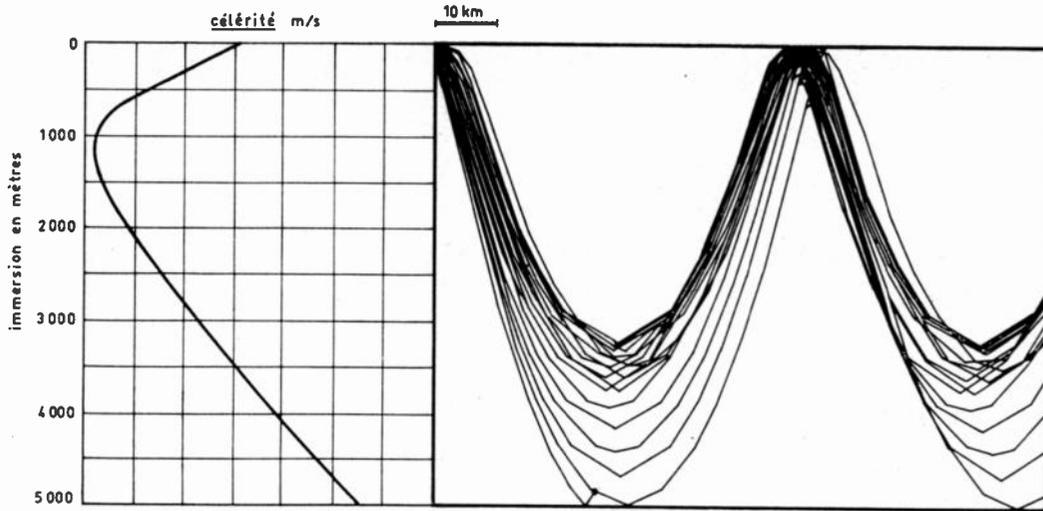


FIG. 3. — Tracé de rayons sonores : source à 100 m.

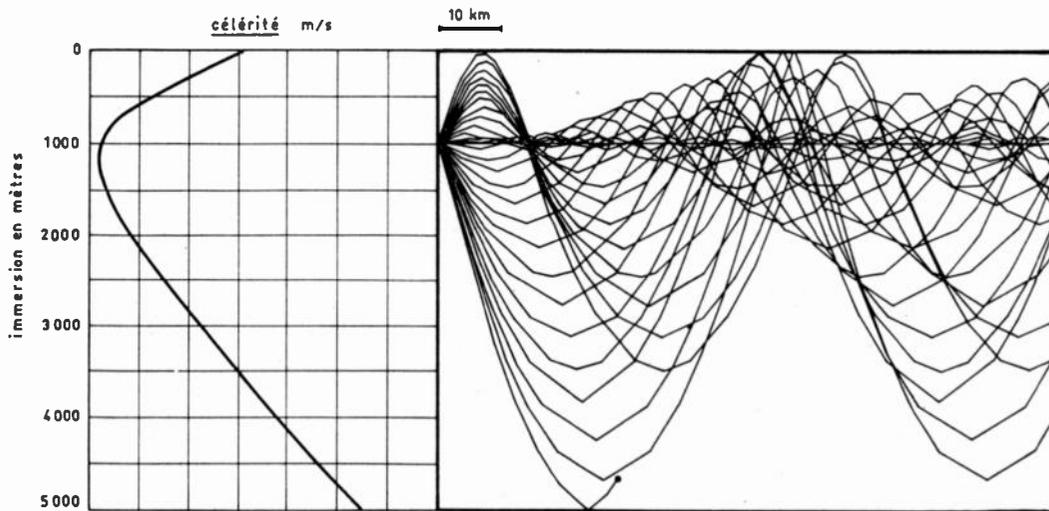


FIG. 4. — Tracés de rayons sonores : source à 1 000 m.

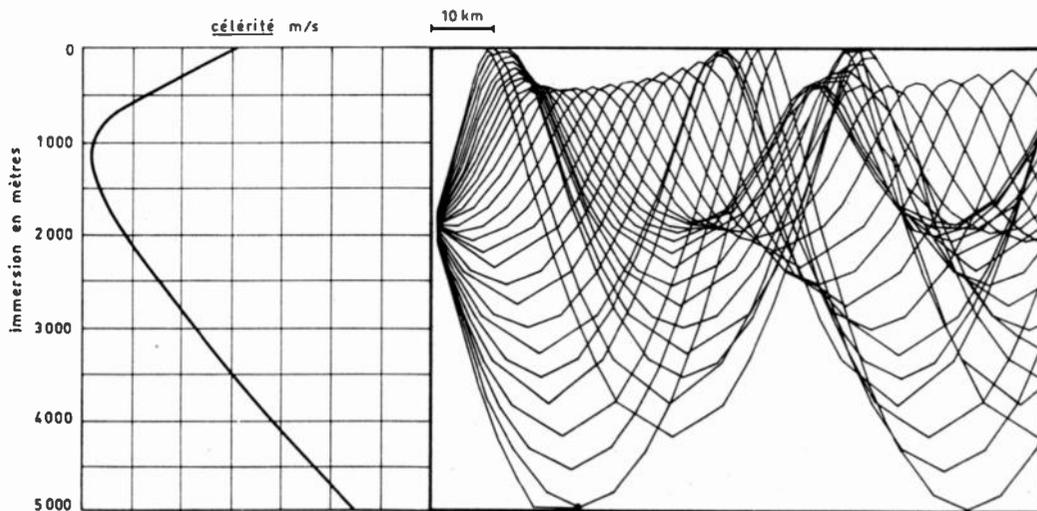


FIG. 5. — Tracés de rayons sonores : source à 2 000 m.

2. Stratifications

La propagation en milieu marin s'effectue donc dans un milieu stratifié, limité vers le haut par la surface, vers le bas par le fond.

Compte tenu de la valeur des longueurs d'ondes par rapport aux dimensions du milieu, 10 cm devant quelques milliers de mètres, on peut utiliser la théorie des rayons. Une bonne approximation consiste à assimiler les courbes de la célérité en fonction de l'immersion à des segments de droites, le milieu est alors décomposé en couches horizontales à gradient de célérité constant.

Dans une telle couche, les rayons sonores décrivent des arcs de cercle. Il est facile de voir que si la célérité augmente avec l'immersion, un front d'onde se propage d'autant plus vite qu'il est plus profond et pivote ainsi autour d'un centre de rotation placé dans le plan horizontal où la vitesse serait nulle. Nous voyons apparaître des zones où les rayons sonores ne peuvent pénétrer, que nous appelons zones d'ombre, ainsi que des zones plus ou moins étendues où les rayons convergent et où le niveau sonore est plus élevé que ne le laisserait prévoir une propagation rectiligne. Nous les appelons zones de convergence.

De plus, lorsque la source d'émission se trouve au voisinage de l'immersion de célérité minimale, il se forme une couche horizontale, appelée chenal sonore ; elle correspond à une propagation cylindrique. En étudiant la propagation dans ces chenaux sonores, des portées supérieures à plusieurs milliers de km ont été observées expérimentalement en trajet direct.

La présence de ces zones détermine la portée du sonar : soit en la réduisant à 1 km environ, soit en l'augmentant. Des exemples de tracés de rayons sonores sont représentés sur les figures 3, 4 et 5.

Ces rayons sonores sont tracés sans tenir compte des réflexions sur le fond et la surface. Or, si l'on provoque une explosion dans l'eau, les signaux reçus à une certaine distance se composent de plusieurs trains d'ondes. Le premier train d'impulsions correspond aux rayons qui n'ont pas touché le fond ; certains se sont réfléchis sur la surface. Le deuxième train est celui des rayons reçus après une réflexion sur le fond et le troisième celui des rayons reçus après deux réflexions sur le fond. L'affaiblissement entre ces différents groupes d'impulsions n'est pas très élevé : la perte à la réflexion sur la surface de la mer est en moyenne nulle et à certains endroits où le fond de la mer est plan et sablonneux, la perte sur le fond est faible et l'on peut même observer, lorsque l'angle des rayons avec le fond est petit, des cas de réflexion totale. Ces rayons réfléchis sur le fond permettent, dans certaines conditions, de couvrir les zones d'ombres.

3. Réverbération

Lorsqu'on envoie dans l'eau une impulsion, celle-ci se heurte donc au fond et à la surface qui, non seulement réfléchissent, mais diffusent dans toutes

les directions. De plus, il y a, en suspension dans l'eau, toutes sortes d'impuretés qui, elles aussi, diffusent les signaux. Ces impuretés sont souvent localisées dans des couches horizontales d'épaisseur et d'immersion variables appelées DSL (Deep Scattering Layer) ; ainsi après l'émission d'une impulsion, recevons-nous des échos diffus appelés en acoustique sous marine « réverbération ».

Le niveau réverbéré dépend beaucoup du lieu où se fait l'émission (par exemple, il est très fort par petits fonds) et de l'état de la mer.

Son spectre à cause de l'effet Doppler des obstacles est plus large que celui de l'émission. Son niveau est proportionnel à l'énergie émise et, en particulier pour la réverbération de volume, dépend notablement de la fréquence d'émission. La loi de décroissance en fonction du temps dépend de l'origine des échos diffus et n'est pas régulière : c'est la réverbération de volume qui décroît le plus lentement.

En fonction du temps, c'est telle ou telle source de réverbération qui est prédominante.

4. Bruit

Lorsque le niveau réverbéré est devenu suffisamment faible, le bruit apparaît : c'est du bruit d'origine sous-marine car, malgré le rendement en général faible des hydrophones de réception, le bruit thermodynamique est toujours négligeable devant les bruits extérieurs, excepté aux fréquences les plus élevées d'acoustique sous-marine (c'est-à-dire au-dessus de 10 kHz).

Les sources de bruit sont nombreuses :

1° bruit thermodynamique. Ce bruit n'intervient qu'aux fréquences élevées : au-delà de 10 kHz ;

2° bruit de la surface de la mer, compte tenu des vagues ; c'est la source de bruit la plus importante en mer libre et profonde de 100 Hz à 20 kHz environ. Le niveau dépend de l'état de la mer ;

3° bruits biologiques, dus aux crevettes claquantes ou à divers poissons, qui peuvent apparaître localement ;

4° bruits de trafic qui peuvent parfois être la source principale de bruit, au-dessous de 1 kHz ;

5° bruits de pluie qui peuvent gêner, entre 1 et 10 kHz ;

6° bruit propre du bâtiment porteur dû au bruit d'écoulement de l'eau et aux bruits des moteurs. Ce bruit dépend essentiellement de la vitesse du bâtiment.

La figure 6 indique la variation en fonction de la fréquence de ces différentes sources de bruit.

Le bruit de surface est particulièrement intéressant. Il doit être étudié en tenant compte du tracé de la célérité du son en fonction de l'immersion, de la fréquence, des différents trajets possibles, et par suite du coefficient de réflexion sur le fond et la surface. Les sources de bruits sont supposées réparties sur la surface avec une densité et une fonction de directivité données. L'hypothèse la plus

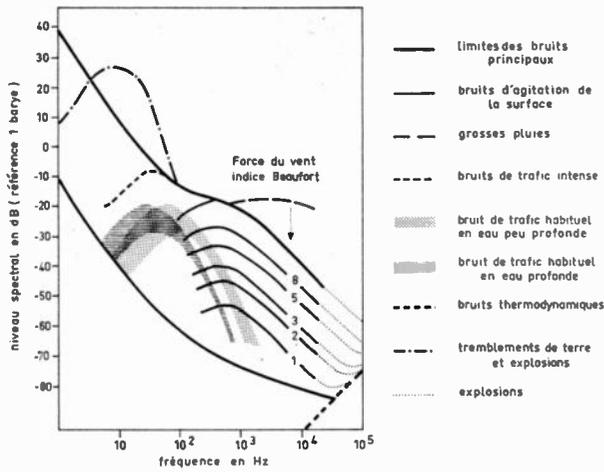


FIG. 6. — Niveau spectral du bruit.

fréquence est une densité uniforme et une fonction de directivité en $\cos \alpha$, α étant l'angle avec la verticale.

Des mesures ont été réalisées à grande immersion à différentes fréquences : figure 7. Nous voyons que les diagrammes de directivité dépendent notablement de l'état de la mer. Ces résultats s'expliquent bien avec les hypothèses précédentes.

De la répartition spatiale du bruit dans le plan vertical, il est possible de déduire la fonction de corrélation spatiale du bruit

$$\rho_N = \frac{E[P(a) \times P(b)]}{N}$$

où $E []$ représente l'espérance mathématique,

P_a et P_b la pression sonore aux points a et b ,

N le niveau de bruit total.

Robert J. THALAM a calculé ces fonctions de corrélation pour différentes répartitions spatiales du

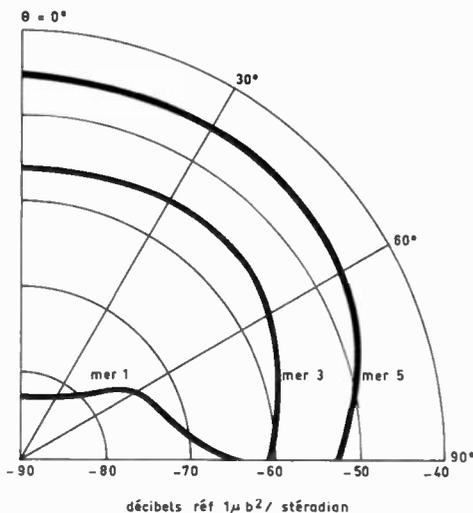


FIG. 7. — Distribution du bruit à 750 Hz.

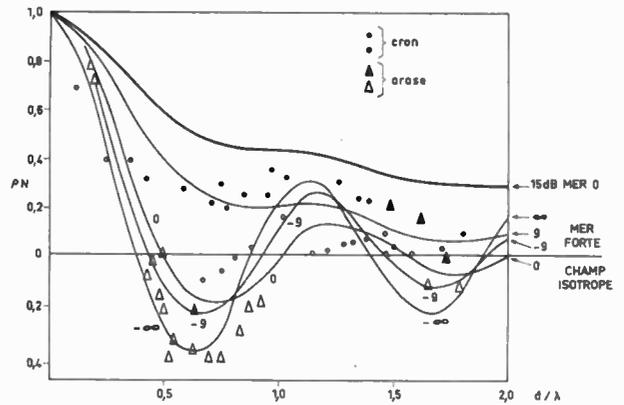


FIG. 8. — Fonction de corrélation spatiale.

bruit à 400 Hz (fig. 8) [18] et comparé les courbes obtenues avec les résultats expérimentaux. L'ensemble est très satisfaisant.

Nous pouvons donc conclure que la fonction de corrélation spatiale du bruit de surface dépend du spectre du bruit, mais également de l'état de la mer. Le niveau spectral ne dépend de l'immersion à laquelle est effectuée la mesure que par l'intermédiaire des conditions bathythermiques.

5. Conclusions

L'affaiblissement des ondes sonores provient essentiellement d'une perte par divergence géométrique, indépendante de la fréquence, qui suppose les fluides parfaits et qui tient compte de la variation de la célérité du son en fonction de l'immersion. Il s'y ajoute, en réalité, un amortissement proportionnel à la longueur du trajet, fonction de la fréquence, qui a pour origine la viscosité de l'eau de mer, sa conductibilité thermique et des phénomènes de relaxation moléculaire dus à la présence de certains sels. Les hétérogénéités en suspension provoquent également de l'absorption, en particulier, les bulles d'air que l'on trouve au voisinage de la surface ou dans le sillage des bateaux.

Le coefficient d'amortissement a été souvent mesuré : en voici quelques ordres de grandeur :

$f = 100 \text{ Hz}$	10^{-3} dB/km
$5\,000 \text{ Hz}$	$0,4 \text{ dB/km}$
100 kHz	30 dB/km

La connaissance de la propagation permet une recherche de plus en plus efficace des caractéristiques optimales des sonars : fréquences, diagramme de rayonnement, diagramme de directivité à la réception. Les fréquences optimales sont fonction de la puissance d'émission donc de la portée. Pour des distances moyennes, elles se situent autour de 5 000 Hz.

Les fréquences du sonar sont donc très basses, de plus ainsi qu'on l'a vu, les bandes nécessaires sont larges. Aussi y a-t-il relativement peu de fréquences utilisables. Dans certains cas de propagation anormale où la perte par divergence est faible

(chenal sonore ou zone de convergence), on peut atteindre des portées élevées (quelques centaines de km en trajet direct et même plus) et assister à un encombrement des bandes.

La portée des sonars est limitée, soit par la réverbération, soit par le bruit d'eau et c'est au récepteur d'utiliser les propriétés de ces signaux parasites pour rechercher la forme optimale à donner aux émissions et le traitement à effectuer à la réception.

Bibliographie

- [1] GUIEYSSE L. et SABATHE P. — Cours d'acoustique sous-marine (Dunod).
- [2] OFFICER C.B. — Introduction to the theory of sound transmission with application to the Océan (McGraw Hill Book Co).
- [3] TOLSTOY I. et CLAY C.S. — Océan acoustics (McGraw Hill Book Co).
- [4] GRANDVAUX B. — La propagation acoustique en milieu marin. *Revue du Cethedec*, 3^e année, 4^e trimestre 1966, n° 10, p. 1 à 17.
- [5] WILSON W.D. — J.A.S.A. vol. 23, n° 10 (1960). Speed of sound in sea water as a function of temperature, pressure and salinity.
- [6] URICK R.J. — J.A.S.A. vol. 33 - 348 (1965). Caustics and convergence zones in deep water sound transmission.
- [7] CHAPMAN R.P. et HARRIS J.H. — J.A.S.A. octobre 62, p. 1592. Surface back scattering strengths measured with explosive sound sources.
- [8] GARRISON G.R., MURPHY S.R. and POTTER D.S. — J.A.S.A. janvier 60, p. 104. Measurements of the back scattering of underwater sound from the sea surface.
- [9] URICK R.J. and SALING D.S. — J.A.S.A. novembre 62, p. 1721. Back scattering of explosive sound from the deep sea bed.
- [10] AARON W., BURSTEIN and KEANE J.J. — J.A.S.A. août 1964, p. 1596. Back scattering of explosive sound from ocean bottoms.
- [11] BATZLER W.E. and VENT R.J. — J.A.S.A. janvier 1967, p. 154. Volume scattering measurements at 12 kc/sec in the western pacific.
- [12] CHAMPAN R.P. and MARSHALL J.R. — J.A.S.A. août 1966, p. 405. Reverberation from deep scattering layers in the western north atlantic.
- [13] CHAMPAN R.P. and SCOTT H.D. — J.A.S.A. juin 1966, p. 1191. Back scattering strengths of sea ice.
- [14] BROWN J.R. and MILNE A.R. — J.A.S.A. juillet 67, p. 78. Reverberation under arctic sea ice.
- [15] FAURE Pierre. J.A.S.A. février 1964, p. 259. Theoretical model of reverberation noise.
- [16] FOX G.R. — J.A.S.A. août 1964, p. 1537. Ambient noise directivity measurements.
- [17] THALAM R.J. — J.A.S.A. août 1964, p. 1541. Ambient sea noise model.
- [18] ARASE Elisabeth M. and ARASE T. — J.A.S.A. décembre 1965, p. 205. Correlation of ambient sea noise.
- [19] Stochastic problems in underwater sound propagation. Lerici, septembre 1967.
THALAM R.J. — Internal structure of the noise field.

Méthodes d'exploration de l'espace

M. PIROLI
ÉLECOMA

1. Introduction

L'exploration de l'espace en Radar, c'est-à-dire, la détection et la localisation de cibles par un procédé actif, est indissociable du « traitement de signal ». En particulier l'avantage important que constitue la possibilité de choisir le signal d'émission, avantage dont sont privés certains types de Sonars, est largement utilisé.

Cependant, nous nous limiterons aux aspects du sujet qui se rattachent à la notion de directivité du système d'exploration.

La détermination des paramètres géométriques d'une cible résulte de l'analyse du champ $E(x, t)$, fonction du point et du temps, mesurable sur la pupille d'un aérien de réception. Cette analyse se réduit à des intégrations pondérées par des lois d'illumination adaptées aux mesures envisagées. Chacune de ces intégrations peut être considérée comme un filtrage dans lequel il convient d'optimiser un paramètre en présence d'un bruit défini par ses propriétés statistiques et sa distribution spatiale.

Les systèmes Radar en exploitation ont, pour la plupart, été conçus sur des bases théoriques simplifiées dont un rappel permet de mieux cerner le problème posé :

- Le bruit est gaussien et blanc,
- Les cibles sont de dimension négligeable devant les quantums de mesure,
- Les aériens ne sont pas dispersifs (et le Doppler se réduit à une translation de fréquence, faible devant la fréquence porteuse).

Dans ces conditions, la probabilité de détection (à fausse alarme donnée) et la précision de mesure des divers paramètres croissent avec le rapport :

$$R = \frac{\text{Energie du signal pendant le temps de mesure}}{\text{Densité spectrale de bruit}}$$

(*) Conférence prononcée le 8 novembre 1967 au cours de la demi-journée d'étude de la 9^e section de la SFER sur Quelques Points de Comparaison entre Radars et Sonars.

L'écart type de l'erreur de mesure angulaire est, par exemple :

$$\sigma = \frac{1}{2\pi B_{(v)}\sqrt{R}}$$

$$\text{où } B_{(v)} = \frac{\int v^2 |E_{(v)}|^2 dv}{\int |E_{(v)}|^2 dv} \text{ détermine la bande de fré-}$$

quences spatiales de l'aérien à partir du module de sa loi d'illumination, $|E_{(v)}|$, et de ses dimensions, $2L$:

$$-L/\lambda > v > L/\lambda$$

Par contre, le pouvoir séparateur, défini comme l'écart minimal sur un paramètre permettant d'obtenir deux échos totalement indépendants, n'est pas lié à R . Il s'évalue à partir de la demi-largeur de la fonction d'ambiguïté pour la distance (ou la vitesse), et pour les mesures angulaires, par la demi-largeur de la fonction d'autocorrélation du diagramme.

Le pouvoir séparateur angulaire n'est donc lié qu'à B_v et, pour une antenne de longueur $2L$, il ne peut dépasser $\epsilon = \lambda/2L$, ce qui correspond d'ailleurs au critère d'échantillonnage de Shannon.

Ceci ne veut pas dire qu'on ne puisse pas détecter la présence de deux cibles à l'intérieur du même échantillon et même effectuer des mesures à l'intérieur de cet échantillon. Cette opération nécessite cependant certaines informations préalables sur la composition de l'écho et un rapport signal/bruit suffisant [1].

2. Différences essentielles entre sonar et radar, portant sur les conditions d'emploi

Les conditions d'emploi pratiques du Radar justifient la simplicité relative des hypothèses classiques

rappelées dans l'introduction et le fait que certains problèmes fondamentaux pour le Sonar n'aient été abordés que récemment, lorsque les performances imposées ont changé d'ordre de grandeur.

— Le temps de propagation fut longtemps négligeable pour un radar, compte tenu des cadences de renouvellement d'information imposées.

Il le demeure encore, le plus souvent, et l'on peut explorer l'espace sans déplacer le lobe d'antenne entre l'émission et la réception. Par contre, ce temps d'attente peut être prohibitif dans un sonar et conduire à des méthodes de balayage particulières.

— Le bruit externe constitue, le plus souvent, un phénomène secondaire. Le choix du signal permet de placer l'écho parasite $s(t, f)$ dans une partie basse de la fonction d'ambiguïté.

En pratique, on élimine ainsi, assez facilement, les échos de sol en choisissant des signaux de longue durée.

Cependant, les théoriciens du sonar ont été contraints de considérer le problème dans sa généralité. Etant donné un système à N entrées (réseau de N éléments), recevant chacun un signal $S_j(t)$ et un bruit $b_j(t)$, quel est le filtrage optimal, quant au rapport signal/bruit, connaissant les liaisons statistiques des bruits ? [2].

La solution théorique se compose d'un filtrage propre d'antenne comportant un filtre par voie, défini par les fonctions d'inter et autocorrélation des bruits, et une sommation suivie d'un filtrage adapté au signal.

Au fur et à mesure des besoins, et le plus souvent sans apercevoir l'unité des procédés, on a utilisé dans le domaine radar des filtrages optimaux :

- La somme directe, avec une illumination uniforme, est un procédé optimal lorsque les bruits possèdent des densités spectrales identiques, uniformes et ne sont pas corrélés (cas du bruit interne prépondérant sur des voies identiques).
- L'amélioration de la directivité, recherchée pour abaisser les températures de bruit des antennes, est un procédé optimal en présence d'un bruit externe défini.
- L'élimination d'un brouilleur, à l'aide d'un zéro de diagramme, correspond au traitement optimal d'un parasite cohérent.

— Les défauts d'homogénéité du milieu sont sans influence mesurable sur les pouvoirs séparateurs (en distance, vitesse ou angle) qui, limités en fait par des contraintes pratiques, sont sans cesse améliorés.

Lorsque le pouvoir séparateur devient inférieur à la « dimension » d'une cible selon le paramètre considéré, la cible possède une réponse caractéristique.

Le récepteur idéal, incluant l'antenne, doit alors être adapté à cette réponse et il en résulte, d'ailleurs, une possibilité de reconnaissance des cibles.

3. Méthodes d'exploration de l'espace

Nous rappellerons d'abord les analogies existant entre différents modes d'exploration de l'espace. Dans un deuxième temps nous indiquerons les procédés de réalisation pratique. Enfin nous essaierons de montrer comment ces possibilités ont été exploitées pour répondre à un besoin croissant : l'augmentation des capacités d'information.

3.1. Analogies entre quelques principes connus

Plusieurs méthodes d'exploration conduisent, dans les hypothèses propres au radar, à des résultats voisins quant au rapport signal/bruit ou au pouvoir séparateur.

Pour la simplification de l'exposé, nous nous limiterons à l'exploration, dans un temps donné (T), d'un espace plan limité à un angle θ_c . La puissance d'émission P_e étant fixée.

Comparons d'abord un système explorant régulièrement l'espace par déflexion du lobe, de largeur θ , d'un aérien à grand gain utilisé à l'émission et à la réception ; et un système à vision globale utilisant à l'émission un lobe de largeur θ_c , et à la réception n voies distinctes, correspondant aux n lobes de largeur $\theta = \theta_c/n$ d'un aérien multipinçaux (fig. 1).

Il est clair que, si l'on admet la possibilité d'une intégration cohérente pendant le temps T , les deux systèmes fournissent le même rapport signal/bruit. En effet, l'énergie correspondant à une cible quelconque est proportionnelle au produit :

Densité de puissance émission	\times	Gain réception	\times	Temps de mesure	
soit : $P_e G$	\times	G	\times	T/n	dans le système I
et : $P_e \frac{G}{n}$	\times	G	\times	T	dans le système II

D'autre part, une voie de réception quelconque du système II étant identique à la voie réception du

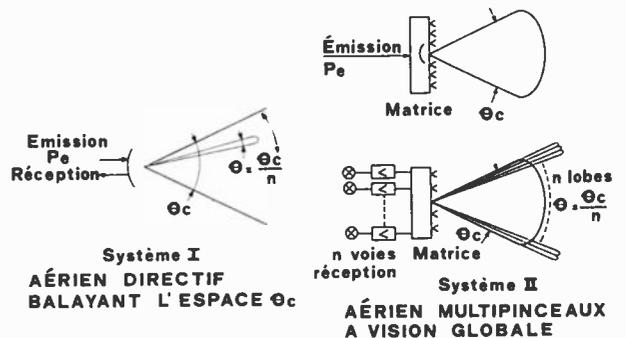


FIG. 1

système I, puisque prévue pour recevoir le même signal, les densités spectrales de bruit sont égales dans les deux cas.

Les deux systèmes sont cependant légèrement différents, au point de vue du pouvoir séparateur, puisque le premier bénéficie, à l'émission comme à la réception, de la directivité de l'aérien.

Supposons maintenant que dans le système II, on remplace les n voies de réception par un récepteur unique et une batterie de commutateurs. On aboutit ainsi au schéma de la figure 2.

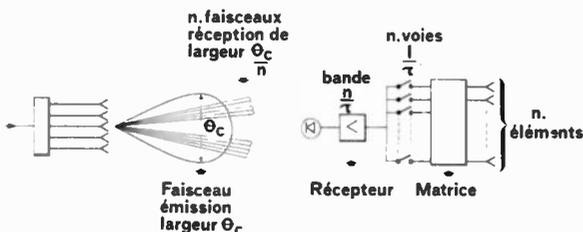


FIG. 2

Considérons un signal constitué d'impulsions de durée τ et de largeur de bande B ($B \cdot \tau = 1$).

Lorsqu'on commute périodiquement tous les interrupteurs avec une période $T_R = 1/B$, on échantillonne tous les échos susceptibles d'apparaître sur les n voies de réception, à la fréquence minimale admissible selon le critère de Shannon. Tout écho donne donc lieu, à la sortie du récepteur unique de largeur de bande nB , à une impulsion de durée τ/n et le rapport signal/bruit est conservé. En effet :

— L'échantillonnage divise par n l'énergie E reçue sur une impulsion, soit $= E/n$.

— Si l'énergie de bruit sur chaque voie d'entrée, de largeur de bande B , est E_b , l'énergie de bruit issue de chaque voie est, après échantillonnage, E_b/n .

Soit au total, pour toutes les voies, une énergie E_b .

Les discontinuités de phase entre les différents échantillons répartissent cette énergie, dans la bande nB , avec la densité uniforme E_b/nB .

La densité spectrale de bruit est donc réduite dans le même rapport que l'énergie du signal et le système III est équivalent au système II. Ce raisonnement qui implique, sur les n voies d'entrée des bruits indépendants à densités spectrales identiques, est valable dans les conditions habituelles en radar. Il est évidemment en défaut dans le cas du sonar, où les bruits externes et corrélés sont prépondérants.

Au chapitre des analogies, nous évoquerons enfin le principe des antennes synthétiques. Si l'on envisage une cible active (émettrice) et une antenne synthétique utilisable uniquement en réception, il est compréhensible que l'énergie recueillie et le pouvoir séparateur soient les mêmes lorsque :

— d'une part, on déplace sur une distance $2L$ un aérien de faible gain (g) et qu'on intègre l'énergie reçue pendant un temps T ,

— d'autre part, on emploie une antenne d'ouverture $2L$, de grand gain (G), ce qui contraint à réduire le temps d'intégration à : Tg/G .

Cependant, le radar est un système actif et, lors de l'émission, l'antenne synthétique introduit évidemment une perte sur le rapport final signal/bruit, perte égale au rapport des gains G/g .

3.2. Les principaux procédés de balayage

Le balayage mécanique conserve, en raison de sa simplicité et de sa grande largeur de bande instantanée, un domaine d'application important : système de veille à mouvement lent et inexorable. Une certaine augmentation des vitesses d'exploration est envisageable si on se limite au déplacement d'une source primaire devant un système focalisant. Diverses optiques dépourvues d'aberration (Luneberg, réflecteurs paraboliques zonés) permettent ainsi d'effectuer des balayages de grande amplitude. Les déformations mécaniques, entraînant la dégradation des diagrammes et de la précision de pointage, imposent cependant des limites infranchissables.

Les procédés de balayage modernes tendent à remplacer les inerties mécaniques par des inerties électriques dont on peut s'affranchir en augmentant les puissances de commande sans jamais détériorer les caractéristiques de rayonnement. Cet avantage est souvent acquis au détriment de la largeur de bande : il est difficile de réaliser de véritables retards sur des aériens de grande dimension.

Avec l'augmentation des vitesses de balayage, le temps de défilement du lobe devenant comparable à la durée du signal, une classe d'applications nouvelles est apparue dans laquelle le balayage participe au traitement du signal.

Les procédés disponibles sont nombreux et connus. Ils sont utilisables, soit dans les circuits hyperfréquences, soit après transposition, en MF. Nous avons représenté les plus classiques sur la figure 3.

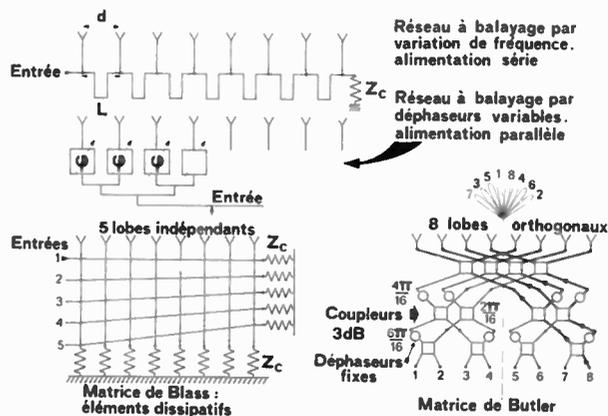


FIG. 3

Le balayage en fréquence, qui associe la direction de pointage θ à la fréquence instantanée par la relation

$$2\pi d/\lambda \sin \theta = 2\pi L/\lambda_g + k2\pi$$

où λ : longueur d'onde dans l'air

λ_g : — — dans la ligne d'alimentation

k : un nombre entier,

présente l'avantage de la simplicité. Utilisé avec une émission continue, modulée en fréquence, il offre d'intéressantes possibilités de compression d'impulsion. Ses inconvénients sont d'ordre pratique : compromis entre l'amplitude du balayage et les pertes d'insertion.

Les réseaux à commande de phase bénéficient des progrès spectaculaires des déphaseurs hyperfréquences. Les dispositifs actuels sont très variés : ferrites, diodes PIN, plasmas... Ils supportent des niveaux de puissance élevés, les énergies de commande se chiffrent en millijoule et les temps de réponse en μs .

En contrepartie, l'élaboration des ordres de phase et la correction éventuelle des erreurs de quantification nécessitent la présence d'un calculateur.

La figure 3 indique enfin deux moyens de réaliser, à l'aide de matrices, des aériens multipinceaux. Le même résultat peut être obtenu avec des systèmes optiques.

Le procédé se prête à de nombreuses variantes : il est notamment possible, en modulant les signaux émis (ou reçus) par chaque aérien d'un réseau, d'associer à chaque diagramme une fréquence porteuse particulière et de transposer ainsi les mesures angulaires dans le domaine des fréquences [3].

Outre leur complexité, les systèmes multipinceaux souffrent d'une limitation résultant du principe de conservation de l'énergie :

En l'absence de pertes, on ne peut obtenir de lobes indépendants qu'à condition que ces lobes soient orthogonaux :

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} F_i(\theta) F_j(\theta)^* d\theta = 0 \quad i \neq j.$$

On ne peut donc être maître, à la fois, de la forme des diagrammes et des niveaux de recouvrement. Cette limitation disparaît évidemment si l'on accepte des pertes (matrice de Blass) ou si l'on introduit une amplification.

3.3. Evolution des divers systèmes d'exploration de l'espace

D'un point de vue très général, l'évolution peut se caractériser par l'augmentation de la quantité d'in-

formation extraite, à l'aide d'une puissance d'émission donnée (P_e), d'un volume de surveillance défini (V), pendant un temps limité (T).

Cet objectif implique :

— l'augmentation du nombre de mesures indépendantes dans le volume V , c'est-à-dire l'amélioration du pouvoir discriminateur.

— l'augmentation du rapport signal/bruit disponible au bout du temps T , c'est-à-dire :

• A l'émission

Éviter de gaspiller la puissance disponible, soit dans un espace vide, soit en surabondance sur une cible.

Émettre l'énergie maximale durant le temps T et, par conséquent, puisque P_e est fixée, supprimer les temps morts.

Ces deux règles exigent une faculté d'adaptation et l'absence d'inertie.

• A la réception

Utiliser soit une vision globale permanente, soit un balayage suffisamment rapide pour suivre l'émission afin de ne perdre aucun écho. Et, dans les deux cas, utiliser des procédés de détection optimaux quant au bruit.

Un bref rappel historique met en lumière cette évolution et illustre les paragraphes 3.1. et 3.2.

Initialement, les fonctions du radar étaient limitées à la détection avec mesure de la distance et indication approximative du gisement. Un exemple de tels systèmes de surveillance est fourni par le radar américain AN/S CR 270 de la dernière guerre (portée : 200 km, précision des mesures en distance : ± 7 km, en gisement $\pm 4^\circ$). Ces caractéristiques ne nécessitaient qu'une antenne tournante, quelque peu directive.

Les véritables radars panoramiques comportent un aérien à lobe étroit dans le plan de gisement, large dans le plan de site et tournant autour d'un axe vertical. Ils permirent donc d'augmenter le pouvoir discriminateur en gisement et, par des procédés divers (monopulse, comptage d'impulsion, etc.), d'améliorer la précision de mesure angulaire dans ce plan. Leur mouvement de rotation uniforme à faible vitesse (3 à 6 tr/mn) est adapté à leur mission de veille sur objectifs lents.

Les besoins militaires (interception) imposèrent bientôt la mesure de l'altitude, c'est-à-dire du site. On envisagea assez rapidement des aériens multipinceaux ou à déflexion électronique en site.

Le système permet bien d'effectuer une mesure fine du site, par interpolation, et permet, en outre, de doser au mieux la puissance d'émission : proportionnellement à l'aire de la couverture dans le plan vertical.

Cet avantage qui améliore le bilan de liaison dans le rapport :

$$\frac{\theta_c}{\theta} \approx \frac{\text{angle de la couverture dans le plan de site}}{\text{largeur de lobe}}$$

dans le cas des détections lointaines, ne peut cependant pas être utilisé pour augmenter la cadence d'information qui reste limitée par les contraintes mécaniques de la rotation. De plus, il est pratiquement impossible d'assurer simultanément la veille et la poursuite. La poursuite incombe alors à un système auxiliaire.

L'association de ces deux fonctions conduit à adopter un balayage rapide dans deux dimensions et aux radars tridimensionnels proprement dits. Les besoins actuels comprennent principalement la détection et la trajectographie de cibles lointaines, rapides et en forte densité (engins balistiques, satellites, ...). Les précisions et les capacités d'information exigées ne peuvent être obtenues qu'avec de grands aériens fixes, utilisant des procédés de déflexion sans inertie et associés, dans des stations complexes, à des calculateurs qui adaptent constamment les fonctions aux modifications de la menace.

Les stations de surveillance américaines utilisant soit la commutation de lobes (sur des systèmes focalisants classiques : Luneberg, réflecteur parabolique) à l'intérieur de quelques nappes prédéterminées en site et limitées en gisement, soit des réseaux plans à commande de phase, illustrent les progrès réalisés.

Les pages qui suivent font rapidement le point sur trois tendances qui nous semblent caractéristiques.

3.3.1. Amélioration du pouvoir séparateur

Nous nous limitons au pouvoir séparateur angulaire.

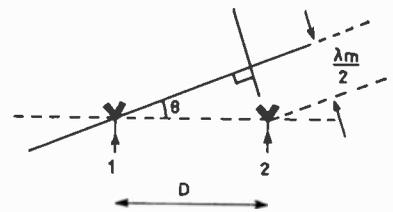
Comme nous l'avons déjà indiqué, les défauts d'homogénéité du milieu sont en général négligeables, éventuellement (observation radar en radio-astronomie) ils n'introduisent que des perturbations lentes corrigées par des associations d'antennes adaptatives.

La largeur de bande des signaux modernes constitue déjà une limitation plus sévère : si l'on considère un réseau pointé, à l'aide de déphaseurs indépendants de la fréquence, dans une direction θ , à la fréquence porteuse f_0 , et un signal à spectre uniforme et de largeur $2\Delta f$; l'énergie recueillie par deux éléments, distants de D (fig. 4), est atténuée de 3 dB lorsque :

$$D \sin \theta = \frac{\lambda_m}{2} = \frac{1}{2} \frac{c}{\Delta f}$$

Cependant, la limite pratique est due, le plus souvent, aux erreurs de fabrication qui détériorent les diagrammes de rayonnement. Dans l'état technologique actuel, les valeurs asymptotiques des gains et des largeurs de lobes sont respectivement de l'ordre de 70 dB et 3'.

FIG. 4



Divers procédés [4] ont été envisagés pour améliorer le pouvoir séparateur, à ouverture d'antenne D fixée. Les réseaux multiplicatifs constituent l'exemple le plus connu. En fait, les performances de ces dispositifs sont difficilement évaluables dans un environnement réel puisqu'elles dépendent du nombre de cibles, de leurs positions et du degré de corrélation entre les échos correspondants. Une étude simplifiée, en présence de deux cibles seulement, conduit à admettre que le montage optimal est constitué par deux réseaux d'ouverture $D/2$.

Quelle que soit la corrélation des échos, l'amélioration du pouvoir séparateur est de l'ordre de 20 % et la perte de gain de 3 dB par rapport au réseau d'ouverture D utilisé avec une détection quadratique.

3.3.2. Augmentation des cadences de renouvellement des informations - Balayage dans l'impulsion

Le système classique à déflexion électronique (lobes émission et réception synchronisés) est limité en vitesse d'exploration, même si le rapport signal/bruit pour une impulsion est surabondant, par la nécessité évidente de recevoir au moins une impulsion par position du faisceau.

Les radars à vision globale (cas II et III du paragraphe 3.1.) permettent de franchir cette limite. Les systèmes à échantillonnage, ne nécessitant qu'un seul récepteur, ont suscité un intérêt particulier.

Physiquement, l'échantillonnage peut être effectué, non pas en moyenne fréquence mais dans l'espace, par la déflexion même du lobe. Il suffit pour cela d'utiliser un lobe de réception étroit (θ) et un principe de déflexion continue suffisamment rapide pour que toute la couverture (θ_c) soit balayée pendant la durée τ de l'impulsion émise.

Tout écho occupe un quantum de distance pendant le temps τ et, par conséquent, est nécessairement échantillonné une fois à chaque balayage.

Le schéma de la figure 5 n'est donné qu'à titre indicatif. Il est utilisable sur un réseau linéaire de n éléments avec une modulation de fréquence en « dents de scie » de l'émetteur (ou sur un réseau circulaire avec une modulation de fréquence sinusoïdale).

La ligne à retard introduit, par section, le retard élémentaire t' et, par conséquent, introduit entre éléments voisins un retard ϕ proportionnel au temps :

$$\phi = t' \frac{2\pi(F_1 - F_2)}{\tau} t = kt.$$

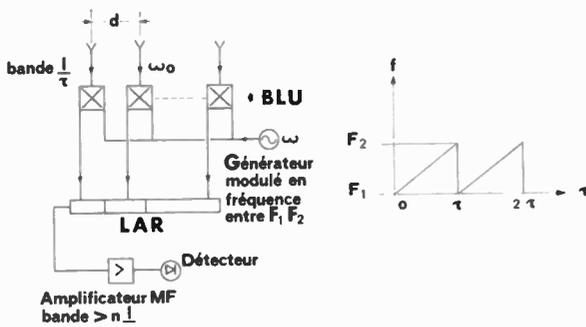


FIG. 5

Si l'excursion de fréquence est suffisante ($F_2 - F_1 = 1/t'$), le lobe d'antenne balaie donc tout l'espace dans le temps t .

Le signal de sortie de la ligne à retard prend la forme :

$$\frac{\sin \frac{1}{2} n (\varphi - kt)}{\cos (\omega_0 - \omega) t} \frac{\sin \frac{1}{2} (\varphi - kt)}{\sin \frac{1}{2} (\varphi - kt)}$$

avec $\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda_0} \sin \theta$.

L'impulsion de sortie retrace donc la forme du diagramme et a pour durée le temps $\frac{\tau}{n}$ de défilement du lobe.

La largeur de bande en sortie étant grande devant $\frac{1}{\tau}$ le rapport signal/bruit est très dégradé. Pour retrouver les caractéristiques de l'échantillonneur parfait, on peut, soit préamplifier dans la bande $\frac{1}{\tau}$ dans chaque voie, soit disposer la ligne à retard en dehors des circuits sommateurs.

De tels principes sont utilisables à l'émission comme à la réception (avec une vitesse de balayage évidemment différente). Bien que manquant de souplesse, ces systèmes permettent un contrôle de la direction d'émission et sont donc accessoirement utilisables en poursuite.

Il suffit pour cela de commander, au moyen d'une porte, les instants d'émission : lorsque la fréquence de récurrence F_r est égale à la fréquence de balayage de l'espace F_e , le lobe d'émission reste immobile, lorsque les deux fréquences diffèrent, on réalise un balayage de l'espace à la fréquence ($F_r - F_e$).

La plupart des applications envisagées concernent le domaine civil : radars d'approche, radar anti-collision. Dans le domaine militaire, les applications des radars de site sont cependant envisageables (au prix de quelques modifications).

3.3.3. Adaptativité : réseaux à commande de phase

La faible inertie et la souplesse d'utilisation (N entrées disponibles) des réseaux à commande de phase les destine tout particulièrement aux radars tridimensionnels de surveillance. La caractéristique essentielle de ces stations fixes est leur possibilité de travail en liaison avec des calculateurs, et leur faculté d'auto-adaptation.

D'autres propriétés secondaires sont à mentionner :

- qualité générale du rayonnement (précision de pointage, diagrammes optimisés) due à la rigidité des aériens et aux possibilités de correction offertes par les calculateurs.

- conditions favorables à l'émission d'une forte puissance (émetteurs multiples) et à l'amélioration de la fiabilité.

Les facultés d'adaptation se manifestent de façon variées : choix des fréquences d'émission, modification des fréquences de récurrence selon les distances, modification des couvertures, des lois de balayage, filtrage du bruit externe par l'adaptation de la forme des diagrammes à l'environnement, etc.

Cependant, c'est dans la fonction principale de la station assurer simultanément la veille et la poursuite, qu'elles apparaissent le plus clairement :

Le temps de passage (T) des cibles dans la zone de veille étant limité, une extraction optimale (détection séquentielle) permettra de réduire au minimum le temps de veille (T'). Le calculateur associé répartira au mieux le reste du temps ($T - T'$), c'est-à-dire de l'énergie, entre la poursuite des cibles acquises et l'acquisition de nouveaux objectifs. Il déterminera les instants et les directions de pointage ainsi que la durée minimale des mesures de trajectographie assurant la précision voulue.

Un calculateur général utilisera ces informations pour le calcul des trajectoires (identification du type de cible et calcul des points de chute).

La figure 6 indique l'organisation générale d'une station destinée à assurer les fonctions de veille et de trajectographie sur des engins balistiques et des satellites.

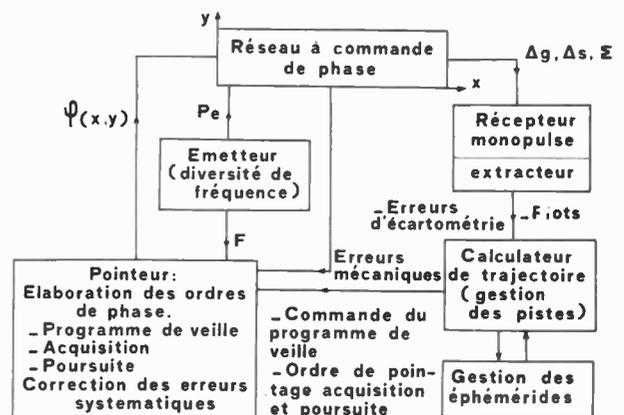


FIG. 6

4. Conclusion

Les problèmes posés par l'exploration de l'espace sont théoriquement voisins en radar et en sonar, s'ils ne sont pas apparus dans le même ordre, c'est pour des raisons pratiques.

L'augmentation des capacités d'information est le moteur de l'évolution. Les méthodes actuelles n'ont pas encore, en fait, atteint leurs limites. Cependant les progrès technologiques escomptés dans les domaines des puissances d'émission, des pouvoirs séparateurs, des vitesses de balayage laisse entrevoir une possibilité de saturation dans le traitement même des informations.

Deux voies nouvelles se dessinent : d'une part

l'adaptation des systèmes au type de cible attendu, d'autre part l'amélioration des méthodes de filtrage du bruit externe (clutter, de mer, brouillage).

Bibliographie

- [1] DRABOWITCH, M. METHAIS. — Congrès de l'Agard 7-13 juillet 1966.
- [2] HERMOZ M. — Filtrage adapté et utilisation optimale d'une antenne. Traitement du signal (Centre d'Études des phénomènes aléatoires de Grenoble). Cours OTAN 1964.
- [3] HATCHER B. R. — "General time - modulated antenna arrays". *Microwave Journal*. Décembre 67, p. 53.
- [4] A. KSIENSKI. — Symposium on signal processing IERE (Birmingham 6, 9 juil. 1964). Article n° 8.

Traitement des signaux radars, limites d'applications aux signaux sonars

C. SKENDEROFF

Cie Fse Thomson Houston - Hotchkiss Brandt

1. Introduction

Après avoir traité les Signaux d'Échos Radars, spatialement en site et en gisement, soit par des antennes mécaniques, soit par des matrices électroniques, on obtient différents canaux spatiaux d'où il sort de nouveaux signaux électriques qui vont attaquer « le récepteur » radar dont le but est de permettre :

- de détecter la présence des cibles,
- de mesurer avec précision, leur position et leur vitesse,
- d'avoir des renseignements sur leur nombre ou leur forme,
- le plus vite possible.

Mais les méthodes utilisées dépendent essentiellement :

- des signaux parasites accompagnant le signal utile,
- de la nature des cibles,
- du milieu de propagation,
- des signaux émis par le radar.

Nous allons examiner les théories générales de traitement des signaux, élaborées avec des hypothèses bien précises, et nous indiquerons quelles sont les limitations actuelles des radars, en mentionnant rapidement les limitations propres au sonar.

Nous étudierons successivement les cas réels qui s'écartent des hypothèses de base, et quelles sont les solutions adoptées, s'il y en a.

Nous éliminerons tout de suite la détection passive-radars très spécialisée dans la détection des brouil-

leurs et l'analyse des radars, alors qu'en sonar, elle constitue une classe importante de systèmes.

En effet, en sonar, de nombreux objets émettent naturellement des ondes acoustiques et il suffit parfois de les écouter pour les détecter. En radar, les objets qui rayonnent naturellement des ondes électromagnétiques sont beaucoup plus rares.

Nous concluerons sur des cas radars les plus compliqués et les plus rares se rapprochant beaucoup des cas sonars, mais c'est alors dans les théories du Traitement des Signaux Sonar particulièrement complexes et élaborés qu'il faut chercher les solutions.

2. Théorie du filtrage adapté

— Si les signaux parasites accompagnant le signal utile sont des bruits thermiques de distribution d'amplitude gaussienne, stationnaires, de densité spectrale uniforme,

— si le milieu de propagation est parfaitement linéaire,

— si la cible n'apporte qu'un décalage en temps et en fréquence aux signaux émis,

il existe alors, une théorie de traitement du signal qui indique le récepteur à utiliser pour obtenir le meilleur rapport signal/bruit en sortie, et la meilleure probabilité de détection.

Soit : $e(t)$ le signal émis,

$E(f)$ sa transformée de Fourier,

E l'énergie du signal émis,

Δf la bande de fréquence qu'il occupe,

T la durée du signal émis.

soit : $n(t)$ le bruit parasite gaussien, de valeur moyenne nulle et

N_0 sa densité spectrale énergétique.

En appelant rapport signal/bruit, le rapport entre la puissance crête instantanée du signal et la puissance quadratique moyenne de bruit ; le filtre défini par sa fonction de transfert

$$T(f) = E^*(f) e^{2\pi j f t_0}$$

permet d'obtenir le plus grand rapport signal/bruit sortie, il vaut :

$$R = \frac{2E}{N_0}$$

Ce filtre est dit « filtre adapté » au signal émis.

Le signal de sortie du filtre représente la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée (fig. 1) :

$$A(\tau) = \int e(t) e^*(t+\tau) dt$$

Elle est maximale pour $T = 0$ et vaut :

$$A(0) = \int e(t) e^*(t) dt = \int [e(t)]^2 dt = E$$

On voit que cette fonction peut s'obtenir en multipliant le signal reçu par une référence identique décalée de τ en temps, puis en intégrant le signal produit pendant sa durée d'existence dans un filtre intégrateur. Cette opération nécessite une référence affectée d'une série de retards τ quantifiés pour obtenir à coup sûr le pic de la fonction de corrélation. Dans ce cas, on dit qu'on réalise un corrélateur (fig. 2).

Le récepteur ainsi défini reste optimal quel que soit le temps d'arrivée du signal écho. Le pic central se déplace, mais son amplitude est toujours maximale.

Mais si la cible supposée fixe se met à se déplacer, le signal écho est affecté d'un effet Doppler et il faut

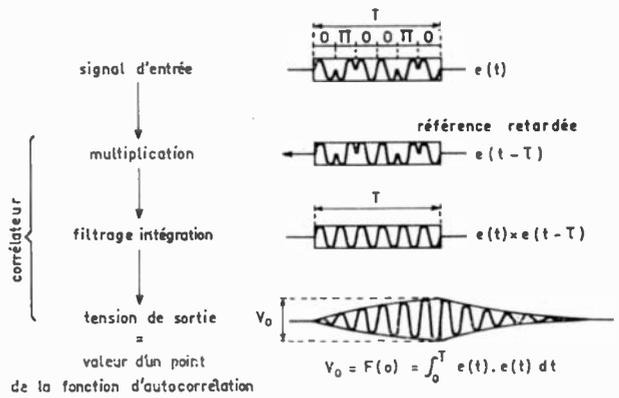


FIG. 2. — Modulation pseudo-aléatoire de phase

prévoir autant de filtres adaptés que de quantums Doppler à mesurer.

Si on utilise des corrélateurs, il faut, après chaque multiplication, des filtres intégrateurs centrés chacun sur un Doppler différent.

Le signal de sortie du filtre adapté s'écrit :

$$A(\tau, f_0) = \int e(t+\tau) e(t) e^{2\pi j f dt} dt$$

c'est une fonction à deux dimensions, qui possède des propriétés tellement intéressantes qu'on lui a donné un nom : fonction d'ambiguïté. On la représente par une surface dite « d'ambiguïté » où les axes représentent des écarts en distance et en Doppler entre la cible intéressante dont les coordonnées (τ, f_0) sont prises comme référence, avec les autres cibles (ou les autres corrélateurs).

Cette fonction présente un lobe maximal au point $(0, 0)$.

— la largeur de ce pic en temps est égale à l'inverse de ΔF , bande de fréquence du signal émis, et caractérise le pouvoir de résolution en distance ;

— la largeur de ce pic en fréquence Doppler est égale à l'inverse de la durée T du signal et caractérise le pouvoir de résolution en Doppler.

Autour de ce lobe principal, s'étendent, sur une surface de dimension $T\Delta F$, des lobes secondaires, soit localisés type planche à clous, soit répartis dans tout le plan d'une façon diffuse.

Ces lobes correspondent à la réponse du filtre adapté à des cibles distantes de τ et f_a de la cible principale.

Le volume de la fonction d'ambiguïté d'un signal ne dépend que de son énergie et pas de la modulation. Par conséquent, on peut choisir une modulation telle que la réponse du filtre adapté soit minimale en dehors du pic principal.

2.1. Exemples

Soit un signal rectangulaire de durée T , sa fonction d'ambiguïté est représentée figure 3. Elle possède

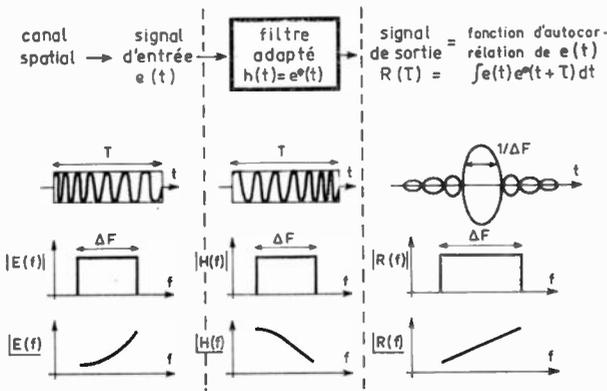


FIG. 1. — Modulation linéaire de fréquence

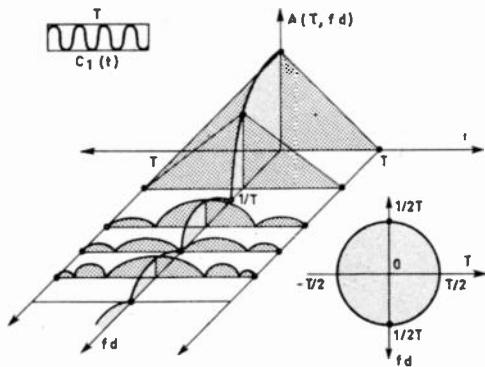


FIG. 3. — Fonction d'ambiguïté d'une impulsion rectangulaire.

un pic central de largeur T en distance $1/T$ en fréquence.

$$e_1(t) = \text{rect.} \frac{t}{T} \cos 2\pi f_0 t.$$

Si on veut déplacer les lobes secondaires en distance, on allonge le signal en le modulant linéairement en fréquence (fig. 4).

$$e_2(t) = \text{rect.} \frac{t}{kT} \cos 2\pi \left(f_0 t - \frac{1}{2} vt^2 \right) \quad k \gg 1.$$

Le pic central a une largeur T en distance, $1/kT$ en fréquence.

Si on veut déplacer les lobes secondaires en fréquence, on allonge le spectre du signal en le modulant linéairement en fréquence, à l'intérieur de la durée T .

$$e_3(t) = \text{rect.} \frac{t}{T} \cos 2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} vt^2 \right) \quad vt = \Delta F.$$

Le pic central a une longueur $1/\Delta F$ en distance, $1/T$ en fréquence (fig. 5).

On peut obtenir les mêmes déformations en utilisant de la modulation de phase binaire en 0 ou π (fig. 6 et 7).

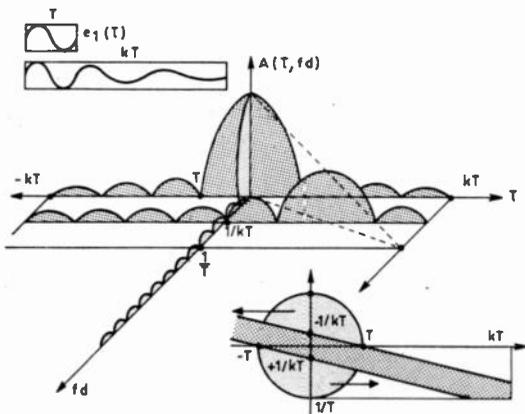


FIG. 4. — Fonction d'ambiguïté d'une impulsion rectangulaire modulée linéairement en fréquence : étalement des lobes latéraux en distance.

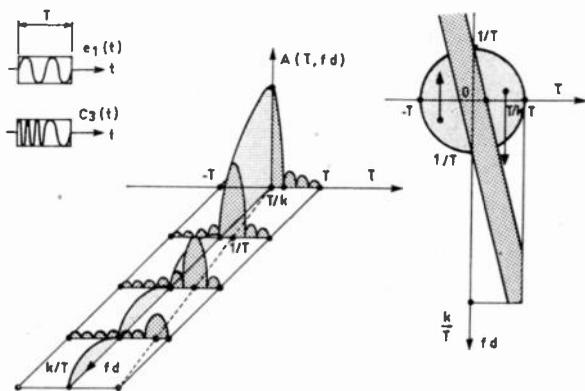


FIG. 5. — Fonction d'ambiguïté d'une impulsion rectangulaire modulée linéairement en fréquence : étalement des lobes latéraux en fréquence.

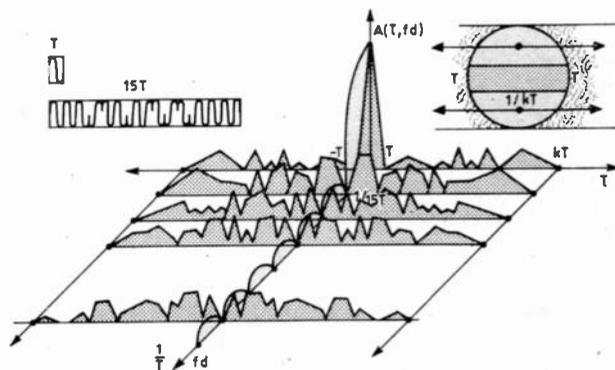


FIG. 6. — Fonction d'ambiguïté d'un code de phase pseudo-aléatoire : étalement des lobes latéraux en distance.

Cette fonction permet de prévoir les performances d'un radar dans le cas où la cible est entourée par un nombre fini d'autres cibles ou par un nuage diffus d'échos de densité connue.

D'autre part, l'optimisation du rapport signal/bruit entraîne celle des précisions en distance et en

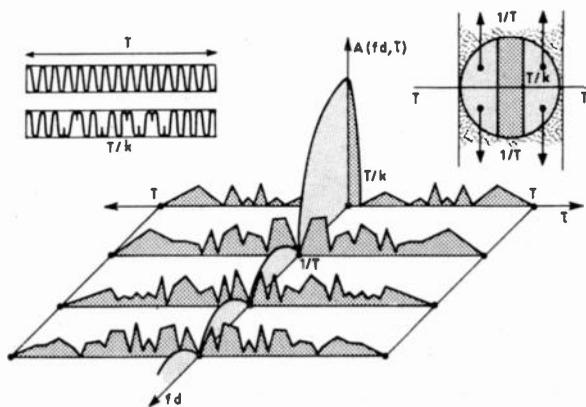


FIG. 7. — Fonction d'ambiguïté d'un code de phase pseudo-aléatoire : étalement des lobes latéraux en fréquence.

Doppler, qui sont directement liées au rapport signal/bruit par la relation :

$$\varepsilon = k/\sqrt{R}$$

Enfin, en ce qui concerne le pouvoir de résolution, il est d'autant meilleur que le produit $T\Delta F$ est grand, et que le rapport signal/bruit est grand. Cette propriété est intéressante dans les problèmes de reconnaissance de formes qui n'en sont qu'à leurs débuts en radar, alors qu'ils sont très développés en sonar.

3. Champ d'application de la théorie du filtrage adapté

Dans de très nombreux cas, les radaristes ne sont gênés que par le bruit thermique des récepteurs. Ce bruit est gaussien, de densité spectrale énergétique uniforme, stationnaire.

Le milieu de propagation est linéaire.

Très souvent les cibles sont de simples réflecteurs non fluctuants.

La théorie s'applique très bien et les résultats mesurés confirment la valeur de cette théorie.

Le produit $T\Delta F$ mesure le taux de compression du filtre, c'est le rapport entre la durée de l'impulsion émise et celle de l'impulsion comprimée, après filtrage.

Cela permet d'avoir des signaux émis longs et de puissance crête faible, tout en conservant un bon pouvoir de résolution distance avec, en plus, un meilleur pouvoir de résolution en Doppler.

Le produit $2T\Delta F$ mesure également le gain du rapport signal/bruit avant et après compression.

Actuellement, on sait obtenir des valeurs de $T\Delta F$ de l'ordre de quelques dizaines de mille.

T peut atteindre 10 à 100 ms, parfois plus.

ΔF peut atteindre quelques 10 MHz.

On a même pu réaliser un taux de 1 000 000 pour la poursuite des véhicules interplanétaires.

Les taux les plus élevés ont été obtenus avec des corrélateurs plus qu'avec des filtres adaptés.

L'importance des produits $T\Delta F$ actuels nous indique toutes les possibilités de modulation du signal pour modéliser la fonction d'ambiguïté suivant un gabarit donné.

4. Limitations pratiques

4.1. Encombrement

Réaliser un produit $T\Delta F$ de l'ordre de 10 000 implique 10 000 sélections distances et par exemple 50 filtres Doppler par sélection soit 500 000 corrélateurs. Cela pose un problème de volume du récepteur et un problème de réglage des filtres. Pour éviter des encombrements prohibitifs, il faut miniaturiser les corré-

lateurs ou utiliser de nouveaux supports physiques, par exemple, acoustiques ou optiques.

4.2. Stabilité des oscillateurs locaux

Pour réaliser une intégration cohérente pendant quelques millisecondes avec des taux importants, il faut des oscillateurs stables à court terme et à long terme. Pour des taux de 10 000, les stabilités à court terme doivent dépasser 10^{-8} pour ne pas introduire un bruit supérieur au bruit du récepteur.

4.3. Capacité de traitement des extracteurs et calculateurs

Pour un taux de compression de 1 000, avec 50 Doppler par voies distances, il faut déjà 50 000 quantaux, à traiter en quelques millisecondes. On arrive rapidement à la limite des calculateurs actuels, du moins à prix abordable.

Cette limitation est due à la vitesse à laquelle il faut traiter les informations. Cette vitesse est imposée par la vitesse de la lumière, alors qu'en sonar, le temps de traitement est suffisamment long par rapport au volume d'informations à traiter.

En radar, on peut procéder en deux étapes, l'une consistant à détecter avec des résolutions faibles, l'autre se réservant les mesures plus fines et la poursuite, ou encore ne s'intéresser qu'à un domaine très restreint de l'espace.

4.4. Cibles à grande vitesse

Quand les cibles atteignent de très grandes vitesses, il y a une double limitation.

— On ne peut augmenter la durée d'intégration au-delà du temps de séjour de la cible dans le quantum distance et il y a un taux maximal imposé par la vitesse maximale de la cible.

— L'effet Doppler, pour cibles à grande vitesse et signaux à grande bande spectrale, ne peut plus être assimilé à une translation mais doit être considéré comme une homothétie.

En radar, c'est le cas des satellites avec des taux de plusieurs milliers.

En sonar, compte tenu de la vitesse relative importante des sous-marins vis-à-vis de la vitesse des ondes acoustiques, ce phénomène apparaît pour des taux même inférieurs à 100.

Il faut envisager des filtres adaptés différents pour chaque Doppler.

4.5. Accélération radiale

Si, pendant le temps de mesure, la cible effectue un virage, l'effet Doppler perçu varie suivant une loi non connue et détériore le gain de corrélation.

En radar, avec les avions actuels, ce n'est pas une limitation.

En sonar, au contraire, c'est une limitation sévère à la durée d'intégration.

5. Cas réels où les hypothèses initiales ne sont plus toutes satisfaites

5.1. Surfaces équivalentes des cibles fluctuantes

Dans le cas où les échos renvoyés par les cibles sont fluctuants en amplitude, les calculs montrent que la probabilité de détection est plus faible que pour une cible fixe de même surface équivalente moyenne, à rapport signal/bruit égal.

Il est difficile de bâtir une théorie générale, mais on peut utiliser des systèmes qui permettent de traiter la valeur moyenne des échos reçus à l'aide d'intégrateurs statistiques.

Les surfaces équivalentes des cibles dépendent de la forme et de la position de la cible et de la longueur d'onde d'émission. Nous supposons qu'en radar, les fluctuations sont lentes devant le temps de mesure. Pour obtenir différents échantillons de surface indépendants, on émet plusieurs fréquences d'émission simultanément ou successivement. Les signaux échos passent dans leur filtre adapté respectif et, après détection quadratique, sont sommés ou intégrés.

On obtient un signal, somme de plusieurs signaux aléatoires, qui se rapproche d'autant plus fortement de la valeur moyenne théorique que le nombre de signaux sommés est grand. C'est le principe des radars à diversité de fréquence, procédé qui coûte fort cher.

L'expérience montre que quatre récepteurs suffisent pour retrouver des résultats très proches de l'optimum.

Les limitations sont évidentes.

Lorsque les fluctuations de la cible sont rapides vis-à-vis du temps de mesure, le gain de corrélation diminue très vite ; il est préférable de faire de l'intégration après détection, mais, dans le cas d'un code à modulation de phase, on perd tout le bénéfice de la loi de phase.

5.2. Bruit non stationnaire

Quand les propriétés statistiques du bruit varient avec le temps lentement vis-à-vis du temps de mesure, il n'existe pas de théorie de filtrage optimal mais des expédients comme les commandes automatiques de gain qui maintiennent la puissance de bruit constante en sortie du récepteur, ou les limiteurs. Mais on perd en pouvoir de résolution.

5.3. Signaux parasites différents d'un bruit gaussien

Dans le cas où les signaux parasites sont différents d'un bruit gaussien : exemple, échos de sol, mer, nuages, le bruit thermique reste stationnaire.

Si la cible utile supposée non fluctuante est entourée de cibles parasites aléatoires mais stationnaires, de densité connue, on sait qu'à l'aide de la fonction d'ambiguïté, on peut trouver un type de modulation qui minimise la réponse du filtre adapté aux échos parasites, et l'optimalise pour la cible utile.

Dans le cas où le clutter est *stationnaire* et *peu mobile*, le filtre optimal est donné par :

$$T(f) = \frac{E^*(f)}{\frac{N_0}{2} + k_e [E(f)]^2}$$

N_0 densité spectrale du bruit thermique.

k_e facteur de proportionnalité lié à la densité du clutter.

Dans le cas général, le clutter existe dans tout le domaine des distances et pas en Doppler, il faut optimiser le rapport entre l'énergie du signal et l'énergie renvoyée par tous les autres échos.

Des théorèmes classiques sur les fonctions d'ambiguïté permettent de s'approcher rapidement de l'optimum.

Des théoriciens américains ont essayé d'établir la formule donnant le rapport signal/clutter optimal, mais les résultats s'éloignent peu du filtre adapté, suivi d'un filtre réjecteur.

C'est le domaine où actuellement les théoriciens travaillent le plus.

De nombreux théoriciens essaient de trouver les filtres optimaux pour des configurations de clutter données. Mais, le plus souvent, dès que les conditions initiales ne sont plus respectées, le rapport signal/clutter chute très vite.

Il semble, d'après certains auteurs, que si les configurations de clutter se modifient au défi de toute espèce de prévision possible, il reste la solution d'utiliser des filtres actifs variables dans le temps s'adaptant d'eux-mêmes à la situation présente quelle qu'elle soit. Cette solution ne convient évidemment que si le temps d'auto-adaptation du filtre est petit vis-à-vis de la vitesse de variation du milieu.

C'est alors que les théoriciens du radar, complètement désarmés, se tournent vers les théoriciens du sonar qui, traitant ce problème depuis toujours, sont beaucoup plus avancés.

Le texte qui suit rédigé par M. TOURNOIS, à savoir, « QUELQUES ASPECTS COMPARÉS AU RADAR DU TRAITEMENT DES SIGNAUX DES SONARS ACTIFS », constitue le deuxième volet du sujet traité ici, mais vu par un spécialiste sonar. M. TOURNOIS traite des ordres de grandeurs comparés des radars et sonars en insistant sur les points spécifiques du sonar.

Les deux textes ont été rédigés en profonde et amicale collaboration et, bien que coupés en deux articles, constituent un tout homogène.

L'auteur tient à remercier M. TOURNOIS pour ses très bons conseils et sa très aimable participation.

Quelques aspects, comparés au radar, du traitement des signaux des sonars actifs

P. TOURNOIS

CSF - DELA

1. Introduction

Alors que les performances d'un radar sont généralement limitées par le radar lui-même, aussi bien à l'émission qu'à la réception, les performances d'un sonar sont toujours limitées par le milieu extérieur. Les progrès qui seront effectués sur les radars à venir, les placeront dans le cas de la limitation par le milieu extérieur, ce qui fait que le radariste examinera les solutions du sonariste. Il s'apercevra alors que celui-ci n'a pas de meilleure théorie que celle du filtre adapté et qu'il utilise des biais qui tiennent compte des caractéristiques du milieu extérieur pour se rapprocher de la théorie.

On compare, dans cet exposé, quelques paramètres importants du traitement des signaux des sonars actifs à ceux du traitement des signaux radar.

2. Energie, portée et âge des informations

L'absorption du son dans l'eau est considérablement plus élevée que l'absorption des ondes électromagnétiques dans l'air (2 dB/km contre 10^{-2} dB/km à une même longueur d'onde de 10 cm). De ce fait, bien que les énergies émises par impulsion soient plus importantes en sonar qu'en radar (de quelques centaines de fois), les portées atteintes par les sonars sont au moins 10 fois plus faibles que celles atteintes par les radars. Le tableau I fixe des ordres de grandeur pour les trois types de radar et de sonar les plus

courants : radars ou sonars de veille, de poursuite et de reconnaissance.

TABEAU I

Comparaison des portées des radars et des sonars

Types	Radar	Sonar
Veille	100 à 500 km	10 à 50 km
Poursuite	50 km	1 à 5 km
Reconnaissance .	10 km	100 à 500 m

On peut noter, en passant, que la puissance crête est limitée par le tube d'émission, en radar, c'est-à-dire par le matériel, et par la cavitation, en sonar, c'est-à-dire par le milieu extérieur.

La vitesse du son dans l'eau est $2 \cdot 10^5$ fois plus faible que celle des ondes électromagnétiques dans l'air, de sorte que les informations reçues d'une cible sonar sont en moyenne 10^4 fois plus vieilles que celles reçues d'une cible radar.

Pour ne pas augmenter cette perte de temps, les sonars sont en général panoramiques, c'est-à-dire qu'un grand nombre de voies directives sont préformées et existent simultanément dans tout le domaine angulaire à couvrir sans aucun balayage électronique ni mécanique ; d'autre part, ils n'utilisent qu'une seule impulsion pour extraire toutes les informations dont ils ont besoin. Contrairement au traitement des signaux radar, les sommes cohérentes ou incohérentes de signaux successifs sont rares en sonar.

Le grand écart de temps qui sépare les signaux émis des signaux reçus favorise le multiplexage des fréquences

et des temps, la quantification des niveaux et, en bref, le traitement numérique des données sonar. Il permet aussi le traitement optique différé, c'est-à-dire le développement d'un film en quelques secondes, ce que ne permet pas le radar.

3. Longueurs d'onde et fréquences porteuses

Les cibles à détecter en radar et en sonar sont de dimensions voisines, on doit donc s'attendre à ce que les ondes électromagnétiques et acoustiques, qui portent les informations utiles à la détection et à la classification, aient des longueurs d'onde du même ordre. C'est ce que montre le tableau II pour les trois types de radars et de sonars précédents.

TABLEAU II

Comparaison des longueurs d'onde des radars et des sonars

Type	Radar λ_R	Sonar λ_S
Veille	10,23 et 70 cm	30 à 50 cm
Poursuite	3 cm	3 à 5 cm
Reconnaissance .	1 mm à 3 cm	0,5 à 2 cm

Puisque le rapport des vitesses de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air et acoustiques dans l'eau est voisin de $2 \cdot 10^5$, les fréquences porteuses radar sont $2 \cdot 10^5$ fois plus élevées que les fréquences porteuses sonar. Ces basses fréquences favorisent, comme le temps de transit, le traitement numérique des signaux sonar.

Indépendamment des questions de prix et contrairement au radar, la capacité des calculateurs ou extracteurs actuels permet de traiter tout le volume des informations reçues dans toutes les voies préformées des sonars et d'effectuer toutes les mesures nécessaires, quelles que soient la longueur et la complexité des codes employés. Les limitations sur le traitement proviennent plus, en sonar, du milieu extérieur que du matériel.

4. Effet Döppler et bande passante relative

Par rapport à la vitesse de propagation des ondes mises en jeu dans la détection, les cibles sonar sont, en moyenne, 200 à 1 000 fois plus rapides que les cibles radar, si bien que l'effet Döppler, en sonar, n'est jamais une simple translation de fréquence mais une contraction ou une extension du temps qui entraîne une homothétie de fréquence.

Pour ne pas compliquer inutilement les matériels, on ne tient pas davantage en sonar qu'en radar, à augmenter de plus de quelques pourcents la bande des récepteurs par rapport à la bande des signaux codés émis, pour tenir compte de l'effet Döppler. Mais pour que l'effet Döppler sur la bande des signaux émis soit du même ordre en sonar qu'en radar, il est nécessaire que la bande relative (rapport de la bande du signal

à la fréquence porteuse) des impulsions codées émises par les sonars soit de 200 à 1 000 fois plus grande que la bande relative des impulsions codées émises par les radars.

Sur le tableau III où figure l'ordre de grandeur des bandes des signaux émis par les radars et les sonars, on constate que la bande des signaux radars est seulement 1 000 fois plus grande que celle des signaux sonars, alors que le rapport des fréquences porteuses est de $2 \cdot 10^5$: la bande relative des signaux sonars est donc 200 fois plus grande que celle des signaux radars.

TABLEAU III

Ordre de grandeur des bandes des signaux émis par les radars et les sonars

Type	Radar : B_R	Sonar : B_S
Veille	~ 500 kHz	100 à 500 Hz
Poursuite	1 à 10 MHz	1 à 10 kHz
Reconnaissance .	30 à 100 MHz	10 à 100 kHz

Le phénomène de scintillation des cibles est, de ce fait, moins gênant en sonar qu'en radar puisqu'une moyenne s'effectue, en bande large, sur les diagrammes de ré-émission de ces cibles. Les sonars à diversité de fréquences porteuses n'ont donc pas d'intérêt.

5. Les mouvements relatifs et le produit BT

Supposons qu'on veuille mesurer, sans ambiguïté, par une impulsion codée de longueur T et de bande B la fréquence Döppler d'une cible à $\pm 1/2 T$ près dans une bande de fréquence Döppler W et sa distance à $\pm c/2 B$ près dans une zone de distance possible D (c : vitesse de l'onde électromagnétique ou acoustique). Le filtre adapté à l'impulsion émise doit fournir $p = TW$ mesures indépendantes de fréquences Döppler et $q = BD/c$ mesures indépendantes de distance.

5.1. Vitesse relative

Si la cible est animée d'une vitesse moyenne \bar{v} pendant le temps T , elle est susceptible d'introduire une différence de marche des ondes, donc une erreur de mesure de la distance égale à $\bar{v}T$. Cette différence de marche doit rester comprise dans le quantum $\pm c/2 B$ pour que la mesure de distance continue à être exacte. Le filtre adapté précédent ne peut donc traiter qu'une gamme de vitesses Döppler δv donnée par :

$$\frac{\delta v}{c} < \frac{1}{BT}$$

ce qui limite la bande W . Si la gamme des vitesses Döppler à mesurer Δv est plus importante, il faut un nouveau filtre adapté pour chacune des sous-gammes de largeur δv . L'augmentation du produit BT ,

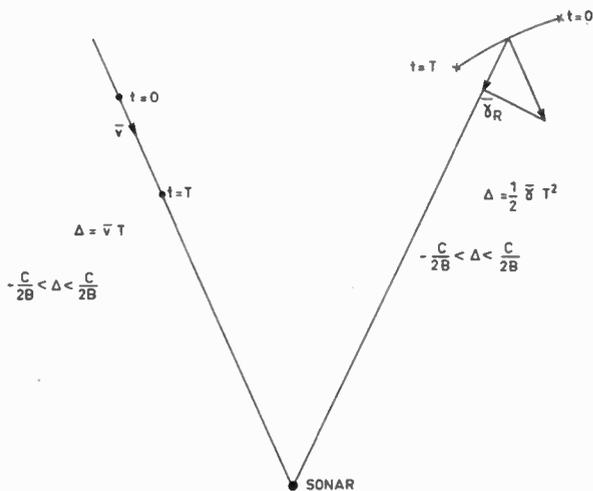


FIG 1.

si souhaitable pour le rapport signal/bruit, ne l'est pas autant du point de vue du nombre des filtres adaptés. Par exemple, un produit BT de 1 000 et une gamme de vitesses Döppler de $\pm 1\%$, très courante en sonar, nécessite déjà un minimum de 20 filtres adaptés.

En radar, au contraire, avec un produit BT de 10 000, une cible doit avoir une vitesse supérieure à 15 km/s pour qu'on envisage un second filtre adapté.

5.2. Accélération relative

Si la cible est animée d'une accélération radiale moyenne $\bar{\gamma}$ pendant le temps T , elle est susceptible d'introduire une différence de marche des ondes, donc une erreur de mesure de la distance égale à $(1/2) \bar{\gamma} T^2$. Cette différence de marche doit rester comprise dans le quantum $\pm c/2B$ pour que la mesure de distance continue à être exacte. Un seul filtre adapté ne peut donc traiter qu'une gamme d'accélération $\delta\gamma$ donnée par :

$$\frac{\delta\gamma}{c} < \frac{2}{BT^2}.$$

Ceci limite la longueur des impulsions sonar si l'on ne veut pas, encore une fois, multiplier le nombre des filtres adaptés. Par exemple, une accélération de $0,75 \text{ m/s}^2$ limite l'impulsion longue d'un sonar de veille de 500 Hz de bande à 2 secondes.

Les mouvements relatifs cinématiques des cibles concourent avec les mouvements relatifs statistiques du milieu marin pour limiter le produit BT des codes sonars à des valeurs nettement inférieures à celles des codes radars.

6. Le bruit de fond et les impulsions longues

Alors que le bruit de fond qui limite la portée des radars est généralement le bruit thermique des récepteurs, celui qui limite la portée des sonars est soit le

bruit du milieu de propagation qui dépend de l'état de la mer mais qui est incohérent, soit le bruit de l'écoulement fluide le long des antennes qui peut être partiellement cohérent, aussi bien dans le temps que dans l'espace. De ce fait, les amplificateurs paramétriques n'ont aucun emploi en sonar.

Si le bruit de fond radar est de densité spectrale énergétique uniforme, gaussien et stationnaire, le bruit marin est bien de densité spectrale énergétique quasi uniforme si la bande n'est pas trop large, mais il n'est, en général, ni gaussien, ni stationnaire. Le plus souvent, il est cependant lentement variable par rapport à T , de sorte qu'un contrôle automatique du gain des préamplificateurs permet de rapprocher suffisamment le sonariste des conditions d'emploi du filtre adapté idéal. Lorsque les variations du bruit de mer sont plus rapides, la longueur des impulsions utilisables diminue, à moins de remplacer le filtre adapté statique par un filtre dynamique qui s'adapte aux variations du bruit. On peut, par exemple, retarder les informations reçues et, pendant ce temps, étudier le bruit dans une bande faible, proche du spectre du signal mais où le signal n'est pas présent ; après cette mesure, on peut réagir sur le filtre pour traiter le signal de façon optimale.

En ce qui concerne le bruit d'écoulement à partir du moment où sa partie cohérente est connue, c'est-à-dire mesurée, on doit être capable d'en éliminer les effets par une interférence destructive, ce qui ramène le problème au cas du bruit de mer incohérent.

Ces bruits de fond sont totalement indépendants des signaux émis. Pour augmenter le signal reçu par rapport à ces bruits, il faut donc augmenter l'énergie émise par impulsion, c'est-à-dire, la longueur des impulsions codées jusqu'à la valeur pour laquelle le milieu où les mouvements relatifs ne permettent plus de tirer parti de la cohérence. De ce point de vue, les radars sont beaucoup mieux placés que les sonars puisque, pour un produit BT identique, ils émettent déjà des impulsions qui sont, en moyenne, 200 fois plus longues que celles des sonars lorsqu'elles sont exprimées en longueur d'onde. D'autre part, les radars peuvent utiliser des produits BT plus importants que les sonars, ils peuvent même sommer de façon cohérente ou incohérente toute une suite d'impulsions.

7. Le bruit de réverbération, les trajets multiples et les impulsions à large bande

Contrairement aux bruits précédents, le bruit de réverbération qui provient de la surface, du fond ou du milieu en volume dépend des signaux émis : c'est un nuage d'échos diffus, pratiquement sans effet Döppler, et répartis sur toutes les distances. Ce bruit augmente avec l'énergie du signal et, pour le combattre, il ne reste plus qu'à diminuer le plus possible la zone diffusante. Pour cela, il faut utiliser des pinceaux de réception peu ouverts ce qui multiplie le nombre des pinceaux pour couvrir un domaine angulaire donné et augmente la dimension des antennes, à moins d'utiliser le principe des antennes synthétiques à vision

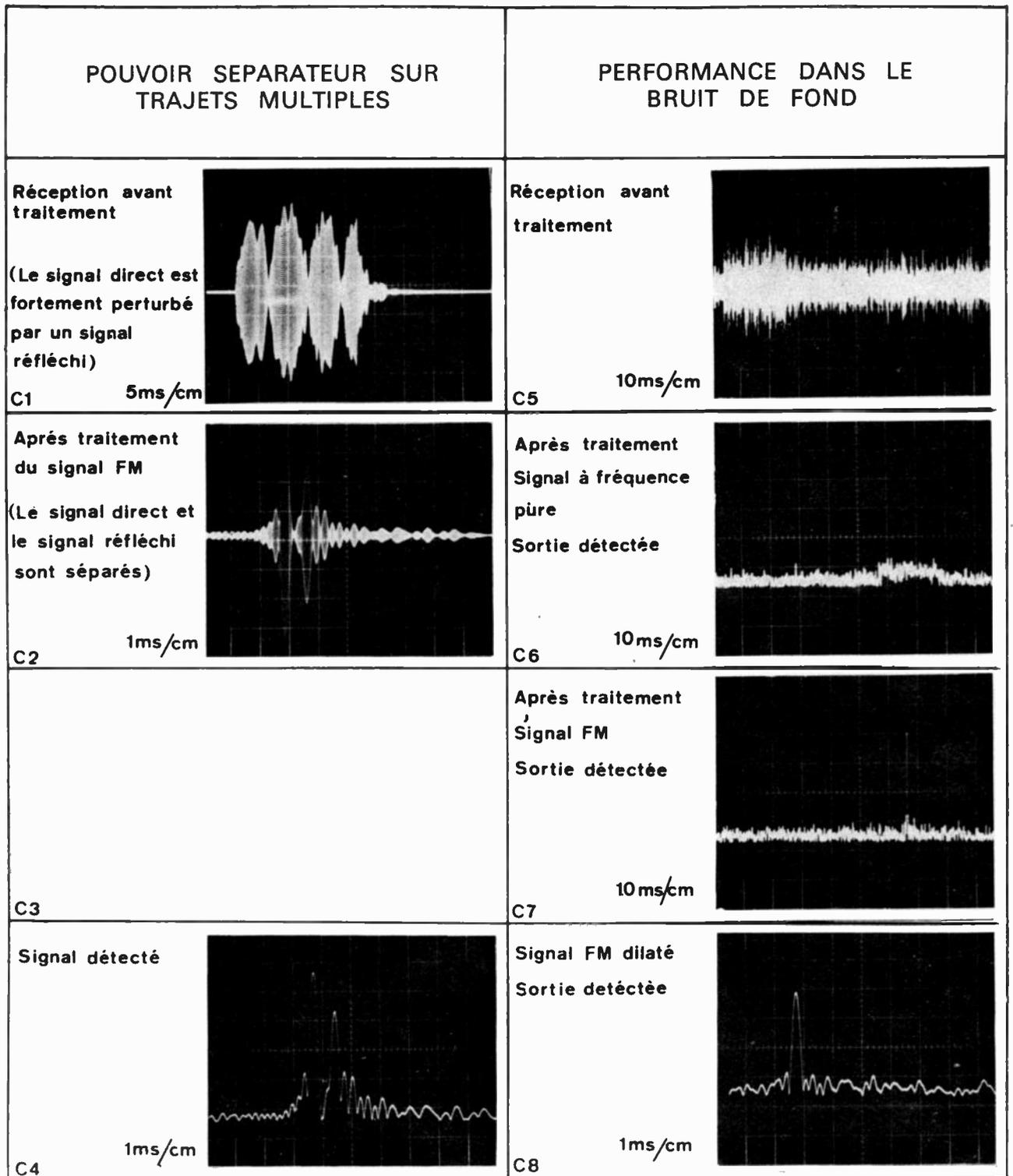


FIG. 2.

latérale, qui permet d'effectuer une compression angulaire des pinceaux de réception. Il faut, d'autre part, diminuer la longueur de l'impulsion courte obtenue par le traitement adapté puisque c'est elle qui détermine la profondeur de la zone diffusante, pour cela, il faut augmenter la bande dans laquelle les impulsions émises sont codées.

De ce point de vue, les sonars sont mieux protégés

que les radars puisque leur bande relative d'émission est environ 200 fois plus grande que celle des radars.

Les trajets multiples d'un écho dus aux réflexions sur la surface et le fond ou aux conditions de bathythermie dépendent, eux aussi, des signaux émis et lorsqu'on désire séparer, après le traitement adapté, deux trajets d'un écho, il faut beaucoup de définition en distance, donc émettre des impulsions à large bande.

8. La reconnaissance des cibles

Puisque les portées sonar sont plus faibles que les portées radar, à même définition angulaire, plusieurs pinces de réception d'un sonar panoramique peuvent couvrir une même cible et aider ainsi à la reconnaissance spatiale de cette cible.

Puisque la bande relative des impulsions codées émises est plus grande en sonar, les impulsions obtenues après le traitement adapté et exprimées en nombre de longueur d'onde sont plus courtes si bien que plusieurs surfaces indépendantes d'une même cible peuvent donner lieu, après traitement, à des impulsions courtes indépendantes et séparées. Les écarts temporels et les amplitudes relatives de ces différents pics de corrélation aident à la reconnaissance temporelle des formes de la cible.

Il faut enfin noter, en sonar, un phénomène gênant, inexistant en radar et qui dépend des cibles : parce que les cibles sonar présentent vis-à-vis du milieu de propagation une impédance plus faible que les cibles radar, le premier écho d'un signal appelé écho spéculaire, qui provient d'une surface particulière de la cible, peut être suivi d'autres échos allongés et décorrélés, de plus en plus déformés par les résonances de la cible. Plus la bande est large, moins les échos successifs ressemblent à l'écho spéculaire et plus le filtre adapté les traite comme un bruit incohérent.

9. Conclusion : les traitements spatio-temporels

Actuellement le traitement temporel des signaux sonars réalisé par le filtre adapté ou auto-adapté est une chose, le traitement spatial réalisé par les antennes en est une autre. Or, il semble bien qu'on puisse adapter le traitement spatial de l'antenne au traitement temporel du filtre et au code émis. Des exemples de ces adaptations sont d'ailleurs donnés par l'antenne synthétique à vision latérale et par l'antenne dont les capteurs sont répartis dans la pupille, suivant une loi qui dépend du code émis, du milieu extérieur et du filtre adapté.

Les réponses d'un sonar optimal adapté à une impulsion codée particulière seraient alors données par une fonction d'ambiguïté généralisée dans l'espace et dans le temps.

10. Remerciements

Ce texte a été écrit pour faire suite à l'article de M. SKENDEROFF, « Traitement des signaux radar. - Limites d'application aux signaux sonar ».

L'auteur adresse ses plus vifs remerciements à M. SKENDEROFF pour sa très utile participation lors des mises aux point préalables.



Les méthodes d'exploration de l'espace sous-marin

A. MICHAUD

Compagnie Industrielle des Télécommunications

1. Introduction

Le titre même de cet article suppose que l'on puisse distinguer les méthodes d'exploration de l'espace, des méthodes de traitement du signal. Les méthodes d'exploration sont plus particulièrement liées à l'utilisation des diagrammes de directivité en gisement et en site, soit deux paramètres. Le traitement du signal est lui-même lié à la fonction d'ambiguïté en distance et en Döppler, soit deux autres paramètres.

La notion de directivité est une notion d'origine énergétique et, par suite, la distinction entre diagramme de directivité et fonction d'ambiguïté n'est théoriquement licite que dans la mesure où les propriétés énergétiques du signal et du bruit sont conservées. Sinon, il y a lieu de considérer une fonction généralisée d'ambiguïté à quatre paramètres : gisement, site, distance et Döppler.

Les traitements de signaux utilisés jusqu'à présent conservent très généralement les propriétés énergétiques, ce qui justifie l'étude particulière des méthodes d'exploration ; mais nous signalerons au passage quelques exceptions.

Nous nous limiterons à la description d'un petit nombre de matériels typiques :

- Sonar passif, appelé aussi appareil d'écoute microphonique,
- Sonar actif directif,
- Sonar actif panoramique à balayage spiral,
- Sonar actif panoramique à voies préformées : état actuel et évolution future,
- Sonar à balayage latéral.

2. Sonars passifs

Les sonars passifs sont surtout des appareils pour sous-marins, car le faible bruit propre permet d'atteindre d'excellentes performances, d'ailleurs essentielles pour assurer la sécurité et le succès des missions du sous-marin. Les sonars passifs sont aussi utilisés sur les bâtiments de surface pour détecter les torpilles et particulièrement les torpilles à propulsion électrique.

Les méthodes de détection reposent, en partie, sur la comparaison des niveaux d'énergie reçue dans une bande passante donnée et pendant un temps d'intégration donné, dans la direction du bruiteur et dans les directions voisines.

La bande passante est déterminée par les caractéristiques du bruit rayonné et par le bruit de fond de la mer : elle est généralement située dans le domaine sonore (50 Hz - 10 kHz).

La directivité est choisie aussi grande que possible : elle est limitée par les dimensions du transducteur et la stabilité du diagramme de directivité dans l'espace : la largeur du lobe varie de quelques degrés à quelques dizaines de degrés selon la fréquence.

Enfin le temps d'intégration est limité par la stationnarité des bruits : il dépasse fréquemment plusieurs secondes et parfois plusieurs minutes.

Bien entendu, le bruit rayonné et le bruit propre sont loin d'être des bruits gaussiens, aussi la comparaison des niveaux d'énergie n'est-elle qu'une étape ; la « reconnaissance des formes » du signal constitue l'étape décisive de la classification du contact sonar, mais, dans ce domaine, l'oreille d'un opérateur

entraîné sera longtemps le meilleur instrument d'analyse.

De 1935 jusque vers 1950, on a utilisé un faisceau unique de réception directive, orienté électriquement par déphasage des signaux provenant d'une base fixe située sur la coque, à l'avant du sous-marin.

Avec une base de l'ordre d'une dizaine de m², le « Compensateur d'écoute microphonique » donnait des portées variant de moins d'un kilomètre, jusqu'à plusieurs dizaines de kilomètres, selon les conditions de propagation et les niveaux de bruit.

Les sonars passifs actuels ont des performances très supérieures grâce à l'augmentation des dimensions de la base d'écoute, mais surtout grâce à l'écoute simultanée dans toutes des directions et à l'augmentation corrélative des temps d'intégration.

Ce résultat est obtenu par un réseau matriciel appelé « Pondérateur » ou « Préformation des voies » entre les hydrophones et les voies d'écoute.

Les procédés technologiques utilisés sont nombreux, mais les systèmes purement analogiques (ligne à retard, ampli-pondérateur) conviennent mal aux larges bandes employées et sont actuellement abandonnés au profit de systèmes où l'information est numérisée à la sortie des hydrophones puis combinée par différents procédés : registres à décalage, compression de temps, DELTIC etc...

Toutefois, les propriétés énergétiques du signal et du bruit ne sont plus strictement respectées et certaines précautions doivent être prises pour éviter une inter-réaction entre la directivité et le traitement du signal, cette inter-réaction se traduisant, par exemple, par l'apparition de lobes secondaires sur un signal fort et par un masquage anormal d'un signal faible par un signal fort situé dans une direction différente.

La directivité en site ne permet pas de déterminer l'immersion d'un bruiteur aux distances considérées ici. Elle est utilisée pour améliorer le rapport signal/bruit.

3. Les sonars actifs directifs

Les sonars directifs explorent l'espace à la manière des radars de surveillance à antenne tournante. Toutefois, la faible valeur de la célérité et l'anisotropie du bruit propre conduisent à des méthodes d'exploitation nettement différentes.

La directivité en gisement et en site est de l'ordre de 20°, compte tenu des dimensions du transducteur (0,3 m par exemple) et de la fréquence optimale (15 kHz par exemple). La fréquence optimale est obtenue par différentiation de l'équation de portée du sonar, en tenant compte de la variation du coefficient d'amortissement du son dans l'eau, en fonction de la fréquence.

La durée d'impulsion est comprise entre quelques millisecondes et 200 millisecondes, mais le plus souvent voisine de 50 ms : la profondeur de la zone explorée est alors d'une quarantaine de mètres, ce qui est de l'ordre des dimensions d'un sous-marin.

La période de réception est en rapport avec la portée probable, compte tenu de la bathythermie, de la vitesse du bâtiment et de l'état de la mer : 4 secondes pour une portée de 3 000 m, par exemple.

Pendant la durée de l'émission et de la réception, le transducteur est stabilisé dans un azimut fixe et éventuellement stabilisé en site. A la fin de la période de réception, on effectue un bond rapide en direction, de 10 à 15° d'amplitude, assurant un recouvrement des surfaces explorées.

L'exploration commence dans le gisement 150° et se poursuit par bonds jusque vers l'avant, puis reprend au gisement 150° de l'autre bord (voir fig. 1).

Le secteur arrière n'est pas exploré ; il est masqué par un baffle destiné à réduire les bruits d'hélices.

Le tableau I résume l'évolution des performances des sonars directifs.

La portée maximale est toujours limitée par la bathythermie lorsque celle-ci prédit des portées inférieures aux valeurs indiquées par le tableau : une portée bathythermique inférieure à 1 000 m n'est pas exceptionnelle en été, en Méditerranée.

L'utilisation d'un carénage hydrodynamique transparent aux ultrasons, appelé dôme, a permis, depuis la dernière guerre, d'augmenter sensiblement les vitesses maximales de sondage, en réduisant les bruits d'écoulement et de cavitation.

Il est à signaler que deux bâtiments identiques, aux tolérances industrielles près, peuvent différer de 10 et même 15 dB dans leurs niveaux de bruit propre, toutes choses égales par ailleurs : les performances d'un sonar, et particulièrement la dégradation des performances avec la vitesse et l'état de la mer, dépendent étroitement du bâtiment porteur.

TABLEAU I

Evolution des performances des sonars directifs

Années	Fréquence	Longueur d'onde	Dimension utile du transducteur	Puissance acoustique	Portée moyenne en hiver	Vitesse de sondage	Précision de localisation
1917/38	40 kHz	4 cm	10 cm	quelques watts	1 000 m	8 nœuds	15°
1939/45	15/30 kHz	5 à 10 cm	20 à 30 cm	10 à 100 W	2 500 m	12/15 n	3 à 5°
1950/60	10/25 kHz	10 cm	0,3 à 1 m	plusieurs kW	4 000 à 6 000 m	18/22 n	1°

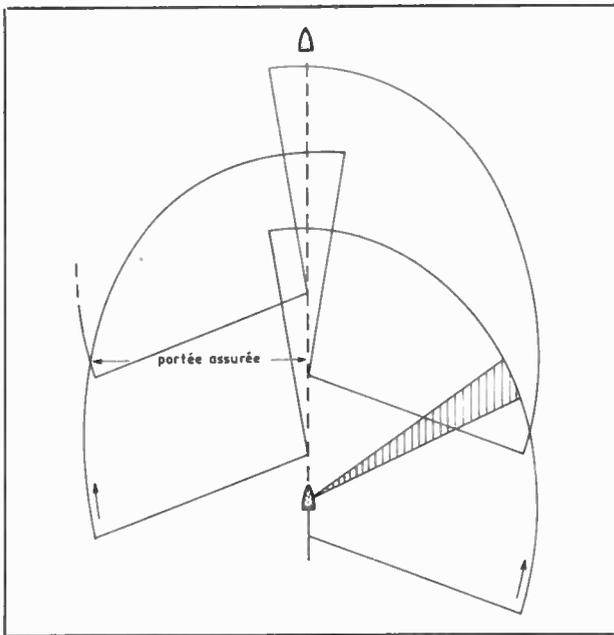


FIG. 1. — Méthode d'exploration par sonar directif. Portée 3 000 m. Vitesse 20 nœuds.

Lorsqu'un but est identifié, on détermine à chaque écho la distance, le gisement, la vitesse radiale et éventuellement l'immersion et l'inclinaison du but. Le gisement est obtenu par un procédé somme-différence ou par corrélation entre les signaux reçus par la moitié droite et par la moitié gauche du transducteur. L'immersion est calculée à partir du site en tenant compte de la bathythermie, mais les erreurs sont prohibitives dès que la distance dépasse un kilomètre.

Le défaut principal des sonars directifs, du point de vue opérationnel, est leur faible vitesse d'exploration et leur faible sécurité, puisqu'une région donnée de l'espace n'est balayée que 5 à 10 fois et moins encore lorsque le bâtiment porteur n'est pas en route rectiligne.

Les sonars directifs ont donc cédé la place aux sonars panoramiques mis au point dans la décennie 1950-60.

4. Les sonars panoramiques à balayage spiral

Sur ce type de sonar, l'émission est faite sur tout l'horizon pendant une durée T de l'ordre de 100 ms, avec une puissance de l'ordre de 10 kW.

A l'instant t , la zone insonnifiée est approximativement un cylindre à base circulaire de rayon ct , et d'épaisseur cT (c , célérité du son, est de l'ordre de 1 500 m/s). A la réception, un faisceau directif d'une dizaine de degrés de largeur reçoit à l'instant t les échos provenant de la zone hachurée (fig. 2).

Pour balayer tout l'espace sans trous, le faisceau de réception doit effectuer au moins un tour complet pendant la durée T d'impulsion, mais pratiquement la

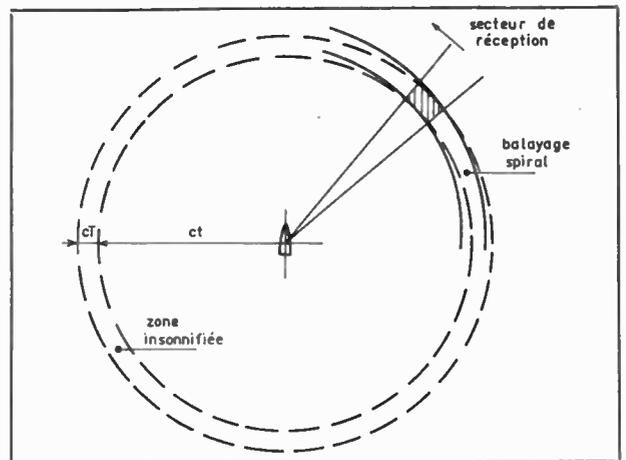


FIG. 2. — Sonar panoramique à balayage spiral

vitesse de rotation est de l'ordre du double, soit 1 200 tr/mn.

Les transducteurs élémentaires sont assemblés en colonnes assurant une certaine directivité en site. Les colonnes, au nombre de 20 à 50, sont disposées en cylindre à base circulaire. Chaque colonne est reliée par un commutateur capacitif tournant, aux différentes prises d'une ligne à retard qui « pondère » les signaux, en phase et en module, pour obtenir la directivité horizontale.

Le principe général est voisin de celui des sonars passifs de sous-marins, sauf en ce qui concerne les bandes passantes qui sont, ici, très étroites : quelques centaines de hertz.

Une base de sonar panoramique ne possède aucune partie mécanique mobile : elle peut donc être placée dans un « poisson » remorqué par le bâtiment, ce qui permet de s'affranchir partiellement de la bathythermie. L'ensemble d'un sonar de coque et d'un sonar remorqué permet d'obtenir des portées minimales rarement inférieures à 5 km.

Le commutateur peut être stoppé et orienté dans un azimut fixe ; l'émission peut elle-même devenir directive, en utilisant la ligne à retard dans le sens opposé : on obtient ainsi un sonar qui a toutes les caractéristiques d'un sonar directif, ce qui peut être avantageux, dans certains cas, pour augmenter la portée de veille ou procéder à l'attaque.

Le sonar panoramique à balayage spiral est un cas particulier de « balayage dans l'impulsion » bien connu des radaristes, mais le bruit n'étant ni gaussien ni isotrope, les performances de ces sonars sont très inférieures à celles des sonars panoramiques à voies préformées, lesquels les ont rapidement supplantés.

5. Les sonars panoramiques à voies préformées (Situation actuelle)

Contrairement aux précédents, le sonar panoramique à voies préformées, écoute simultanément dans toutes les directions. Les lobes de directivité horizon-

tales se présentent comme les pétales d'une marguerite ; chaque lobe, appelé voie d'écoute, recoupe le lobe contigu au niveau - 1 à - 3 dB.

Par construction, les lobes sont fixes par rapport au bâtiment.

Pour un transducteur de diamètre donné, il existe une fréquence optimale et un nombre optimal de voies donnés par le tableau II.

réalisation a été rendue possible par transistorisation. Les C A G travaillent chacun indépendamment, sans profiter de la corrélation entre les bruits issus de voies contiguës, pour améliorer les performances.

L'évolution dès maintenant prévisible consiste, précisément, à tenir compte des coefficients de corrélation du bruit propre entre les différents transducteurs.

Nous supposons que les bruits $B_i(t)$ sont :

TABLEAU II

Fréquence optimale et nombre optimal de voies, en fonction du diamètre du transducteur

Diamètre du transducteur	Dimensions du dôme $L \times l \times h$	Fréquence optimale	Nombre optimal de voies	Puissance acoustique (sonar de coque)
1 m	8 × 1 × 1,5	8 - 12 kHz	15 à 25	Plusieurs dizaines de kW de l'ordre de 100 kW Plusieurs centaines de kW.
2 m	10 × 2 × 2,5	4 - 8 kHz	30 à 50	
4-6 m	15 × 6 × 6	2 à 4 kHz	80 à 100	

La base est analogue à celle des sonars à balayage spiral, mais chaque colonne est reliée par un préamplificateur-séparateur à un certain nombre de cellules de pondération en phase et en module. Les signaux pondérés sont sommés et attaquent les préamplificateurs de voies. Une voie donnée utilise entre un quart et la moitié des signaux issus des colonnes.

Le traitement du signal proprement dit commence à la sortie des préamplificateurs de voies : les performances des filtres adaptés et des contrôles automatiques de gain (CAG) sont essentielles pour les performances des sonars. Les informations issues des différentes voies, et dans chaque voie, les signaux issus des différents filtres adaptés, sont présentés à l'opérateur à l'aide d'un commutateur électronique vidéo à grande vitesse (20 images/seconde) dont le rôle est de commuter les signaux après détection-intégration.

En utilisant la voie correspondant au gisement du but, on retrouve, pour la poursuite, les propriétés des sonars directifs. L'émission directive est obtenue par un « pondérateur inversé » qui donne les signaux correctement déphasés pour attaquer les émetteurs ; en général, il existe un émetteur par colonne de 8 à 12 transducteurs élémentaires. Sur les derniers sonars, la durée d'impulsion dépasse parfois une seconde et la modulation de fréquence est souvent utilisée.

La directivité en site est souvent modélisée pour diminuer l'écho diffus provenant de la surface de la mer. Sur les sonars les plus puissants, le faisceau peut être incliné en site, de façon à atteindre la zone de convergence (quelques dizaines de kilomètres) et, dans certains cas, obtenir un écho après réflexion sur le fond de la mer.

6. Les sonars panoramiques à voies préformées (Evolution future)

Les sonars à voies préformées ne sont, au fond, qu'une collection de sonars directifs fixes, dont la

- Quasi stationnaires.
- Gaussiens.
- Non corrélés avec le signal (nous excluons le cas de la réverbération ou clutter).
- Quasi stationnairement corrélés.

Les coefficients de corrélation des bruits B_j et B_k issus des transducteurs j et k , forment une matrice :

$$[C_{jk}(\tau)]$$

Nous appellerons $C_{jk}(\omega)$ et $S(\omega)$ les transformées de Fourier de $C_{jk}(\tau)$ et de $S(t)$, signal attendu.

Supposons connus $C_{jk}(\omega)$ et $S(\omega)$. Quel est le filtre linéaire disposé sur chaque entrée, qui optimise le rapport signal/bruit de la somme des tensions de sortie des filtres ? Dans sa thèse de doctorat, M. MERMOZ a montré que la solution consiste à placer sur l'entrée K du récepteur le filtre de fonction de transfert :

$$h_K(\omega) = [K_0 e^{-j\omega t_0} S^*(\omega)] \left[\frac{1}{\Delta(\omega)} \sum_{j=1}^n M_{jK}(\omega) \right]$$

Le premier facteur, $[K_0 e^{-j\omega t_0} S^*(\omega)]$ est le filtre adapté au signal. C'est un facteur commun à tous les hydrophones, donc le traitement de signal sera effectué dans chaque voie, après pondération.

Dans le deuxième facteur, apparaissent :

- $\Delta(\omega)$: déterminant de la matrice des coefficients de corrélation C_{jk}
- $M_{jK}(\omega)$: cofacteur de l'élément (jK) dans la matrice C_{jk} .

Ce deuxième facteur ne dépend pas du signal émis $S(t)$, mais seulement des propriétés statistiques des bruits B , c'est le « filtrage propre ».

Si le bruit n'est pas isotrope ou s'il existe, par exemple, un bruit quasi stationnaire sur la durée de

$S(t)$, la directivité se modifie pour donner un creux dans la direction du bruiteur, et le rapport signal/bruit, pour un écho situé dans une direction différente, ne sera pratiquement pas modifié.

Les formules précédentes permettent de calculer la directivité optimale, compte tenu de l'anisotropie du bruit ou de la présence du bruiteur.

Lorsque ces parasites sont fixes, la directivité est elle-même fixe. Lorsqu'ils varient lentement par rapport à la durée de $S(t)$, la directivité peut être rendue variable dans le temps, d'où le nom d'« antenne auto-adaptative » souvent donné à ces ensembles.

En théorie, on mesure les coefficients de corrélation C_{jk} , on calcule les fonctions de transfert des filtres propres et on asservit les pondérateurs pour obtenir ces fonctions de transfert. Il existe évidemment des méthodes beaucoup plus élégantes, au prix d'une faible perte de performances.

Remarquons enfin que la directivité fixe, au sens classique, est un cas particulier de système sous-optimal, qui tend vers un système optimal lorsque les coefficients de corrélation tendent vers zéro.

7. Sonars à balayage latéral

Au chapitre précédent, nous avons exclu la catégorie des buts à vitesse radiale nulle, car leur signal est confondu avec le bruit de réverbération. La détection d'objets immobiles posés sur le fond entre dans cette catégorie et constitue un problème fréquent en pratique : recherche d'objets ou d'épaves, relevés topographiques, exploration océanographique, etc...

Ces objets ne peuvent souvent être identifiés que par leur forme, ce qui suppose une excellente résolution en azimut et en distance.

Une incidence très rasante de 5 à 10 degrés permet de diminuer le niveau de réverbération. Les transducteurs sont donc montés fixes dans un « poisson », remorqué à quelques dizaines de mètres au maximum au dessus du fond. Les lobes de directivité sont étroits dans le plan horizontal, et perpendiculaires au sens de déplacement (fig. 3). L'exploration du fond se fait par tranches parallèles successives, grâce au déplacement du poisson.

Les portées obtenues sont faibles : 100 à 1 000 m mais la finesse de résolution est d'une dizaine de m² et parfois, moins d'un mètre carré. La résolution en

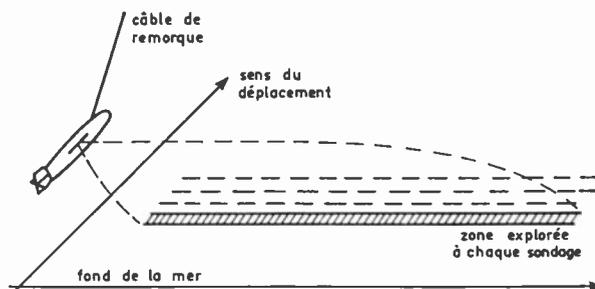


FIG. 3. — Sonar à balayage latéral

azimut est obtenue par des transducteurs très longs par rapport à la longueur d'onde, par exemple 30 à 50 fois la longueur d'onde. La résolution en distance est obtenue par des impulsions très courtes, de l'ordre de la milliseconde.

Il n'est malheureusement pas possible d'utiliser directement les techniques d'antenne synthétique pour améliorer les performances. Pour une portée de 750 m, la cadence d'émission est de 1 seconde, pendant laquelle le poisson parcourt plusieurs mètres, soit plus de 100 fois la longueur d'onde.

Il existe cependant une voie d'amélioration, en utilisant des signaux dont les produits bande passante \times durée d'impulsion, sont grands devant l'unité, et en modélant la fonction d'ambiguïté généralisée pour obtenir une excellente résolution en gisement et en distance, aux dépens de la résolution en site et en Doppler. Dans cette voie, disparaît la distinction faite entre les méthodes d'exploration de l'espace et les méthodes de traitement du signal.

8. Conclusion

L'exploration de l'espace sous-marin a été longtemps liée aux seules nécessités de la Défense Nationale.

Depuis quelques années apparaissent des applications civiles de plus en plus nombreuses et diversifiées ; aux techniques simples des sondeurs et des sonars de pêche, ont succédé les techniques plus originales des sonars pour relevés topographiques. Cette évolution sera accélérée par les nécessités de la prospection et des communications, liées à l'exploitation des océans.

Procédés d'obtention d'une information temporelle dans une diode Ge (Li): application à la spectrométrie γ

E. OSTERTAG, J.A. MIEHE et A. COCHE
Centre de Recherches Nucléaires, Strasbourg-Cronenbourg

1. Introduction

L'étude des schémas de désintégration des noyaux atomiques a été grandement facilitée par l'apparition des détecteurs au germanium compensé par du lithium (Ge(Li)), dont l'excellente résolution en énergie est bien connue. Des renseignements supplémentaires peuvent être obtenus par l'emploi de deux compteurs de ce type en coïncidence. Divers travaux ont été consacrés à l'étude de l'extraction simultanée des informations de temps et d'énergie fournies par une diode Ge(Li) de faible volume sensible, ainsi qu'à des expériences de coïncidences promptes $\gamma - \gamma$ réalisées au moyen d'un compteur à scintillations et d'une diode Ge(Li), ou à l'aide de deux détecteurs au germanium [1 à 5].

Dans ces expériences, les deux informations étaient prélevées sur l'unique électrode isolée du détecteur. Disposant de diodes ayant deux sorties isolées, nous avons relié l'une d'elles à la chaîne d'amplification linéaire et utilisé l'autre pour extraire l'information temporelle. Cette dernière peut être obtenue, soit à partir de l'impulsion rapide de courant, soit à partir de l'impulsion de charge; ces deux modes de prélèvement ont des propriétés très différentes et nous nous proposons de les comparer en considérant plus spécialement les critères suivants: résolution en temps caractérisée par la largeur d'une courbe de coïncidences promptes, limite inférieure du spectre d'énergie que l'on peut obtenir avec deux détecteurs en coïncidence, enfin perte de résolution en énergie, introduite par le circuit qui fournit l'information de temps.

2. Procédés d'extraction de l'information temporelle

Les travaux de STRAUSS [6] et de KUCHLY [7] ont montré que, pour des diodes Ge(Li) de grand volume et pour une énergie donnée de la particule incidente, le temps de collection des charges créées par celle-ci est soumis à des fluctuations considérables. Les impulsions intégrées, proportionnelles à la charge totale libérée, ont des temps de montée de plusieurs dizaines de nanosecondes, pouvant varier du simple au double. La figure 1 représente les impulsions de charge et de courant dans deux cas limites, suivant que l'interaction du photon γ avec

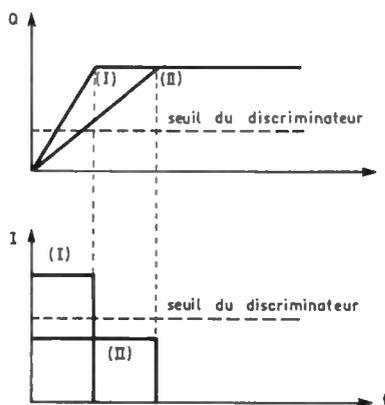


FIG. 1. — Impulsions de courant et de charge délivrées par une diode Ge(Li) plane.

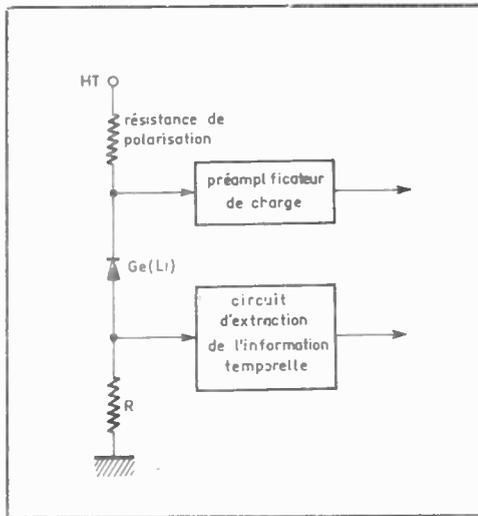


FIG. 2. — Utilisation des deux sorties isolées d'un détecteur Ge(Li).

le matériau constituant la zone sensible du détecteur a lieu au milieu de celle-ci (courbe I) ou au voisinage de l'une des électrodes (courbe II), les mobilités des trous et des électrons étant supposées égales à 77 °K. On voit que l'instant de déclenchement d'un discriminateur rapide subit des fluctuations considérables quand on utilise l'impulsion de charge (fig. 1). Cet effet disparaît si le discriminateur est déclenché par le front de montée de l'impulsion de courant. On peut caractériser ces fluctuations par la largeur à mi-hauteur de la courbe de coïncidences promptes obtenue avec une diode au germanium et un compteur à scintillations. La contribution de ce dernier à la détérioration du temps de résolution peut, en effet, être rendue négligeable ainsi qu'on le verra plus loin.

Le montage de la diode Ge(Li) dans son cryostat présente la particularité suivante : comme nous l'avons déjà mentionné, les deux électrodes sont isolées par rapport à la masse, ce qui permet de séparer la chaîne d'amplification linéaire des circuits fournissant l'information temporelle (fig. 2). Un préamplificateur sensible à la charge est relié à l'une des bornes du détecteur. Entre la seconde électrode et la masse, on insère une résistance R qui constitue, avec la capacité de la diode, un circuit intégrateur. Si cette résistance est de faible valeur, la constante de temps de ce dernier est négligeable devant le temps de collection des charges, et l'amplitude du signal recueilli est proportionnelle à la valeur instantanée du courant. Au contraire, pour une constante d'intégration élevée, on obtient l'impulsion de charge.

2.1. Déclenchement par l'impulsion de courant

La résistance R est alors choisie égale à 100 Ω . Le dispositif d'extraction de l'information temporelle se compose d'un amplificateur de gain 2 000 et de temps de montée 3 ns.

Le montage utilisé pour la mesure des coïncidences promptes (fig. 3) comporte deux discriminateurs rapides D_1 et D_2 et un convertisseur temps-amplitude. Le photomultiplicateur 56 AVP est

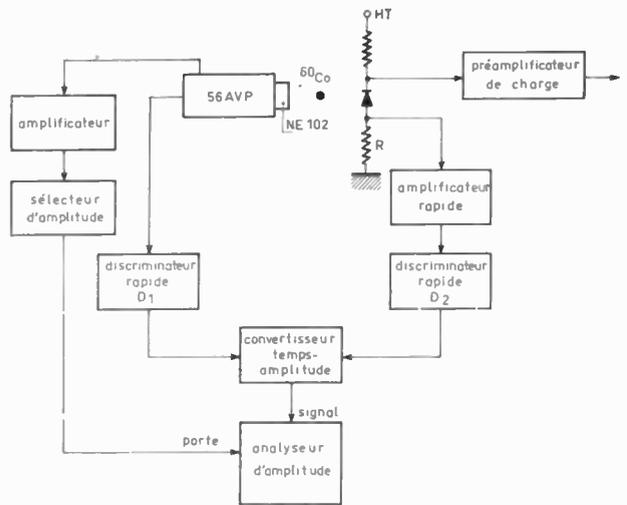


FIG. 3. — Dispositif de coïncidence comprenant une diode au germanium et un compteur à scintillations.

couplé optiquement à un scintillateur plastique NE 102. Les fluctuations de temps introduites par ce compteur sont rendues négligeables par l'emploi d'une voie latérale qui permet de ne conserver que les impulsions correspondant à l'énergie maximale des électrons Compton. La courbe de coïncidences promptes (fig. 4) obtenue avec une diode coaxiale asymétrique « one open-ended » de 45 cm³ et une source de ⁶⁰Co présente une largeur à mi-hauteur de 2,2 ns, valeur comparable à celle de 3 ns que nous avons trouvée avec une diode de structure plane de faibles dimensions (0,5 cm³ de volume sensible) et un appareillage sensiblement identique [8]. Comme les fluctuations du temps de collection des charges sont plus importantes dans une diode de grand volume, il apparaît donc qu'elles n'ont pas d'influence sur la résolution prompte quand on déclenche le discriminateur par l'impulsion de courant. Cette résolution est limitée essentielle-

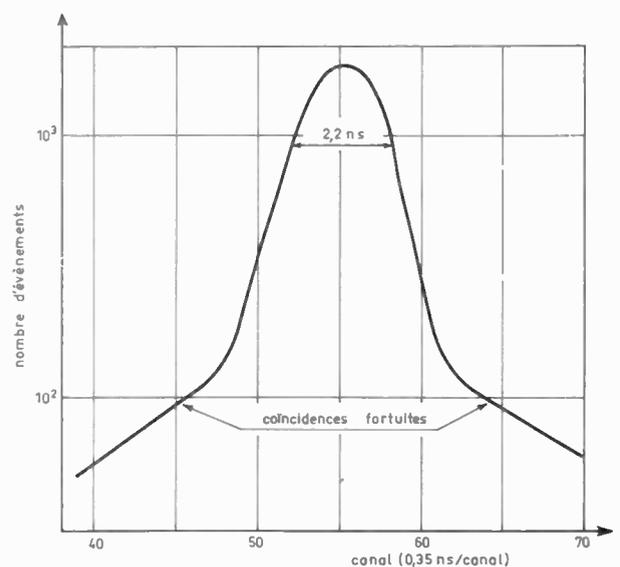


FIG. 4. — Courbe de coïncidences promptes (déclenchement par l'impulsion de courant).

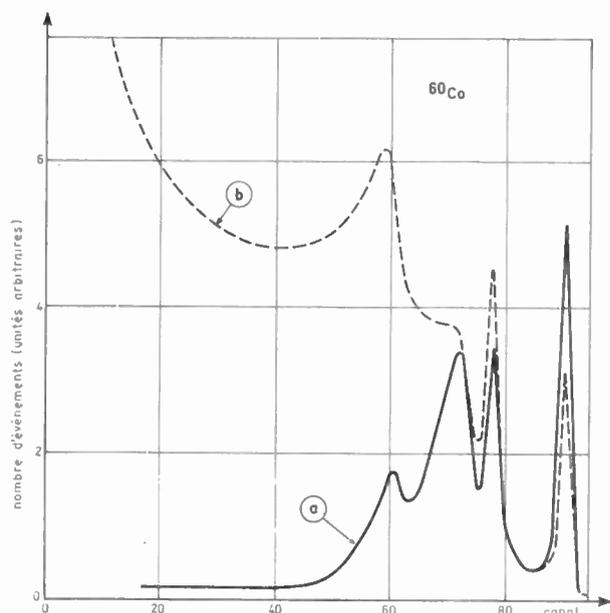


FIG. 5. — a) Spectre de ^{60}Co relevé en coïncidence avec les informations de temps.
b) Spectre normal.
Ces deux courbes correspondent à des durées de stockage différentes.

ment par le bruit de l'amplificateur, dont le niveau est d'environ 200 mV crête à crête.

Le bruit de l'amplificateur est également à l'origine du principal inconvénient de cette méthode, à savoir une perte de comptage. En effet, pour éliminer les déclenchements dus aux impulsions de bruit, il est nécessaire de régler le seuil du discriminateur D_2 à une valeur relativement élevée (entre 200 et 300 mV). Parmi les particules qui créent dans le détecteur une quantité d'électricité donnée, seul un certain nombre d'entre elles donne lieu à une impulsion de courant supérieure à cette valeur (fig. 1). La perte de comptage qui en résulte, est d'autant plus importante que l'énergie perdue dans le détecteur est plus faible et a été mise en évidence dans l'expérience précédente en déterminant avec la diode Ge(Li) le spectre d'énergie du rayonnement émis par la source de ^{60}Co , le signal issu du discriminateur D_2 étant appliqué au circuit-porte de l'analyseur d'amplitude. La comparaison de la courbe obtenue (fig. 5a) avec le spectre normal (fig. 5b) illustre la discussion précédente, et montre que le déclenchement par l'impulsion de courant conduirait, dans une expérience de spectrométrie en coïncidence, à une déformation du spectre d'énergie de la source étudiée.

2.2. Déclenchement par l'impulsion de charge

Le montage de mesure de la résolution prompte est similaire à celui de la figure 3. Une valeur de 5 000 Ω a été choisie pour la résistance R qui est suivie d'un amplificateur à haute impédance d'entrée. La courbe de coïncidences promptes obtenue (fig. 6) est dissymétrique ; le flanc de plus petite pente traduit un retard au déclenchement aux faibles

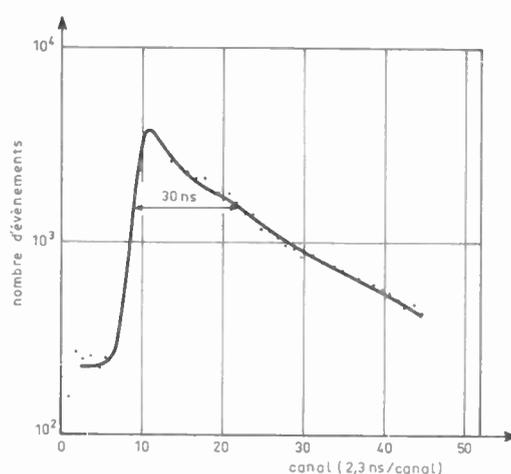


FIG. 6. — Courbe de coïncidences promptes (déclenchement par l'impulsion de charge).

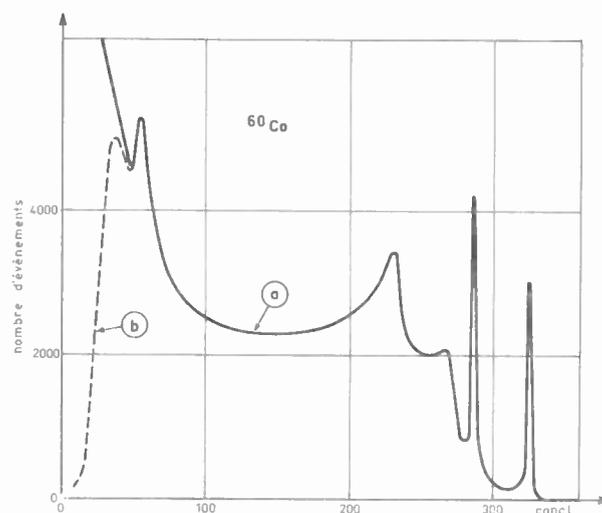


FIG. 7. — a) Spectre normal de ^{60}Co .
b) Limitation en énergie introduite par le circuit de coïncidence.

énergies et les fluctuations du temps de collection des charges.

Comme précédemment, on a relevé le spectre d'énergie de ^{60}Co en coïncidence avec les impulsions fournies par la voie de temps (fig. 7). Cette courbe montre que sont analysés tous les événements correspondant à une perte d'énergie dans le détecteur, supérieure à la valeur définie par le seuil du discriminateur D_2 . Contrairement au cas précédent, l'emploi de l'impulsion de charge pour le déclenchement de la voie de temps entraîne seulement une limitation du spectre aux faibles énergies.

2.3. Comparaison des deux procédés

On a vu que l'utilisation de l'impulsion de courant pour déclencher la voie de temps fournit une courbe de coïncidences promptes symétrique et assez étroite, mais entraîne une déformation consi-

dérable du spectre d'énergie examiné dans une mesure de spectrométrie en coïncidence.

Le déclenchement par l'impulsion de charge, bien qu'il donne naissance à des courbes de résolution prompte dissymétriques et beaucoup plus larges, présente une réponse correcte en énergie dans une plage assez étendue : dans le cas de la figure 7, le spectre de ^{60}Co est bien reproduit pour toutes les énergies supérieures à 150 keV. C'est ce mode de fonctionnement qu'on utilisera dans le montage de spectrométrie en coïncidence décrit ci-après.

Une dernière caractéristique importante est la perte de résolution en énergie due à l'insertion de la résistance R entre la deuxième électrode de la diode Ge(Li) et la masse. Des mesures ont montré que la largeur du pic photoélectrique de 1,33 MeV de ^{60}Co était peu modifiée tant que la résistance R était de valeur faible (100 à 200 Ω), tandis que l'insertion de résistances plus élevées (quelques k Ω) se traduit par un élargissement non négligeable de ce pic, comme l'indique le tableau ci-dessous :

R (Ω)	Largeur de la raie de 1,33 MeV de ^{60}Co (keV)
0	5,1
100	5,5
5 000	7,8
10 000	10

3. Montage de spectrométrie en coïncidence

Compte tenu des conclusions de l'étude précédente, nous avons réalisé un montage de spectrométrie γ utilisant deux détecteurs Ge(Li) en coïncidence.

3.1. Dispositif expérimental

Le schéma fonctionnel est représenté sur la figure 8. Deux détecteurs Ge(Li) de 20 cm³, polarisés respectivement à 450 V et 700 V, sont placés de part et d'autre de la source de ^{60}Co . Chaque diode possède deux sorties isolées, et fournit simultanément deux informations, l'une de temps, l'autre d'énergie.

Une sélection en énergie est effectuée dans la chaîne d'amplification linéaire associée au détecteur D_1 , au moyen d'un sélecteur monocanal SA_1 , qui ne laisse passer que les impulsions dont l'amplitude correspond au pic photoélectrique du rayonnement γ de 1,33 MeV. Le spectre d'énergie du rayonnement γ en coïncidence avec le précédent est relevé à l'aide du détecteur D_2 .

Le circuit de coïncidence rapide se compose d'un convertisseur temps-amplitude, dont les entrées sont attaquées par les signaux de temps prélevés sur les deux diodes Ge(Li) en mode de charge, et d'un

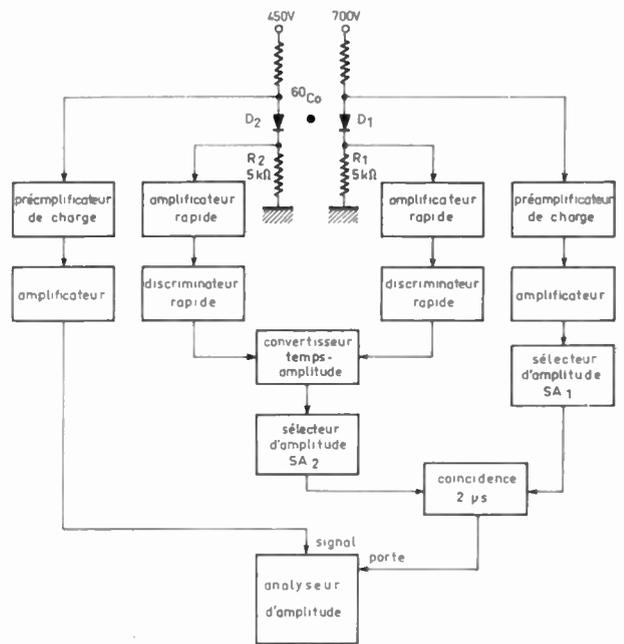


FIG. 8. — Montage de spectrométrie γ utilisant deux détecteurs Ge(Li) en coïncidence.

sélecteur d'amplitude SA_2 . En agissant sur l'intervalle de sélection de ce dernier, on peut régler la résolution de la coïncidence à la valeur désirée. Les signaux issus des sélecteurs SA_1 et SA_2 sont appliqués à un circuit de coïncidence lent (2 μ s) qui permet l'analyse des impulsions provenant de la chaîne d'amplification linéaire associée au détecteur D_2 .

3.2. Résultats

Quelques modifications du schéma précédent permettent de relever la courbe de coïncidences promptes du dispositif : les impulsions issues du convertisseur temps-amplitude sont appliquées à l'entrée de l'analyseur d'amplitude, dont le circuit porte est

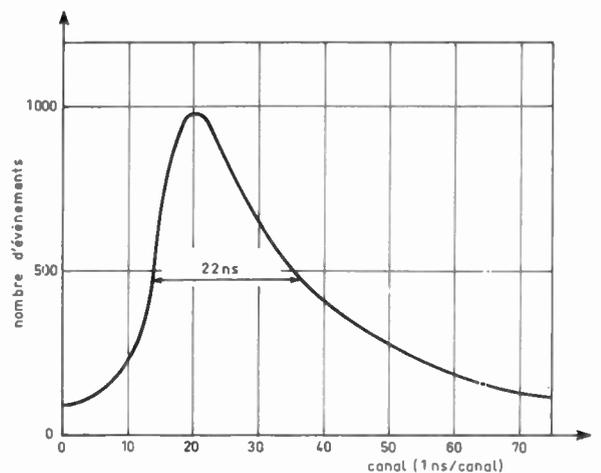


FIG. 9. — Courbe de coïncidences promptes donnée par le montage de la figure 8. Source : ^{60}Co . Le sélecteur d'amplitude de la voie latérale du détecteur D_1 est réglé de manière à ne conserver que les impulsions correspondant au pic photoélectrique de 1,33 MeV ; le détecteur D_2 ne comporte pas de voie latérale de sélection d'énergie.

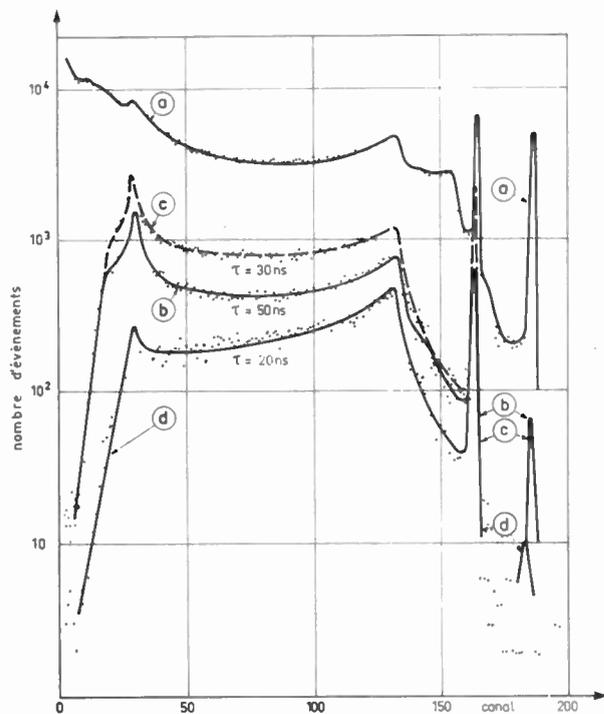


FIG. 10. — a) Spectre normal de ^{60}Co .
b), c), d) Spectres en coïncidence.
 τ = résolution du circuit de coïncidence.

alors commandé par le sélecteur d'amplitude SA_1 . La courbe ainsi trouvée est représentée sur la figure 9, et a une largeur à mi-hauteur de 22 ns.

La figure 10 montre les spectres obtenus avec le montage de la figure 8 pour des temps de résolution du circuit de coïncidence rapide respectivement égaux à 50, 30 et 20 ns. En comparant ces courbes avec le spectre direct de ^{60}Co (fig. 10a), on constate que le pic de 1,33 MeV est de plus en plus affaibli au fur et à mesure que la coïncidence est rendue plus étroite. La présence de ce pic n'est due en effet qu'aux coïncidences fortuites. Si on normalise tous les spectres relativement au pic photoélectrique de 1,17 MeV, on peut définir le facteur de réjection du circuit de coïncidence comme le rapport de l'intensité du pic de 1,33 MeV dans le spectre en coïncidence à celle du même pic dans le spectre direct. Le rapport ainsi défini est respectivement égal à 6 %, 3 % et 2 % dans les trois cas considérés.

Mais tandis que, dans les deux premiers cas, le spectre en coïncidence a la même allure que le spectre direct pour des énergies supérieures à

150 keV environ, une déformation de la partie Compton apparaît dans le troisième cas. En effet, les impulsions de la voie de temps relatives aux électrons Compton de faible énergie, créés dans le détecteur D_2 , présentent alors des retards supérieurs au temps de résolution du circuit de coïncidence.

4. Conclusion

La comparaison des deux modes de fonctionnement du circuit de déclenchement utilisé pour fournir l'information de temps à partir d'un détecteur Ge(Li) de gros volume montre qu'il est plus avantageux d'utiliser l'impulsion intégrée de charge dans une expérience de spectrométrie γ en coïncidence. Le taux de coïncidences fortuites est réduit à 3 % par l'emploi d'un circuit de temps de résolution égal à 30 ns. Dans ces conditions, le spectre n'est pas déformé pour des énergies supérieures à 150 keV et la résolution est d'environ 7 keV pour le pic de 1,17 MeV. Celle-ci dépend non seulement de la valeur de la résistance R_2 , insérée entre la diode D_2 et la masse, mais encore du taux de comptage, qui s'élevait, dans ce cas, à environ 5 000 événements par seconde. On peut envisager l'utilisation de circuits d'amplification linéaire à compensation des pôles et des zéros et de restauration du niveau de base, circuits qui permettraient de porter les fréquences moyennes de répétition à quelques dizaines de milliers d'événements par seconde.

Nous remercions le groupe des semiconducteurs de notre laboratoire qui a mis à notre disposition des détecteurs à sorties isolées.

Bibliographie

- [1] MALM H.L. — *I.E.E.E. Trans. Nucl. Sci.*, NS 13, n° 3, (1966), 285.
- [2] PIGNERET J., SAMUELI J.J., and SARAZIN A. — *I.E.E.E. Trans. Nucl. Sci.*, NS 13, n° 3, (1966), 306.
- [3] EWAN G.T., GRAHAM R.L., and MacKENZIE I.K. — *I.E.E.E. Trans. Nucl. Sci.*, NS 13, n° 3, (1966), 297.
- [4] LAVAITTE A. — Communication privée.
- [5] SARQUIZ et VERDUN. — Rapport CEA, DEG/EI/R.2.192, 1967.
- [6] STRAUSS M.G., LARSEN R.N., and SIFTER L.L. — *I.E.E.E. Trans. Nucl. Sci.*, NS 13, n° 3 (1966), 265.
- [7] KUCHLY J.M. — Thèse de 3^e cycle, Strasbourg, 1967.
- [8] MIEHE J.A., OSTERTAG E., et COCHE A. — *Onde Electrique*, 46, (1966), 801.

Analyse des clichés de chambre à bulles

Jacques NUTTALL
CERN, Genève

1. Introduction

La nécessité de dépouiller rapidement les clichés réalisés dans les chambres à bulles, a conduit de nombreux laboratoires à étudier des systèmes de plus en plus automatisés.

La grande chambre du CERN à Genève fournit actuellement plus d'un million de clichés par an dont un certain nombre sont analysés sur place, les autres étant répartis entre Universités et Centre de recherches européens.

Dans son laboratoire de Genève, le CERN utilise plusieurs procédés, plus ou moins automatisés, d'analyse de ces photos. Parmi ceux-ci les Tables de Mesures de la division Appareillage Nucléaire (NPA) présentent une gamme complète d'analyse puisqu'on y trouve les trois étapes normales du dépouillement, à savoir :

- examen manuel de tous les clichés en vue de sélectionner les événements remarquables ;
- mesure de ces événements par un procédé manuel avec enregistrement de données sur bande perforée ;
- mesure des événements sur des tables en ligne avec un ordinateur CDC 3100.

La figure 1 est une représentation schématique du système complet, depuis l'injection des particules dans l'accélérateur jusqu'aux statistiques effectuées par un ordinateur.

Nous suivrons ces trois étapes en insistant plus particulièrement sur la troisième méthode, opérationnelle au CERN depuis avril 1967.

2. Sélection des événements

Les films sont réalisés selon un procédé stéréoscopique par trois caméras disposées sur la chambre

à bulles. Chaque film, au standard de 70 mm comporte en moyenne 1 000 photos

La sélection des événements est faite manuellement par projection et examen systématique de tous les clichés. La table de projection est équipée de trois projecteurs télécommandés depuis un pupitre placé sur l'avant de la table (marche avant et arrière,

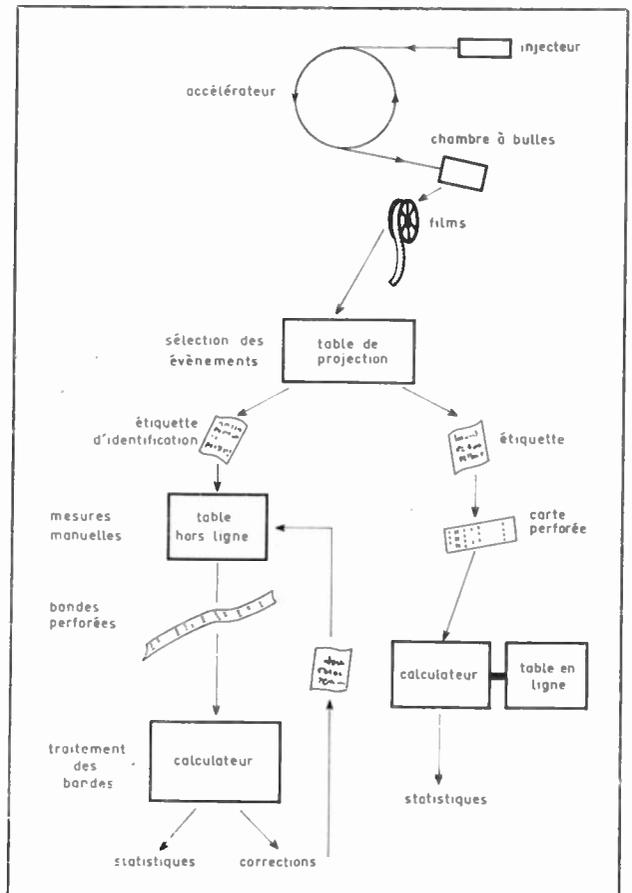


FIG. 1. — Deux procédés d'analyse hors ligne et en ligne.

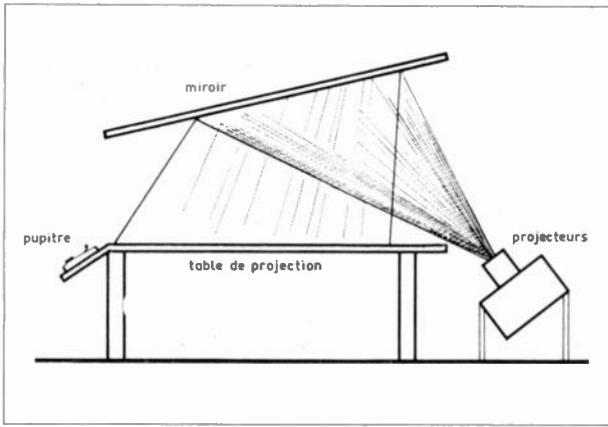


FIG. 2. — Observation des films

allumage et extinction, etc.), un système optique renvoyant l'image sur le plan horizontal de travail (fig. 2 et 3).

L'opératrice peut donc examiner l'un quelconque de ces trois films, photo par photo, en établissant pour chacune d'elles une étiquette d'identification. Lors des mesures précises effectuées ultérieurement, cette étiquette fournira à l'opératrice ou au calculateur, selon les cas, tous les renseignements utiles tels que : numéro du film, position de la photo sur ce film, nature des traces et des points spéciaux à mesurer, etc.

De cette présélection est issue une série de documents dont l'aspect est celui de la figure 4.

Le nombre de photos sélectionnées est très variable suivant la nature de l'expérience en cours : particules accélérées, cibles choisies, etc. La proportion peut varier entre une sur dix et une sur mille (Expériences « Neutrino » par exemple).

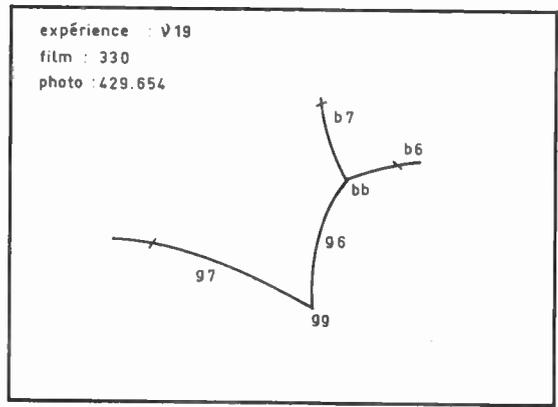


FIG. 4. — Événement sélectionné

2.1. Ancien procédé de mesure

Partant d'un événement sélectionné, il s'agit maintenant de mesurer avec précision les coordonnées des points remarquables des trajectoires sur les trois clichés, de façon à permettre une reconstruction spatiale de la trajectoire. De cette reconstruction seront déterminées les caractéristiques des particules ayant provoqué cette action.

Les photos sont projetées sur des tables identiques, mais équipées d'un système de mesure et de codage des coordonnées. Les mesures sont faites à l'échelle de la photo projetée par deux digitaliseurs en liaison avec deux compteurs bidirectionnels à cinq décades. La figure 5 représente le plan de projection équipé des deux digitaliseurs X et Y (Coordinatographe Haag-Streit). Ce système est également visible sur la figure 3.

Un rail R_2 peut se déplacer sur le plan de la table



FIG. 3. — Coordinatographe Haag-Streit

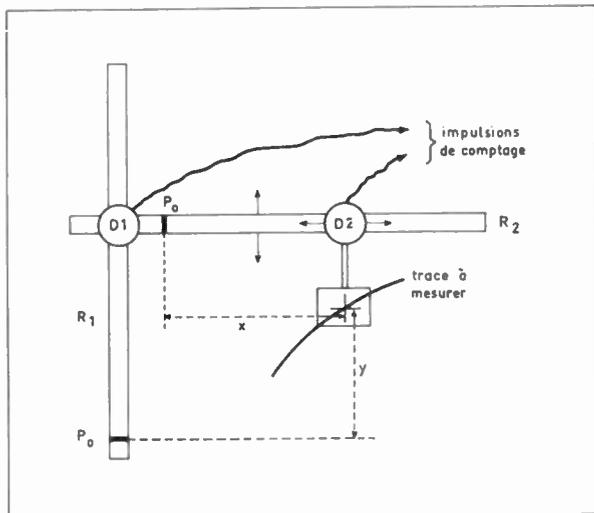


FIG. 5. — Coordinatographe

le long d'un second rail R_1 . Il entraîne un digitaliseur D_1 fournissant un nombre d'impulsions proportionnel à son déplacement, ces impulsions (avant et arrière) commandent un compteur bidirectionnel C_1 qui contient donc à chaque instant la coordonnée Y . Le second digitaliseur D_2 peut se déplacer le long du rail R_2 ; il porte le dispositif de visée destiné à suivre les traces. De la même façon, un compteur C_2 contient à chaque instant la coordonnée X . Un système de lecture série de C_1 et C_2 permet l'enregistrement, sur bande perforée, des coordonnées X et Y . Chaque position dispose, en outre, d'une machine à écrire équipée de micro-contacts suivis d'un codeur connecté au perforateur.

Le schéma-bloc du système est représenté sur la figure 6.

2.1.1. Méthode de mesure

L'opératrice possède un document tel que celui de la figure 4. Elle place donc le film 330 sur ses projecteurs et recherche la photo N° 429.654, elle ins-

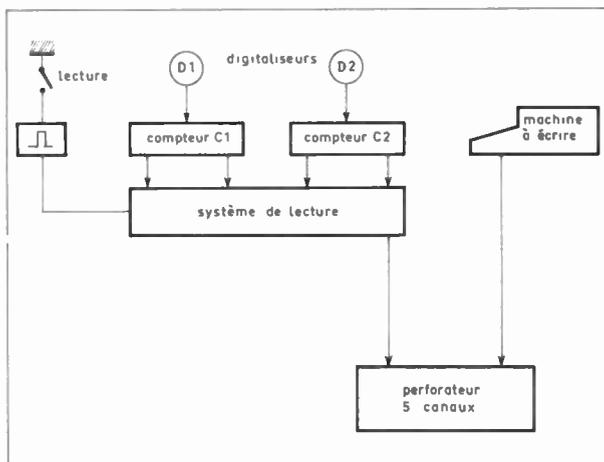


FIG. 6. — Schéma bloc du système de mesure

crit les marques d'identification, son nom et le code de la photo ; ces données sont enregistrées sur la bande perforée. Après avoir contrôlé le zéro sur ses deux compteurs C_1 et C_2 , elle peut commencer ses mesures.

Dans l'exemple de la figure 4, elle place son système de visée sur le point gg , appuie sur son bouton de lecture ce qui a pour effet de transférer, sans l'effacer, le contenu des deux compteurs sur la bande. L'opératrice peut alors mesurer les points des traces g_6 et g_7 . Dès que sa série de mesures est terminée, elle frappe un caractère spécial qui, lors du dépouillement de la bande par un calculateur, permettra le repérage de la fin de cette mesure.

Les inconvénients de cette méthode sont évidents : les bandes ne sont dépouillées que beaucoup plus tard. Si donc des erreurs se sont introduites dans les mesures, elles ne seront détectées qu'au moment du traitement. Elles donneront lieu à une seconde manipulation du film et à une seconde mesure, d'où perte de temps importante.

Il semblait donc nécessaire, soit de traiter les bandes immédiatement, soit de travailler directement en ligne sur un calculateur. Cette seconde solution a été adoptée, entre autres, à la division NPA du CERN, et expérimentée tout au début de 1967.

3. Tables de mesure en ligne sur calculateur CDC 3100

Le but à atteindre était de connecter directement 16 tables de mesure sur un calculateur CDC 3100, chaque table pouvant fonctionner aussi bien « en ligne » que « hors ligne ». Il était aussi précisé que nous devions conserver l'électronique existante des anciennes tables (digitaliseurs, compteurs, perforateur...).

A ce stade, deux possibilités s'offraient à nous :

- considérer chacune des tables comme un organe périphérique du calculateur ;
- utiliser un multiplex entre le calculateur et les seize tables, ce qui ramène à une unité le nombre de périphériques à ajouter.

Nous avons choisi cette seconde solution pour plusieurs raisons. Economie tout d'abord des organes périphériques (un seul au lieu de seize) et plus grande souplesse d'exploitation et de programmation ; ensuite — et cette raison a fortement canalisé notre choix — la division DD du CERN avait déjà réalisé un multiplex compatible avec le CDC 3100, dans le but de tester un équipement en ligne sur cette machine. Ce multiplex nous était donc proposé et nous sommes partis sur ces bases pour élaborer le prototype d'où serait dérivée la série complète des seize tables.

3.1. Fonctionnement général

La figure 7 représente le schéma bloc du système tel qu'il a été réalisé.

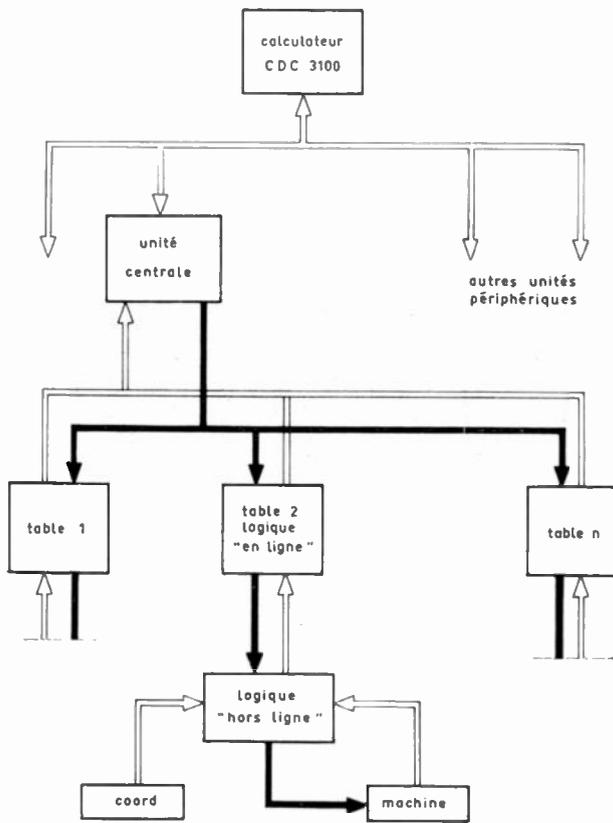


FIG. 7. — Diagramme général

L'Unité Centrale (UC), jouant le rôle de multiplex entre le calculateur et les tables, est vu par celui-ci de la même façon qu'un autre organe périphérique (unité de bande magnétique ou lecteur de cartes, par exemple). La liaison est assurée par un canal d'information bidirectionnel de douze bits et par un certain nombre de lignes spécialisées réservées aux signaux fonctionnels : interruptions de programme, lignes d'état, d'accusé réception, d'écriture ou de lecture. L'UC ne comporte pas de registre-tampon mais joue uniquement un rôle d'interrupteur entre calculateur et tables ; le seul organe actif qu'elle contient, est un explorateur à seize positions qui examine successivement chacune des seize tables. Dès que l'une d'entre elles est en appel, l'explorateur s'arrête et l'UC présente cet appel au calculateur en établissant la liaison directe table → calculateur à travers ses portes d'émission.

L'organigramme de l'Unité Centrale est représenté sur la figure 8.

Toutes les tables sont connectées en parallèle sur les canaux émission et réception issus de l'Unité Centrale ; les problèmes de concurrence sont résolus 1° par l'explorateur de l'UC qui autorise la connexion à une table en appel et une seule, 2° grâce à un système de codage de chaque message particulier émis par le calculateur et destiné à une table donnée.

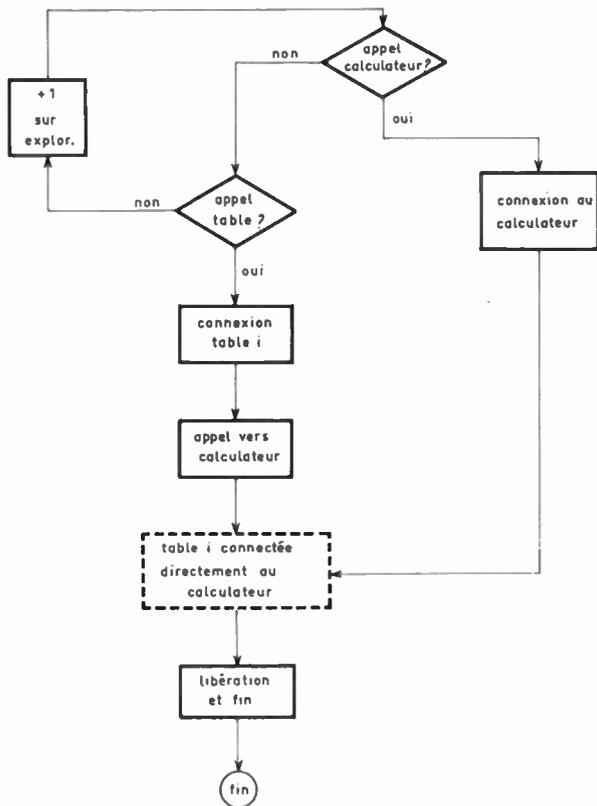


FIG. 8. — Organigramme simplifié de l'unité centrale

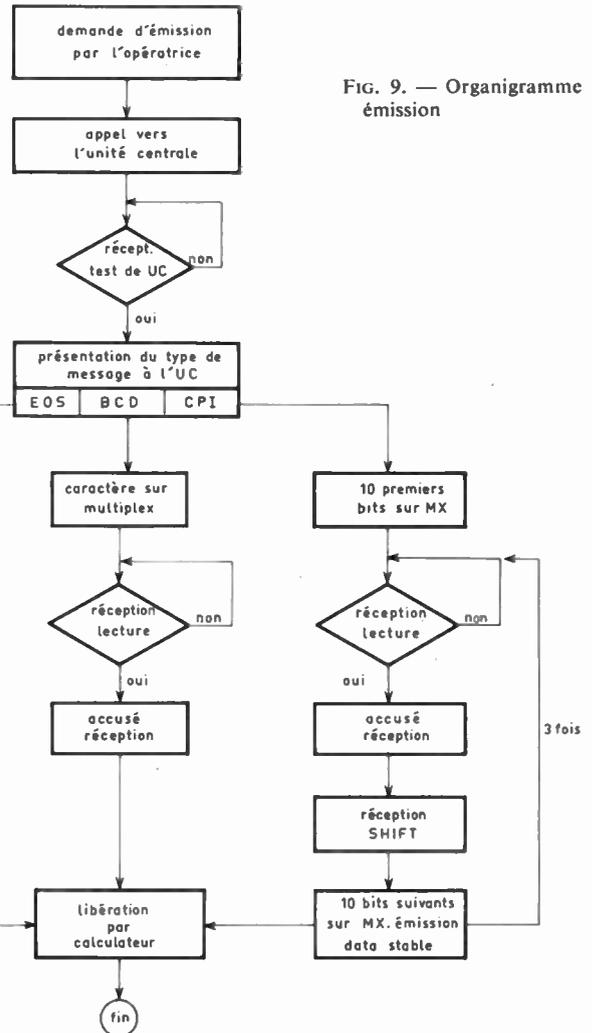


FIG. 9. — Organigramme émission

Les échanges d'informations se déroulent de la façon suivante (organigramme des figures 9 et 10) :

Dans le sens calculateur vers tables, le calculateur se connecte d'abord à l'UC puis effectue un test de disponibilité de la table vers laquelle il veut émettre une information ; si celle-ci n'est pas disponible, il se déconnecte de l'UC pour y revenir plus tard. Si la table est libre, le calculateur émet son information (caractère destiné à la machine à écrire) qui est stockée dans le registre réception de celle-ci, puis il effectue la déconnexion de la liaison. La table exécute son propre programme de frappe d'un caractère sur sa machine en demeurant occupée vis-à-vis du calculateur.

Dans le sens tables vers calculateur, trois types de messages peuvent être émis : un caractère machine à écrire (BCD), une paire de coordonnées X et Y (ou X et Z , ou Y et Z) (codée CPI) et un signal « fin de message » (EOS). Dans ces trois cas, l'information à émettre est contenue dans un registre en même temps qu'un basculeur d'appel est mis au travail. Cet appel est détecté par l'explorateur de l'UC qui vient se connecter à cette table ; une interruption de programme est demandée au calculateur qui, dès qu'il devient disponible, examine la nature du message et le numéro de la table, puis prend connaissance de l'information contenue dans le registre de la table avant de déconnecter la liaison : remise à zéro de la table et remise en marche de l'explorateur.

Sans vouloir entrer dans les détails techniques, citons deux particularités du système :

a) Transmission entre Unité Centrale, Calculateur et tables.

Pour assurer une transmission correcte des signaux tout en les protégeant contre les parasites extérieurs, nous avons utilisés des paires torsadées (twisted pairs) associées à des éléments émetteurs et récepteurs selon le schéma de la figure 11.

Le signal logique (O-V) à l'entrée de l'émetteur est converti dans celui-ci en une modulation de courant (+I -I) injecté dans la paire torsadée ; celle-ci est alimentée et fermée à chaque extrémité sur son impédance caractéristique. Cette modulation de courant est reçue sur tous les récepteurs connectés en parallèle sur la ligne, puis retransformée en signaux de tension logique (O-V) avant utilisation. Cette méthode permet de transmettre sans déformation des signaux à fronts raides (10 à 20 ns) sur une distance de l'ordre de 20 mètres, la protection contre les bruits extérieurs est très bonne puisque nous ne sommes jamais perturbés par de nombreuses sources de parasites tels que les essais de claquage à haute tension, etc.

b) Lecture par le calculateur d'une paire de coordonnées.

Le canal d'information est équipé de douze bits, ce qui est suffisant pour la lecture d'un caractère machine codé à six bits. Par contre, une paire de coordonnées représente dix décades (soit quarante bits en adoptant un codage BCD). Le calculateur

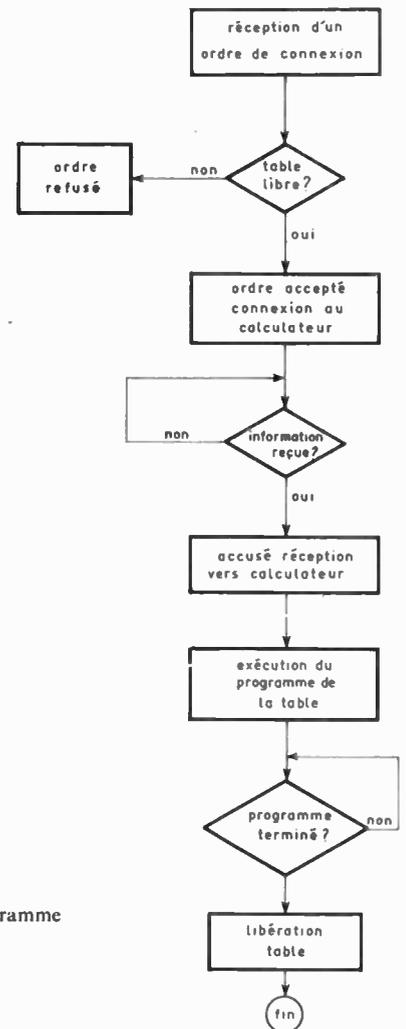


FIG. 10. — Organigramme simplifié réception

doit donc effectuer quatre lectures pour prendre connaissance de l'information complète. Celle-ci est contenue dans quarante basculeurs (fig. 12) dont les sorties sont dirigées sur un multiplex à quarante entrées et dix sorties. La commutation est directement commandée par le calculateur, grâce à un

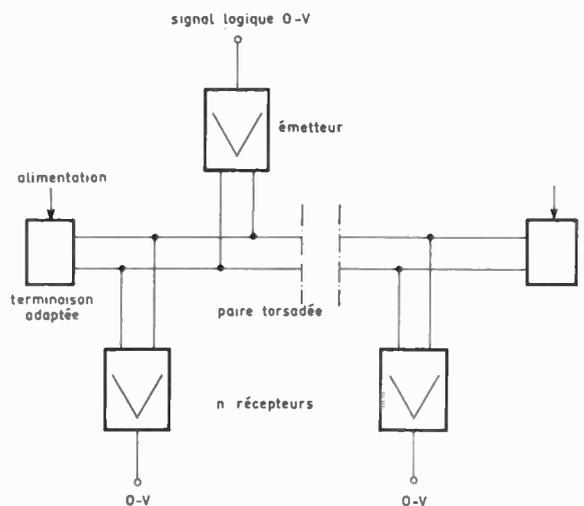


FIG. 11. — Système de transmission

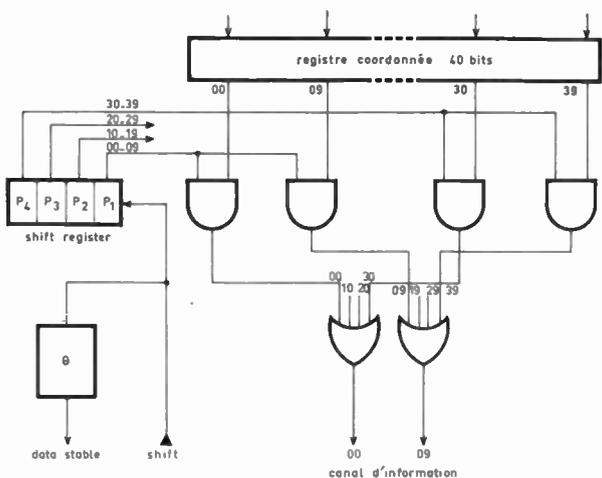


FIG. 12. — Lecture d'une paire de coordonnées

«shift register» à quatre positions. Ce registre est mis en position 1 dès que l'opératrice demande une lecture de coordonnées ; le calculateur lit les dix premiers bits placés sur le multiplex puis émet une impulsion « shift » qui fait avancer d'un pas le registre ; dès que les dix bits suivants sont placés sur le multiplex, la table émet un signal « data stable » précisant au calculateur que l'information suivante est prête. Le processus se répète jusqu'à lecture complète des quarante bits et libération par le calculateur.

Signalons aussi que la parité de l'information est contrôlée tout au long de la chaîne de transmission : dans le calculateur, l'unité centrale et les tables, ce qui permet une localisation rapide du défaut, en cas de faute de parité.

Les photographies (fig. 13 et 14) sont deux aspects d'une table de mesure. Sur la figure 13, on distingue

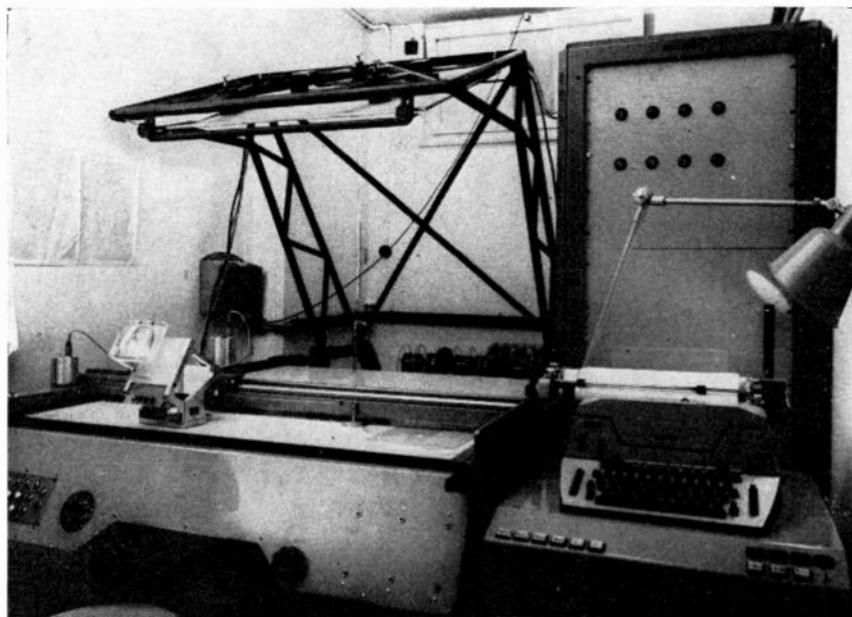


FIG. 13. — Table de mesure

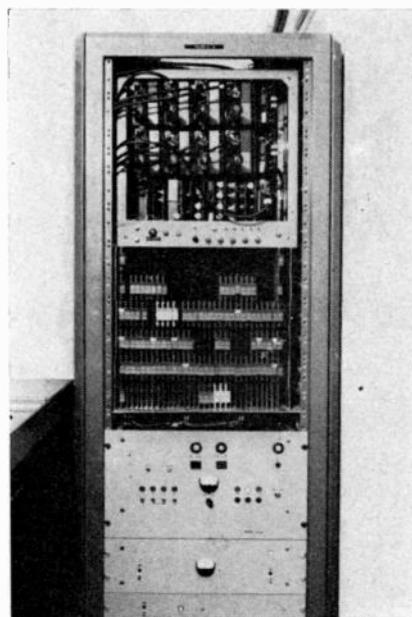


FIG. 14. — Bâti d'électronique

la table équipée de son coordinatographe (rails, digitaliseurs X et Y, système de visée), le miroir de renvoi des images et les trois bobines supérieures des trois projecteurs (au fond) ; à droite, au premier plan, la machine à écrire émettrice-réceptrice. Au second plan, le bâti contenant l'électronique avec, à la partie supérieure, les nixies d'affichage des deux coordonnées (les premières tables ne comportent que quatre décades au lieu de cinq sur les suivantes). La figure 14 est une vue de ce même bâti ouvert montrant en haut les circuits des compteurs C_1 et C_2 (réalisés en blocs Philips) et, en dessous, les circuits d'adaptation « en ligne » réalisés avec les circuits DEC (flip-chip). Le bas du rack étant réservé aux alimentations.

3.2. Méthode de mesure

Dès que le programme « en ligne » est prêt dans le calculateur, celui-ci émet le mot « PRET » vers toutes les tables connectées. Chaque opératrice frappe alors son nom suivi du signe ' (apostrophe), cette information est classée par le calculateur qui émet vers chaque table les caractéristiques du premier événement à mesurer : numéro du film, ordre de la photo, nature de l'expérience, etc.

La mesure est alors effectuée point par point comme dans la méthode « hors ligne », mais les coordonnées sont lues par le calculateur au lieu d'être enregistrées sur une bande de papier. A chaque coordonnée correctement reçue, le calculateur répond à l'opératrice par le symbole / (barre oblique). Dès qu'une trace entière est mesurée, l'opératrice émet le signal « fin de séquence » (EOS) ce qui provoque le début de la reconstruction spatiale de la trajectoire. Dès que cette opération est terminée, le calculateur donne le résultat de ses mesures à l'opératrice :

— mesures correctes : passer à la vue suivante dont voici les caractéristiques...

— mesures incorrectes : la reconstruction de la trajectoire n'a pas été possible, remesurer toute ou une partie de la trace.

Il est évident que cette méthode élimine toute les erreurs de mesures puisque les corrections sont faites immédiatement sans nouvelle manipulation des films, d'où un gain de temps considérable ; on estime actuellement qu'une table de mesure en ligne est plus efficace que trois anciennes tables hors ligne.

3.3. Réalisation pratique

L'Unité Centrale que nous avons utilisée a été réalisée par la Division TC du CERN à l'aide de circuits logiques de la « Digital Equipment Corporation » (DEC). Le prototype des tables de mesures a été construit tout au début de l'année 1967, également avec des circuits DEC ; la machine à écrire utilisée est une machine électrique « Facit » modifiée au Laboratoire d'électronique de la division NPA : elle a été équipée de micro-contacts et d'électro-aimants ce qui lui donne la possibilité de fonctionner en organe d'entrée et de sortie.

L'ensemble de cet appareillage a été mis en service le 26 avril 1967 et les résultats obtenus sur le prototype ont permis de montrer que les principes choisis étaient excellents et que l'extension du système pouvait être envisagée. Les photos de cet article montrent la seconde table dans laquelle la machine Facit, trop fragile, a été remplacée par une « Olivetti » transformée en organe d'entrée-sortie par la firme anglaise « Ultronic ». La série complète des tables sera équipée de cette machine, tandis que l'électronique sera uniquement équipée de circuits intégrés Texas ; six tables sont prévues actuellement, elles seront opérationnelles dans le courant de l'année 1968.

4. Conclusion

Les études se poursuivent activement vers une automatisation complète des opérations de dépouillement des clichés de Chambre à Bulles. De nombreux dispositifs sont en cours d'expérimentation tant au CERN que dans les laboratoires étrangers. Tous visent à réduire au minimum les interventions de l'opératrice tout au long de l'analyse. Citons parmi ceux-ci les digitaliseurs à spot volant commandés par une calculatrice (dispositif Hough Powell) ; ce système permet une mesure très rapide, sans le secours d'une opératrice, après une phase élémentaire de dépouillement par un physicien.

A côté de ce dispositif étudié au CERN, citons entre autre, l'important projet PEPR développé au Massachusset Institute of Technology où la sélection des événements remarquables a été, elle aussi, automatisée. Ceci constitue une étape capitale dans l'évolution de l'analyse de ces clichés en prenant place dans le problème plus général de la reconnaissance des formes.

BIBLIOGRAPHIE

- KUHN G. — « A photo scanning and mesuring device ». Rapport de juin 1964. CERN 64-28. NPA Division.
- NUTTALL J. — « Mise en ligne des tables de mesure des photographies de Chambre à Bulles sur Calculateur CDC 3100 » Rapport interne CERN NPA/Int 67-8, mai 1967.
- BENOT M., GOLDSCHMIDT CLERMONT Y., MONTANET L., et POWELL B. — « La Mesure des Photographies de Chambre à Bulles au CERN » *Industries Atomiques*, Vol. 7, n° 7-8, 1963 (nombreuses références bibliographiques).
- POWELL B. — « Analyse des photographies de chambre à traces à l'aide de digitaliseurs à spot volant » *Courrier CERN*, Vol. 6, n° 1, janvier 1966.
- Auteurs et sujets divers. — « Instrumentation for High Energy physics ». Vol. 20, janvier 1963, page 367 et suivantes.
- JOOSTEN J. — « The digitizing electronics of the Milady Scan Tables ». Rapport interne CERN DD/DA/66-2, janvier 1966.
- EVERSHED B.W. — The control system of HPD 2 on the CDC 6600. Rapport interne CERN DD/DA/66-12, June 1966.

Application de la supraconductivité aux accélérateurs de particules

Mme R. HIREL

Ecole Normale Supérieure

Laboratoire de l'accélérateur linéaire

Devant l'intérêt de la supraconductivité pour les accélérateurs de particules, des expériences sur cavités supraconductrices ont été entreprises fin 1965 au Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire à ORSAY. Le compte rendu exact de ces mesures a été fait dans le rapport LAL.1179 [1].

1. Intérêts de la supraconductivité pour les accélérateurs de particules

1.1. Accélérateurs à température ordinaire

Dans un accélérateur linéaire de particules à température ordinaire, une grande partie de la puissance est dissipée par effet Joule dans les parois de la structure accélératrice. Ainsi à Orsay, le fonctionnement de l'accélérateur d'électrons est tel que 94 % de la puissance P_0 fournie par chaque klystron est perdue par effet Joule le long des parois de chaque section. Seuls 6 % de la puissance est utilisée par le faisceau d'électrons d'intensité faible $I = 20$ mA crête, pour augmenter leur énergie V de 60 MeV par section.

$$P_0 = \frac{100}{6} VI = 20 \text{ MW}$$

En raison de ce très mauvais rendement, la puissance très élevée $P_0 = 20$ MW que les klystrons doivent donner ne peut être fournie que de façon pulsée avec un facteur de travail klystron :

$$F_K = 1,25 \cdot 10^{-4}$$

(50 impulsions par seconde de $2,5 \mu\text{s}$ de durée). Le faisceau d'électrons est accéléré pendant des impulsions de $1,5 \mu\text{s}$ de durée seulement en raison du temps de remplissage de la structure, ce qui con-

duit à un très faible facteur de travail pour le faisceau :

$$F_K = 0,75 \cdot 10^{-4}$$

donc à des courants moyens faibles en comparaison des courants crêtes.

1.2. Généralités sur la supraconductivité

1.2.1. En courant continu ou en courant basse fréquence

La résistivité d'un métal diminue progressivement lorsqu'on diminue la température. Si on continue à diminuer la température jusqu'à une température critique T_c , la résistivité baisse brutalement sur une bande de température qui peut être très étroite, de l'ordre de 10^{-3} °K si le métal est très pur, pour s'annuler presque complètement.

Parmi les métaux supraconducteurs à températures critiques les plus élevées, on a :

$$\text{Pb}, \quad T_c = 7,2 \text{ °K}$$

$$\text{Nb}, \quad T_c = 9,1 \text{ °K}$$

$$\text{NB}_3 \text{ Sn}, \quad T_c = 18,1 \text{ °K}$$

$$\text{NB}_3 \text{ Al}, \quad T_c = 17,8 \text{ °K}$$

1.2.2. En haute fréquence

Le coefficient de surtension d'une cavité augmente progressivement pour un métal pur lorsqu'on abaisse la température. Cependant l'existence d'une saturation dans cette croissance de Q a été signalée : c'est le phénomène de peau anormal [2]. Des calculs simplifiés que nous avons effectués nous ont permis de prévoir les facteurs d'amélioration maximale de Q (par rapport au Q d'une cavité de cuivre à

température ordinaire) pour différents métaux et fréquences :

Métal \ F	F		
	3 000 MHz	1 000 MHz	400 MHz
Al	11	16	24
Cu	4	6	9

Pour des températures plus basses et à partir d'une certaine température critique T_c , le phénomène de supraconductivité apparaît mais de façon moins brutale qu'en courant continu ou en basse fréquence. Pour certaines fréquences inférieures à 10^{11} Hz, la résistivité du métal diminue à partir de $T = T_c$ et s'annule pour $T < T_c$.

Pour des fréquences supérieures à 10^{11} Hz, la résistivité du métal diminue à partir de $T = T_c$ mais ne s'annule jamais. Pour des fréquences très supérieures à 10^{11} Hz, la résistivité du métal ne diminue même plus à partir de la zone de l'effet de peau anormal.

A partir de mesures expérimentales faites à différentes températures à Stanford [3], les facteurs d'amélioration du coefficient de surtension d'une cavité (par rapport au Q d'une cavité de cuivre à température ordinaire) que l'on peut atteindre avec un bon dépôt de plomb ont été donnés pour différentes températures et fréquences.

T	F		
	10 000 MHz	3 000 MHz	1 000 MHz
4,2 °K	600	3 000	15 000
2 °K	20 000	10^5	$5 \cdot 10^5$
1,5 °K	$2 \cdot 10^5$	10^6	$5 \cdot 10^6$

1.2.3. Champs magnétiques critiques

Il existe d'autre part, en courant continu, basse fréquence ou haute fréquence, une valeur de champ magnétique critique H_c qui fait disparaître la supraconductivité. Ce champ magnétique peut être soit extérieur, soit induit dans le supraconducteur par les courants le traversant.

1.3. Accélérateurs à basse température

En construisant un accélérateur supraconducteur où les pertes Joules sont très faibles, on pourrait utiliser toute la puissance fournie par les klystrons pour le faisceau d'électrons et par suite :

— soit, en conservant P_0 du klystron, augmenter l'intensité du faisceau d'électrons accéléré ou augmenter l'énergie V des électrons en tenant compte que, pour des raisons de claquages, on ne peut dépasser $E = 150$ kV/cm ;

— soit, en conservant les valeurs V et I du faisceau d'électrons, diminuer la puissance des klystrons à utiliser et par conséquent avoir la possibilité de faire

travailler ces klystrons avec un facteur de travail plus élevé, jusqu'à $F = 1$.

Le plus intéressant pour les physiciens étant évidemment d'augmenter le facteur de travail car un accélérateur à facteur de travail élevé présente l'avantage :

- 1) d'avoir un courant moyen plus élevé ;
- 2) de permettre des expériences de coïncidences qu'il est difficile de faire avec un faisceau d'électrons pulsé ;
- 3) d'avoir un spectre d'énergie du faisceau accéléré très fin et pratiquement celui défini par la section de groupement, étant donné qu'il sera plus simple de concevoir un pilote continu très stable (par exemple stabilisé par une cavité supraconductrice), de concevoir des alimentations continues très stables pour les klystrons donc d'avoir des gains en énergie par section très stables.

1.4. Différents types d'accélérateurs

Une structure accélératrice de particules est constituée par un guide cylindrique, propageant une onde de mode TM_{01} caractérisée par un champ électrique axial maximal, et où ont été placés des disques percés d'iris en obstacles pour diminuer la vitesse de phase de l'onde jusqu'à $v_\phi = C$, au synchronisme avec des électrons.

Une telle structure peut être utilisée en ondes stationnaires ou en ondes progressives.

1.4.1. Accélérateurs en ondes stationnaires

On oblige la puissance en bout de la structure à se réfléchir grâce à un plan réflecteur, et un régime d'ondes stationnaires s'établit dans la structure qui joue le même rôle qu'un ensemble de cavités résonnantes.

Le champ maximal axial dans une cavité est donné par l'expression :

$$E(z)_{\max} = \sqrt{r \cdot P/L} = \sqrt{r/Q \cdot Q \cdot P_j/L}$$

r : impédance shunt de la structure par unité de longueur,

Q : facteur de surtension de chaque cavité,

P_j : puissance perdue dans la structure par effet Joule,

L : puissance de la structure,

$\frac{r}{Q}$: rapport de l'impédance shunt au facteur de surtension, il est indépendant des pertes, donc de la température.

Au synchronisme $v_\phi = v_e$ entre la vitesse des électrons et la vitesse de phase en ondes stationnaires, le gain en énergie d'un faisceau d'électrons est égal à :

$$V = \frac{e}{2} \cos \phi_0 \int_0^L E(z) dz$$

ϕ_0 : phase d'entrée du faisceau d'électrons par rapport à la HF et la puissance fournie au faisceau P_f peut être supérieure à 99 % de la puissance klystron P_K :

$$P_f = VI = P_K - P_j > 0,99 P_K$$

1.4.2. Accélérateurs en ondes progressives

La puissance HF injectée à l'entrée se propage le long de la structure et la puissance restante en fin de structure est récupérée grâce à un coupleur de sortie. Dans le cas d'un accélérateur supraconducteur, les pertes Joule étant faibles, il reste une grande partie de la puissance en fin de structure et on peut envisager une boucle de réinjection pour injecter à nouveau la puissance restante dans la structure, et ceci plusieurs fois jusqu'à épuisement de la HF.

Au synchronisme, les électrons se déplacent à la même vitesse que l'onde HF. Ils sont donc soumis à un champ électrique $E(z)$ indépendant du temps et plus précisément à la somme des différents champs électriques correspondant aux différentes ondes circulant dans la structure, grâce à la boucle de réinjection.

$$E^2(z) = \frac{\omega}{v_g} \frac{r}{Q} P(z)$$

où $\omega = 2\pi F$ avec $F = 3\,000$ MHz.

$P(z)$: puissance circulant dans la structure,

v_g : vitesse de groupe de la puissance HF circulant dans la cavité.

et le gain en énergie est égal à :

$$V = e \sum_n \int_0^L E(z) \cos \phi_0 dz$$

$$V = e \cos \phi_0 \int_0^{l_m} E(z) dz$$

l_m étant égale à la longueur d'épuisement de la HF dans une structure très longue.

La puissance fournie au faisceau peut aussi être supérieure à 99 % de la puissance klystron P_K :

$$VI > 0,99 P_K$$

1.4.3. Comparaison des solutions d'accélérateurs en ondes progressives et stationnaires

Un accélérateur supraconducteur en ondes stationnaires serait plus simple à faire qu'un accélérateur en ondes progressives à cause de la boucle de réinjection qui est un élément difficile à réaliser. Mais :

— l'onde de retour en ondes stationnaires ne contribue pas à l'accélération mais contribue aux pertes. Dans un accélérateur à ondes progressives, l'onde de retour circule dans la boucle de réinjection qui peut être un guide supraconducteur où les pertes sont plus faibles que dans le guide accélérateur :

— les conditions de stabilité de la fréquence pour une structure en ondes stationnaires sont plus grandes que pour une structure en ondes progressives où, en cas de non synchronisme, seul le glissement des électrons par rapport à l'onde aller intervient. Pour les réinjections suivantes, on annule ce glissement grâce au déphaseur situé dans la boucle ;

— le champ électrique maximal en ondes stationnaires est deux fois le champ électrique moyen accélérant. Donc, si l'accélérateur fonctionne au voisinage des champs de claquages, ceci peut être un gros inconvénient ;

— l'énergie donnée à un faisceau d'électrons pour une structure en ondes stationnaires est égale à la moitié de celle obtenue pour une structure en ondes progressives avec boucle de réinjection avec la même puissance P_K de klystron.

2. Résultats et expériences

Avant de porter sur des structures accélératrices ou déflectrices ces mesures ont porté sur un élément d'une structure, c'est-à-dire sur une cavité cylindrique dont les caractéristiques principales sont les suivantes :

2.1. Fréquence de résonance

3 000 MHz, mode accélérateur (TM_{010}) ou mode déflecteur (TM_{110}).

2.2. Cavités usinées en cuivre OFHC en deux moitiés

Certaines cavités du mode TM_{010} sont coupées par un plan passant par l'axe du cylindre. Ce plan ne coupe théoriquement aucune ligne de courant

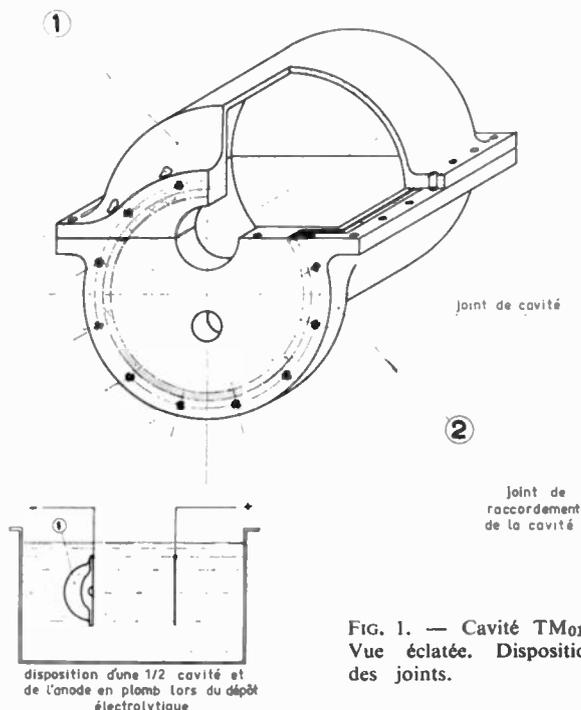


FIG. 1. — Cavité TM_{010} . Vue éclatée. Disposition des joints.

et le contact entre les deux moitiés de cavité ne doit être soigné qu'au point de vue étanchéité au vide (joint d'indium) (fig. 1). D'autres cavités, mode TM_{010} et mode TM_{110} , sont coupées par un plan perpendiculaire à l'axe du cylindre. Les deux moitiés de cavité sont alors brasées ensemble à l'eutectique AgCu (fig. 2 et 4).

2.3. Le dépôt supraconducteur est un dépôt de plomb

Sur les cavités ouvertes, le dépôt de plomb est effectué successivement sur chacune des deux moitiés avant assemblage et serrage avec joint. Des essais ont été faits avec des dépôts de plomb obtenus d'une part par évaporation [4], d'autre part et surtout par électrolyse à partir d'un bain de fluoborate de plomb, [5] (fig. 1). Sur les cavités brasées, le dépôt de plomb, qui doit recouvrir la zone de contact entre les deux moitiés, est fait à l'intérieur de la cavité, une fois celle-ci brassée, par électrolyse à partir du même bain de fluoborate de plomb (fig 2, 3 et 4).

L'élément original de nos essais a été l'utilisation d'une anode tournante dans une cavité fermée. Les figures 3 et 4 donnent les détails de l'installation de ce type de dépôt de plomb. L'anode (11) est une barre de plomb pur que l'on introduit ou que l'on retire de la cavité à plomber par la cheminée (15), grâce à une pince (14) manœuvrée de l'extérieur. Quand l'anode (11) a la position voulue dans la cavité, et en particulier dans la pièce de plexiglass porte-anode (8) enfoncée dans la cavité par un des trous de passage des électrons, elle est maintenue grâce à une tige filetée (7) métallique que l'on enfonce et qui, en plus, assure le contact électrique entre l'anode et l'alimentation extérieure (3). A ce moment, le crochet de la pince (14) est retiré de l'anode puis de la cavité. La cavité est alors plongée dans le bain de fluoborate de plomb. Ce bain circule dans la cavité pour améliorer la qualité du dépôt ; il pénètre dans la cavité par le deuxième trou de passage des électrons (16) et est aspiré par une pompe reliée à l'orifice (10). L'ensemble porte-anode a la possibilité d'être tourné à l'extérieur (1) et l'anode peut ainsi se déplacer autour de l'axe de la cavité et couvrir toute la surface de la cavité. Le mouvement doit être lent et régulier pour avoir de bons résultats, de l'ordre de 30 tours par minute. La densité moyenne de courant est de 1 A/dm^2 .

2.4. Les mesures des coefficients de surtension

Elles ont été faites à $4,2 \text{ }^\circ\text{K}$ avec des puissances HF faibles, inférieures à 2 W . A cette température et à cette fréquence, l'amélioration des coefficients de surtension d'une cavité par rapport à ceux d'une cavité de cuivre à température ordinaire a été estimée à un facteur 3 000 [3].

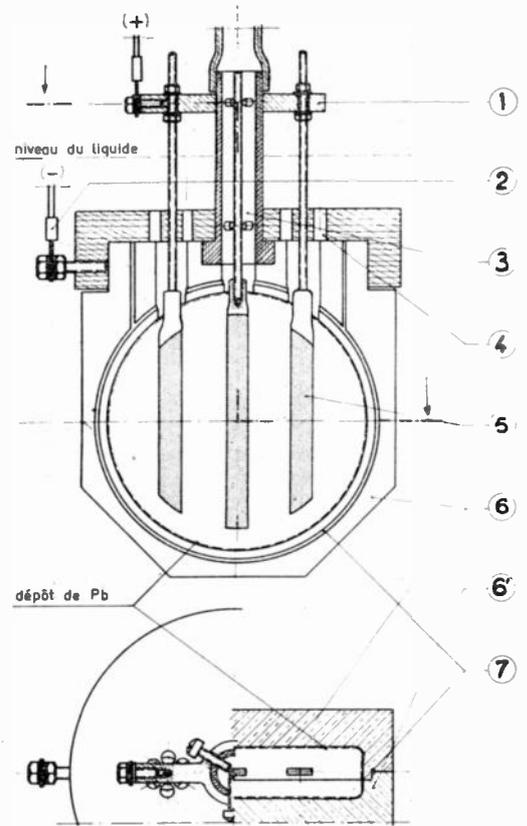


FIG. 2. — Cavité TM_{010} brasée, dépôt électrolytique avec 3 anodes.

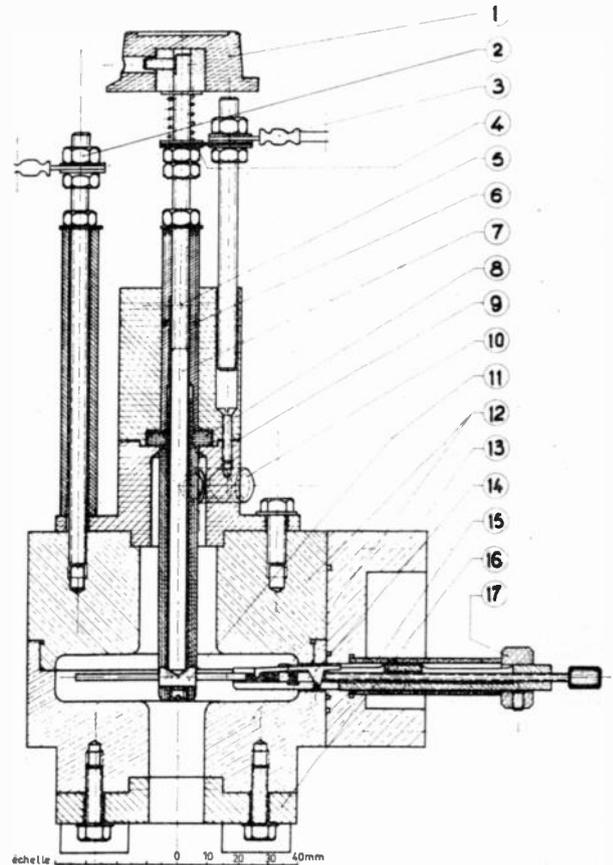


FIG. 3. — Cavité TM_{010} brasée, dépôt électrolytique avec une anode tournante.

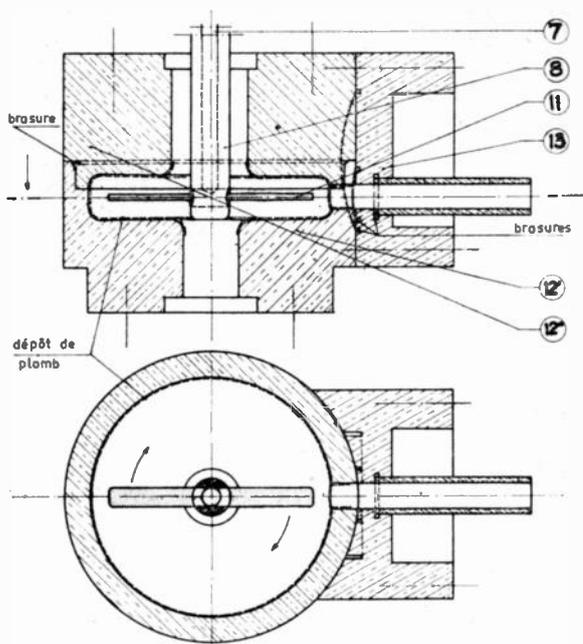


FIG. 4. — Cavité TM_{010} dépôt électrolytique avec une anode tournante.

2.5. Le cryostat des expériences 1965-1966 [6]

Il est d'un type classique. Par contre, le cryostat pour les expériences 1967 [7] avec faisceau est d'un type particulier (fig. 5). Le récipient d'azote liquide

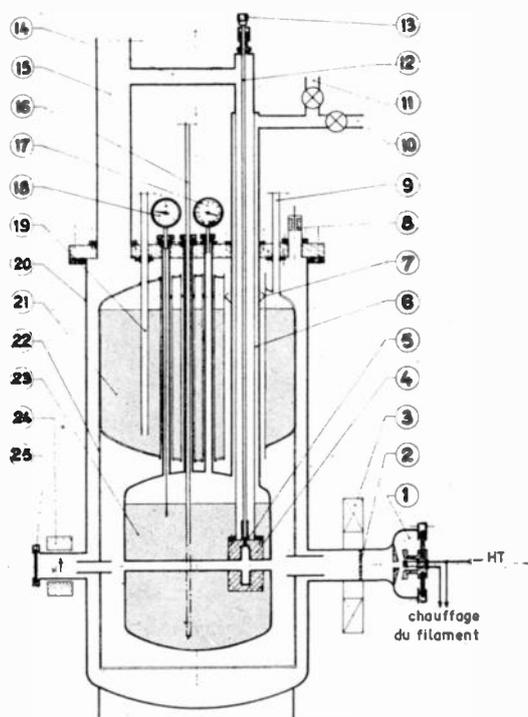


FIG. 5. — Cryostat 1967. Description générale. NB : tous les éléments en particulier la came de transfert, ne sont pas situés sur un même plan.

(21) se trouve au-dessus du récipient d'hélium liquide (23). Seule une chemise cylindrique de cuivre reliée au récipient d'azote sert de barrière thermique (22) entre la température extérieure et la température du bain d'hélium.

Les vides internes à la cavité et au passage du faisceau d'électrons et les vides intermédiaires entre azote liquide et hélium liquide, température extérieure et azote liquide, se correspondent pour des facilités de réalisation mécanique du cryostat.

2.6. Les mesures des coefficients de surtension élevés

Elles ont été faites par la méthode du décrétement logarithmique en étudiant le temps de décroissance de la puissance HF dans les cavités après coupure de l'alimentation HF. Les résultats ont été les suivants :

A. En 1965-1966

	— Cavité cylindrique — rayon : 4 cm — hauteur : 0 cm — mode : TM_{010} — coupée par un plan axial — avec joint d'indium (fig. 1)	— Cavité cylindrique — rayon : 4 cm — hauteur : 1,5 cm — mode : TM_{010} — coupée par un plan section droite — brasée (fig. 2)
Q à espérer à 4,2 °K	$2,3 \cdot 10^4 \times 3\ 000 = 7 \cdot 10^7$	$10^4 \times 3\ 000 = 3 \cdot 10^7$
Q expérimental de dépôt par électrolyse.	$2 \cdot 10^8$	10^8
Q expérimental de dépôt par évaporation.	$6 \cdot 10^8$	

B. En 1967

Cavité cylindrique

rayon : 4 cm
hauteur : 1,5 cm
mode : TM_{010}

brasée dans un plan de section droite
dépôt électrolytique de plomb grâce à une anode tournante (fig. 3 et 4)

2 trous de diamètre 20 mm et 25 mm pour le passage du faisceau d'électrons

Q théorique à 300 °K pour une cavité de cuivre $< 10^4$

Q à espérer à 4,2 °K pour une cavité avec plomb $< 3 \cdot 10^7$

Q expérimental = $8 \cdot 10^5$

E_z longitudinal = 4 kV/cm avec une puissance de 1,5 W.

Malgré ce coefficient de surtension plus bas qu'espéré, nous avons envoyé un faisceau d'électrons de 40 keV 0,1 mA dans la cavité. Pour observer le

gain en énergie de ce faisceau, nous l'avons soumis à une légère déflexion à la sortie du cryostat grâce à un petit aimant de 50 gauss environ. Le faisceau d'électrons étant envoyé de façon continue, seuls les électrons correspondant à une phase optimale par rapport à la HF sont accélérés au maximum, les autres sont moins accélérés ou même décélérés. La tache du faisceau obtenu sur la cible luminescente à la sortie du cryostat étant circulaire et décalée de 1 cm environ (grâce à l'aimant défecteur) sans HF s'allonge dans ce plan défecteur avec HF; certains électrons étant accélérés sont ramenés vers le centre, d'autres étant décélérés sont éloignés du centre. Nous avons pu apprécier sur des électrons de 40 keV, un gain en énergie de 5 keV ce qui correspond aux calculs faits d'interaction faisceau avec cette cavité supraconductrice.

Bien que ces expériences soient encore dans un stade préliminaire et en particulier n'aient pas donné les résultats espérés, elles ont néanmoins permis d'atteindre un certain nombre de résultats en ce qui concerne :

— la réalisation de dépôts supraconducteurs de

plomb par électrolyse avec une anode tournante (§ 2 et 3).

— la réalisation d'un cryostat permettant l'interaction d'un faisceau d'électrons avec une cavité supraconductrice (§ 2 et 4).

— l'étude de l'interaction d'un faisceau d'électrons avec une cavité accélératrice (§ 2 et 6B).

Bibliographie

- [1] Rapport du Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire à ORSAY n° LAL - 1179.
- [2] PIPPARD A.B. — Advances in electronic and electron physics VI, 1954.
- [3] WILSON P.B. — HELP 434, 1966, STANFORD UNIVERSITY.
- [4] Dépôt par évaporation fait par F. BRIQUARD Institut d'électronique ORSAY.
- [5] Dépôt par électrolyse fait par J.L. SAURY au Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire.
- [6] Cryostat construit par la Société T.B.T. à Grenoble.
- [7] Cryostat construit par S. BUHLER, Service du Froid, Institut de physique Nucléaire à ORSAY.

CORRESPONDANCE

Amplificateur de très faibles courants pour applications spatiales

J. AUZILLEAU

C.N.E.T. - Département S.R.T.

Le montage utilisé (fig. 1) est dit « à contre-réaction totale ». Avec les hypothèses généralement admises, on démontre que la tension de sortie E_s est égale à $-RI_s$ et que l'impédance d'entrée est voisine de R/A (A étant le gain en tension boucle ouverte de l'amplificateur). En conséquence, si on désire un amplificateur sensible on est conduit à utiliser une résistance R élevée, ce qui limite la réponse en fréquence à cause de la constante de temps du réseau d'entrée.

Réalisation

Le choix s'est porté sur le transistor MOS présentant une impédance d'entrée comprise entre 10^{18} et $10^{15} \Omega$.

Un étage différentiel constitué par deux transistors MOS appariés et contenus dans le même boîtier attaque un

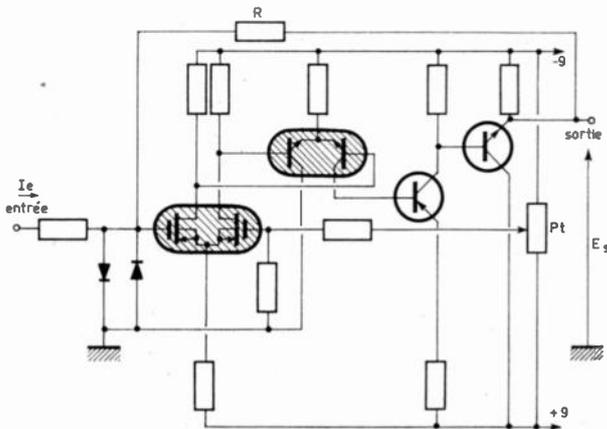


FIG. 1.

second étage différentiel constitué par deux transistors classiques, mais également appariés et situés dans le même boîtier. Le dernier transistor monté en émettodyne confère à l'ensemble une faible impédance de sortie.

En l'absence de contre-réaction le gain en tension A de l'amplificateur est de l'ordre de 1 000.

On annule la tension de sortie pour un courant d'entrée nul, en agissant sur la polarisation de la « porte » du second transistor MOS grâce au potentiomètre Pt.

Pour éviter des erreurs importantes dues à la transmission par télémessure dans le cas des courants les plus faibles, un amplificateur complémentaire de gain en tension 10 est mis en œuvre (fig. 2). On obtient ainsi sur la sortie 2 une tension de l'ordre d'une centaine de millivolts au lieu d'une dizaine de millivolts sur la sortie 1. La sortie 1 est utilisable directement pour les courants les plus forts, un écrêteur évitant que la tension sur la sortie 2 excède la limite qui perturberait le fonctionnement de la télémessure.

Signalons que l'amplificateur possède un compartiment étanche sous atmosphère d'argon sec dans lequel sont placés les transistors MOS et la résistance de contre-réac-

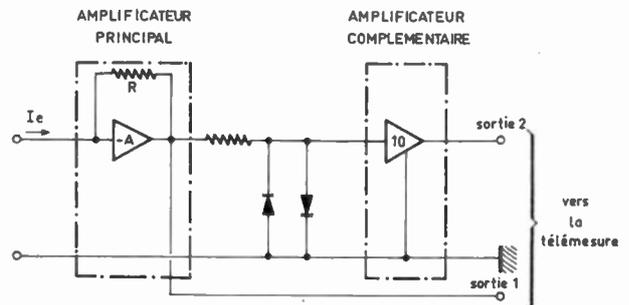


FIG. 2.

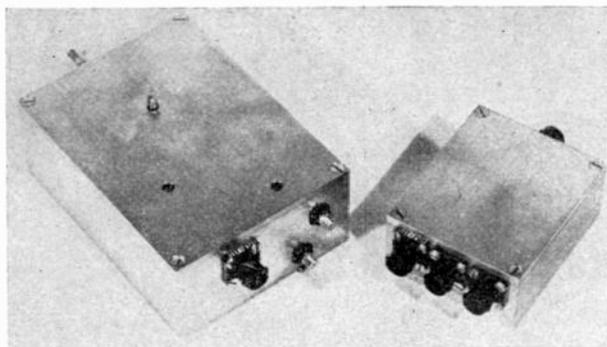


FIG. 3.

tion. En effet les circuits d'entrée et de contre-réaction de l'amplificateur doivent être maintenus à l'abri de toute humidité qui viendrait perturber les résistances d'isolement et entraînerait un fonctionnement défectueux. On voit sur la figure 3 l'amplificateur (à gauche) et l'emplacement du queusot. A côté de l'amplificateur figure l'alimentation stabilisée qui peut alimenter trois amplificateurs en parallèle.

Dispositif de protection du transistor MOS d'entrée

Les deux diodes montées tête-bêche à l'entrée de l'amplificateur sont triées pour présenter de hautes résistances directes et inverses aux très faibles courants et ont un rôle de protection vis-à-vis du transistor MOS d'entrée. On utilise pour cela les diodes base-collecteur de transistors 2 N 918. Nous avons mesuré les résistances directe et inverse présentées par ces diodes en appliquant à leurs bornes une tension de 5 mV qui est la tension maximale prenant naissance à l'entrée de l'amplificateur, en utilisation normale.

A 60 °C les résistances directe R_d et inverse R_i de la diode la plus mauvaise sont respectivement de $7,5 \cdot 10^8 \Omega$ et $2,4 \cdot 10^9 \Omega$ se traduisant par l'introduction d'une résistance parasite R_p (équivalente à la mise en parallèle de R_d et R_i) de $5,7 \cdot 10^8 \Omega$.

Cette résistance parasite R_p est équivalente à une résistance AR_p mise en parallèle sur la résistance de contre-réaction R .

Nous admettons qu'il suffit que $AR_p = 100 R$ pour que le fonctionnement de l'amplificateur ne soit pas perturbé. A est de l'ordre de 1 000, ce qui conduit, pour le cas d'un amplificateur utilisant deux diodes identiques, à la plus mauvaise, à une résistance R maximale de $R = 10 R_p = 5,7 \cdot 10^9$, soit en prenant 10^{-2} V comme tension minimale décelable à la sortie de l'amplificateur,

à un courant minimal mesurable de $\frac{10^{-2}}{5,7 \cdot 10^9} = 1,7 \cdot 10^{-12}$ A.

Performances

L'amplificateur linéaire que nous allons examiner détecte des courants variant de $5 \cdot 10^{-9}$ à 10^{-11} A (résistance de contre-réaction $R = 10^9 \Omega$). Sa dynamique, qui est donc de 54 dB, est limitée vers les courants élevés par la saturation de l'amplificateur et vers les courants faibles par le bruit et les dérives de l'amplificateur.

Les tensions continues de sortie maximales disponibles avant saturation en fonction des résistances de charge sont celles données par les courbes de la figure 4.

La courbe relative à l'amplificateur complémentaire a été relevée en l'absence d'écrêteur. Avec écrêteur, la tension à l'entrée est limitée à $\pm 0,5$ V environ et la tension à la sortie, par conséquent, n'excède pas ± 5 V.

La bande passante à 3 dB de l'amplificateur principal est de 65 Hz. Le bruit en courant ramené à l'entrée dans la bande équivalente de bruit 2 Hz-50 Hz est de $5 \cdot 10^{-13}$ A eff. et dans la bande 2 Hz-100 Hz, il est de $9 \cdot 10^{-13}$ A eff.

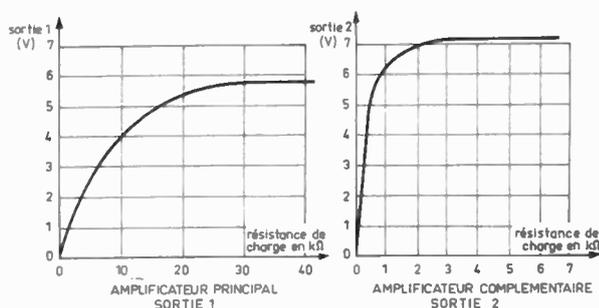


FIG. 4.

Dérives dans le temps à la température ambiante (# 25 °C)

Les mesures de dérive qui suivent sont faites avec l'entrée de l'amplificateur en circuit ouvert, ce qui correspond au cas impédance de source infinie et courant d'entrée nul.

La dérive en courant ramenée à l'entrée, en fonction du temps et à température ambiante constante (# 25 °C), déduite d'un enregistrement qui a duré 48 heures sans interruption, est, après les dix minutes qui suivent la mise sous tension, inférieure à $2 \cdot 10^{-13}$ A.

Afin de mieux préciser la dérive qui suit la mise sous tension de l'amplificateur nous avons procédé à trois enregistrements de la façon suivante :

- enregistrement pendant les deux heures qui suivent la mise sous tension ;
- interruption de l'alimentation pendant une heure ;
- remise sous tension et enregistrement pendant deux heures ;
- interruption pendant une heure, etc.

Les trois enregistrements fournissent des résultats identiques ; la dérive ramenée à l'entrée est de $4 \cdot 10^{-13}$ A pendant les cinq premières minutes, et de $1 \cdot 10^{-13}$ A de la sixième à la dixième minute.

La dérive ramenée à l'entrée est donc de $5 \cdot 10^{-13}$ A durant les dix premières minutes et au-delà elle devient négligeable ($2 \cdot 10^{-13}$ A en 48 heures alors que la durée d'utilisation est de quelques minutes).

Dérives en fonction de la température

Le décalage en courant ramené à l'entrée est de 10^{-13} A/°C dans la gamme de température 0 °C à + 60 °C.

La dérive en courant ramenée à l'entrée est inférieure à $\pm 0,1$ %/°C de la valeur mesurée, dans la gamme 0 °C à 60 °C.

Nous avons également enregistré la dérive de l'amplificateur sous l'effet d'un choc thermique. Pour cela nous avons porté à + 60 °C un bloc d'acier (un trou percé dans le bloc d'acier recevait une sonde de température du type « allumette » afin de contrôler la température) et fixé à l'aide d'une bride l'amplificateur et son alimentation sur ce bloc. Le tout fut replacé à température ambiante de + 60 °C.

L'enregistrement de la figure 5 indique d'une part l'évolution dans le temps de la température à l'intérieur de l'amplificateur électromètre (mesuré à l'aide d'une sonde type « timbre poste ») et d'autre part la valeur correspondante de la dérive en courant ramenée à l'entrée. On voit que cinq minutes après la montée en température (ce qui est l'ordre de grandeur de la durée d'une expérience par fusée) la dérive ramenée à l'entrée est $3 \cdot 10^{-13}$ A.

Alimentation

Les alimentations stabilisées associées à l'amplificateur délivrent des tensions de + 9 V et - 9 V identiques à

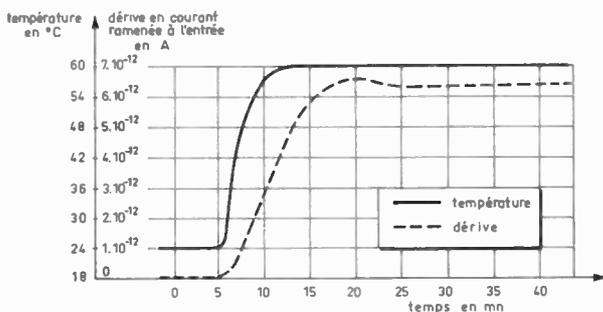


FIG. 5.

mieux que 100 mV près vis-à-vis de variations combinées de température (0 °C à + 60 °C) et de débit, pourvu que les tensions à réguler restent comprises entre ± 11 V et ± 14 V (tensions fournies par batteries). Mentionnons qu'une différence de 100 mV entre les deux tensions de ± 9 V entraîne un décalage en courant ramené à l'entrée équivalent à 2.10^{-13} A. La consommation maximale de l'ensemble amplificateur, qui se produit pour un courant maximal détecté de 5.10^{-9} A, est de 9 mA sous ± 9 V, soit une puissance de 162 mW.

La consommation globale dans le cas d'alimentation par des batteries de + 12 V et - 12 V (et qui tient compte alors de la puissance consommée par l'alimentation stabilisée) est dans des conditions de mesure identiques aux précédentes de 17 mA sous ± 12 V, soit une puissance voisine de 400 mW.

Essais aux vibrations

L'amplificateur et son alimentation ont subi sans dommage et suivant les trois axes, les essais suivants sur table vibrante :

— en vibration sinusoïdale avec une vitesse de balayage en fréquence de deux octaves par minute :

de 20 Hz à 28 Hz essai à amplitude constante de 0,5 inch crête-à-crête (ce qui pour 28 Hz correspond à une accélération maximale constante de 20 g ;

de 28 Hz à 2 000 Hz, essai à accélération maximale constante de 20 g ;

— en bruit blanc, dans la bande 50 Hz-2 000 Hz, essai durant trois minutes à accélération efficace de 30 g.

Conclusion

Nous avons décrit un amplificateur linéaire dont la sensibilité maximale est 10^{-11} A, mais il est aisé de réaliser sur le même principe un amplificateur dont la sensibilité maximale atteint 10^{-13} A.

On peut également réaliser des amplificateurs à réponse logarithmique en remplaçant la résistance R par un ou plusieurs éléments non linéaires montés en série (diodes par exemple). Nous avons ainsi mis au point un amplificateur qui couvre la gamme 10^{-11} à 10^{-4} A.

Certains amplificateurs identiques dans la conception et de sensibilités diverses ont déjà été utilisés pour des essais au sol de sondes de Langmuir à l'Institut Franco-Allemand de Saint-Louis et ils le sont de nouveau pour des essais semblables qui ont lieu à l'ONERA sous la responsabilité du Groupe de Recherches Ionosphériques du CNET.

Pour la mise au point du prototype « embarquable » destiné à des essais sur fusée, nos efforts portent essentiellement sur une réduction de l'encombrement et du poids. Nous pensons réaliser un amplificateur de performances identiques à celui décrit dans cet article, occupant un volume de l'ordre de 65 cm³ et pesant moins de 200 g.

Le polytétrafluoréthylène (PTFE)

C'est par hasard, dit-on, que le Dr Roy J. Plunkett, chimiste de la société DU PONT de NEMOURS a découvert en 1938 le polytétrafluoréthylène. Le PTFE est le premier des matériaux aujourd'hui connu de la branche des résines fluoro-carbonées. C'est actuellement le plus important des fluoro-carbones. Il est fabriqué sous diverses marques déposées : TEFLON, HOSTAFON TF, ALGOFON, FLUON, SORFLON, etc. Le PTFE appartient au groupe des thermoplastiques. Son point de fusion est d'environ 327 °C. Mais, à cette température, il possède encore une viscosité si importante qu'il conserve l'apparence d'un solide, c'est pourquoi la transformation de la poudre de PTFE en produits finis ne peut pas être menée par les techniques de fusion de la plupart des thermoplastiques. La poudre de PTFE est d'abord comprimée puis frittée, comme certains métaux. De même, il n'est pas possible d'injecter le PTFE ou de l'extruder selon la technique conventionnelle. La transformation du PTFE exige donc des machines spéciales puisque les machines de transformation classiques des matières plastiques ne peuvent pas convenir pour le PTFE. Le PTFE est pratiquement inerte à toutes les corrosions chimiques. En fait, il n'est attaqué que par certains composés fluorés sous haute température et pression, ainsi que par les métaux alcalins fondus. La plage de température d'emploi du PTFE est - 190° + 250 °C. Son aspect, bien connu, est blanc ivoire, il n'est pas toxique. Le coefficient de frottement du PTFE est extrêmement bas, voisin de celui du frottement de la glace humide sur la glace. Il présente une anti-adhérence exceptionnelle et très peu

de produits collent à sa surface. C'est un excellent isolant diélectrique, il conserve ses caractéristiques malgré les variations de fréquence et de température.

Parmi les utilisations du PTFE dans l'industrie électronique, on peut citer :

Pièces usinées pour connecteur coaxial, raccord, bobines, relai — Feuilles et plaques pour transformateurs de hautes fréquences, générateurs, relai, bobines — Feuilles frittées ou non frittées pour isolation de câbles et de bobines — Câbles isolés pour ordinateurs, radars, appareils ultrasoniques, instruments de mesure — Câbles magnétiques pour relais subminiatures — Feuilles métallisées pour circuits imprimés, à support PTFE ou tissu de verre imprégné de PTFE — Circuits imprimés film de FPTE métallisé cuivre, etc.

L'absence de point de fusion oblige le transformateur à suivre le processus suivant :

- 1) comprimer à froid une préforme à partir de la poudre de PTFE
- 2) porter cette préforme au point de fusion de façon à obtenir une masse homogène possédant les caractéristiques de la préforme.

Il est pratiquement impossible de réaliser directement par moulage des formes complexes. La technique habituelle consiste à fabriquer des formes simples ; on obtient la pièce définitive par les moyens habituels d'usinage : tournage, sciage, déroulage, tranchage, fraisage, etc.

Le processus du frittage comporte l'obligation de porter le polymère à son point de gel de 327 °C de façon à permettre l'organisation cristalline et l'association de toutes les particules individuelles.

L'organisation cristalline dépend de la façon dont le PTFE est refroidi et particulièrement de la manière dont il quitte son point de gel. Si l'on veut un produit possédant une cristallinité basse, une grande flexibilité, une faible porosité, il faudra refroidir très rapidement le PTFE.

On utilise trois techniques de moulage. Quel que soit le procédé employé, la poudre est comprimée dans un moule de façon à obtenir une préforme.

Dans la technique du frittage libre, la préforme est sortie du moule puis portée, en étuve, au point de gel et refroidie dans l'étuve.

Dans la technique du frittage sous pression, la préforme est laissée dans le moule et le moule avec son contenu sont portés dans l'étuve pour frittage. Lorsque le PTFE est à son point de gel, on sort l'ensemble du four et on porte le moule sous la presse en appliquant une pression sur le polymère durant tout le refroidissement.

Le frittage sous pression consiste à porter le moule avec son contenu de polymère dans l'étuve et à maintenir le moule bridé de façon à ce que la pression soit maintenue constante lors du frittage et lors du refroidissement.

L'extrusion granulaire de PTFE présente une différence fondamentale avec l'extrusion des polymères conventionnels ; elle devrait s'appeler un moulage répétitif ou continu ; elle peut être effectuée en utilisant une extrudeuse à vis

ou à piston. L'extrusion lubrifiée s'effectue en ajoutant à la poudre de PTFE une huile d'hydrocarbure qui a pour but de faciliter l'extrusion de la poudre. Le mélange est lentement comprimé dans une préforme, et est ensuite forcé dans une buse d'extrusion. L'effort de compression oriente les fibres du PTFE dans le sens de la longueur, ce qui donne au produit extrudé une résistance considérable à l'allongement mais une faible résistance transversale. Le lubrifiant est ensuite enlevé soit à chaud, soit par des solvants ; enfin le produit extrudé est fritté en le portant au-dessus du point de gel de 327 °C.

Le PTFE peut être fourni sous la forme d'une dispersion qui peut être appliquée au pistolet sur métaux ou tous autres matériaux supportant la température de frittage de 400 °C et ayant subi un traitement de surface, permettant l'accrochage du vernis de PTFE. Le matériau qui en a été revêtu est recouvert d'un film remarquablement anti-adhérent et d'une excellente résistance à la chaleur. Le PTFE est fermement accroché au métal.

Le PTFE a été produit, au début par DU PONT DE NEMOURS, lequel a concédé des licences dans le monde entier. Depuis, la production du PTFE est tombée dans le domaine public. Les grandes sociétés qui fabriquent la poudre ne procèdent pas à sa transformation. Des industries se sont donc créées spécialement à cet effet et, parmi celles-ci, une Société allemande de la région de Düsseldorf, PAMPUS, vient de monter une importante usine et part à la conquête du marché européen.

Pour informations complémentaires, demandez O.E. Service et cerchez le n° 475.

Création et développement des recherches d'astrophysique nucléaire au commissariat à l'énergie atomique

Le domaine de l'astrophysique nucléaire comprend l'identification et l'observation des particules nucléaires et rayonnements d'origine extra-terrestre, ainsi que les études sur leur origine et leur propagation dans l'espace.

La France avait acquis en 1940 une place de choix dans cette spécialité à suite des études au sol poursuivies par les professeurs P. AUGER et L. LEPRINCE-RINGUET.

Le développement des vecteurs spatiaux permettant l'étude des rayons cosmiques (1) avant leur interaction avec les couches de l'atmosphère a renouvelé l'intérêt des chercheurs pour cette discipline et invité à une ardente compétition internationale.

La création en 1962 du Centre National d'Etudes Spatiales, chargé de concevoir, de construire et de lancer des engins (ballons, fusées, satellites) et d'apporter à l'organisation européenne ESRO une contribution financière importante (20 % du budget de recherches), a permis le renouveau de l'astrophysique nucléaire dans notre pays depuis cinq ans.

Les activités et l'importance des différentes équipes françaises ne cessent de s'accroître. Des résultats scientifiques importants ont été obtenus.

Le Commissariat à l'Energie Atomique, pour sa part, effectue logiquement des recherches dans le domaine de l'astrophysique nucléaire, le parallélisme avec la physique

des interactions nucléaires étant très étroit tant en ce qui concerne les réactions nucléaires proprement dites que les études de physique du plasma et les processus d'accélération des particules. L'existence au Centre de Saclay de physiciens spécialistes de ces différentes disciplines, la possibilité d'utiliser d'importants moyens d'investigation comme les accélérateurs de particules et la disposition de matériels de détection fondés sur les méthodes de mesures les plus avancées ont permis la constitution d'un groupe efficace de chercheurs. Des résultats marquants ont été acquis et de nombreuses communications scientifiques françaises en astrophysique nucléaire ont été publiées par ce groupe. Les résultats obtenus et l'intérêt du programme en cours ont, par ailleurs, permis d'obtenir la collaboration permanente de chercheurs étrangers de valeur. Cet effort de recherche du Commissariat a permis de faire fructifier l'investissement français engagé dans l'ESRO en utilisant les emplacements disponibles dans les fusées et satellites européens. Les premiers satellites de l'ESRO (ESRO II et I, HEOS, TD II et I) emportent six expériences C.E.A. sur les huit expériences françaises.

Les recherches et expériences d'astrophysique nucléaire du Commissariat à l'Energie Atomique sont effectuées par le Service d'Electronique Physique du Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay.

Une collaboration efficace s'effectue, à l'intérieur du Commissariat, entre le Service d'Electronique Physique et le Département d'Electronique Générale pour la conception et la réalisation des appareils de détection, de mesure et de transmission adaptés aux exigences spatiales ainsi qu'avec le Département du Synchrotron Saturne pour la préparation, l'étalonnage, le contrôle et l'interprétation des expériences et enfin avec le Département de Calcul Electronique pour le traitement des informations recueillies. La collaboration est, de même, très développée avec de

(1) Les rayons cosmiques sont composés de photons X et γ , d'électrons, de protons, de neutrons, de mesons de neutrinos, de particules alpha et de noyaux d'atomes entièrement dépourvus de leur cortège d'électrons.

Les énergies peuvent atteindre plusieurs millions de milliards d'électrons volts.

nombreux organismes et sociétés français ou étrangers parmi lesquels la Faculté des Sciences d'Orsay pour les facilités expérimentales mises à disposition par les physiciens nucléaires (accélérateur linéaire et synchrocyclotron) et le Centre de Spectrométrie de Masse de cette même Faculté. La collaboration est très étroite avec le C.N.E.S. qui accorde au Commissariat un soutien financier, lui fournit les vecteurs spatiaux et met à sa disposition toute l'infrastructure nécessaire à l'exécution des expériences.

Afin de coordonner les travaux d'astrophysique nucléaire et de concentrer les efforts, un regroupement est en cours entre trois laboratoires français représentant 150 chercheurs et techniciens :

— le Centre d'Etudes des Faibles Radioactivités du C.N.R.S. à Gif-sur-Yvette ;

— le laboratoire de Physique Cosmique du C.N.R.S. à Verrières ;

— et la Section d'Astrophysique Nucléaire du Service d'Electronique Physique du Commissariat.

Le Service d'Electronique Physique s'est attaché, par ailleurs, depuis sept ans à développer l'enseignement de la physique nucléaire cosmique, à former de nouveaux chercheurs en astrophysique nucléaire expérimentale et théorique et à intensifier les échanges avec les groupes français et étrangers.

Programme de recherches et résultats acquis par le service d'électronique physique dans le domaine de l'astrophysique nucléaire

La Section d'Astrophysique Nucléaire du Service d'Electronique Physique au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay s'est fixé pour objectifs les champs d'activités suivants :

— études sur l'origine du rayonnement cosmique, sur les réactions thermonucléaires qui lui donnent naissance, sur l'accélération des particules chargées dans les plasmas, sur la propagation du rayonnement et des particules dans l'espace interstellaire et sur leur transformation par la matière et les photons rencontrés dans cet espace ;

— étude du soleil en tant que générateur et accélérateur éventuel de rayons cosmiques dans sa couronne, le soleil étant un milieu mieux connu que l'espace interstellaire ;

— recherches des sources célestes de rayons X et γ , études de leurs spectres d'énergies et identification de ces sources avec des objets déjà connus en astronomie ;

— études des problèmes d'interactions des particules nucléaires avec les champs électromagnétiques dans les sources mises en évidence par la radioastronomie (radio-galaxies et quasars).

Ce programme a été défini progressivement depuis les premiers travaux exécutés en 1961 avant même la création du Centre National d'Etudes Spatiales. Le Service d'Electronique Physique a réalisé au total plus de 100 expériences en ballons, 10 expériences en fusées, et préparé 7 expériences en satellites. Parmi ces dernières, l'une a été lancée en 1967, deux le seront en 1968, trois en 1970 et une en 1971.

Le premier résultat important a été obtenu en 1963 au moyen d'une expérience réalisée en collaboration avec l'Université de Milan. Une chambre à étincelles a été, pour la première fois, envoyée dans la haute stratosphère afin d'étudier les électrons cosmiques. De cette expérience et de celles qui ont suivi on a déduit que les électrons enregistrés étaient presque tous négatifs. Il a pu ainsi être démontré que presque tous les électrons cosmiques sont bien des particules dites « primaires », probablement témoins des processus d'accélération qui existent à la surface des étoiles actives, et non des produits « secondaires » dus à des interactions nucléaires produites dans l'espace interstellaire (celles-ci, en effet, auraient dû produire autant d'électrons négatifs que d'électrons positifs).

En 1965, l'origine extra-terrestre d'un rayonnement γ de faible énergie était mise en évidence à Saclay en même temps que par les équipes américaines qui avaient envoyé les premiers « Ranger » sur la lune.

C'est aussi en 1965 que les premiers résultats des recherches menées en astronomie X ont été acquis. On a pu démontrer l'origine extra-galactique du rayonnement X diffus d'une énergie située entre 20 et 100 keV en constatant que l'intensité de ces photons est identique dans

trois directions : le centre de notre galaxie, une direction perpendiculaire (pôle galactique) et la direction de la constellation du Cygne.

En 1967, l'observation de la répartition spectrale du rayonnement X dans les constellations du Cygne et du Crabe a permis de confirmer la fluctuation des intensités de ces sources avec des variations de l'ordre du mois.

On essaie actuellement, à partir de ces observations et des résultats des astronomes sur l'absence d'absorption des photons émis par les quasars (1) de déduire la densité de matière et d'énergie électro-magnétique de l'espace extragalactique. Cependant l'étude théorique de ce problème a fait apparaître l'absence d'un outil mathématique adapté et d'une conception suffisamment complexe de l'univers.

En 1967, le Service d'Electronique Physique a participé à l'interprétation de résultats d'expériences obtenus par le laboratoire d'astrophysique nucléaire de la NASA à Washington pour la détermination et l'interprétation de la composition isotopique de l'hydrogène et de l'hélium cosmiques d'énergies comprises entre 10 et 75 MeV par nucléon.

En cette même année des travaux théoriques importants ont permis d'établir des prévisions sur la distribution spectrale des protons accélérés dans les étoiles d'après la concentration du lithium et du béryllium dans leurs atmosphères. Par ailleurs, les réactions nucléaires essentielles : production de neutrons, de rayons γ et de neutrinos par le soleil, spallation des particules cosmiques primaires dans le milieu interstellaire font l'objet de plusieurs thèses.

Trois expériences sur deux satellites européens, ESRO II et HEOS (Highly Excentric Orbital Satellite), vont être lancées cette année pour acquérir des données supplémentaires sur les sujets déjà mentionnés. De plus, le groupe de Saclay prépare trois expériences dans le premier satellite astronomique de l'ESRO qui sera lancé par une fusée américaine Thor Delta en 1970 :

— une expérience d'astronomie γ faite en collaboration avec l'Université de Milan et l'Institut Max Planck de Munich. Le détecteur est une chambre à étincelles et les informations recueillies sont transmises au sol par un dispositif de télévision mis au point à Saclay ;

— une expérience qui sera peut-être la première du genre effectuée en satellite, pour tracer la carte du ciel en rayons X ;

(1) Quasar : abréviation de « quasi-stellar » (object). Objet céleste probablement extra-galactique de nature non déterminée et souvent radio-source de très grande puissance.

— une expérience sur l'origine et la composition élémentaire du rayonnement cosmique particulaire, de l'hélium au fer.

A la suite des récents accords franco-soviétiques dans le domaine spatial, le groupe de Saclay a été invité à placer une expérience d'astrophysique nucléaire dans le premier satellite français lancé par les Soviétiques. Ce satellite, surnommé « Roseau », emportera hors de la magnétosphère une expérience sur l'origine et l'abondance relative des noyaux cosmiques, du carbone à l'uranium. Quatre autres expériences réalisées par d'autres laboratoires français seront placées à bord de « Roseau » dont le lancement est prévu en 1971.

Enfin le groupe de Saclay en collaboration avec cinq pays européens (Italie, R.F.A., Hollande, Danemark, Angleterre) prépare pour 1972 une expérience d'astronomie λ dans un très gros satellite actuellement en projet. Elle permettra de

mettre en évidence les objets célestes envoyant sur la terre des flux de rayons λ d'énergie supérieure à 50 MeV aussi faibles que un photon par centimètre cube et par an ou peut-être même pour des flux encore dix fois plus faibles.

Enfin, en 1968, un accord de collaboration pour la physique cosmique vient d'être passé avec l'Institut National d'Études Spatiales du Danemark, afin de mesurer les abondances élémentaires des noyaux relativistes lourds dans la région du fer (du calcium au nickel). Les rapports d'abondance des noyaux d'éléments de numéros atomiques pairs et impairs ont une grande importance en astrophysique nucléaire, car ils permettront peut-être de définir les sources du rayonnement cosmique (localisation, nature et température) et le mode de propagation de ce rayonnement dans la galaxie. Ces données sont nécessaires pour fonder les hypothèses actuelles sur la formation et l'évolution du système solaire et celle des galaxies.

Simplification de la technologie des circuits intégrés

par disparition des condensateurs et bobinages

Tel a été le thème de la conférence technique la plus remarquable de celles qui furent prononcées à l'occasion de la Foire Industrielle de Hanovre.

Monsieur G.G. Gassmann, Directeur des Laboratoires d'application des semi-conducteurs de la *Standard Elektrik Lorenz A.G.* de Stuttgart, du groupe I.T.T. a montré que la technique des circuits intégrés pouvait prendre une extension nouvelle et permettre la micro-miniaturisation de n'importe quel circuit de l'électronique classique, grâce à la suppression totale des éléments selfiques et capacitifs.

Il y a deux ans, cette firme avait démontré qu'il était possible de remplacer les circuits oscillants par des circuits RC; cependant l'obtention de capacités importantes en circuits intégrés est l'un des problèmes les plus ardu; malgré les progrès de la chimie, le dépôt de sels à très grand pouvoir inducteur spécifique, on ne peut guère, en microminiaturisation, obtenir de condensateurs de capacité plus grands que 100 pF. Par ailleurs, les reports multiples demandés pour la réalisation de ces condensateurs compliquent beaucoup la technologie.

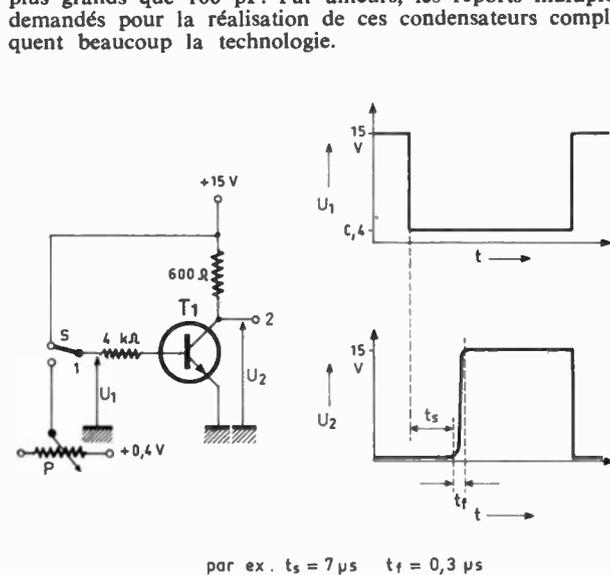


FIG. 1.

M. Gassmann a montré que les circuits électroniques les plus complexes, comme les plus usuels, pouvaient tous être réalisés uniquement avec des transistors et des résistances (sans selfs ni capacités).

C'est le retard naturel dû au temps de commutation de tout transistor qui est utilisé, conjointement avec des résistances de valeurs appropriées. Ce délai de fonctionnement apporte l'écart de phase nécessaire. Comme ceci entraîne des liaisons directes d'étage à étage, les tensions de fonctionnement de chaque transistor sont obtenues en cascade.

Le choix judicieux des transistors permet à S.E.L.-I.T.T. d'obtenir les circuits miniaturisés sans L ni C.

La figure 1 montre comment le retard de commutation affecte la forme du signal de sortie d'un transistor au silicium par effet de délai de stockage.

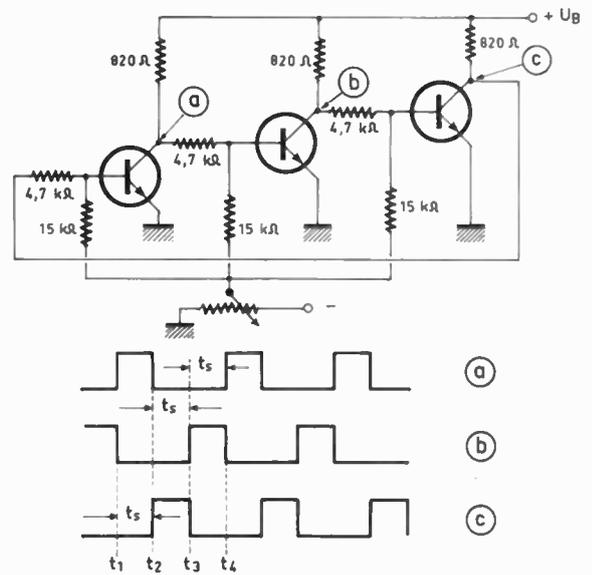


FIG. 2.

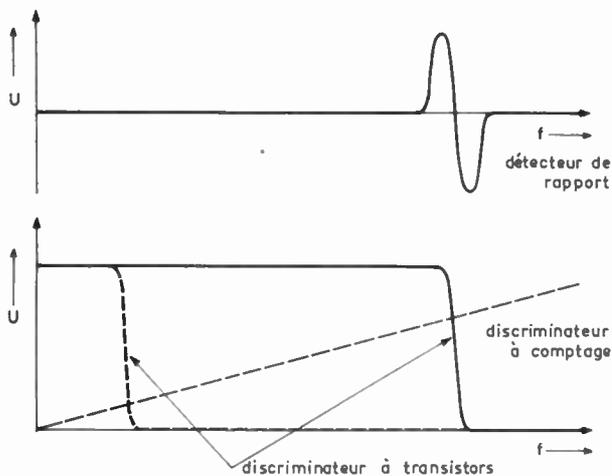


FIG. 3.

L'oscillateur de la figure 2, réalisé sans aucun condensateur, obtient, avec trois transistors n.p.n. au silicium, une fréquence que l'on peut faire varier dans le rapport 1 à 40, de 60 kHz à 2,5 MHz. Par le seul jeu d'une tension variable sur le retour des circuits des bases, une excursion en fréquence de 12 kHz est possible.

Les figures 3 et 4 montrent comment un discriminateur peut utiliser le flanc de la courbe de réponse pour extraire le signal de modulation d'une porteuse modulée en fréquence. La figure 5 donne le schéma du discriminateur passif à deux transistors (toujours sans aucun condensateur fixe) et fait comprendre son fonctionnement.

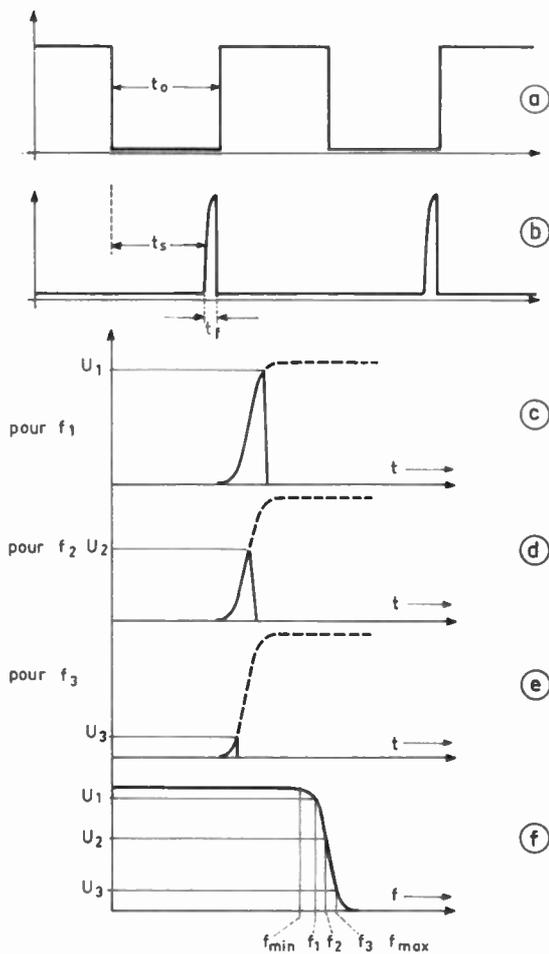


FIG. 4.

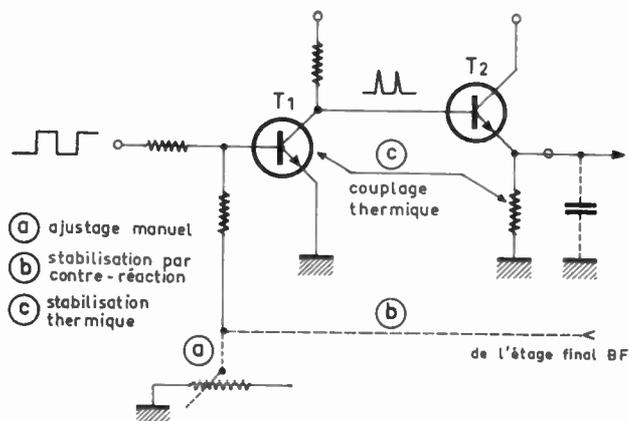


FIG. 5.

Un effet de stabilisation est obtenu facilement par contre-réaction.

La figure 6 compare les schémas de circuits séparationnaires d'impulsions pour les téléviseurs; en haut, le circuit classique avec bobinages et filtres à résistances-capacités que l'on ne peut guère microminiaturiser.

En bas, les réalisations équivalentes quant aux fonctions remplies, obtenues par M. Gassmann, sans selfs ni capacités.

Signalons encore une ligne à retard d'impulsions obtenue avec simplement vingt à trente transistors, sans aucun condensateur. On rend ainsi successifs deux signaux qui étaient simultanés à l'entrée des circuits. Une telle ligne à retard peut être microminiaturisée et faire l'objet d'un véritable circuit intégré.

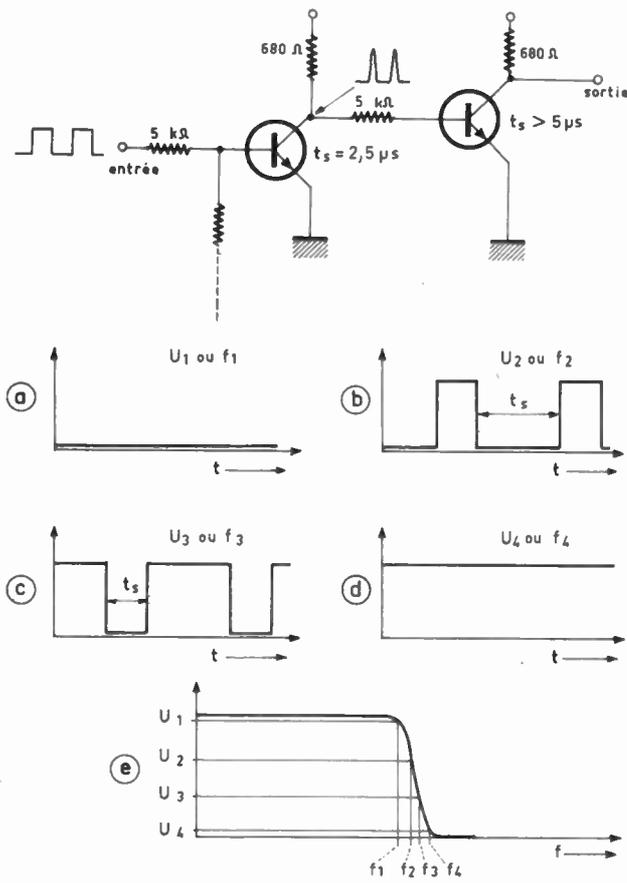


FIG. 6.

Compte rendu du 31^e Salon international des Composants électroniques

Paris 1^{er} au 6 avril 1968

GENERALITÉS

Les Salons internationaux des Composants Electroniques et de l'Electroacoustique ont eu lieu en 1968 au Parc des Expositions, Porte de Versailles, à Paris, du 1^{er} au 6 avril 1968.

Ils occupaient une surface de 50 000 m² et groupaient au total plus de 1 050 exposants dont 950 pour les composants et 100 pour l'électroacoustique ; les exposants étrangers représentés dépassèrent légèrement le nombre des constructeurs français.

Certains de nos lecteurs seront intéressés, pensons-nous, par la communication de quelques chiffres statistiques donnés par la Fédération Nationale des Industries Electroniques, aussi les communiquons-nous ci-après, en précisant que ce ne sont que des ordres de grandeur en millions de francs :

On voit donc que la balance commerciale dans le domaine de l'électronique a été excédentaire en 1967, comme au cours des années précédentes.

Les chiffres de production de 1967 donnent à la France une position honorable. Sur une production mondiale estimée à 365 milliards de francs, les Etats-Unis viennent en tête avec 150 milliards, suivis par les Pays de l'Est avec 140 milliards, le Japon avec 15 milliards, l'Allemagne avec 12, la

France avec 9 domine de peu le marché du Royaume-Uni : 8,5 milliards.

ANNÉE 1967

Produits	Production française		Importation de l'étranger
	Totale	dont Exportation	
Récepteurs de radio et de télévision, matériels d'électroacoustique ..	1 850	175	350
Matériels professionnels et autres équipements .	4 250	1 375	675
Composants proprement dits	2 950	700	650
Totaux	9 050	2 250	1 675

L'Onde Electrique de juillet-août 1968 donnera le compte rendu de la partie « Composants ». Nous renvoyons, cette année, aux revues spécialisées, les lecteurs intéressés par la partie électroacoustique. Nous donnons dans les pages qui suivent un aperçu des nouveautés de l'année en appareils de mesure. Rappelons qu'en 1967 ces derniers étaient présentés non pas au Salon des Composants, mais à Mesucora, au Palais du C.N.I.T.

1^{re} Partie — Appareils de mesure

APPAREILS DE RÉFÉRENCE

DOMAINE TENSION-COURANT

● La société ADRET-ELECTRONIQUE avait été, en 1967, la première société française à présenter un standard de tension à affichage numérique: le CODAVOLT 102. Cet appareil, maintenant fabriqué en série, a été pourvu d'un diviseur par 100, type 132, qui porte la résolution du CODAVOLT au dixième de microvolt, avec une tension maximale de 100 mV. Les performances de l'appareil de base ont été améliorées, en particulier en ce qui concerne le bruit.

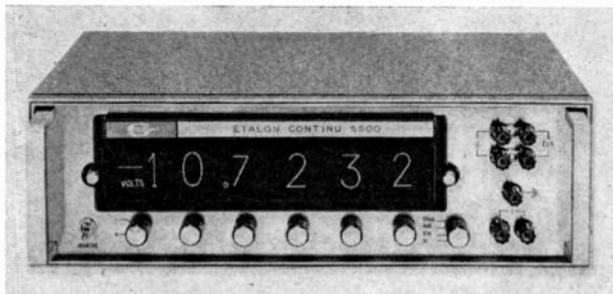
● Le standard de tension FONTAINE type ST 300 a pour tension maximale 300 V avec un débit possible de 0 à 100 mA. Quels que soient le secteur à $\pm 10\%$ de la valeur nominale, le débit de 0 à 100 mA et la température entre 15 et 30 °C, le ST 300 conserve pendant 1 000 heures une précision de $100\ \mu\text{V} \pm 10^{-4}$ de la valeur affichée.

● Nouveau venu dans le domaine des appareils de référence, SERCEL est la seule société groupant dans un seul appareil un standard de tension et un standard de courant. Il s'agit d'un appareil programmable de haute précision :

— en tension : $5 \cdot 10^{-5}$ de la valeur affichée ($\pm 60\ \mu\text{V}$ ou $30\ \mu\text{V}$ selon la gamme).

— en intensité : $8 \cdot 10^{-5}$ de la valeur affichée ($\pm 60\ \text{nA}$ ou $30\ \text{nA}$ selon la gamme).

Les valeurs maximales affichables sont 10,9999 V et 10,9999 mA.



« SERCEL ». Étalon continu 5 500

DOMAINE FRÉQUENCES

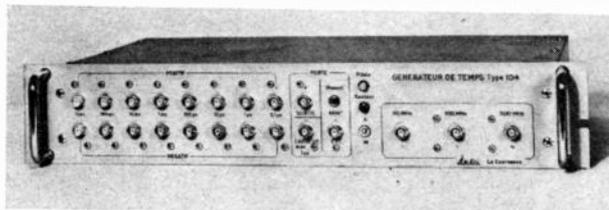
● Le département Piézoélectricité de la CSF présentait un oscillateur à quartz de très haute performance. Cet appareil est réalisé en tiroir pour montage en rack standard ; on peut lui adjoindre un accumulateur rechargeable pour l'affranchir des coupures de secteur.

DOMAINE INTERVALLE DE TEMPS

● La société TEK-ELEC présente un intervallo-mètre type TE 7 000. Les intervalles de temps sont affichés avec une résolution de 10 ns, de 10 ns à 100 000 μs . L'oscillateur à quartz incorporé peut être remplacé par une base de temps extérieure. Les résultats des mesures sont disponibles en décimal codé binaire (BCD 1248, logique positive). Le TE 7 000 se présente en rack standard, deux unités de hauteur.

● Le générateur d'intervalle de temps KATJI type 104 est un appareil de référence à circuits intégrés particulièrement adapté aux essais d'oscillographes de hautes per-

formances. Sa base de temps incorporée est un quartz thermostaté auquel on peut substituer une fréquence extérieure de 10 MHz. Les signaux de sortie sont des trains d'impulsions positives et négatives disponibles simultanément sur des fiches BNC séparées. Ces impulsions ont des intervalles de temps calibrés de 10 ns, 100 ns, 1 μs , etc., jusqu'à 1 s. Il existe, en plus, une sortie sinusoïdale à 500 MHz. Le générateur de temps 104 se présente en rack standard avec deux unités de hauteur.



« KATJI ». Générateur de temps type 104

CONTROLEURS, VOLTMÈTRES, MULTIMÈTRES...

● Le « POLYCONTROLE 97 » de CHAUVIN-ARNOUX est un multimètre électronique autonome (durée de vie des piles : 3 000 h) de classe 1,5 en continu, 2,5 en alternatif.

L'impédance interne est de $100\ \text{M}\Omega/\text{V}$ jusqu'à 1 V $100\ \text{M}\Omega$ au-delà, en continu, $1\ \text{M}\Omega//10\ \text{pF}$ en alternatif.

A la plus grande sensibilité, la pleine échelle indique 100 mV, 10 nA (continu), 3 V (alternatif).



« CHAUVIN-ARNOUX ». Polycontrôle 97

● Le contrôleur « MULTIMÉTRIX » MX 209 A de METRIX, appareil de classe 1,5 en continu, 2,5 en alternatif possède une résistance interne de $20\ 000\ \Omega/\text{V}$ en continu et



« MÉTRIX » MULTIMÉTRIX MX 209 A

6 320 Ω/V en alternatif. Lectures sur échelles directes. Protections par fusible et diodes.

● Premier d'une série destinée à remplacer les « Contact », le contrôleur universel PK 89 de PEKLY est un appareil à lecture directe (échelles 50-150).

La suspension du galvanomètre est à rubans tendus. Impédance interne 10 000 Ω/V (calibre 0,15 V : 20 000 Ω/V).

● Chez SCHNEIDER R-T, une version simplifiée du DIGITEST S, le DIGITEST 102. Alimenté sur secteur uniquement, cet appareil ne permet que la mesure des tensions continues (5 gammes) et des résistances (5 gammes).

● Le multimètre numérique PM 2420 de PHILIPS permet les mesures

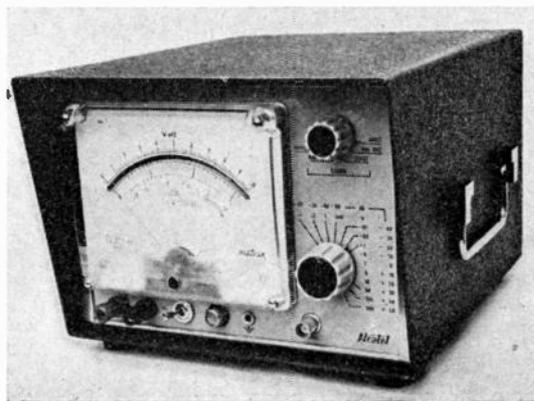
- des tensions continues (0,5 % ± 1 digit)
- des tensions alternatives (1 %)
- des intensités continues (1,5 %)
- des intensités alternatives (2 %)
- des résistances (1 %).

Affichage : 3 chiffres +1 (dépassement).

Indication de polarité et de surcharge. La sélection de gamme s'effectue par bouton unique. Une tension d'étalement est incorporée ; précision 0,1 %, stabilité 0,01 %/°C.

● Chez ALCATEL le millivoltmètre efficace à thermocouples T2532, allant de 100 μV à 300 V pleine échelle pour une gamme de fréquences allant de 10 Hz à 10 MHz. Sortie enregistreur.

Alimentation batterie/secteur, avec chargeur incorporé.



« ALCATEL ». 5 130 Millivoltmètre T 2 532

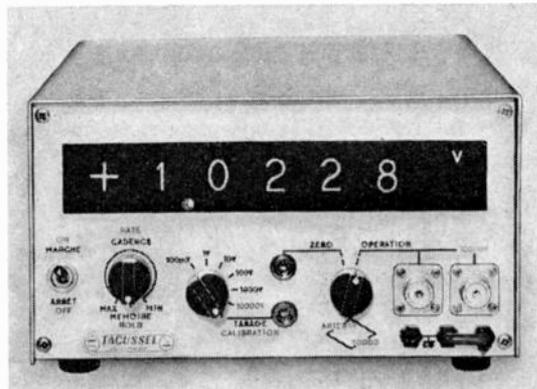
● Aux Etablissements S.E.R.I.E.L., le nouveau voltmètre digital quadratique FLUKE, qui combine les avantages d'un voltmètre quadratique et la simplicité d'emploi d'un voltmètre numérique automatique.

Il permet de mesurer avec précision la valeur quadratique moyenne d'un signal alternatif entre 1 mV et 1 100 V, quelle que soit la forme d'onde, précision absolue 0,05 %, résolution maximale 100 μV .

● Au stand S.O.L.E.A. TACUSSEL Electronique : le millivoltmètre électronique à affichage numérique à très haute impédance d'entrée ($10^6 M\Omega$) type ARIES 10 000.

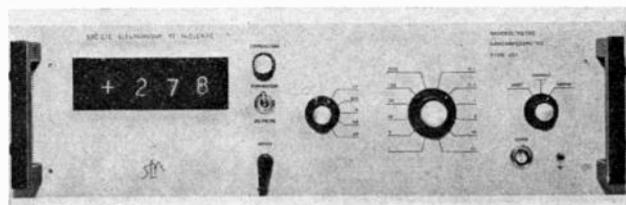
Cinq gammes de mesure de 100 mV à 1 000 V. Résolution : 0,02 % du calibre de la gamme. 10 000 points de mesure pour chaque polarité. Précision ± 1 unité. Indication de polarité et de surcharge. Affichage réglable de 0,5 à 5 s.

Sortie numérique code BCD-1-2-4-8 et analogique pour enregistreur extérieur.



« TACUSSEL-SOLÉA ». L'Ariès 10 000 (10 000 points de lecture)

● La SOCIÉTÉ ÉLECTRONIQUE ET NUCLÉAIRE a présenté le nanovoltmètre et nanoampèremètre continu type J01 dont les performances vont de 0,1 μV à 30 V pleine échelle avec résistance infinie, au zéro, en comparateur et détecteur. De 1 nA à 300 μA pleine échelle avec 100 Ω de résistance interne. Stabilité 0,005 $\mu V/24$ h ; dérive non cumulative à long terme. Bruit < 0,006 μV crête à crête sur la gamme la plus sensible.

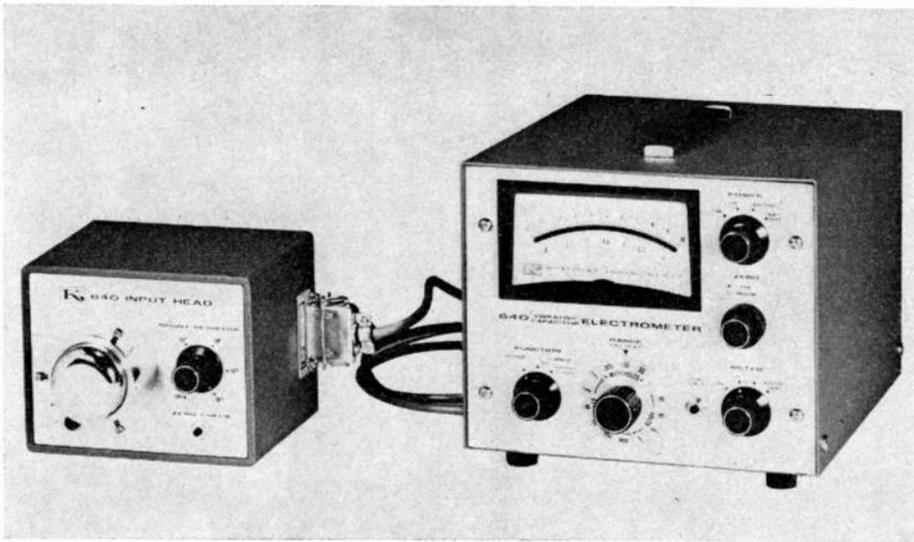


« SOCIÉTÉ-ÉLECTRONIQUE ET NUCLÉAIRE »

Nanovoltmètre - Nanoampèremètre type J01. Cet appareil existe avec galvanomètre à zéro central (secteur ou autonome)

● Chez HEWLETT-PACKARD, nous avons remarqué la sonde HP 11096A qui convertit les voltmètres continus numériques ou analogiques ayant 10 $M\Omega$ d'impédance d'entrée en voltmètres alternatifs dans la gamme de 100 kHz à 500 MHz avec une précision meilleure que 1 dB sans recalibration. L'impédance d'entrée étant de 4 $M\Omega$ shuntés par 2 pF. Elle comporte un détecteur de tension crête à diode SCHOTTKY.

● KEITHLEY (RADIOPHON) présentait son nouvel électromètre à condensateur vibrant, type 640, mesurant des tensions, des courants et des charges. Impédance d'entrée : $10^{16} \Omega$. Sensibilité en courant : permet de détecter 10^{-17} A.



« KEITHLEY ». Électromètre à condensateur vibrant type 640.

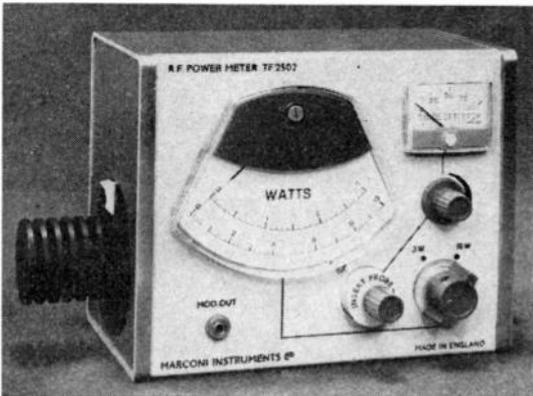
● Utilisant des techniques de pointe dans le domaine du film à couche mince, MARCONI INSTRUMENTS nous a présenté deux wattmètres dont la gamme d'utilisation va du courant continu à 1 GHz :

Le TF 2501 1 W et 3 W

Le TF 2502 3 W et 10 W

Le thermocouple est constitué d'un film à couche mince, dans lequel le couple chauffant à faible résistance fait partie de la ligne coaxiale afin de maintenir constantes les caractéristiques d'impédance entre l'entrée et la charge T.O.S. = 1,1 à 1 GHz.

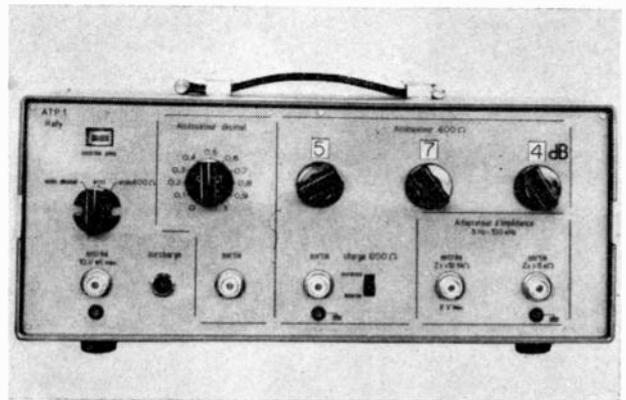
Indicateur visuel à diode, pour accord au maximum.



« MARCONI ». Wattmètre TF 2 502

— Le modèle AT 120 va de 0 à 126 dB pour la gamme de fréquences 3 Hz à 200 kHz.

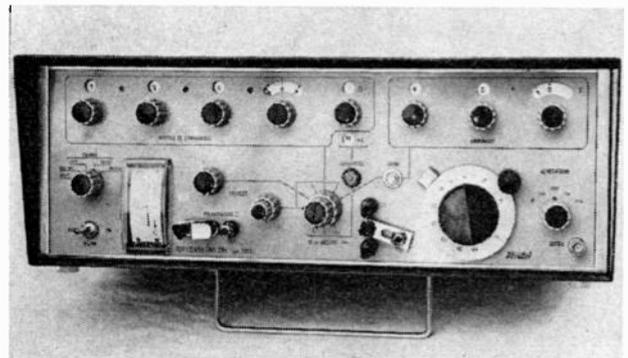
— Le modèle ATP 1 (haute précision) couvrant la gamme 0 à 71 dB par bonds de 0,1 dB. La gamme de fréquences de ce modèle va du continu à 500 kHz.



« RALLY ». Atténuateur ATP 1

IMPÉDANCEMÈTRES

● L'impédancemètre ALCATEL type T 2531 permet la mesure numérique d'un module et de l'argument d'une impédance comprise entre 1 Ω et 1 M Ω. Les mesures sont possibles dans la gamme de fréquences 5 Hz à 500 kHz, avec un générateur incorporé. L'impédancemètre T 2531 peut être alimenté au choix sur secteur ou sur batterie interne ; un chargeur est incorporé à l'appareil.



« ALCATEL ». Impédancemètre T 2 531

PONTS DE MESURE

ATTÉNUATEURS

● La société ADRET - ELECTRONIQUE présentait un atténuateur programmé AP 401 couvrant la gamme 0 à 99 dB par bonds de 1 dB. En associant un AP 401 et un programmeur type 211 A, on peut mettre en mémoire 8 ensembles de consignes fréquences + niveaux et régler automatiquement un synthétiseur en fréquence et en niveau à l'aide d'un clavier à huit touches.

L'atténuateur AP 401 a une bande passante de 0 à 50 MHz ; il est donc adaptable au CODASYN 201 (2 MHz) et le sera au synthétiseur 50 MHz en préparation (CODASYN 202).

● Le département « Appareils et Ensembles de Mesures » de la société RALLY vient de réaliser deux nouveaux atténuateurs à décades :

● Le pont d'impédances METRIX, type IX 317 A se caractérise par une grande facilité d'emploi :

— Un clavier à six touches sert à sélectionner la fonction : mesure R, L, C, mesure relative, pertes.

— Un second clavier à huit touches permet de choisir une gamme de mesure.

La précision des mesures est comprise entre 1 % et 5 % pour toutes les gammes sauf une. On peut améliorer la précision en effectuant une mesure relative par rapport à un élément étalon branché sur deux bornes spéciales.

● METRIX construit sous licence ONERA, un autre impédancemètre type IX 704 A permettant des mesures d'impédances complexes de 50 MHz à 1 000 MHz. L'appareil nécessite un générateur HF extérieur. Les indications de trois galvanomètres reportées sur une règle circulaire dérivée de l'abaque de Smith permettent d'établir très rapidement les deux parties d'une impédance complexe.

ANALYSE DE CIRCUITS

● Chez AD-YU (RADIOPHON), un analyseur de fonctions de transfert à lecture directe et tracé automatique et continu de la fonction de transfert sur enregistreur XY (analyseur type 308).

● Le « POLYSCOPE III » de ROHDE ET SCHWARZ est un ensemble de visualisation à quatre canaux permettant la mesure de caractéristiques fréquentielles des dipôles et quadripôles dans la bande

100 kHz — 1 GHz en 10 sous-gammes

Le générateur BN 42471 est wobulé par la section visualisation à l'aide de diodes varicap.

Différents tiroirs peuvent être utilisés :

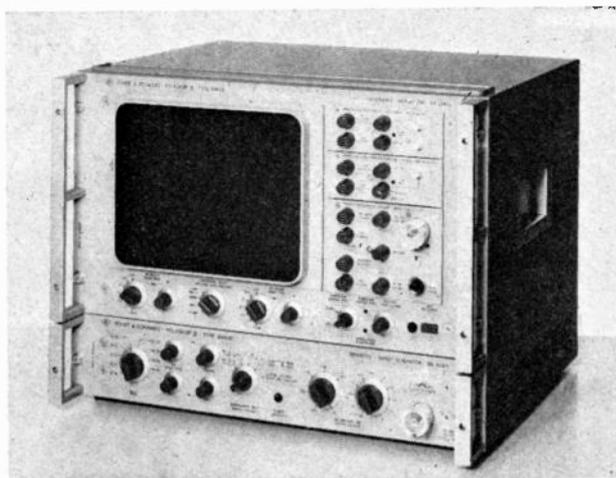
— deux entrées différentielles

— entrée continue

— entrée HF

— entrée HF, ampli linéaire/logarithmique (tiroir double)

— générateur de lignes horizontales de référence. La visualisation s'effectue sur un écran de 21 × 26 cm à grande persistance (0,1 — 1s).

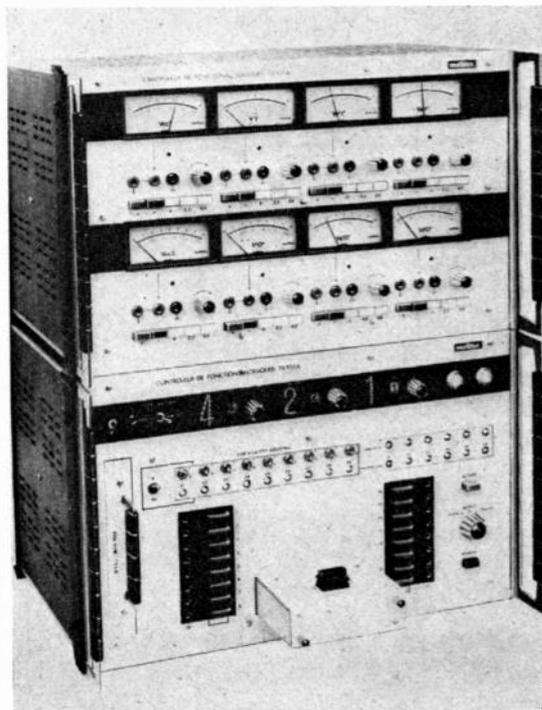


« ROHDE ET SCHWARZ-FRANCE ». Polyscope III

● Aux Etablissements HEWLETT PACKARD, nous avons particulièrement apprécié la présentation avec démonstration de l'analyseur automatique de circuits hyperfréquences HP 8540 A, couvrant la gamme de 110 MHz à 12,4 GHz. Présentation des résultats : sur un oscilloscope en coordonnées rectangulaires ou polaires, sur imprimante, sur bande perforée.

● L'analyseur de circuits intégrés que présentait BECKMAN (type 499) permet la mesure de la plupart des paramètres des circuits intégrés (seuils d'entrée, courants de sortie, courants d'entrée, puissance dissipée, immunité au bruit, etc.).

● L'appareil type TX 935, présenté par MÉTRIX, est un analyseur conçu pour le contrôle des fonctions logiques et états analogiques des structures logiques. Il est destiné à être utilisé en programmation automatique ou semi-automatique.



« METRIX ». Contrôleur de fonctions logiques TX 935

GÉNÉRATEURS

● FERISOL présentait un générateur hyperfréquence wobulé, type GH 300, couvrant de 400 MHz à 40 GHz par huit tiroirs HF interchangeables. Régulation du niveau de sortie directement sur la grille du carnotron, soit extérieurement au carnotron par un dispositif à diodes PIN, soit par un coupleur détecteur incorporé.

Modulateur à diodes PIN. Trois marqueurs étalonnés en fréquence. Quatre modes de balayage en fréquence.



« FERISOL ». Générateur hyperfréquence wobulé GH 300

● La société MEGEX présentait les générateurs de puissance MICRODOT 445 à tiroirs interchangeable, couvrant de 10 à 2 350 MHz. Puissance de sortie 50 W.

Stabilité en puissance et en fréquence 0,002 %.

Protection contre les courts-circuits et les brusques ruptures de charge.

● Nous avons remarqué à la SOCIÉTÉ D'INSTRUMENTATION SCHLUMBERGER-WESTON Instruments Inc., un nouvel oscillateur modulaire de précision type CVO-100 à tension de sortie constante dans les limites de $\pm 10^{-4}$ de 20 Hz à 50 kHz et de $2 \cdot 10^{-4}$ de 10 Hz à 100 kHz; distorsion totale due aux harmoniques inférieure à $\pm 0,005$ % de 20 Hz à 50 kHz.

Stabilité en amplitude à court terme (8 heures) de 10^{-4} , et stabilité en fréquence de 10^{-4} par heures.

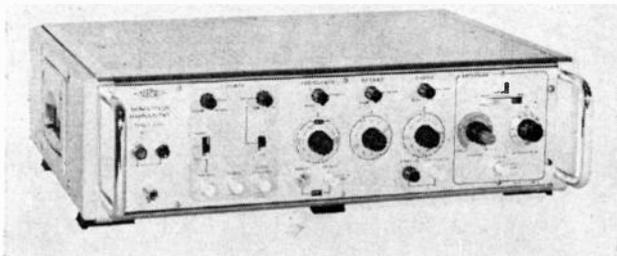
Sortie: signal biphase 12 V, 60 mA modulable extérieurement.

Tiroirs enfichables: atténuateurs, générateurs de fonctions.



« WESTON-ROTEK ». Oscillateur de précision

● Au stand FERISOL signalons le générateur type P 701 délivrant des impulsions rectangulaires à récurrence élevée de 1 kHz à 200 MHz dont les paramètres « largeur », « amplitude », « polarité » et « sens » sont réglables.



« FERISOL ». Générateur d'impulsions type P 701

● La Firme TEK-ELEC présentait cette année une gamme très complète de générateurs d'impulsions; nous avons remarqué plus particulièrement :

— le générateur TE 150 affichant une fréquence de récurrence maximale de 150 MHz et des impulsions de sortie réglables en largeur, amplitude, polarité et sens ;

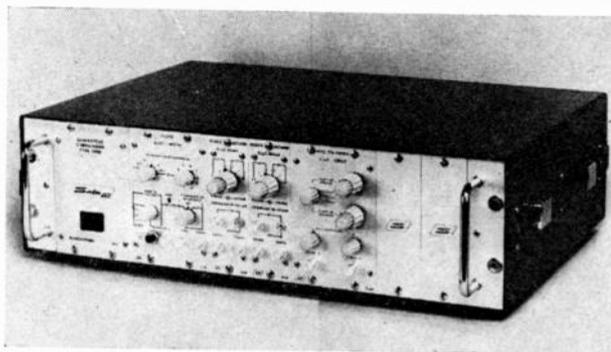
— le générateur de puissance TE 170 :
fréquence maximale 20 MHz,
tension maximale de sortie 50 V/50 Ω .

● E.H. RESEARCH LABORATORIES proposait chez ROHDE ET SCHWARZ-FRANCE un générateur 200 MHz (tension de sortie maximale 5 V/50 Ω).

Plusieurs industriels présentaient cette année des générateurs de fonctions. Parmi ceux-ci on a remarqué :

● Le TE 500 A (TEK-ELEC) délivrant à sa sortie des signaux carrés, rectangulaires, sinusoïdaux et rampes. Fréquence réglable entre 0,00015 Hz à 1 MHz.

● Le modèle 3000 (SALIES) capable de générer des systèmes d'impulsions modulables en fréquence et en amplitude. Ce dispositif permet l'obtention d'impulsions complexes.

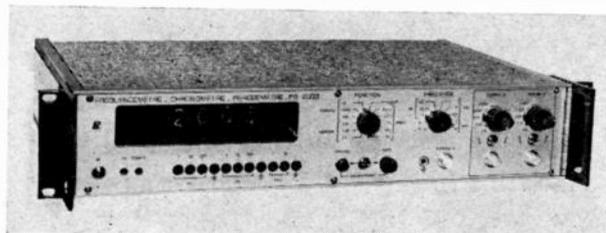


« SALIES ». Générateur d'impulsions type 3 000

FREQUENCEMETRES

Trois constructeurs présentent de nouveaux fréquence-mètres à circuits intégrés. Les caractéristiques principales de ces appareils sont les suivantes :

Marque des fréquence-mètres	FERISOL	ROCHAR	THOMSON
Type	HB 210	FB 2003	TH N 610
Nombre de chiffres Affichage : unité et virgule	6 oui	6 oui	6 oui
Stabilité du pilote	10^{-6} /semaine	10^{-7} /semaine	10^{-5} /semaine ou pilote thermostaté sur option
Synchronisation externe	oui	?	?
Fréquence-mètre : — F maximale — Temps de mesure	20 MHz 1-10-100 μ s 1-10-100 ms 1-10 s	20 MHz 10-100 ms 1-10 s	15 MHz 100 ms 1-10 s
Autres fonctions : — Périodemètre — Quotientmètre — Multipériode	1 μ s à 10 s non de 10 à 10^7 périodes	0,1 μ s à 1 s oui non	0,1 μ s à 10^5 s non 10 ou 100 périodes
Dimensions : — Poids — Volume	5 kg 4 dm ³	8 kg 15 dm ³	8 kg 11 dm ³



« ROCHAR ». Fréquence-mètre - chronomètre - périodemètre à circuits intégrés type FB 2 003

ANALYSE DE SIGNAUX

● Au stand AD-YU (RADIOPHON), présentation du phasemètre hyperfréquence, type 206, couvrant la gamme de 1 000 MHz à 8 200 MHz précision 0,1°.

● Le nouvel analyseur de spectre HEWLETT-PACKARD comprend :

- un tiroir HF type 8553L
- un tiroir FI type 8552A
- une visualisation sur tube cathodique conventionnel (type 140S) ou à persistance continuellement variable (type 141S).

Cet ensemble permet l'analyse spectrale de 1 kHz à 110 MHz. La dispersion calibrée peut varier de 200 Hz/division à 10 MHz/division, la résolution (bande à 3 dB) entre 50 Hz et 300 kHz.

Visualisation de l'amplitude : échelles calibrées linéaires ou logarithmiques.

Dynamique 70 dB. Sensibilité 0,07 μ V (lin) ou -130 dBm (log).

● Prévu pour l'analyseur de spectre MF-5 (ou la version portable MF-2), le tiroir VR-4 de PANORAMIC (AUDIOLA) couvre la bande 1 kHz - 27,5 MHz. Dispersion préréglée 25 MHz ou ajustable de 50 kHz à 5 MHz. Résolution (à 3 dB) ajustable de 200 Hz à 20 kHz.

Echelles calibrées linéaires ou logarithmiques.

Sensibilité 30 μ V.

● Associé à un oscilloscope et à un générateur wobulé, le nouveau convertisseur 2240 de POLARAD permet l'analyse spectrale dans la gamme 10 MHz - 90 GHz (12,4 GHz à 90 GHz avec mélangeur extérieur).

Dispersion calibrées de 10 kHz à 500 MHz, résolutions calibrées de 1 kHz à 1 MHz.

Pour 10 kHz de résolution, la sensibilité est de -105 dBm.

OSCILLOSCOPES

● ALCATEL augmente les possibilités offertes par son oscilloscope 707 en présentant à son stand une nouvelle base de temps « télévision ». Ce tiroir DBTV permet l'analyse de chaque trame T.V.

● KATJI confirme la présentation de ces deux modèles 307 et 308 entièrement transistorisés. On y rencontre une meilleure stabilité rendue possible par l'utilisation de transistors FET sur les voies d'entrée à haute sensibilité.

● La présence d'un oscilloscope 250 MHz au stand CRC confirme la place importante que veut prendre cette firme dans ce domaine de l'équipement de mesure. Cet appareil, type OCT590 à large bande passante, est équipé d'un tube de fabrication française. Destiné à recevoir tous les tiroirs de la série 58, il peut être, de plus, équipé du tiroir amplificateur large bande dont les caractéristiques sont :

Sensibilité :

50 mV/cm à 1 V/cm (250 MHz).

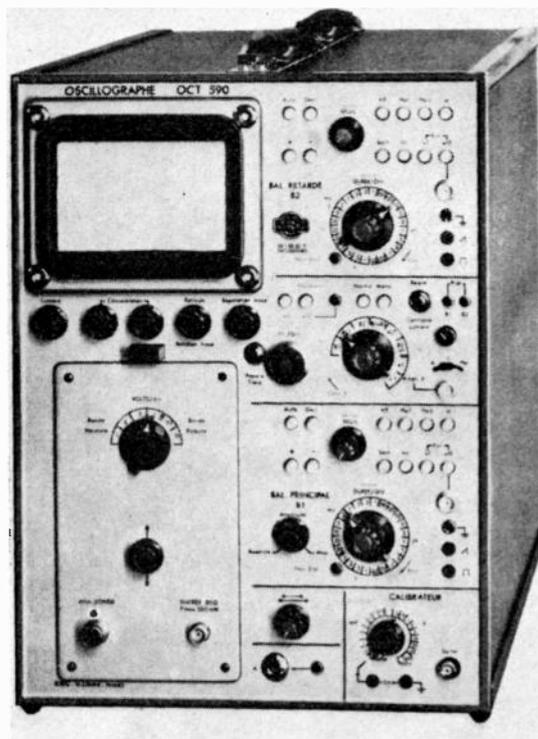
10 mV/cm et 20 mV/cm (180 MHz).

Entrée directe : 50 Ω .

Entrée sur sonde : 100 k Ω /400 MHz.

Parmi la gamme très détaillée de la production CRC signalons trois nouveaux tiroirs :

- TC 5892 : traceur de caractéristiques de semiconducteurs.
- SA 5891 : échantillonneur 1 000 MHz - 1 mV.
- CE 5883 : tiroir à 4 voies d'entrée/50 MHz.



« C.R.C. ». Oscilloscope 250 MHz type OCT 590

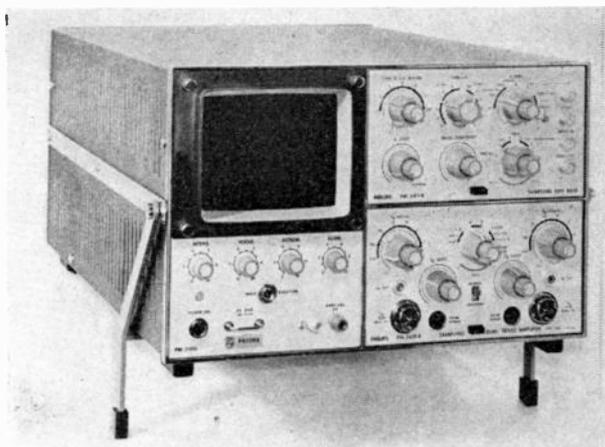
● Signalons chez PHILIPS un oscilloscope à échantillonnage type PM 3410 équipé de deux tiroirs de mesure :

— type 3419A

- 1 000 MHz (500 μ V/cm)
- circuit de retard incorporé
- fonctionnement X-Y - 1 GHz

— type 3419B

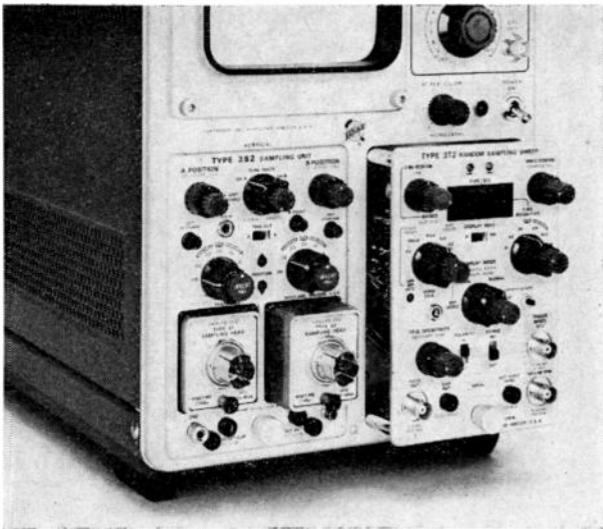
- 1 000 MHz
- vitesses de balayage : 1 ns/cm à 10 μ s/cm — une multiplication par 100 autorise une vitesse de balayage maximale de 10 ps/cm.



« PHILIPS ». Oscilloscope à échantillonnage PM 3 410

● TEKTRONIX présentait cette année :

- Un moniteur physiologique portatif type 410.
- Un oscilloscope à échantillonnage type 568 équipé :
 - a) du nouvel amplificateur 3S2 (bande passante 7 000 MHz),



« TEKTRONIX ». Tiroirs échantillonneurs 3 S2 et base de temps aléatoire 3 T2

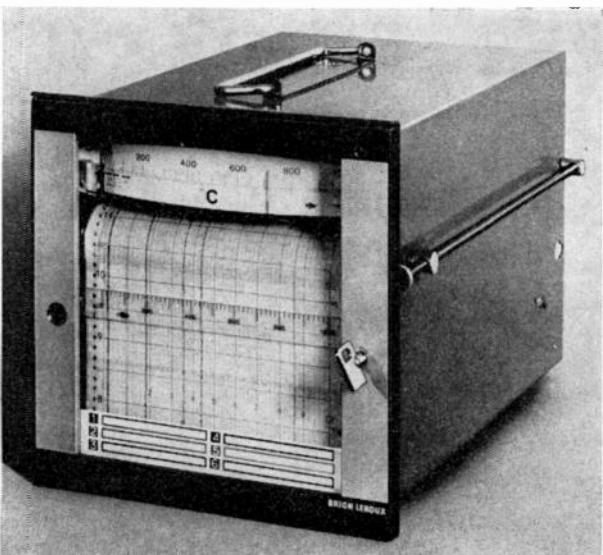
- b) d'une base de temps 3T4 dont les vitesses de balayage sont programmables,
- c) d'une base de temps à échantillonnage aléatoire type 3T2 permettant l'utilisation des échantillonneurs à haute impédance d'entrée tout en évitant l'emploi de la ligne à retard.

● La firme E.H RESEARCH LABORATORIES exposait chez ROHDE ET SCHWARZ-FRANCE un oscilloscope à échantillonnage affichant une bande passante de 7 GHz pour une sensibilité de 100 mV/cm.

ENREGISTREURS

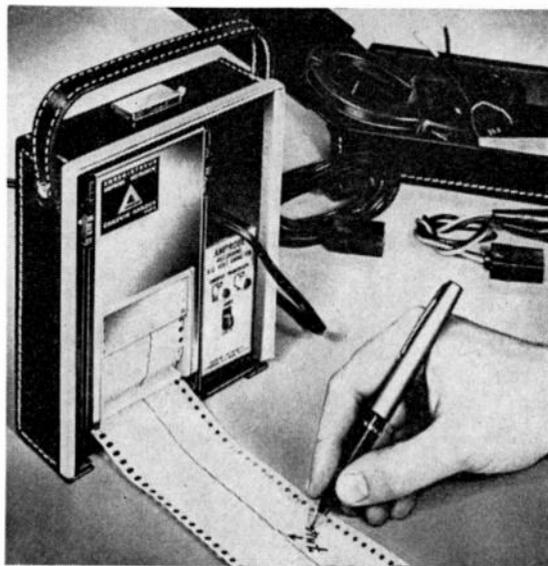
ENREGISTREMENT GRAPHIQUE

● Le nouvel enregistreur galvanométrique 192 D.OP de BRION-LEROUX est équipé d'un amplificateur opérationnel. Calibres à partir de 5 mV pleine échelle 1 à 6 voies. Format standard 192×192.



« BRION-LEROUX ». Enregistreur 192 D OP

● La série des enregistreurs « AMPROBE » est distribuée par CHAUVIN-ARNOUX. Elle comprend en particulier des microampèremètres, milliampèremètres, ampèremètres, voltmètres continus et alternatifs.



« CHAUVIN-ARNOUX ». Vue des versions de l'enregistreur Amprobe.

● Chez CIMATIC, l'enregistreur « CIMAPOT T5 SM » est destiné à l'enregistrement de spectres provenant d'analyseurs multicanaux. Lorsqu'une information relative au contenu d'un canal est envoyée à l'enregistreur, le servomécanisme d'entraînement de plume vient à l'équilibre et un détecteur d'erreur déclenche le circuit de synchronisation. Celui-ci commande successivement l'abaissement de la plume qui vient inscrire un point, puis fait progresser d'un pas le moteur d'entraînement du papier et envoie une impulsion de synchronisation à l'analyseur pour obtenir le canal suivant.

Pas d'avancement du papier : 0,5 - 1 - 1,5 - 2 mm.

Cadence maximale : 300 pointés/minute.

Sensibilité : 5 mV à 1 V ou 1µA à 100 µA pleine échelle.

Précision et linéarité : 0,5 %.

● L'enregistreur potentiométrique de table type PM 8000 de PHILIPS permet l'inscription continue d'une voie par plume-cartouche en nylon.

Sensibilité : 1 mV pleine échelle.

Précision : 0,25 % de la déviation totale.

Dix vitesses de déroulement de 0,5 à 500 mm/mn.

ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE

● Chez SIDEN (Société Industrielle de Développement Electronique et Nucléaire) :

— l'enregistreur magnétique LD 635 à bande sans fin utilisant un chargeur HELIMAT à bande continue hélicoïdale. Celui-ci permet de disposer de six voies de mesure et une voie base de temps.

Existe en deux versions :

LD 635 A :

autonomie 35 jours

fréquence maximale : 1/3 Hz

LD 635 B :

autonomie 3 jours et demi

fréquence maximale : 3 1/3 Hz

Appareil original destiné à de nombreuses applications telles que les études statistiques, l'enregistrement de l'évolution de paramètres, la surveillance de contraintes et de vieillissements, etc.

Faible encombrement : 240×210×145 mm.

— Les enregistreurs magnétiques ES 270 et ES 370 fonctionnant sur le même principe que le LD 635 et possédant les mêmes applications, mais adaptés à l'enregistrement d'informations binaires.

— Le lecteur LS 270 qui permet de lire indifféremment les informations enregistrées sur l'un des enregistreurs LD 635, ES 270.

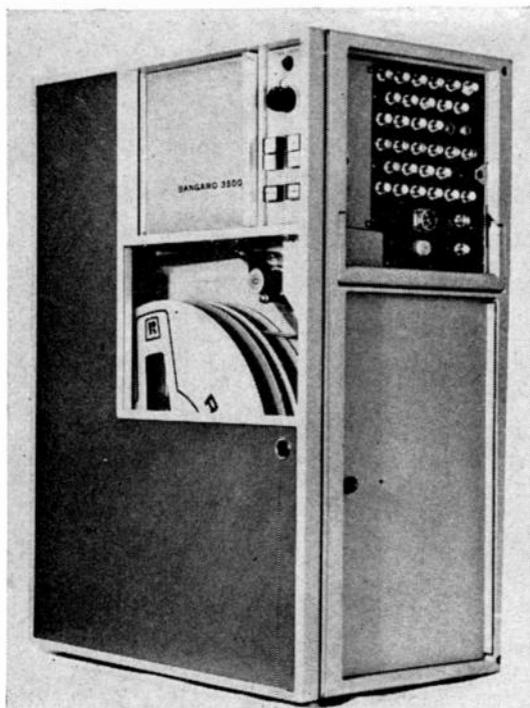
Permet une grande vitesse de lecture : si le lecteur est accouplé à un calculateur, l'exploitation complète d'un chargeur peut être faite en 1 mn.

● Chez SANGAMO (BUREAU DE LIAISON), l'enregistreur-lecteur magnétique portable série 3560, à bobines coaxiales, comportant six vitesses, dans les gammes 304-9,5 cm/s, 152-4,75 cm/s ou 76-2,38 cm/s, commutées par sélecteur.

Le chemin de défilement de la bande magnétique est symétrique, ce qui permet son déroulement dans les deux sens aux différentes vitesses.

Utilisation en laboratoire, sur bateaux, sur véhicules ou sur avions, à partir du 28 volts continu ou du secteur alternatif avec adjonction d'une alimentation.

Dimension des bobines : 10 1/2-14-15-16 pouces (noyau NAB).



« SANGAMO ». Enregistreur-lecteur type 3 560

Largeur de la bande : 1/2 ou 1 pouce.

Bande passante à 304 cm/s :

300 Hz à 600 kHz (à ±3 dB) en direct

0 à 40 kHz (à ±0,5 dB) en FM.

Masse : 45 kg (pour 14 pistes complètement équipées en enregistrement et lecture).

Domaine d'utilisation en température : -18 °C à +54 °C.

● Chez KINELOGIC CORP. (représenté par le BUREAU DE LIAISON), l'enregistreur magnétique modèle YE embarquable sur engin, dont le système de défilement est assuré par une courroie extérieure entraînant les bobines sans flasques.

Volume : 26 dm³.

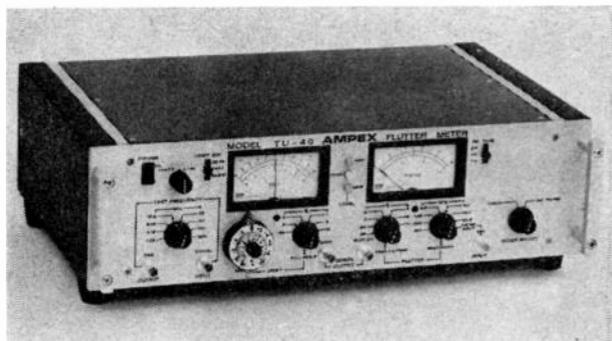
Longueur de bande : 4 600 ft.

Largeur de bande : 1/2 ou 1 pouce.

Répond aux normes MIL en ce qui concerne les conditions extérieures.

Existe en version analogique ou numérique.

● Chez AMPEX, le mesureur de pleurage TU40. Appareil très intéressant et unique sur le marché international. Permet de mesurer la dérive de vitesse et le pleurage rapide des enregistreurs magnétiques avec une précision très satisfaisante, compatible avec les recommandations du standard IRIG.



« AMPEX ». Fluctuomètre TV 40

Grande simplicité d'emploi. Evite la mise en œuvre de nombreux matériels de mesure et les erreurs d'interprétation des mesures faites à l'oscilloscope.

Une version du TU40 est équipée d'un analyseur d'onde en sortie.

● Chez PHILIPS l'enregistreur magnétique ANA-LOG 7 qui paraît être un bon compromis entre la simplicité et des caractéristiques métrologiques intéressantes. Possède un chargement de bande original (automatique par chargeur à bobine), et un système de défilement à double cabestan.

Bande 1/2 pouce sur bobines 8 pouces. 7 pistes analogiques au standard IRIG. 4 vitesses (2,38 - 9,5 - 38 - 76 cm/s) commutables. L'amplificateur d'enregistrement (quel que soit son mode, direct ou FM) et l'amplificateur de lecture sont combinés en un seul module.

Bande passante à 76 cm/s :

250 à 100 000 Hz (à ±3 dB) en direct

0 à 10 000 Hz en FM.

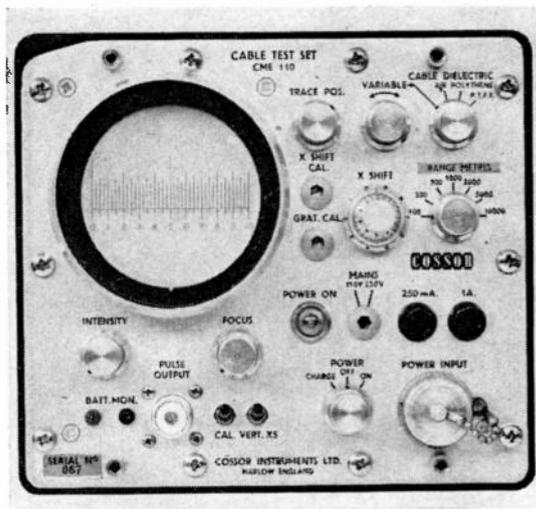
MESURES ET CONTROLES RELATIFS AUX TRANSMISSIONS

● L'émetteur d'ondes de mesures type 3830 de ALCATEL est destiné au contrôle des câbles coaxiaux de télécommunications. Les fréquences utilisées sont définies par le CCITT ; elles sont émises individuellement ou simultanément.



« ALCATEL ». Émetteur d'ondes de mesures type 3 830

● COSSOR INSTRUMENTS LTD présentent le CME 110, appareil à tester les câbles et permettant de mesurer les défauts : court-circuit, circuit ouvert, désadaptation. On peut



« COSSOR-INSTRUMENTS ». L'appareil CME 10 permet de localiser rapidement les défauts des câbles

localiser les défauts entre 2 m et 10 km avec une précision de $\pm 2\%$.

Il est portable ; alimentation : batterie ou secteur 115/230 V.

● Chez EMR (représenté par SIS diffusion commerciale), le simulateur PCM modèle 2795 fournit tous les formats de télémessure PCM du standard IRIG et peut aussi simuler des signaux de télémessure PDM. Cet équipement est conçu en particulier pour être intégré dans des stations de contrôle.



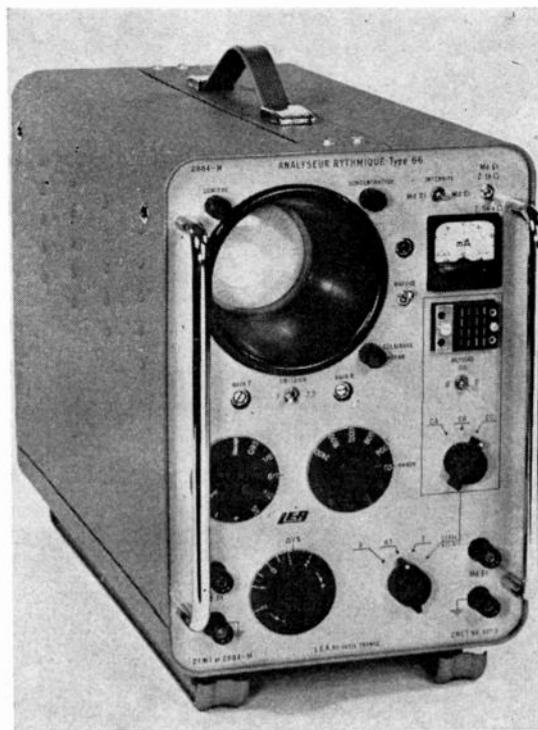
« E.M.R. ». Simulateur PCM type 2 795

● Le LABORATOIRE ELECTRO-ACOUSTIQUE présente trois nouveaux appareils destinés au contrôle des circuits téléphoniques et télégraphiques :

— *E.S.P.1* est un contrôleur de niveaux des ondes pilotes de groupe primaire destiné à la surveillance des multiplex téléphoniques à courants porteurs. Les niveaux sont mesurés d'une manière très sélective, à des fréquences comprises entre 35,850 et 96 140 Hz, de $-10,5$ N à $+0,2$ N. La précision sur le niveau est de 0,07 N.

— *E.G.S.1*, du même type que l'*E.S.P.1*, permet la mesure des niveaux des ondes pilotes secondaires (de 335 860 à 527 860 Hz). Les niveaux sont mesurés avec une précision de 0,02 N de $-11,5$ à $-4,7$ nepers.

— *D.T.M.1*, est un analyseur rythmique destiné au contrôle des distorsions des lignes télégraphiques. Permet aussi de contrôler le fonctionnement des télétypes et des relais, avec des rapidités de modulation de 50 à 2 400 bauds.



« LEA ». Analyseur rythmique type 66, modèle DTM 1

MESURES EN PHYSIQUE ET EN CHIMIE

Au stand de PRINCETON RESEARCH CORP., nous avons remarqué les nouveaux amplificateurs à détection synchrone (lock-in amplifiers) modèles 120 et 121.

Dans ces appareils, le signal alternatif d'entrée modulé en amplitude est mélangé à un signal de référence de même fréquence mais de phase réglable. Après détection et filtrage, on obtient une tension continue proportionnelle à la modulation. C'est ainsi que ces appareils permettent de mesurer des signaux très en dessous du niveau du bruit de fond.

Le modèle 121 présente des caractéristiques intéressantes :

- fréquence de fonctionnement : 1,5 Hz à 150 kHz,
- sensibilité de l'amplificateur d'entrée : $10 \mu\text{V}$ à 500 mV,
- constante de temps de filtrage : 1 ms à 100 s,
- réglage de phase continue : $\pm 90^\circ$.

De plus, cet appareil peut être synchronisé sur une fréquence de référence extérieure ou sur son deuxième harmonique.

Toujours chez le même constructeur, signalons un correcteur de fonctions, modèle 100.

Cet appareil, destiné à la mesure du coefficient de corrélation de deux signaux (ou d'autocorrélation d'un signal) est un véritable petit ordinateur spécialisé fonctionnant en temps réel. Il permet d'analyser des signaux dont le spectre de fréquence s'étend du continu à 250 kHz, le retard variable d'un signal sur l'autre étant réglable de $100 \mu\text{s}$ à 10 s.

● TEK-ELEC (TECHNIQUE ET PRODUITS) présentait l'amplificateur à détection synchrone TE900.

Fréquence : 1,5 Hz à 150 kHz réglable de façon continue. Amplificateur à faible bruit : 1,5 dB.

Stabilité : 0,1 % par 24 h.

Détection synchrone linéaire : $\pm 0,1\%$ de la pleine échelle.

Constante d'intégration : 1 m/s à 100 s.

Q variable de 5 à 30.

● Chez TACUSSEL, nous avons remarqué le pH mètre-millivolmètre, ISIS 4000. Les performances de cet appareil, à lecture numérique, muni d'une sortie codée-binaire et d'une sortie analogique, sont très poussées :

- gamme de mesure : 0 à 14 pH, $0 \pm 1999,5$ mV,
- résolution : 0,005 pH ou 0,5 mV,
- précision : $\pm 0,005$ pH ou $\pm 0,5$ mV,
- Dérive $< 0,002$ pH ou 0,1 mV par jour.

La correction de température automatique est assurée par une sonde à résistance de platine, celle manuelle par potentiomètre hélicoïdal de 10 tours (résolution 0,1 °C).

● Au stand de la RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC, des capteurs de hautes performances étaient exposés :

— des photodiodes pour l'infrarouge moyen 1 à 5 μm qui sont constituées par une jonction PN obtenue par diffusion de zinc dans un monocristal d'antimoniure ou d'arséniure d'indium type N. L'aire sensible est de 0,5 mm² à 0,7 (angle d'ouverture 90°), et la température de fonctionnement 77 °K (montage à l'intérieur d'un cryostat). Assemblées dans un photodétecteur pluricellulaire de jonction PN à l'antimoniure d'indium (40 photodiodes), elles réalisent un tube de prise de vue infrarouge type « Barrette » ;

— un photomultiplicateur hyper rapide qui utilise la multiplication canalisée dans un faisceau de tubes revêtus intérieurement d'un matériau conducteur et émetteur d'électrons secondaires. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- photo cathode S 20
- sortie coaxiale 50 Ω
- gain 10^4 pour une tension de fonctionnement de 3 kV
- temps de transit 1 ns
- temps de montée (calculé) 0,3 ns

● Chez VARIAN, nous avons remarqué un magnétomètre portatif modèle V 4971, pesant 11 kg et fonctionnant sur batterie autonome. Destiné aux recherches géologiques, il utilise un détecteur au césium de grande robustesse. Sa sensibilité est de 0,1 gamma et son domaine de mesure varie de 30 à 65 kilogammas.

● Réalisés par CIMATIC, les nouveaux capteurs CIMATRAN CADI représentent le résultat d'études poussées dans la miniaturisation des capteurs à transformateur différentiel.

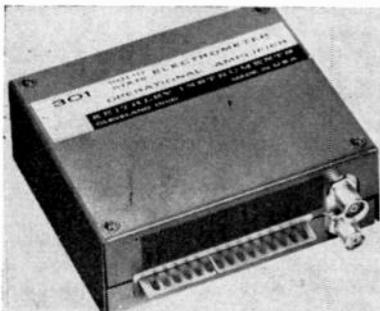
● KEITHLEY INSTRUMENTS présentait un amplificateur électromètre sous forme modulaire, utilisant à l'entrée des MOS-FET protégés. Cet appareil permet de mesurer des courants dans la gamme de 10^{-14} à 10^{-2} A. La résistance de mode commun est de $5.10^{12} \Omega$ et le gain en boucle ouverte 50 000 ; la tension de sortie maximale est ± 11 V sous 10 mA. Equipé d'une alimentation stabilisée incorporée, l'appareil présente une bonne stabilité.

Présentés dans un boîtier cylindrique, ils comprennent le transformateur différentiel, l'oscillateur et le démodulateur de sortie. Ils peuvent mesurer des déplacements de ± 1 à ± 25 mm, selon le type, à des fréquences pouvant atteindre 100 Hz.

Leur linéarité est de $\pm 0,5$ %.

Ces capteurs délivrent une tension continue de 1 V (avec une charge de 20 k Ω) proportionnelle à l'amplitude et au sens du déplacement du noyau. Ils sont prévus pour être alimentés par une tension continue de 10 V.

Intégralement équipés de semi-conducteurs au silicium, ils bénéficient d'une bonne fiabilité et la température maximale d'utilisation peut atteindre +85 °C. La dérive en température pour une variation de ± 10 °C par rapport à l'ambiante est de $\pm 0,05$ %/°C.



« KEITHLEY ». Amplificateur électromètre modulaire type 301.

● La Compagnie CFTH-HB présentait : un fréquence-mètre, chronomètre périodimètre type THN 610, de 15 MHz, utilisant des circuits intégrés pouvant être couplés sur imprimante et de haute fiabilité (temps : 10^{-7} s à 10^5 s - période : 0,1 μs à 10^5 s) ; un débitmètre-dosimètre digital « aéradix » type THN 707, qui est un appareil de radioprotection aéroporté utilisant une chambre d'ionisation à paroi équivalent tissu (réponse ; ± 1 % de 10 kV à 8 MeV — débit : 9,99 mrad/h à 999 rad/h — dose : 99,9 mrad à 999 rad.) ; ainsi qu'un amplificateur à détection synchrone type THN 600 à très faible dérive.

● Les nouveaux tiroirs du standard « Renatran » étaient surtout exposés par la Société CRC. En particulier, on pouvait voir, dans ce standard, un amplificateur proportionnel de hautes performances type MAPS 10 (gain 2^2 à 2^{13} et linéarité différentielle meilleure que 0,5 %) ; un sélecteur d'amplitude type MSAT 10 ; un tiroir de coïncidence 3 voies type MC3V 10 ; un tiroir d'affichage et de mémoire pour 3 puissances de 10, type MA3 D10 ; un châssis horloge à quartz type CHQ 4054 et un châssis d'amplification et de sélection type MAPSA 10. Parmi les nouvelles échelles de comptage, on peut noter les mini échelles de 10, 100 et 300 MHz, et des concentrateurs de données types CCI 4089 et CCI 1990, pour 1 à 16 échelles de 8 puissances de 10. Un analyseur radiochimique « dositron » permet la mesure de l'activité relative de deux substances radioactives. Enfin un détecteur d'aérosols radioactifs à filtre fixe, type DFF 10, possède les caractéristiques suivantes : mesure en α par scintilleur SZn avec un rendement sur 2π avec le ^{235}Pu de 65 %, et mesure en β par scintilleur plastique avec un rendement sur 4π avec le ^{204}Te de 24 %.

● La Société E.L.A. exposait quelques tiroirs, alimentations et bâtis métalliques. Par exemple, le tiroir oscilloscope type MOS 20 en tiroir 2/8, avec une bande passante de 10 MHz à 3 dB, peut être utilisé dans le standard Renatran, dans des chaînes de comptage ou des ensembles de mesure pour passeurs automatiques d'échantillons. Diverses alimentations existent, en cartes, des types CATS 1 et 2, CATF 1 et 2, ALDS 1 et 2, CATV 1 et 2, ALDV 1 et 2 ; et pour circuits intégrés, des types ACI en 5 V, et 5, 10 ou 15 A. D'autre part la baie métallique « Univers » peut recevoir les divers éléments mécaniques aux normes 19 ".

● Dans le cadre des ensembles de traitement numérique types DIDAC 800 et DIDAC 4000 de la Société INTERTECHNIQUE, on trouve deux nouveaux tiroirs. Le tiroir de traitement statistique de mesure type H 26 permet que chacune de ses fonctions soit mise en œuvre par simple enfichage d'un fichier programme. Le tiroir corrélateur numérique type L 10, permet des intercorrélogrammes dans le physioscope à numérisation par double convertisseur analogique numérique en 9 niveaux. Ce nombre est suffisant pour obtenir la corrélation avec une précision de 10^{-4} .

● La PRÉCISION MÉCANIQUE LABINAL, exposait un doseur d'uranium U 235/U 238, autonome et portatif, destiné à mesurer le pourcentage d'enrichissement d'échantillons d'uranium isotope 235.

● Au grand stand de la R.T.C. - La RADIOTECHNIQUE COMPELEC et parmi les nombreux détecteurs présentés, on pouvait remarquer un spectre γ intéressant obtenu avec un semicteur Ge (Li) et un ensemble de conditionnement. Ce dernier, composé d'une cellule de conditionnement pour semicteur et d'un réservoir d'azote liquide de 25 l, se présente sous 6 types différents : réservoir au sol : CRY 167/TC 25 droit, CRY 168/TC 25 coudé, ou de petit volume CRY 167 m/BB 10 ; réservoir en surplomb ; CRY 163/BN 25 droit ; CRY 166/BH 25 coudé, ou CRY 169/BH 25, 2 fois coudé.

● La Société SAIP proposait divers matériels et en particulier un corrélateur en temps réel type CTR 100, permettant des auto et intercorrélations en 400 points par tranche de 100, avec un retard incrémental de 0,25 μs à 20 ms, en temps d'intégration de 0,1 — 1 — 10 — 1000 et une lecture des résultats point par point, sur oscilloscope ou sur enregistreur. Elle proposait aussi un analyseur statistique de signaux électriques type ART 1000, un générateur de

bruit et de pseudo-bruit, et des nouveaux tiroirs d'électronique rapide. Enfin elle fabrique des chaînes de spectrométrie γ garanties par semicteur Ge (Li), constituées de détecteurs avec cryostats (CS 325 C et CS 325 CL) et d'éléments fonctionnels.

● Parmi les nombreux fabricants d'alimentations B.T. et H.T. stabilisées, la Société SAPHYMO exposait des modèles en bloc des types BSI de 4,5 à 48 V (1 à 2 A), en coffret des types AL 24 (33 V — 0,6 A), AL 25 (8 V — 4 A). SAPHYMO exposait également une échelle de comptage type ECC I allant jusqu'à 10^8 kHz et comprenant une alimentation H.T. de 800 à 2 000 V.

● La société S.E.N. présentait un électromètre-multimètre type EM 10, en coffret ou en châssis-tiroir de bonnes caractéristiques : tensions 10 mV (avec $10^{13} \Omega$), intensités 10^{-12} A, et résistances $10^{10} \Omega$.

● TRANCHANT ELECTRONIQUE exposait des petits modules de fabrication française. En particulier on peut mentionner : un amplificateur opérationnel électromètre type TB 61 (et TB 40 et TM 40) d'impédance d'entrée différentielle $10^{15} \Omega$, d'intensité différentielle 10^{-13} A de tension de sortie ± 10 V (10 mA) avec une dérive inférieure à 2 mV/8 j ; des amplificateurs opérationnels à transistor à effet de champ type TB 62 et TB 62 A (avec alimentation modulaire double type AMD) ; ainsi que des amplificateurs différentiels de mesure, en tiroir, type TX 100 pour capteur des niveaux et des amplificateurs de charge électrostatique type TX 102, pour capteur piézoélectrique. Enfin il proposait un convertisseur analogique/digital type AD 400, (entrée sur équipement numérique) et un standard de tension type TZ 40, de 0 - 40 V, 0 - 1 A.

● La Société AD-YU ELECTRONICS proposait trois nouveaux matériels intéressants : un filtre synchronisé à deux canaux, type 1034 de 60 dB de dynamique et de $0,3^\circ$ sur toute l'échelle des fréquences ; un traceur de courbe à retard du type 701 A, avec 2 échelles de retard, 0 à 36 μ s et 0 à 360 μ s ; et un standard de phase de précision type 209, avec une résolution de 10^{-50} et une précision de $0,015^\circ$.

● HEWLETT-PACKARD présentait un analyseur multicanal type 5400 A, de grande souplesse d'emploi, avec un taux de répétition de l'horloge de 100 MHz, une linéarité intégrale de 0,1 % et différentielle de 1 %, avec des coïncidences retardables jusqu'à 12,8 μ s ; et une référence alternative de précision type HP 745 A.

● Parmi le matériel d'électrométrie de KEITHLEY-INSTRUMENTS, on pouvait remarquer un électromètre à condensateur vibrant du type 640, mesurant les tensions, intensité et charge, avec une échelle en tension de 30 μ V à 30 V, 10^{-15} A, pleine échelle, une résistance d'entrée de $10^{16} \Omega$, avec une dérive inférieure à 20 μ V/24 h. Egalement un picoampèremètre à échelle automatique type 419, mesure de 10^{-13} à 10^{-2} A avec une dérive inférieure à 1 %/24 h e : surtout une échelle automatique programmable ; et un amplificateur de précision nanovolt type 140, de résolution 10 nV ou 10 p.p.m., et de précision sur le gain de ± 100 p.p.m., le gain allant de 100 à 100 000 et le temps de montée étant de 20 ms.

● Pour la Société ORTEC, parmi le matériel d'électronique modulaire, il était présenté de nouveaux systèmes détecteur Ge (Li), des cryostats avec préamplificateur à résolution garantie (détecteur plan : 3,5 keV et coaxial : 3 à 5 keV) incluant la contribution du préamplificateur. Le matériel est scellé, prêt à l'emploi et sans pompage extérieur. On distingue 3 modèles de cryostats : le haut vertical type 80, le haut coudé type 81 et le modèle bas coudé type 82. Elle proposait également un spectromètre X comprenant un détecteur Ge au Si dans un cryostat, avec un préamplificateur à transistor à effet de champ refroidi directement et couplé au détecteur. La résolution est de 500 à 600 et pour des X de 4 à 125 keV — (0,1 à 3 R). Ce matériel peut réaliser l'analyse par fluorescence X de tous les corps jusqu'au calcium.

● PRINCETON APPLIED RESEARCH proposait des appareils intéressants en tiroirs « NIM » : un amplificateur sélectif type 210, un préamplificateur type 213, une alimentation type 214, un amplificateur opérationnel type 215, un chopper variable type 222, un multiplieur type 230, un électro-

mètre type 270, un amplificateur type 220, des alimentations type 280 et 281, etc. D'autre part, il avait un contrôleur de température cryogénique type 152, mesurant de 4,2 à 300 °K, avec une stabilité de $\pm 0,01$ °K/h et une reproductibilité de $\pm 0,1$ °K ; un corrélateur modèle 100 ; et un amplificateur à bas bruit, de gain élevé, des types CR4 ou CR 4A.

● UNION CARBIDE présentait un préamplificateur continu modulaire type H3 100 G, pour applications en intégrateur, électromètre, détecteur, préamplificateur... avec une entrée parfaitement différentielle, une impédance d'entrée de $10^{13} \Omega$, un réglage de gain et une stabilité du gain de $\pm 0,1$ %.

● La société A.O.I.P. fabrique un magnétomètre à résonance magnétique nucléaire type RMN, basé sur le phénomène de précession, de protons autour du champ magnétique à mesurer. Il mesure de 1 200 à 14 000 Oe avec une précision de 10^{-4} .

A la suite des mégascopes ALLCO, oscilloscopes à écran géant, cette société présentait le multitrace type MS 23 et le tout dernier à 8 pistes type MS 11.

● Le groupe Cryostance de la C.G.E. exposait un thermomètre au germanium pour de très basses températures, de 1,5 à 100 °K avec une précision d'étalonnage de 0,2 °K.

● La société PRANA proposait également des amplificateurs opérationnels en module de faible dimension.

● TEKELEC AIRTRONIC exposait un intervalomètre 10 ns, type TE 7 000 en châssis, permettant des mesures d'intervalles de temps de 10 ns à 0,1 s, avec une résolution de 10 ns, à horloge interne ou externe, en sensibilité d'entrée réglable de 10 à 20 V, et avec enfin la possibilité de programme à distance. Dans sa gamme de générateurs, il prévoit un générateur synchrone type TE 9 000 particulièrement prévu pour la physique du solide (1,5 Hz à 150 kHz — et 10 nV, 100 nV et 1 μ V) et les générateurs d'impulsions types TE 101, (10 MHz ± 10 V), TE 150 (150 MHz) et les montages spéciaux TE 97.

● En plus de leur gamme d'alimentation, en bloc (série H) et en coffret (série LA, LB et LP), CHAUVIN et ARNOUX présentait un amplificateur de charge type ACH pour la mesure et l'étude des contraintes, avec une bande de fréquence de 0,5 à 20 000 Hz.

● Parmi les diverses alimentations en coffret, blocs, plaquettes, de la société P. FONTAINE, on pouvait noter : un standard de tension type ST 40 de 40 V, 500 mA, avec une précision de 10^{-3} , une régulation de 100 μ V, une stabilité de $10^{-5}/8$ h et une tension résiduelle de 100 μ V c. à c. ; un autre modèle type ST 300 de 300 V, 100 mA, avec une précision d'affichage de 10^{-4} et une stabilité de 100 μ V sur 1 000 h ; et des alimentations haute tension de 0,5 kV (5 mA) à 50 kV (0,5 mA).

En plus des sociétés SAPHYMO MESCO, ELA, CHAUVIN-ARNOUX, FONTAINE, de nombreux constructeurs présentaient des alimentations stabilisées. Parmi celles-ci, on peut mentionner les sociétés suivantes :

● HEMITECHNIC, qui présentait des alimentations de châssis, en baie types BT et MI, et en cartes enfichables. Il proposait également un convertisseur haute tension type CC2 KV 1, une minuterie électronique SIGMA 6 B et divers voltmètres.

● SERCEL, qui exposait un étalon continu type 5 500 de tension ou de courant de haute précision et stabilité.

● SODILEC-SALIES, qui proposait toute une série d'alimentations de laboratoire des types SDE, SDR, SDT et SDA.

● SORENSEN, qui fabrique des alimentations pour circuits intégrés type QRE, des alimentations pour de la programmation à très grande vitesse type QRD et un groupe d'alimentation normal-secours relativement intéressant.

● LAMBDA-ELECTRONIQUE, proposait également toute une série d'alimentations stabilisées et d'accessoires divers des types LM, LH, LK, LCI, LLP, LPD.

On peut noter également d'autres fabricants d'alimentations tels que ATEI, DRUSCH, KATJI, LABINAL, MONDIAL ELECTRONIQUE, ROCHAR, SODILEC, TELE-ELECTRONIQUE, etc. Il est à remarquer en particulier ce dernier, qui fabrique des alimentations en tout petit module.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

PUBLICATIONS TECHNIQUES

PUBLICATIONS DU C.C.I.R. :

ATLAS DES CARACTÉRISTIQUES IONOSPHERIQUES

L'U.I.T. vient de publier le *Rapport 340 du C.C.I.R.* (*Atlas des caractéristiques ionosphériques*), Oslo 1966.

Cet Atlas spécifie les paramètres ionosphériques de base dont dépend la propagation ionosphérique des ondes radio-électriques. Cette spécification représente le résultat des études effectuées par un certain nombre d'Administrations qui participent aux travaux de la Commission d'études VI du C.C.I.R. La mise au point des méthodes de cartographie numérique et l'utilisation de calculatrices électroniques modernes ont permis d'exécuter ce travail dont les résultats sont présentés sous forme de cartes mondiales établies pour chaque mois de l'année, toutes les deux heures, pour les nombres de taches solaires zéro et 100.

L'Atlas renferme également des tableaux où figurent les coefficients des fonctions servant à établir les cartes numériques des paramètres ionosphériques. Les diagrammes et abaques contenus dans le Rapport peuvent servir de diverses manières pour résoudre un certain nombre de problèmes.

Le prix de cet ouvrage de 400 pages environ, port et emballage compris, est de 20,60 FS. Pour l'obtenir, s'adresser au Service des ventes de l'Union Internationale des Télécommunications, Place des Nations, 1211 - Genève - 20, Suisse.

NOUVEAUX CATALOGUES C.R.C. POUR OSCILLOGRAPHES ET APPAREILS DE MESURE

Le catalogue « Oscillographes » contient toutes les caractéristiques des oscillographes C.R.C., ainsi que leurs accessoires. Les oscillographes y sont classés soit d'après leur bande passante, soit d'après leur sensibilité maximale en déviation verticale.

Des tableaux regroupent les appareils portatifs et autonomes, les appareils pour l'Enseignement, les oscillographes à tiroirs, les oscillographes à échantillonnage, les oscillographes à tubes de grandes dimensions et les oscillographes tropicalisés. Le lecteur peut ainsi repérer immédiatement l'appareil qui convient à ses besoins, parmi les 18 modèles d'oscillographes et les 17 tiroirs fonctionnels proposés.

Le catalogue « Appareils de Mesure », actuellement sous presse, fait état des différents générateurs basse fréquence et d'impulsions fabriqués par CRC, ainsi que des amplificateurs destinés à augmenter le niveau de sortie des générateurs basse fréquence.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 450.

UN OUVRAGE SUR « LES ORGANES ARTIFICIELS »

Le public connaît les incisions, ablations, exérèses, amputations chirurgicales; il ignore le développement des techniques de réparation, de reconstruction, de substitution. Dans ce domaine, les problèmes sont difficiles mais leur solution apportera des ressources thérapeutiques considérables.

Le chirurgien peut remplacer un organe manquant par un montage fait à l'aide d'autres tissus pris chez le même individu : c'est une « *plastie* ». Quand il remplace un organe par un organe étranger vivant, c'est une *greffe*. Dans une « *prothèse* » il utilise des matériaux inertes. Ces derniers peuvent avoir une origine biologique. Le cœur artificiel, un membre artificiel sont des prothèses. En poussant plus loin l'artifice on arrive aux « *régulateurs implantés* »; ils ne correspondent pas nécessairement à un organe anatomique, ils se substituent à une fonction défaillante.

La participation de l'électronique à cet éventail de techniques se limite aux régulateurs implantés et à l'animation de prothèses. Le plus connu des régulateurs est le « *pace-maker* » cardiaque, mais d'autres stimulateurs ont été proposés en particulier le régulateur de pression artérielle (« *baro-pacer* »). Parmi les prothèses le cœur et la main artificiels nécessitent une animation précise. Du mariage de l'électronique et de la biologie naissent des hybrides, ils sont encore rares mais qui oserait prévoir leur évolution ?

L'auteur, chirurgien, laisse à d'autres le soin de décrire les montages électroniques. Il pose les problèmes, classe les solutions. Le développement nécessiterait un ouvrage volumineux et risquerait d'enliser le lecteur dans le jargon des différentes disciplines. Ce qui est dit dans ces 145 pages suffit pour qu'on comprenne que le problème n'est pas limité à l'invention du dispositif efficace et rentable. Il y a un choix et un concours de moyens pris dans des techniques fort éloignées et les problèmes dépassent encore les techniques.

Le médecin n'a plus le droit d'ignorer les possibilités de l'électronique. Mais si l'électronique médicale ignorait les problèmes et les possibilités de la chirurgie, elle serait vouée

à l'inefficacité dans ce domaine. Chacun sait que les recherches y sont nombreuses et denses mais la documentation reste rare. Aussi la S.F.E.R. qui se propose d'organiser prochainement quelques réunions sur ce thème, signale-t-elle aux lecteurs de *L'Onde Electrique* l'ouvrage du Docteur Henry G. ROBERT édité en 1967 par les Presses Universitaires de France.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

MATÉRIAUX POUR DISPOSITIFS HYPERFRÉQUENCES A SEMICONDUCTEURS

Les dispositifs semiconducteurs fonctionnant dans la gamme des hyperfréquences deviennent de plus en plus courants.

Dans son exposé devant le congrès de l'Institut des Ingénieurs Électriciens et Électroniciens qui s'est tenu au mois de mars à New York, le Dr Williams a décrit des procédés utilisés pour la fabrication de semiconducteurs en silicium et à l'arséniure de gallium sous une forme permettant des applications telles que dispositifs à effet Gunn, oscillateurs à transistors, varacteurs et sources hyperfréquence LSA.

Pour donner un exemple du type de technologie, le Dr Williams a décrit des cristaux d'arséniure de gallium (semiconducteur de modèle III-V) mis récemment au point dans les laboratoires Monsanto et à l'aide desquels le Dr Lee A. Mackenzie a réalisé des dispositifs expérimentaux à effet Gunn. La pureté et la perfection des cristaux étaient telles que ceux-ci permettaient des puissances de sortie dans des dispositifs, plus élevées de presque deux ordres de grandeur que celle des dispositifs commercialisés, et plus de dix fois plus élevées que celle des dispositifs expérimentaux connus à ce jour.

Les puissances-crêtes atteignaient 34 watts, et 14 % d'efficacité à fréquence fixe, ou 20 watts pour une efficacité de 9 % sur une largeur de bande de un gigahertz dans la bande X (8 à 12 GHz).

Le Dr Williams souligna que les cristaux présentaient des propriétés différentes selon la façon dont on les obtenait. Par exemple, des monocristaux de silicium obtenus par la méthode Czochralski avaient des densités de dislocation inférieures à celles des cristaux obtenus par le procédé de zone de flottation. Par ailleurs, ces derniers se distinguent par une résistivité plus uniforme sur leur section transversale.

Le Dr Williams a précisé, d'autre part, qu'un nouveau procédé utilisé actuellement dans l'usine Monsanto de St. Peters, Missouri, permet d'obtenir des monocristaux de silicium combinant à la fois une faible densité de dislocation (moins de 2 000 au cm^2) et une résistivité uniforme. Ce matériau, qui représente actuellement plus de 20 % du total des ventes de matériaux au silicium de Monsanto, a reçu le nom de Mon-X.

Des tranches de silicium fortement dopées et à couches épitaxiales minces sont particulièrement utiles dans la fabrication de varacteurs destinés aux générateurs d'harmoniques, aux amplificateurs paramétriques et aux circuits intégrés. Il fallait, pour réaliser des composés III-V, utiliser des techniques différentes de celles appliquées à la fabrication de semiconducteurs à éléments tels que silicium ou germanium. Comme l'un des composants tend à être plus volatil que l'autre à la température de croissance des cristaux, l'un des constituants sera plus fortement représenté que l'autre dans le cristal solidifié, à moins de prendre certaines précautions.

Plusieurs solutions ont été proposées pour résoudre ce problème. On peut ajouter au système clos un excédent du composant le plus volatil, ce qui maintient une pression de vapeur dudit composant au-dessus du mélange en fusion et empêche toute modification de composition de ce dernier.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 451.

MATIÈRE CÉRAMIQUE ÉLASTIQUE POUVANT SERVIR D'ENCAPSULANT DE DIÉLECTRIQUE ET DE CIMENT DE LIAISON

Au Congrès Régional de la Côte Pacifique de la Société Américaine de Céramique, les ingénieurs d'IBM Corporation ont fait une communication sur un nouveau matériau diélectrique élastique et en céramique : il s'agit d'un mélange de titanate de plomb, de zirconate de plomb et de verre au borosilicate.

Appelé « Mélange ou Composé P », le matériau peut être utilisé dans différentes applications ayant trait aux circuits intégrés. Ce matériau présente de nombreuses caractéristiques intéressantes et utiles que ne possèdent pas d'autres composés analogues d'oxydes polycristallins mixtes de plomb et d'éléments du groupe IV-B.

Le Composé P est un bon isolant ; il a une faible constante diélectrique et fait preuve d'une élasticité peu commune. Ces propriétés lui permettent d'être utilisé comme encapsulant hermétique, comme diélectrique pour les condensateurs imprimés et comme ciment de liaison métal-céramique.

Les encapsulants présentaient jusqu'à présent certains inconvénients du fait que des microfissures avaient tendance à se former dans la couche de protection ; elles étaient dues en grande partie à un désaccord entre le coefficient de dilatation du revêtement et celui du substrat sur lequel le dispositif est monté.

Lorsque l'on utilise le Composé P comme encapsulant, ce désaccord ne se produit pas. Après avoir été chauffé à une température de 700 à 900 °C, le « sandwich » formé par l'encapsulant, le dispositif et le substrat commence à refroidir. Chaque couche se contracte, mais l'encapsulant P ne se contracte que jusqu'à une zone de température critique de l'ordre de 300-500 °C ; après quoi, de manière tout à fait inattendue, il commence à se dilater. Une fois cette zone de température traversée, il recommence à se contracter. Finalement, en atteignant la température ambiante, il forme une couche protectrice solide et durable sur le dispositif.

A noter en plus qu'en raison de ses propriétés élastiques peu communes, le Composé P a été également utilisé comme ciment de liaison pour unir des métaux à des céramiques. Ce type d'application est unique en ce sens que le Composé P peut servir à l'union de deux matériaux différents, présentant un large écart entre leurs coefficients de dilatation. Par exemple, on a obtenu d'excellents résultats lorsqu'il s'est agi d'unir un ruban d'argent (son coefficient de dilatation est de 191×10^{-7}) de 0,125 mm d'épaisseur et de 0,25 mm de largeur, à un substrat d'alumine dont le coefficient de dilatation est de 60×10^{-7} .

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 452.

LIQUIDE INERTE FLUORÉ 3M

Les remarquables propriétés de transfert de chaleur des Liquides Inertes Fluorés « 3M » permettent aux composants ou ensembles immergés d'atteindre très rapidement et avec précision, les températures auxquelles ils doivent être testés.

L'intervalle d'utilisation des FC 75 et FC 43 se situe entre -55 °C et 125 °C, mais aucune décomposition n'a été observée jusqu'à 400 °C.

Les Liquides Inertes Fluorés « 3M » ont une très faible tension de surface, ainsi qu'une faible viscosité. Aucune trace résiduelle ne reste sur les composants immergés. Les Liquides permettent d'obtenir instantanément des températures uniformes de tests.

Chimiquement inertes, donc compatibles avec tous les matériaux utilisés en construction électrique ou électronique, les Liquides Inertes Fluorés « 3M » ne sont ni toxiques, ni inflammables. Ils ne sont ni miscibles avec l'eau, ni sensibles à l'humidité.

Les composants ou ensembles plongés dans les Liquides Inertes Fluorés « 3M » sont après immersion, instantané-

ment égouttés et secs ; aucune altération, même des composants les plus sensibles n'est observée.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 453.

ÉLÉMENTS DE VERRE MÉTALLISÉS SOUDABLES

La métallisation soudable des verres spéciaux pour l'électrotechnique, méthode qui a été développée par la Société allemande SCHOTT, n'est pas obtenue par vaporisation, mais par assemblage solide avec la surface du verre. Les éléments de verre métallisés peuvent être soudés à l'étain et assurent des connexions étanches au vide, même s'il s'agit du quartz fondu. L'adhérence des couches au verre dépasse la résistance propre du verre lui-même. Pour augmenter la stabilité d'alliage la métallisation est traitée par galvanisation, si bien que l'on peut abandonner les soudures spéciales et employer la soudure courante Sn Pb 60/40.

Le procédé de métallisation offre la possibilité d'utiliser le verre, sans éléments coûteux d'étanchéité ou de connexion, dans les instruments ou éléments de construction avec protection antigrisouteuse et antidéflagrante, ou encore dans l'aviation, la navigation ou le génie chimique.

Dans le domaine des éléments électroniques, les propriétés électriques et climatiques exceptionnelles du verre offrent une solution idéale pour les enceintes soudables, supports, etc.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 454.

SOURCE D'ÉVAPORATION A FAISCEAU ÉLECTRONIQUE POUR DÉPOSER UNE PELLICULE DE GRANDE PURETÉ

Une source d'évaporation à faisceau électronique refroidie à l'eau, de fabrication britannique, a été mise au point pour déposer sous vide des pellicules minces lorsqu'un degré de pureté élevé est d'importance primordiale. Elle utilise un procédé de concentration électrostatique continu du faisceau électronique jusqu'à un spot d'un millimètre ou moins.

Elle peut évaporer une gamme étendue de semiconducteurs, métalliques et non-métalliques, y compris les substances réfractaires et convient pour des pellicules de très grande pureté sous un vide très poussé ou normal.

La source est conçue de sorte qu'en cours d'évaporation, la partie fondue de substance vaporisée est normalement emprisonnée dans une couche de même substance refroidie par une chemise en cuivre à circulation d'eau. Ainsi la charge d'évaporation ne touche aucun support de nature différente. Les sources sont en acier inoxydable ou en cuivre à haute conductibilité avec isolants spéciaux.

La source peut être de forme horizontale ou verticale. La version horizontale peut être montée dans un support en forme d'anneau grâce à des brides appropriées et des joints toriques. La position de la source dans le support est réglable dans le plan horizontal sur 63,5 mm. La version verticale peut être montée dans la plaque de base du système à vide, elle est également dotée d'une bride et de joints toriques appropriés. La source est réglable verticalement sur une distance de 76,2 mm.

Le diamètre du creuset est de 15,87 mm, celui de la cage de 53,97 mm et la hauteur de 101,6 mm.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 455.

CONTROLE PAR RAYONS X DE SEMICONDUCTEURS EN COURS DE FABRICATION

Il est maintenant possible de suivre et de vérifier la fabrication des semiconducteurs au moyen de planches d'analyse aux rayons X obtenues par analyse de la diffraction microscopique des rayons X. Le rendement dans la fabrication des circuits intégrés peut être considérablement amélioré dans la mesure où les défauts cristallographiques sont évités au cours de la fabrication des éléments semiconducteurs.

Même lorsqu'on utilise, initialement, un matériau presque parfait, des dislocations et d'autres défauts peuvent apparaître au cours de la fabrication. La simple manipulation de la micro-plaquette de cristal de silicium peut souvent en altérer la structure.

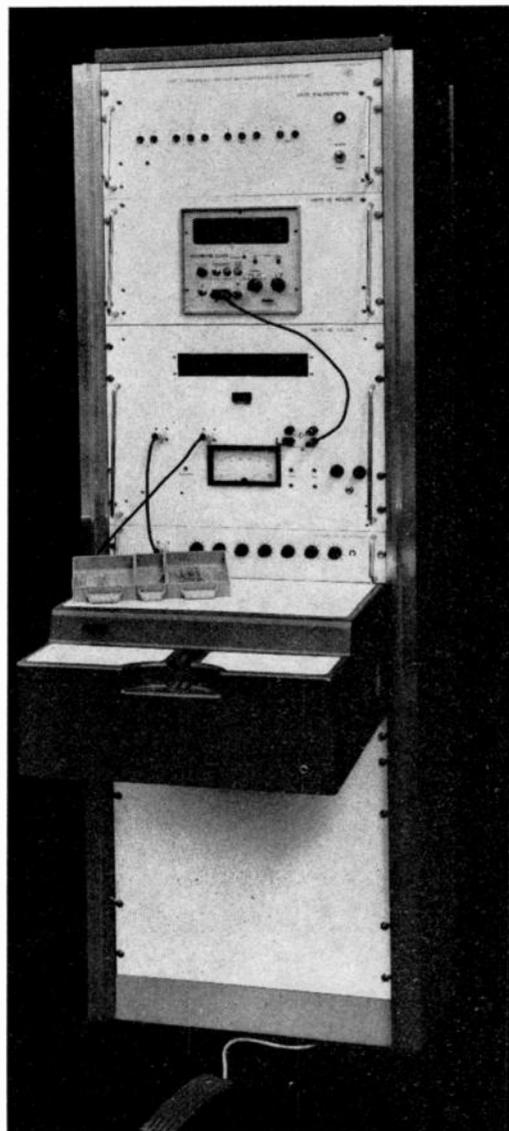
Les spectrogrammes obtenus par la technique de détection par oscillateur sont des cartes des imperfections des micro-plaquettes et silicium et peuvent être réalisés après chaque étape du traitement. Ces cartes montrent quand et comment les imperfections apparaissent au cours de la fabrication. On pourra ainsi noter l'effet de certaines imperfections sur les circuits intégrés.

Si l'analyse montre, par exemple, un défaut sérieux à un des premiers stades, la micro-plaquette est abandonnée sans autre traitement, faisant économiser du temps et de l'argent.

Les travaux décrits ont été menés à la fois par l'IBM et les laboratoires de recherche de l'US Air Force à Cambridge, Bedford, Mass.

MESURE SYSTÉMATIQUE DES COEFFICIENTS DE TEMPÉRATURE

La SOCIÉTÉ ANONYME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS a présenté sur son stand du Salon des Composants, un appareil nouveau destiné à la mesure automatique des coefficients de température des résistances.



Ce dispositif, qui équipe déjà les chaînes de fabrication des résistances à couche métallique TREL, représente un progrès considérable dans ce domaine en transformant une opération longue et délicate par une mesure simple et rapide.

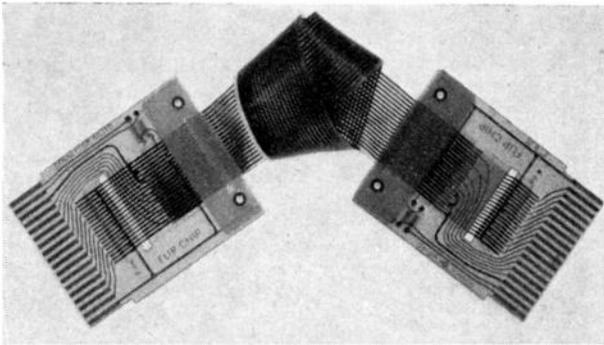
Les caractéristiques techniques de l'appareil, la simplicité de la mesure et sa cadence de travail devraient intéresser, non seulement les fabricants de résistances, mais aussi les utilisateurs qui auraient ainsi la possibilité, par une mesure systématique, de garantir les performances des composants utilisés.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 456.

NOUVEAUX CIRCUITS IMPRIMÉS SOUPLES

La Société Delloise UDD-FIM vient d'obtenir, pour la France, la licence de fabrication américaine SANDERS, des circuits imprimés FLEXPRINT.

La particularité de ces circuits imprimés souples est d'être isolés deux faces, ce qui permet de les empiler les uns sur les autres, sans perte de place. Ils peuvent être employés, soit comme câbles de liaison reliés à n'importe quel type de connecteur, qu'il soit plat ou rond, soit comme circuit imprimé classique, support d'éléments discrets.



Leur structure a été prévue pour qu'ils puissent être soudés à la machine sans poser de problèmes particuliers.

Leur fiabilité les a fait adopter dans la plupart des programmes spatiaux, pour lesquels ils permettent une concentration en volume atteignant 75 %.

Existant en différentes qualités d'isolant (Vinyle, Mylar, Teflon, Kapton), ils ont été prévus pour répondre à tous les besoins, et représentent une économie qui va jusqu'à 50 % avec la plupart des matériaux, qu'ils soient professionnels ou grand public.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 457.

UNE NOUVELLE GÉNÉRATION DE SEMICONDUCTEURS

Poursuivant les études qu'il a entreprises avec l'assistance technique du Commissariat à l'Energie Atomique, le laboratoire « Détecteurs Solides de Radiations Nucléaires » de R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC, implanté à Caen depuis huit ans, vient de mettre au point une nouvelle génération de détecteurs semiconducteurs, ou semicteurs, de très hautes performances.

Il s'agit, d'une part, de détecteurs à barrière de surface présentant, suivant leur profondeur et leur surface utiles, une résolution alpha garantie comprise entre 20 et 35 keV à 20 °C et, d'autre part, de détecteurs PIN au silicium compensé au lithium dont la résolution en électrons garantie est comprise entre 6 et 15 keV à -30 °C et entre 15 et 50 keV à 20 °C pour des épaisseurs compensées de 2 à 5 mm et des surfaces utiles de 25 à 300 mm².

Leurs performances étant reproductibles industriellement, ces semicteurs peuvent être fournis dans des dimensions standard disponibles sur stock ou, dans de brefs délais, dans tout autre présentation nécessitée par les appli-

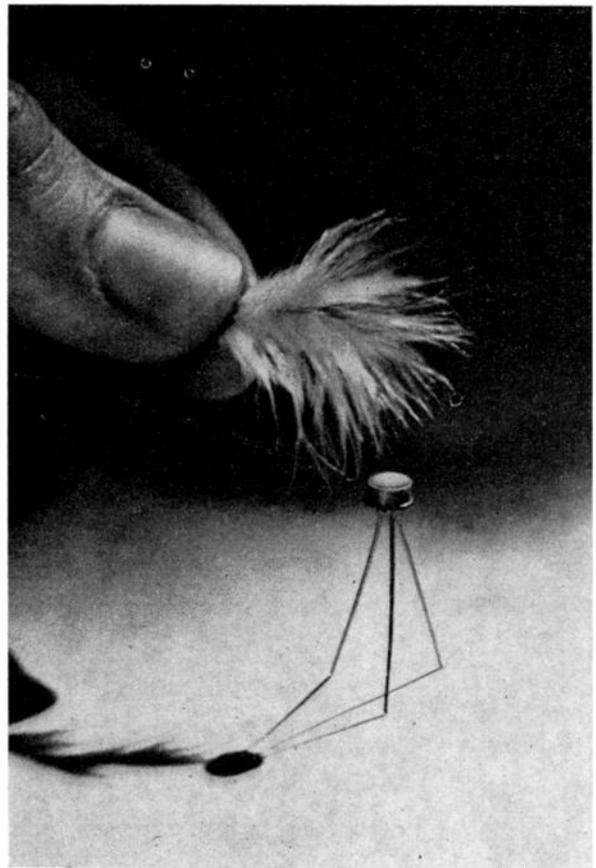
cations particulières auxquelles les destinent les physiciens.

Les caractéristiques de classe internationale de ces différents types de semicteurs les ont fait apprécier à l'étranger ; une centaine de détecteurs PIN, par exemple, ont déjà été exportés.

UN COMPOSANT NOUVEAU DESTINÉ A LA MESURE DES PRESSIONS

STROW Laboratories (Massachusetts, Etats-Unis), annonce un composant à l'état solide destiné à la conversion d'une force ou d'une pression en un signal électrique.

Appelé Pitran_{tm}, c'est un transistor planar silicium dont la jonction émetteur-base est couplée mécaniquement à un diaphragme logé dans le haut du boîtier (To 46). L'application d'une force sur le diaphragme produit une modification réversible des caractéristiques du transistor. On pourrait ainsi, d'après le constructeur, obtenir une excursion linéaire en tension d'au moins deux volts sans amplification extérieure, la sensibilité du dispositif étant en moyenne de quatre volts par gramme, la linéarité meilleure que 1 % et la fréquence de résonance supérieure à 100 kHz. Conçu comme un transistor classique, le Pitran_{tm} peut amplifier, osciller ou commuter.



En raison notamment de son faible encombrement, ce composant semble devoir trouver de nombreuses applications industrielles, en particulier dans les dispositifs de mesure de pression différentielle, les accéléromètres, les mesureurs de flux, les jauges de niveau, les appareils de pesée et les microphones très sensibles.

DES OSCILLATEURS DE HAUTE PUISSANCE A DJODE A AVALANCHE

Les niveaux de puissance de l'oscillateur Sylvania SYA-3200 composé de diodes à avalanche ont été augmentés dans un rapport de cinq. Ceux-ci aideront à simplifier la

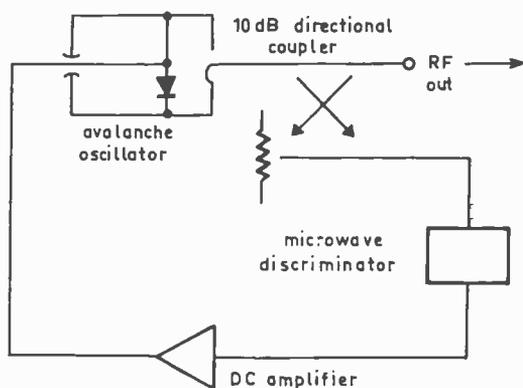


Fig. 1. — Boucle de contrôle automatique de fréquences pour oscillateur à avalanche.

conversion des signaux à courant continu directement dans les fréquences de bandes X.

Les nouvelles unités sont disponibles dans la configuration en guide d'ondes et coaxiale. Le type SYA-3200A est donné pour 25 mW et le type 3200B pour 50 mW. Ces deux unités, ainsi que l'oscillateur original Sylvania de 10 mW à diode à avalanche (type SYA-3200), sont destinés à l'utilisation dans les systèmes à sorties en guide d'ondes.

L'utilisation de la série SYA-3200 comme pompes pour amplificateurs paramétriques réduit la dimension et la complexité entraînées par l'emploi de klystrons. Ces oscillateurs sont de petite dimension et de faible poids (moins que 0,14 kg), leur consommation d'énergie en courant continu est peu importante (60 à 90 V, 10 à 20 mA) et ils n'entraînent aucun signal parasite jusqu'à deux fois la fréquence de sortie. La température de fonctionnement va de -40° à $+85^{\circ}$ C. Ces nouvelles sources sont accordables mécaniquement à l'aide d'un simple réglage à vis sur une gamme de fréquences d'au moins 200 MHz et présentent un coefficient caractéristique de 200 kHz/ $^{\circ}$ C.

Des essais montrent que des amplificateurs paramétriques pompés par ces oscillateurs à diodes à avalanche conduisent à des performances qui sont incomparables à celles obtenues avec les montages conventionnels à klystrons. Dans une application, un amplificateur paramétrique fonctionnant dans la bande L fut pompé à 11 GHz par un oscillateur du type SYA-3200. La valeur du bruit de fond était de 1,8 dB, exactement ce qui aurait été obtenu en utilisant un klystron. L'économie réalisée dans la

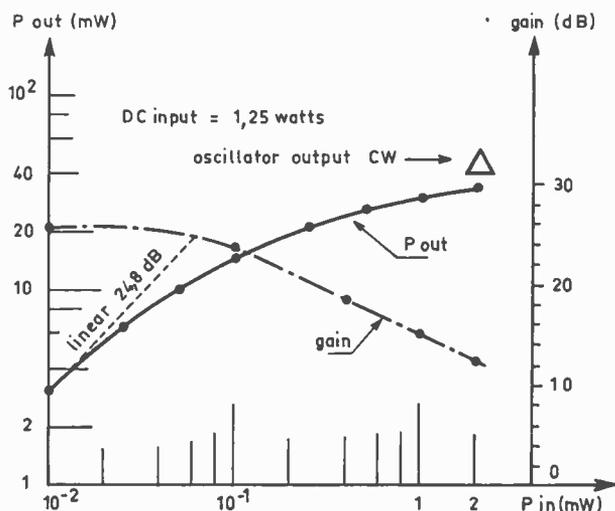


Fig. 2. — Performance de l'amplificateur de puissance à diodes à avalanche aux fréquences dans les bandes X.

consommation d'énergie, la dimension et le poids a permis de réduire de 50 % les poids et dimensions hors-tout de l'amplificateur. Gain, largeur de bande et stabilité furent celles qui auraient pu être obtenues avec un klystron.

Particulièrement adaptés pour l'utilisation dans les radars à effet Doppler, ces oscillateurs peuvent opérer comme oscillateurs locaux dans les récepteurs hétérodynes aussi bien que dans les stations-relais des liaisons à ondes micro-métriques.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 458.

UN OSCILLATEUR PORTATIF POURRAIT REMPLACER LE KLYSTRON DES RADARS MARINS

Un oscillateur portatif destiné à remplacer le klystron des radars marins et autres serait, d'après son constructeur britannique, plus petit qu'un klystron, durerait 25 fois plus longtemps et serait beaucoup plus sûr, du fait qu'il n'emploie pas de hautes tensions. En effet, l'oscillateur n'a besoin que de 24 volts.

La fréquence est dans la bande « X » (radar marin) et la largeur de bande est de 200 MHz avec accord sur la totalité de la bande. La sortie est de 5 milliwatts au minimum et l'échelle de températures va de -40 à $+80^{\circ}$ C. Le poids de cet oscillateur est de 227 grammes et son volume, de 148 cm³. La consommation de courant sous 24-28 volts est de 100 milliampères, soit une puissance de 3 watts.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 459.

AMÉLIORATION DES TUBES-ÉCRANS DE TÉLÉVISION EN COULEUR A MASQUES

La compagnie américaine SYLVANIA ELECTRIC a réalisé dans le domaine des tubes couleur, un important progrès. L'image que donne son nouveau tube-écran a une brillance supérieure de 23 à 69 % à celle des tubes existant actuellement.

La compagnie fera les premières livraisons de ces nouveaux tubes à partir de ses usines des Etats-Unis et du Canada, en attendant la mise en service, dans quelques semaines, de l'usine que Sylvania installe en Belgique, spécialement pour la fabrication des tubes de télévision.

Naturellement, le nouveau tube-écran peut être monté dans tous les récepteurs prévus pour les types courants de tubes-couleur, quelle qu'en soit la marque. La brillance très élevée du nouveau tube est le fruit d'une série de perfectionnements, scientifiquement coordonnés, portant sur les éléments essentiels du tube : emploi de pastilles luminescentes d'un type amélioré, d'un nouveau canon à électrons, d'un masque insensible à la température et enfin, application des pastilles sur la face interne du tube selon une méthode originale fondée sur la pulvérisation à sec.

Grâce à sa méthode originale de pulvérisation à sec — méthode protégée par un brevet — Sylvania est en mesure de garnir l'intérieur de l'écran de pastilles luminescentes d'une largeur irréalisable par toute autre méthode. La largeur accrue des pastilles se traduit par une image plus brillante ; le procédé d'application à sec permet de régulariser l'épaisseur de la couche de matériau luminescent et d'avoir une uniformisation du flux lumineux émanant de l'écran.

Le nouveau canon à électrons accroît la définition de l'image, celle-ci est à la fois plus lumineuse et plus « piquée » et on distingue, même dans les zones de hautes lumières, beaucoup plus de détails qu'on ne pouvait le faire auparavant. Avec le nouveau canon, le phénomène de franges colorées, qui était dû à l'irrégularité de forme des faisceaux électroniques a pratiquement disparu.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 460.

VIDICONS A MISE AU POINT ÉLECTROSTATIQUE POUR PETITES CAMÉRAS DE TÉLÉVISION

Une société britannique fabrique une série de vidicons à mise au point électrostatique pour les cas où il est nécessaire d'employer de petites caméras et d'avoir une

faible consommation d'énergie. La construction très précise de ces tubes permet de monter les bobines défectrices directement sur les corps de verre, ce qui diminue encore leur encombrement.

La mise au point électrostatique du faisceau d'électrons au moyen d'un canon spécial ne consomme pratiquement pas de courant et la mise au point magnétique est inutile. On emploie des réchauffeurs de faible puissance et les champs défecteurs sont le quart de la valeur habituelle.

Les nouveaux vidicons conviennent particulièrement pour les caméras multicolores car le système de mise au point supprime la distorsion en « S » et la rotation de l'image causée par le foyer. Une répartition uniforme du faisceau procure des signaux de bonne qualité sur toute la zone de l'image.

L'un des tubes de la nouvelle série — le 8134 VB — a une sensibilité au bleu suffisante pour supprimer les difficultés qui se rencontrent normalement avec un éclairage au filament de tungstène.

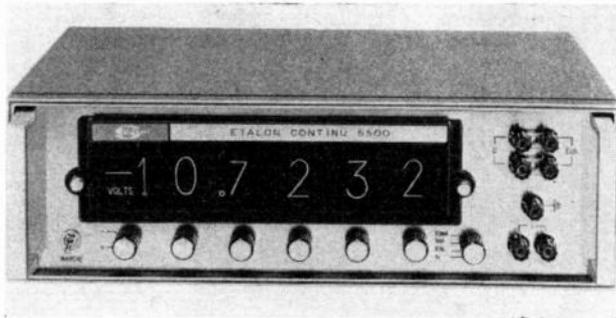
On peut maintenant remplacer trois tubes vidicon couleur ordinaires du type 8134VI par deux tubes du type 8134VI (pour le rouge et le vert) et un tube du type 8134VB (pour le bleu).

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 461.

PREMIER ÉTALON CONTINU FRANÇAIS DE TENSION ET D'INTENSITÉ

L'étalon continu 5500 SERCEL est le premier appareil conçu et construit en France et qui soit à la fois étalon d'intensité et étalon de tension. Pour chacune de ces fonctions l'appareil offre deux gammes, respectivement : 10,9999 V (résolution 100 μ V) et 1,09999 V (10 μ V) d'une part ; 10,9999 mA (100 nA) et 1,09999 mA (10 nA) d'autre part.

L'étalon 5500 Sercel présente l'avantage, en étalon de tension, de débiter un courant appréciable (jusqu'à 50 mA) avec une très bonne stabilité (50 μ V de 0 à 50 mA).



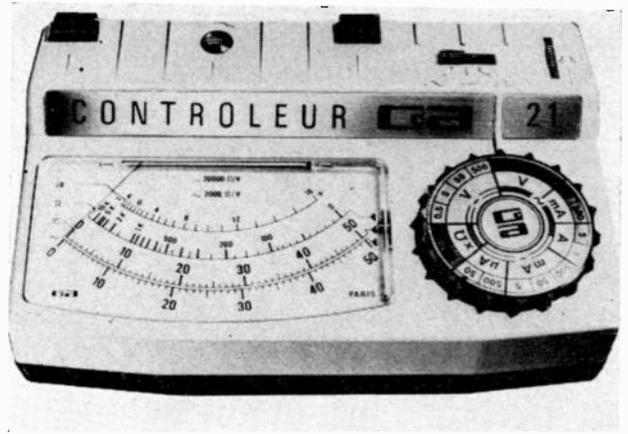
Sa précision est également intéressante puisqu'elle est garantie pendant un an aux valeurs suivantes : 3.10^{-5} de la valeur affichée $\pm 100 \mu$ V (gamme 10 V), $3.10^{-5} \pm 50 \mu$ V (gamme 1 V), $8.10^{-5} \pm 100$ nA (gamme 10 mA), $8.10^{-5} \pm 50$ nA (gamme 1 mA).

Avec un coefficient de température faible et un bruit minime, l'étalon continu 5500 Sercel peut remplacer les appareils d'origine étrangère ou les appareils français d'opposition qui étaient seuls disponibles jusqu'ici.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 464.

CONTROLEUR A REPÉRAGE AUTOMATIQUE D'ÉCHELLE

Conçus en France par une équipe d'ingénieurs spécialistes de la Mesure, et fabriqués à Paris, les contrôleurs CdA à 20 000 Ω par volt sont l'objet de nombreux brevets concernant particulièrement :



- le repérage automatique de l'échelle de lecture,
- le galvanomètre blindé à suspension par ruban tendu,
- le fusible dans la pointe de touche,
- les cordons imperdables.

Un outillage très poussé, allié à une technologie de pointe, a permis d'abaisser de façon spectaculaire le prix de revient, pour permettre une diffusion sur le plan mondial.

La gamme de mesures va de 1 millivolt à 500 volts, et de 1 microampère à 5 ampères ; il y a bien entendu, un ohmmètre à deux calibres et un décibelmètre incorporés dans l'appareil.

De nombreux accessoires augmentent les possibilités de mesures : 35 000 V, 50 A, luxmètre, etc.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 463.

NOUVELLES ALIMENTATIONS STABILISÉES

La Société Pierre FONTAINE commercialise une nouvelle série d'alimentations stabilisées de laboratoire.

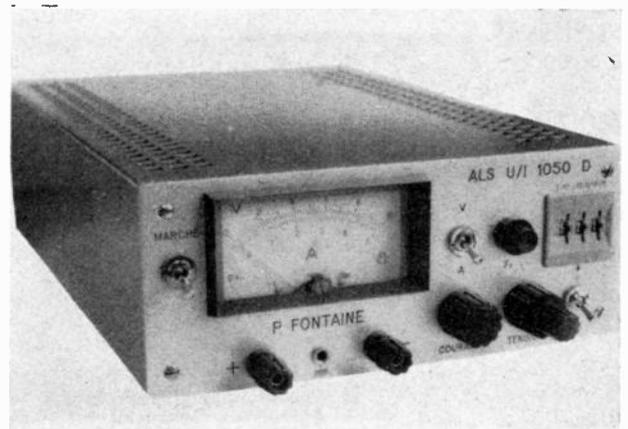
Ces appareils utilisant le principe de la caractéristique rectangulaire, ils fonctionnent à tension constante ou à courant constant, en fonction de la position des réglages et de la valeur de la charge.

Quatre modèles ont été développés :

- | | |
|------------------|--------------------|
| (0-10 V. 0-5 A.) | (0-40 V. 0-2 A.) |
| (0-20 V. 0-3 A.) | (0-60 V. 0-1,5 A.) |

Plusieurs options sont proposées pour chaque appareil :

Option B. Protection rapide contre surtension (10 μ s). Cette protection est tout spécialement destinée aux utilisateurs de circuits intégrés.



Alimentation stabilisée P. FONTAINE en option D.

Option C. Visualisation du mode de fonctionnement par voyants vert pour tension constante et rouge pour courant constant.

Option D. Affichage numérique de la tension par commutateur à présélection.

En outre, il est possible de télécommander, de téléréguler, de mettre en série et en parallèle ces appareils.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 465.

CONTROLEUR D'ENRICHISSEMENT D'URANIUM FIXE

La SOCIÉTÉ DES CONSTRUCTIONS RADIOÉLECTRIQUES ET ÉLECTRONIQUES DU CENTRE (C.R.C.) vient de réaliser un appareil de spectrogammamétrie permettant le contrôle non destructif de l'enrichissement en uranium 235 des combustibles nucléaires, le CEUF 10.

La détection de l'uranium 235 par un scintillateur à l'iode de sodium activé au thallium donne un spectre d'impulsions dont deux raies sont exploitées dans le CEUF 10, la raie 185 keV et la raie 143 keV.

La différence d'aire de ces deux raies est proportionnelle à l'enrichissement en ^{235}U du combustible.

Un diaphragme de plomb maintient l'angle solide constant, les impulsions délivrées par le détecteur sont traitées par un stabilisateur de spectre, avant de traverser deux sélecteurs d'amplitude dont chaque canal est réglé sur les deux raies sus-indiquées. A la sortie des sélecteurs, les impulsions sont appliquées aux deux entrées du module 6 décades différentiel M 6 DD qui en effectue et indique le résultat.

L'ensemble est piloté par le module horloge MHR et par le module de présélection et d'impression M 3 DPI.

POMPES A VIDE POUR GAZ RARES OU DANGEREUX

Pour les chimistes, les cryogénistes, les utilisateurs de gaz radioactifs, et en général pour tous ceux qui utilisent des gaz précieux ou dangereux, le département Technique du Vide ALCATEL a mis au point une gamme de pompes à vide étanches comportant trois modèles pour débits 2,8 et 25 m³/h.

Ces pompes « série H », sont livrées avec un certificat de contrôle au détecteur de fuites. Les solutions techniques adoptées : cuve en acier inoxydable, joints encastrés, compartiment étanche du passage d'arbre conduisent à une fiabilité très supérieure à celle du modèle normal, en ce qui concerne l'étanchéité vis-à-vis du milieu ambiant.

Les autres caractéristiques, les autres éléments sont ceux du modèle normal.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 466.

NOUVEAU TYPE DE MANOMÈTRE POUR LA MESURE DE BASSES PRESSIONS

La Direction des Recherches et Moyens d'Essais (DRME) vient de charger le laboratoire de recherche de la SOGEV (Société Générale du Vide), filiale de THOMSON-BRANDT, d'étudier et de réaliser une sonde de référence pour la mesure des basses pressions.

Cette sonde, destinée à l'étalonnage des appareils de mesure du vide, est une jauge à ionisation. Les performances de cette jauge seront particulièrement remarquables : c'est en effet la première fois, en France, qu'une sonde de ce genre est prévue pour couvrir l'ensemble des pressions comprises entre 10^{-1} et 10^{-12} torr (environ de 10 à 10^{-10} pascal). Elle servira pour l'établissement de grandeurs de référence dans cette gamme de pressions.

Basée sur l'ionisation des gaz résiduels, cette sonde de référence, étalon secondaire, intéressera tous les laboratoires ayant à procéder à l'étalonnage d'instruments de mesure de basses pressions.

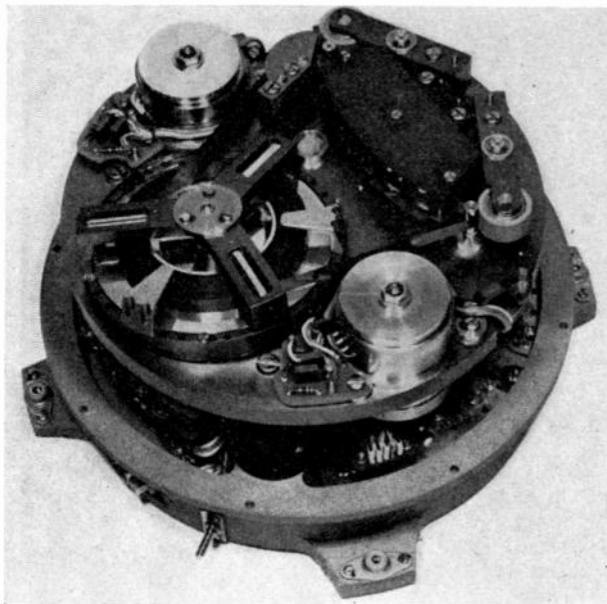
Le contrat qui vient d'être confié à la SOGEV confirme la vocation de cette dernière dans le domaine de la métrologie du vide et de l'ultravide

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 467.

ENREGISTREUR A BANDE MAGNÉTIQUE POUR SATELLITES

Le « Breadboard model » n° 1 a été livré par la société française IER au groupe MESH dans les délais prévus. C'est le premier enregistreur d'une série de 13 destiné à équiper les satellites TD1/TD2.

Cet équipement sera utilisé pour stocker, pendant le vol orbital, les informations issues des différents instruments de bord et les restituer au moment du passage du satellite en vue d'une station de réception terrestre.



IER est actuellement la seule firme européenne ayant réussi dans le domaine très spécial de l'enregistrement magnétique pour satellite, domaine qui nécessite une connaissance toujours renouvelée des techniques mécaniques et électroniques de pointe.

Actuellement, le département aérospatial d'IER a reçu les commandes d'enregistreurs à bande magnétique pour tous les satellites européens et français : ESRO I, ESRO II, D.2 CNES, TD1/TD2.

Rappelons que IER, créé en 1962, est le principal spécialiste européen d'équipements périphériques pour le traitement de l'information. Son département « Périphériques standards » produit une gamme d'imprimantes, de perforateurs et de lecteurs de bande très étendue ainsi qu'un certain nombre d'équipements pour application nucléaire. IER a également réalisé le téléimprimeur associé au calculateur de navigation de l'avion CONCORDE. C'est le premier équipement de ce genre qui sera embarqué sur avion commercial.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 468.

COMMUNIQUÉS

GRANDES ÉCOLES

ADMISSION AUX INSTITUTS SUPÉRIEURS D'ÉLECTRONIQUE DU NORD (ISEN) ET DE PARIS (ISEP)

En complément de notre information parue dans *L'Onde Electrique* d'avril 1968, p. 415, nous informons nos lecteurs que les épreuves écrites du concours d'entrée dans le 2^e cycle d'études de ces deux Instituts, réservées aux candidats ayant fait deux années d'études supérieures, soit en classe préparatoire aux grandes écoles, soit en faculté des sciences, auront lieu les lundi 9, mardi 10 et mercredi 11 septembre 1968.

Centres de concours à Lille et Paris.

Renseignements et inscriptions aux secrétariats de l'ISEN, 3, rue François-Baës, 59-Lille, Tél. 57.23.77 — de l'ISEP, 21, rue d'Assas, 75-Paris-8^e, Tél. 548.24.87.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

TRAITEMENT DU SIGNAL SOUS-MARIN Enschede (Hollande) 12-23 août 1968

Le Nato Advanced Study Institute on signal processing with emphasis on underwater acoustics avec le patronage de la NATO, de la Raytheon Cy, de l'Organisation de recherches de Défense nationale des Pays-Bas organise, du 12 au 23 août 1968 au Twente Institute of Technology, à Enschede, un colloque sur l'état actuel du matériel et les recherches récentes sur le traitement du signal sous-marin.

Le programme comporte 35 conférences présentées par des scientifiques américains, canadiens et européens qui traiteront les aspects physiques, mathématiques et technologiques de la question.

Le nombre de participants est limité à une centaine, orateur compris.

Pour plus amples informations, on est prié de s'adresser à the Organizing Committee, c/o Holland Organizing Centre, 16, Lange Voorhout, La Haye (Pays-Bas).

COLLOQUE

« L'INFORMATIQUE AU SERVICE DE L'HOMME » Grenoble 18 au 20 novembre 1968

Un colloque « L'INFORMATIQUE AU SERVICE DE L'HOMME » est prévu à Grenoble les 18-19-20 novembre 1968. Il se propose de faire le point des possibilités et des conditions d'emploi à moyen terme (1972) de l'Informatique, dans les

domaines de l'activité humaine, autres que les sciences exactes et les techniques de l'ingénieur.

Le programme envisagé est le suivant :

- Méthodologie générale de l'Informatique.
- Problèmes d'hommes, de matériel, de communication.
- L'informatique dans les domaines juridique, écono-mico-social, médical.
- L'informatique dans les domaines linguistique, péda-gogique.

Pour tous renseignements concernant l'organisation du colloque, s'adresser au Secrétariat du Colloque « L'Infor-matique au Service de l'Homme », B.P. n° 7, 38-Saint-Martin-d'Hères (Tél. 87.45.61).

4^e SALON INTERNATIONAL DE L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE — INEL

Bâle 4-8 mars 1969

Le Salon international de l'électronique, INEL, qui, de 1963 à 1967 a eu lieu en automne, est devenu une manifestation d'importance continentale. Afin de lui assurer une place fixe dans le calendrier des foires internationales, sa date a été avancée au premier trimestre de l'année. Le rythme de deux ans a été maintenu. Le 4^e Salon INEL aura donc lieu du 4 au 8 mars 1969, dans les halles de la Foire Suisse d'Echantillons de Bâle.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 469.

RÉALISATIONS RÉCENTES

LA COMPAGNIE EUROPÉENNE DE RÉGULATION ET LE PÉTROLIER MAGDALA

Le pétrolier géant « MAGDALA » construit à Saint-Nazaire par les CHANTIERS DE L'ATLANTIQUE pour le compte de la SOCIÉTÉ MARITIME SHELL a été inauguré récemment en présence de Monsieur Olivier GUICHARD.

La COMPAGNIE EUROPÉENNE DE RÉGULATION, filiale de la COMPAGNIE DES COMPTEURS, a apporté son concours dans le domaine de l'automatisation de ce pétrolier en assurant les fournitures et la mise en service des installations suivantes :

- régulation automatique des chaudières, du cycle, des réseaux de vapeur et des servitudes en matériel pneumatique,
- mesure des grandeurs physiques caractéristiques : pressions, températures, niveau, CO₂, pH, salinité, tant sous forme d'indications que d'enregistrements,
- signalisation des valeurs anormales des grandeurs ci-dessus,
- panneau synoptique de commande (8×2 m) et de l'armoire des enregistreurs.

Par ailleurs, la CEREG a, à l'heure actuelle, un important carnet de commandes pour d'autres installations similaires, tant à terre qu'embarquées, mettant en œuvre du matériel de régulation soit pneumatique, soit électrique.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 470.

UN ORDINATEUR FRANÇAIS A BELGRADE

La CII - Compagnie Internationale pour l'Informatique - va, pour la troisième fois, installer un ensemble de calculateurs en Yougoslavie. Il s'agit cette fois d'un ordinateur de très grande puissance, le 10070, commandé par l'Institut de Mathématiques Appliquées de Belgrade.

Ordinateur de la troisième génération, le 10070 a une vocation universelle : il traite simultanément calcul scientifique, gestion administrative et commerciale, informations à distance en temps réel.

Avant d'être choisi par les chercheurs yougoslaves, l'ordinateur 10070 avait déjà été sélectionné par l'Ecole Nationale Supérieure d'Aéronautique, le Centre Electronique de l'Armement, l'Université d'Aix-la-Chapelle, etc. La Compagnie Internationale pour l'Informatique prévoit d'en livrer plus de vingt avant la fin 1969.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 471.

LE 25° CALCULATEUR DE TRAFIC EST DESTINÉ A BERLIN

SIEMENS vient de recevoir la commande concernant la livraison du 25° calculateur de trafic. La commande a été passée par la municipalité de Berlin qui utilise déjà trois calculateurs semblables dans les arrondissements de Neuköln, Tiergarten et Wedding pour la commande des feux de signalisation aux croisements des rues. Les autres calculateurs de trafic Siemens ont été commandés par 20 autres villes et sont en partie déjà installés. A l'aide de leurs détecteurs, ils enregistrent la circulation dans les zones urbaines raccordées et, partant de ces données, ils commandent la commutation la plus favorable des feux.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 475.

UN NOUVEAU TYPE DE RADAR CSF EN HOLLANDE

La CSF, Compagnie générale de télégraphie Sans Fil, s'est vu confier récemment par l'Aviation Civile Hollandaise la fourniture d'un ensemble radar de Contrôle Régional qui sera installé à Leerdam, à une cinquantaine de kilomètres au sud de Schiphol-Amsterdam, en coopération avec la filiale hollandaise de la C.G.E.

Les informations sont destinées, d'une part, au Centre de Contrôle de l'Aviation Civile Hollandaise à Amsterdam, d'autre part, au nouveau centre EUROCONTROL situé près de Maastricht.

C.S.F. a été choisie, parmi les meilleurs spécialistes du radar, pour sa technique de pointe qui apporte une très nette amélioration de la qualité des informations recueillies, en combinant l'émission cohérente, c'est-à-dire pilotée par un oscillateur à quartz, et l'élimination des échos fixes par une nouvelle technique numérique.

L'ensemble radar comprendra deux émetteurs-récepteurs travaillant en diversité de fréquence dans la bande des 23 cm, un ensemble doublé d'élimination des échos fixes (M.T.I.) et une antenne à double cornet du type qui a fait ses preuves à Orly, dans les centres de contrôle australiens et qui vient d'être commandée par les centres de Lisbonne et de Damas.

Ce radar sera mis en service au début de 1970.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 472.

DEUX NOUVELLES STATIONS AUSTRALIENNES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES

Une première station de télécommunications par satellites a été inaugurée le 29 mars à Moree, en Nouvelle Galles du Sud. Moree servira de relai entre l'Australie, le

Japon et les Etats-Unis, à travers l'océan Pacifique. A cette occasion, une émission télévisée a été relayée entre la nouvelle station australienne et sa jumelle d'Ibaraki, au Japon.

Une seconde station sera probablement établie à Ceduna (Australie Méridionale) pour servir de relai entre l'Australie et l'Europe, l'Inde, l'Afrique orientale et, par la suite, le Pakistan et la Malaisie.

L'Australie est membre fondateur d'Intelsat, qui rassemble 61 pays à travers le monde en une chaîne de relais pour la transmission des communications par satellites.

LE PLUS GRAND AIMANT SUPRACONDUCTEUR D'EUROPE

Un aimant supraconducteur, le plus grand et le plus puissant jamais construit en Europe a été essayé au CERN, à Genève. Il fait partie d'un dispositif expérimental baptisé « BRARACOURCIX » qui servira à l'une des études de prototypes qui doivent préparer la construction de la plus grande chambre à bulles européenne.

Dans ce dispositif, deux bobines supraconductrices, de 40 cm de diamètre intérieur, 70 cm de diamètre extérieur et 33 cm de hauteur, sont immergées dans un cryostat rempli de près de 70 litres d'hélium liquide à -269°C . L'une des bobines a été fabriquée par la CGE et l'autre par SIEMENS. Excitées par un courant de 1 000 A, elles donnent un champ magnétique de plus de 60 kG au centre du dispositif.

Dans sa configuration finale pour la chambre à bulle du CERN qui aura un diamètre de 3,7 m et un volume utile de 22 m³, les deux bobines qui entoureront la chambre auront chacune un diamètre interne de 4,7 m et un diamètre externe de 5,7 m sur 1,6 m de hauteur. Chacune sera excitée par un courant de 8 000 à 10 000 A, à partir de sources de tension de 10 à 20 V.

Il faudra encore toute une série d'essais pour fixer les détails et le dessin définitif de l'aimant supraconducteur. L'une des questions les plus importantes est le choix des matériaux et de la méthode de fabrication du ruban supraconducteur formant les enroulements.

La grande chambre à bulles à hydrogène du CERN est financée conjointement par le CERN, la République fédérale d'Allemagne et la France. Sa mise en service est prévue en 1972.

CARNET DES SOCIÉTÉS

MICROÉLECTRONIQUE ALCATEL

Depuis sa présentation au Salon de 1967, la production des circuits intégrés hybrides ALCATEL a connu un développement spectaculaire qu'illustrent, d'une part la mise en service à l'Usine d'Arcueil, d'une ligne automatique de métallisation des substrats céramiques, d'autre part, la création d'une gamme de circuits standards : amplificateurs, diviseurs potentiométriques, affaiblisseurs, etc.

Au Salon des Composants Electroniques 1968, cette évolution s'est traduite par la présentation d'environ 60 types de circuits différents : circuits standards, disponibles sur stocks et circuits spéciaux « sur mesure », réalisés par ALCATEL à la demande de ses clients.

Signalons à ce propos, que les méthodes de production utilisées, permettent, dans une production de série, de livrer rapidement, en petits quantités, des circuits expérimentaux.

Renseignements : O.E. Service, cerchez le n° 473.

NOUVELLES CHAINES DE DIFFUSION DE CIRCUITS INTÉGRÉS SGS-FAIRCHILD EN ÉCOSSE

La SGS-FAIRCHILD Ltd vient d'inaugurer à Falkirk en Ecosse une nouvelle chaîne de diffusion pour les circuits intégrés. Cette usine qui emploie 600 personnes est main-

tenant équipée d'installations permettant la diffusion d'un million de circuits intégrés par mois.

Alors que les circuits intégrés conventionnels sont fabriqués à partir de « tranches » de 25,4 mm de diamètres, les installations de Falkirk permettent la diffusion de « tranches » de 50,8 mm de diamètre, augmentant ainsi considérablement les possibilités de production. Il convient de signaler que dans les laboratoires de recherches et de développements de la SGS-Fairchild à Milan, sont étudiés les problèmes posés par l'intégration de circuits sur des « tranches » de 76,2 mm de diamètre. Quelques-unes de celles-ci ont déjà été fabriquées en échantillon.

OSCAR DE L'EXPORTATION :

DEUX PERSONNALITÉS DE THOMSON-BRANDT A L'HONNEUR

M. Roland NUNGESSER, Secrétaire d'Etat à l'Economie et aux Finances, a présidé une cérémonie organisée le 24 avril 1968 en l'honneur de deux personnalités de THOMSON-BRANDT, MM. Beurtheret et Laveran.

Le 27 mars, THOMSON-BRANDT avait reçu l'Oscar de l'Exportation 1967 au titre du meilleur produit pour le système VAPOTRON qui est à la base du développement des émetteurs modernes de grande puissance de radiodiffusion, de télévision et de radars. Ce système équipe actuellement 146 stations de radiodiffusion dans plus de 30 pays et sa licence a été acquise par les plus grandes firmes électroniques mondiales.

Dans son discours, le Président Ernest Cordier a rendu

hommage à l'inventeur du système Vapotron, M. Beurtheret, Ingénieur en Chef à la Compagnie, ainsi qu'à M. Laveran, Directeur Délégué, dont l'action a été déterminante pour répandre cette technique dans le monde entier. Il a rappelé, à cette occasion que, pour un groupe industriel comme THOMSON-BRANDT, exporter ne signifie pas seulement vendre des produits ; il s'agit surtout de mettre à la disposition du client étranger un savoir-faire, une technique entière, une « matière grise incorporée ». Grâce à des hommes comme MM. Beurtheret et Laveran, ce ne sont pas seulement des pays en voie de développement qui font appel à ses techniques et à son savoir-faire mais encore, et c'est le cas pour la technique du Vapotron, des pays hautement industrialisés comme les Etats-Unis, le Japon et l'U.R.S.S.

THOMSON-BRANDT est l'un des plus grands exportateurs français et la première firme d'électronique à laquelle a été décerné l'Oscar de l'Exportation.

M. Nungesser a insisté à son tour, dans son allocution, sur cet aspect « matière grise » que doivent de plus en plus revêtir les exportations françaises. Il faut que l'on sache, a-t-il déclaré, que la France est désormais une grande nation industrielle dont les moyens scientifiques et techniques lui permettent de prendre position sur tous les marchés.

M. Nungesser a rappelé qu'en vendant actuellement à l'étranger le quart de sa production, la Compagnie s'est montrée fidèle à cette phrase prophétique prononcée, il y a un quart de siècle, par l'un de ses plus grands animateurs, Auguste Detoeuf : « Exporter ou mourir, tel est notre destin ».

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 474.

PETITES ANNONCES

720 C *SERETE, 164, rue de Rivoli
PARIS-1^{er}*

DÉPARTEMENT ENGINEERING

DEMANDE :

INGÉNIEUR ÉLECTRONICIEN

Système de mesures et transmissions

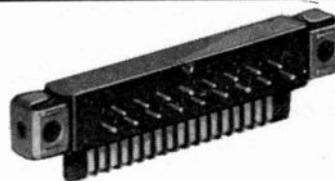
Utilisation capteurs

Envoyer C. V. détaillé

721 C. — Ingénieur, 40 ans, spécialiste en : Electronique industrielle, Automatismes cybernétique, avec 2 doctorats en électronique, désire un emploi en qualité d'ingénieur ou technicien (AT). 18 années de pratique. S. SPRINCEANA, 1, rue de Savoie, 93-Tremblay-les-Gonnesse.

connecteurs circuits imprimés

CONNECTEURS
AU PAS DE 2,54
17 et 25 contacts



RAPY

CONNECTEURS
AU PAS DE 2,54
à n contacts, compris
entre 4 et 34 contacts



Voyants lumineux • Connecteurs multibroches et circ. imp. • Supports lampes et transistors • Passages isolants • Interrupteurs subminiatures

METOX

86, RUE VILLIERS DE
L'ISLE ADAM, PARIS 20^e
636.31.10

O.E. Service : cerchez le n° 708.

Ingénieurs et techniciens de l'électronique dans toutes les applications industrielles et en physique, géologie, médecine, biologie, vous vous heurtez chaque jour à des problèmes d'amplification de très faibles signaux.

Vous avez à votre disposition l'étude synthétique de

MM. BILLARDON et LARCHER

Ingénieurs diplômés d'études supérieures de sciences physiques

AMPLIFICATION ET MESURE DES SIGNAUX DE FAIBLE AMPLITUDE

un fascicule broché 21×27 — 48 pages, 91 figures. PRIX : 12 F — FRANCO : 13,10 F

Vous y trouverez :

- Les amplificateurs du type continu à tubes électroniques : bruit, dérive et réalisation
- Les amplificateurs de type continu à transistors : bruit, dérive et réalisation.
- Les amplificateurs à dispositifs découpeurs
à condensateurs vibrants,
à modulateurs mécaniques,
à modulateurs électroniques,
- Les amplificateurs à choppers mécaniques dans la technique du calcul opérationnel.
- La réalisation d'un amplificateur à transistors et à choppers mécaniques de bande passante de 0-2000 Hz et de très faible bruit.

En vente chez votre libraire, ou aux

ÉDITIONS CHIRON 40, rue de Seine - PARIS-6^e

C.C.P. PARIS 53-35