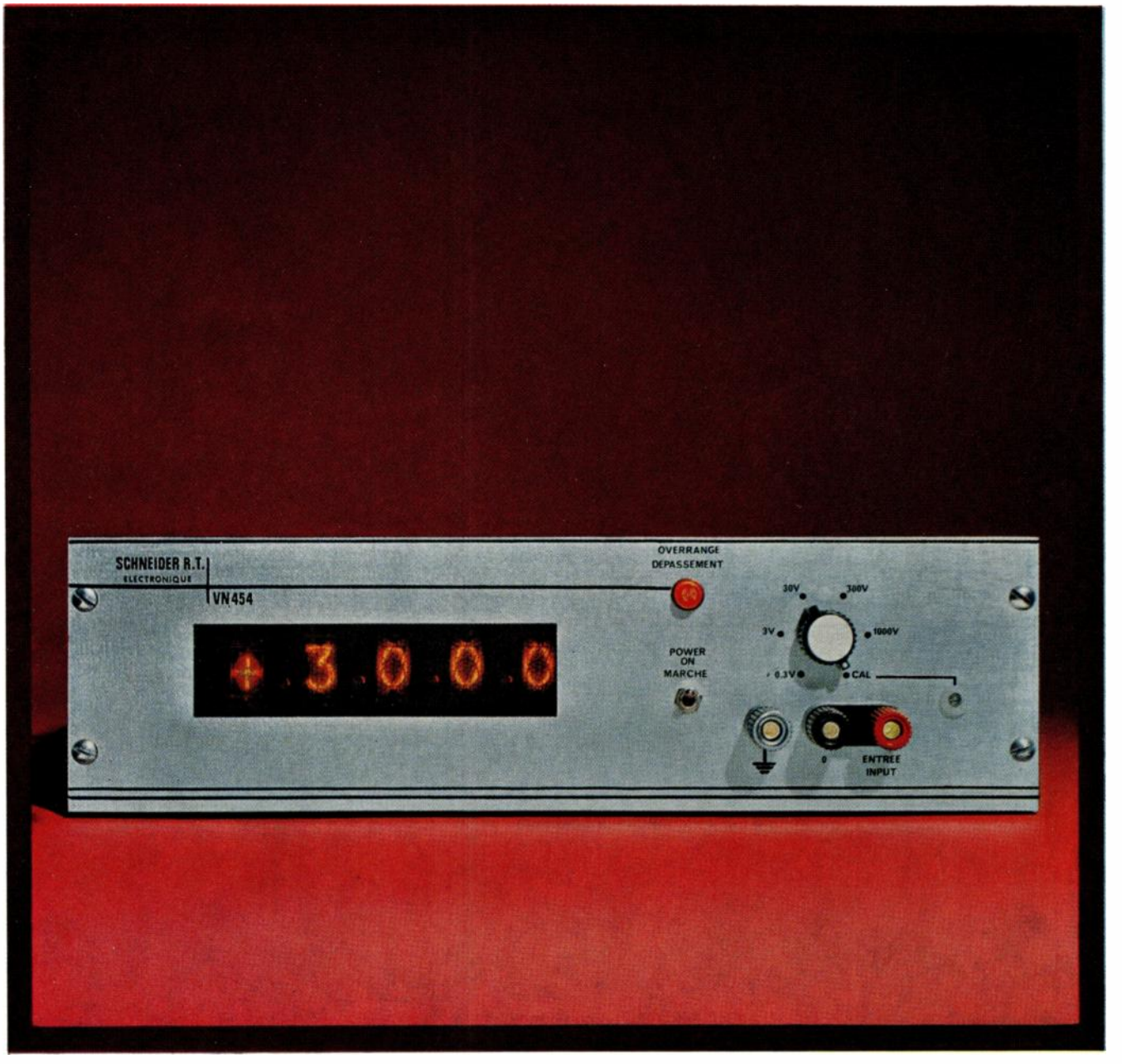
LIBRARY, BOULDER LABORATORIES,
ENVIRONMENTAL SCIENCE SERVICES
ADMINISTRATION, BOULDER, COLORADO

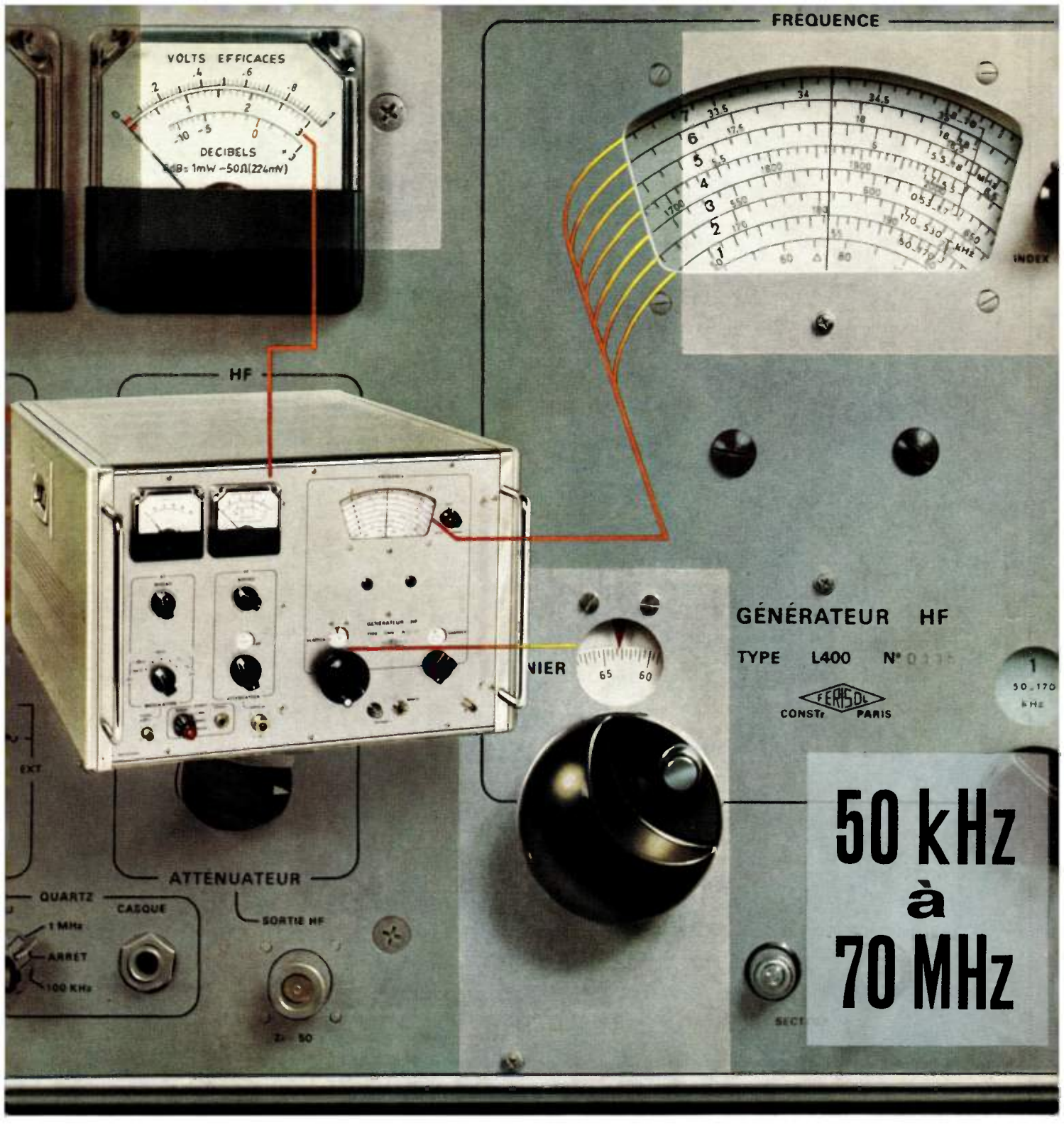
l'onde électrique

revue mensuelle
de la
Société française
des électroniciens
et des radioélectriciens



volume 48 - n° 498 - septembre 1968 - prix 10 F

Editions Chiron, Paris



GÉNÉRATEUR HF TYPE L.400

Niveau de sortie élevé
3 V | 50 Ω en régime permanent

Niveau de sortie constant
sur toute la plage de fréquence couverte

CARACTÉRISTIQUES :

- Plage de fréquence : 50 kHz à 70 MHz en 7 gammes
- 4 000 Points de lecture par gamme
- Stabilité : meilleure que $5{,}10^{-5}$
- Niveau de sortie réglable : 0,3 µV à 3 V sur 50 Ω
- Variation du niveau de sortie : $< \pm 1$ dB sur toute la plage et pour tout niveau
- Atténuateur incorporé : de + 20 dB à —100 dB par bonds de 10 dB.
- Impédance nominale : 50 Ω
- T.O.S. : < 1,2
- Modulation intérieure en amplitude : 400 Hz et 1000 Hz
- Taux de modulation : réglable de 0 à 100 %

Calibrateur à quartz incorporé : 100 kHz et 1 MHz

Modulation extérieure en amplitude : du CONTINU à 20 kHz

Faible taux de distorsion de la courbe enveloppe.

DOCUMENTATION ET PRIX FRANCO SUR DEMANDE : RÉF. OE 167

FERISOL

S.A. CAP. 9.300.000 F

18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél. 462.88.88 +
Télex : 25.705
Adresse télégraphique :
Ferisol Trappes - France

Délégation régionale :
31 TOULOUSE - Tél. 48.72.07
151, Chemin Nicol

l'onde électrique

revue mensuelle
de la Société française des électroniciens
et des radioélectriciens

volume 48 - n° 498 - septembre 1968 - prix 10 F

sommaire

Transistor à effet de champ à géométrie plane. Rôle du profil de dopage et commande par deux grilles, P. DAVID 763

Méthodes de simulation par ordinateur appliquées aux circuits intégrés hybrides, R. COCHAIN, J. CARON, P. DIERICK 773

Méthodes équivalentes dans l'étude de la stabilité des oscillateurs non linéaires filtrés, H.J. PAUWELS 779

Amorçage des diviseurs de fréquence à capacité non linéaire, Y. KAMP 787

Approximations de Tchebychev dans les calculs des phénomènes transitoires, V.V. SHTAGER 794

Les propriétés subjectives du niveau d'intensité sonore dans la prise de son, R. CONDAMINES 797

Etude d'un nouveau microcommutateur électronique commandé à distance, A. OLIVEI 804

Nouveau système transistorisé de distribution à large bande pour les bandes métriques et décimétriques, J.W. EDENS 813

Correspondance 824

Compte rendu du 31e Salon International des Composants Electroniques, 3e partie : Microélectronique 826

Documentation technique - Communiqués 837

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 6e - Tél. 633-18-93.
Abonnement (1 an, soit 11 numéros), chez l'éditeur : France 75 F - Etranger 88 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

Schneider RT poursuit son activité créatrice en élargissant sa gamme d'appareils de mesures numériques avec le

VN 454

- 5000 points de mesure
- 100 µV de résolution
- polarité automatique
- sans réglage de zéro
- sorties codées
- adaptable en rack standard

Prix : 3100 F

SCHNEIDER RT
Division Electronique Professionnelle
12, rue Louis Bertrand
94 - IVRY
Tél. : 482 35 57 - 482 66 53 - 482 08 14 - 482 34 14

Société française des électroniciens et des radioélectriciens

Groupes régionaux

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

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

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

groupe de Grenoble
Président : M. 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. THUÉ, 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 Adjoints
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 MECI.
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. DUSSINE
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° Etre 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 1 000 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 ».

WRH

ont collaboré à ce numéro :

Jean CARON

Né en 1937
Ingénieur des Arts et Manufactures
Ingénieur à RTC
La Radiotechnique-Compelec
41, rue P.-Brossolette,
27-Evreux.

R. COCHAIN

Ingénieur des Etudes
et Techniques d'Armement à la SEFT
Fort-d'Issy,
92-Issy-les-Moulineaux.

Roland CONDAMINES

Né en 1928
Ingénieur diplômé
de l'Ecole Polytechnique
Ingénieur des télécommunications
Chef du Laboratoire d'Acoustique
au service des Etudes ORTF,
92-Meudon.

Pierre DAVID

Né en 1937
CES d'Electricité
Ingénieur ENSE de Grenoble
Ass. au CEPHAG à Grenoble
(à titre provisoire)
Collaborateur Extérieur du CENG
Chemin des Martyrs, 38-Grenoble.

Pierre DIERICK

Né en 1935
Ingénieur Faculté Bruxelles
Ingénieur ESE
Chef du service ordinateur à RTC
La Radiotechnique-Compelec
41, rue P.-Brossolette,
27-Evreux.

Jan Wigbolt EDENS

Né en 1915
Diplômé de l'Université Technique de Delft
Ingénieur en Chef
Groupe développement HF de TV
Philips Gloeilampenfabrieken
Eindhoven (Hollande).

Yves KAMP

Né en 1936
Ingénieur Civil Electricien Mécanicien
de l'Université de Louvain
Docteur ès Sciences
De 1961 à 1967
enseignant à la Faculté Polytechnique,
Univ. de Lovanium à Kinshasa (Congo)
Actuellement attaché
au Laboratoire de Recherches MBLE
à Bruxelles
4A, rue Snaps, Pecrot (Nethen) Belgique.

Alfredo OLIVEI

Né en 1940
Docteur
en Electronique et Radioélectricité
(Grenoble)
Docteur ès Sciences (Pise)
Chef des Laboratoires
de la Direzione Progetti Speciali
Olivetti 10 015 Ivrea, Italie.

Herman J. PAUWELS

Né en 1937
Ingénieur en Electrotechnique
Master of Science
et Doctor of Philosophy in Electrical
Engineering,
Massachusetts Institut of Technology
1964 et 1966
Assistant au Laboratoire d'Electronique.
Ryksuniversiteit, Gent
41, St-Pietersnieuwstraat-Gent
Belgique.

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'Électricité.
1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Électricité.
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 Radiodiffusion-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 CLÉJOULX, Directeur des Services d'Enseignement des Postes et Télécommunications.
1965 P. GRIVET, Professeur d'Électronique à la Faculté des Sciences de Paris.
1966 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 Nob 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 Fabrication Radioélectriques Marocaines.
M. Léon BRILLOUIN, Professeur honoraire au Collège de France, Membre de la Nation Academy of Sciences (USA).
M. Jean COULOMB, Membre de l'Institut. Directeur Général du Centre National de 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 Services d Transmissions.
M. Alfred FESSARD, Professeur au Collège de France, Directeur du Centre d'Études de ph siologie nerveuse et d'électrophysiologie.
M. Dennis GABOR, Imperial College of Science and Technology.
M. Janusz, GROSZKOWSK, 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'Ecole 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, Laborato de Physique, Ecole Normale Supérieure, Prix Nobel de Physique 1966.
† Arthur E. KENNELLY, Professeur au Massachusetts Institute of Technology.
M. André LALLEMAND, Membre de l'Institut, Professeur au Collège de France, Astronom 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'Etudes Nucléaires de Grenobl Président de la Section Electronique du Comité National de la Recherch Scientifique, Directeur du Laboratoire d'Electrostatique et de Physique d Métal, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Hydra lique, de Radioélectricité et de Mathématiques Appliquées.
† H. PERCY-MAXIM, Président de l'International Amateur Radio-Union de l'American Rad Relay League.
M. Francis PERRIN, Membre de l'Institut, Haut Commissaire à l'Energie Atomique.
M. Vladimir K. ZWORYKIN, Vice-Président d'Honneur de R.C.A.

membres du conseil

M. BOUIX, 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 Automatisme de la CITEC.
B. DAUGNY, Directeur Général de la Société Electronique Marcel Dassault.
M. DOIREAU, Chef du Département d'Électronique Générale au C.E.N. - Saclay.
M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications au C.N.E.T. Secrétaire Général du C.N.F.R.S

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. KARAFAKIOGLU, 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

TEC ★ PROFILS VARIÉS ★ GRILLES RÉLIÉES OU INDÉPENDANTES

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP A GÉOMÉTRIE PLANE. ROLE DU PROFIL DE DOPAGE ET COMMANDE PAR DEUX GRILLES, par P. DAVID.

Cet article traite du transistor à effet de champ à jonctions à structure plane. De façon très générale, nous étudions le dispositif commandé simultanément par les deux grilles ou par l'une d'elles ; leurs efficacités de commande peuvent alors différer, car nous utilisons un profil de dopage symétrique ou non, pour définir le canal et les grilles. En particulier, nous avons pu considérer l'élément dissymétrique et à double commande comme l'ensemble de deux éléments symétriques et à simple commande.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT 1968 (pp. 763 à 772).

PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES ★ APPROXIMATIONS DE TCHEBYCHEV

APPROXIMATIONS DE TCHEBYCHEV DANS LES CALCULS DES PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES, par V.-V. SCHTAGER.

On décrit une méthode de détermination de la forme générale des caractéristiques transitoires pour des circuits électriques compliqués. Cette méthode est fondée sur l'utilisation d'une approximation de la fonction de transfert dans le domaine complexe, suivie de l'application de la transformation inverse de Laplace-Carson. La méthode proposée s'applique à l'étude des circuits impulsionnels de l'électronique moderne.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 794 à 796).

MÉTHODES DE SIMULATION ★ ORDINATEUR ★ CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES

MÉTHODES DE SIMULATION PAR ORDINATEUR APPLIQUÉES AUX CIRCUITS INTÉGRÉS HYBRIDES, par R. COCHAIN, J. CARON et P. DIÉRICK.

Cet article expose certains résultats obtenus par l'emploi d'un ordinateur dans la conception des circuits électroniques.

On expose d'abord la politique suivie en ce qui concerne le choix des buts à se fixer, puis la structure du software réalisé. Le problème des modèles mathématiques des composants et de la mesure de leurs paramètres est ensuite évoqué et l'on donne des exemples d'applications pratiques.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 773 à 778).

ACOUSTIQUE PHYSIOLOGIQUE ★ PRISE DE SON

LES PROPRIÉTÉS SUBJECTIVES DU NIVEAU D'INTENSITÉ SONORE DANS LA PRISE DE SON, par R. CONDAMINES.

Au cours de la prise de son, l'opérateur agit d'abord sur les sources sonores et les microphones, mais tout cela se réduit en définitive à une action sur le niveau sonore subjectif. Il existe une interaction entre la qualité intrinsèque, les conditions d'écoute et le réglage de niveau ; la prise de son constitue en effet un tout. On pose le problème sur un plan général en indiquant nettement les directions de recherche : étude de la régulation du niveau sonore, prise en compte détaillée des différentes influences, étude des modulations composites, élaboration possible de modulations de référence.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 797 à 803).

OSCILLATEURS ★ CIRCUITS NON LINÉAIRES ★ APPROXIMATION DU PREMIER HARMONIQUE

MÉTHODES ÉQUIVALENTES DANS L'ÉTUDE DE LA STABILITÉ DES OSCILLATEURS NON LINÉAIRES FILTRÉS, par H.-J. PAUWELS.

Le critère de stabilité des oscillations libres intervenant dans les circuits non linéaires filtrés est dérivé selon la méthode de Bélévitch par l'approximation du premier harmonique. Dans le cas d'une oscillation à une fréquence, le critère de Loeb formule une condition nécessaire de stabilité ; d'autre part, quand le filtre ne présente que deux pôles, cette condition est, de plus, suffisante. Dans le cas d'un filtre qui présente plusieurs régions de résonance comportant chacune un seul pôle, l'application des équations de la conservation de l'énergie à chaque fréquence d'oscillation fait réapparaître les mêmes conditions de stabilité que la méthode de Bélévitch.

L'ONDE ÉLECTRIQUE. SEPT. 1968 (pp. 779 à 786).

MICROCOMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE ★ COMMANDE A DISTANCE

ÉTUDE D'UN NOUVEAU MICROCOMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE COMMANDÉ A DISTANCE, par A. OLIVEI.

On décrit un nouveau commutateur électronique commandé à distance par une masse ferromagnétique même très petite. On obtient en sortie des signaux continus de captation sans procéder à la rectification et à l'intégration des signaux périodiques d'un oscillateur à résistance négative. La vitesse avec laquelle l'échantillon s'approche ou s'éloigne du dispositif capteur n'influence pas le front de montée et de descente du signal de captation. Le commutateur est susceptible d'être mis sous forme intégrée, y compris l'élément capteur constitué par une self miniature.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 804 à 812).

DIVISEURS DE FRÉQUENCE ★ CAPACITÉ NON LINÉAIRE

AMORÇAGE DES DIVISEURS DE FRÉQUENCE A CAPACITÉ NON LINÉAIRE, par Y. KAMP.

Les diviseurs de fréquence à deux boucles couplées par une capacité non linéaire sont caractérisés par l'existence d'une solution sous-harmonique quiescente et il se pose de ce fait un problème d'amorçage. On établit une méthode permettant d'étudier la stabilité de la solution quiescente et on met ainsi en évidence la position privilégiée qu'occupe le diviseur par deux : c'est le seul diviseur à deux boucles capable de s'amorcer spontanément à partir de l'état de repos. Pour les diviseurs de fréquence par un facteur autre que deux, on montre que l'amorçage est rendu possible par l'adjonction au circuit d'une branche auxiliaire accordée à une fréquence convenable.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 787 à 793).

DISTRIBUTION A LARGE BANDE ★ TRANSISTORS

NOUVEAU SYSTÈME TRANSISTORISÉ DE DISTRIBUTION A LARGE BANDE POUR LES BANDES MÉTRIQUES ET DÉCIMÉTRIQUES, par J.-W. EDENS.

Il a été développé au Laboratoire HF du Département Radio-Gramophone et Télévision (RGT) de la Société Philips à Eindhoven un nouveau système à transistors de distribution à large bande pour des signaux de 45 à 860 MHz. Deux sujets particuliers, un amplificateur à large bande et un répartiteur pour la même gamme de fréquences, sont discutés en détail, avec leurs avantages et leurs limitations. Un système VHF, pour la gamme de 45 à 230 MHz, a, enfin, été dérivé en se servant des mêmes idées fondamentales.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 813 à 823).

summaries

TRANSIENT PHENOMENA ★ TCHEBYCHEV APPROXIMATIONS

TCHEBYCHEV APPROXIMATIONS IN TRANSIENT PHENOMENA CALCULATIONS, by V.-V. SCHTAGER.

A determination method of transient characteristic general shape for elaborate electrical circuits. This method is founded on approximation use of transfer function in complex field, followed by application of Laplace-Carson inverse transformation. The proposed method cam be applied to study of modern electronic impulsional circuits.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 794 to 796).

FIELD EFFECT TRANSISTORS ★ VARIED SHAPES ★ CONNECTED OR INDEPENDANT GRIDS

FLAT STRUCTURE FIELD EFFECT TRANSISTOR. PART OF DOPING SHAPE AND CONTROL BY TWO GRIDS, by P. DAVID.

This paper treat of flat structure fied effect transistor. Generally, we study the device controlled simultaneously by two grids or by one of them ; their control efficiencies can be then different, for we use a symmetrical doping shape or not, to define channel and grids. Particularly, we have considered the dissymmetrical twin controlled element as two symmetrical elements with single control.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 763 to 772).

PHYSIOLOGIC ACOUSTIC ★ PICKING UP SOUND

SUBJECTIVE PROPERTIES OF SOUND INTENSITY LEVEL IN PICKING UP SOUND, by R. CONDAMINES.

Picking up sound is the result of an action upon sound sources and microphones, but as a matter of fact, all this concludes into an action upon subjective loudness. Interaction exists between aesthetic quality, listening environment and level : picking up sound may be considered as a whole. General problem is settled and research directions are mentioned : study of loudness regulation, how to take into account the various factors, study of composite modulations and development of reference modulations.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 797 to 803).

SIMULATION METHODS ★ COMPUTER ★ HYBRID INTEGRATED CIRCUITS

COMPUTER SIMULATION METHODS APPLIED TO HYBRIDS INTEGRATED CIRCUITS, by R. COCHAIN, J. CARON and P. DIÉRICK.

In this paper some results obtained by computer in electronic circuits design are exposed.

At first one will find the rules followed in the choice of objectives, then the realised software structure. Problem of component mathematical models and their parameters measurements is then treated and some practical application examples are given.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 773 to 778).

ELECTRONIC MICROSWITCH ★ PROXIMITY CONTROL

STUDY OF A NEW PROXIMITY ELECTRONICAL MICROSWITCH, by A. OLIVEI.

We describe a new proximity microswitch acted by a ferromagnetic mass when approching a search coil. We exploit the particular structure of an oscillator to obtain at the output a d.c. signal without making use of rectification and integration of periodic signals of the oscillator. The speed of the sensed object dont affect the rise time and the fall time of the signal. This microswitch can be easily put in an integrated circuit, with a miniature thin film inductor as sensing device.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 804 to 812).

OSCILLATORS ★ NON LINEAR CIRCUITS ★ FIRST HARMONIC APPROXIMATION

EQUIVALENT METHODS FOR STUDY OF NON LINEAR FILTERED OSCILLATOR STABILITY, by H.-J. PAUWELS.

The stability criterium for free oscillations in non linear filtered circuits is derived in the first harmonic approximation, according to the method of Bélévitch. It is shown that for an oscillation at one frequency, the criterium of Loeb is a necessary condition for stability ; when the filter has only two poles, this condition is also sufficient. It is also shown that for a filter with only one pole per resonance region, the equations of energy conservation at every oscillation frequency give rise to the same stability conditions as the method of Bélévitch.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 779 to 786).

BROAD-BAND DISTRIBUTION ★ TRANSISTORS

NEW BROAD-BAND TRANSISTORISED DISTRIBUTION SYSTEM FOR METRIC AND DECIMETRIC BANDS, by J.-W. EDENS.

In the HF laboratory of the Radio, Gramophone and Television division of the NV Philips'Gloeilampenfabrieken in Eindhoven, a new broad-band distribution system, up to 860 MHz has been developed. Two new items, i.e. a broad-band amplifier and a splitter usable from 45 to 860 MHz have been described in detail, including advantages and limitations. Finally a VHF system from 45 to 230 MHz has been derived based on the same fundamental design ideas.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 813 to 823).

FREQUENCY DIVIDERS ★ NON LINEAR CAPACITY

BUILDING UP OF FREQUENCY DIVIDERS USING VARACTOR DIODES, by Y. KAMP.

Zero subharmonic solutions are typical for two-loop frequency dividers using varactor diodes. A method is then devised to investigate the stability of such quiescent solutions. This yields the conditions which are necessary for the building up of subharmonic oscillations. The analysis shows the salient feature that only subharmonic oscillations of the order of one-half can spontaneously build up when starting from zero initial conditions. For frequency division by a factor different from two, one shows how the building up of the subharmonic oscillation can be achieved by adding to the circuit an idler tuned at a properly chosen frequency.

L'ONDE ÉLECTRIQUE, SEPT. 1968 (pp. 787 to 793).

Vient de paraître :

mathématiques pour papa

Par
Serge BERMAN
René BEZARD

Un ouvrage de 308 pages, 16 x 24 cm, 180 figures, Prix : 29,70 F

Si vous ne voulez pas perdre la face, parents, ce livre est fait pour vous, car vous devez d'abord comprendre la véritable nature des mathématiques modernes figurant aux programmes scolaires actuels.

Ce besoin de comprendre ces nouvelles mathématiques est d'ailleurs commun à tous ceux, anciens élèves de l'enseignement technique, secondaire et même supérieur, qui par nécessité professionnelle, par souci de culture générale ou par besoin de faciliter le dialogue avec la génération montante, veulent se maintenir au courant de l'évolution de la formation des esprits.

*
* *

Pour atteindre son but, ce livre a été rédigé en s'inspirant des idées directrices suivantes :

— Ce n'est pas un ouvrage d'enseignement des mathématiques modernes, mais, à l'intention d'adultes en mal de recylage, une exploration large et précise des principaux chapitres d'une discipline nouvelle figurant au programme du second cycle. Il ne peut donc, en aucun cas, se substituer aux manuels scolaires.

— Ce livre ne fait appel à aucune connaissance mathématique préalable qui ne soit d'usage courant.

— Le sérieux n'exclut pas un certain sourire : si le style adopté ne s'inscrit pas dans la ligne habituellement suivie pour les ouvrages de mathématiques, l'exposé n'en est pas moins rigoureux.

— Pour faciliter aux esprits préalablement « déformés » par les mathématiques classiques l'approche des notions modernes, les concepts nouveaux, même les plus abstraits sont le plus souvent abordés à partir d'exemples simples et concrets et ne font qu'ensuite l'objet d'une généralisation.

ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine, Paris-6e - C. C. P. Paris 53-35

Dans la collection technique et scientifique du Centre National d'Etudes de Télécommunications

MESURES SUR LES TRANSISTORS

PAR

H. ARCISZEWSKI
B.Sc. (Eng.) Université de Londres, C.Eng., M.I.E.E., A.M.I.E.R.E.
Chef du Laboratoire Assistance Technique et Contrôle
de la Compagnie Générale des Composants Electroniques C.G.E. Compelec

préface
de

J. ELDIN
Ingénieur en Chef des Télécommunications
Directeur du Centre de Fiabilité du C.N.E.T.

Un ouvrage de 700 pages 16×24,5 cm, relié pleine toile, 595 schémas, 711 courbes, 53 tableaux. Description d'environ 230 méthodes de mesure détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix 92,30 F plus frais de recommandation éventuelle.

EDITIONS CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS VI[e], CCP PARIS 5335

« La mesure » est le seul guide dont dispose le technicien pour avancer dans la compréhension des phénomènes qu'il essaie de maîtriser.

Le but de cet ouvrage, qui traite des concepts fondamentaux des transistors, des paramètres qui les caractérisent, des besoins auxquels ces paramètres répondent, est surtout de décrire comment les mesurer et les utiliser de façon rationnelle.

Dans cet exposé, l'effort a porté tout particulièrement sur la possibilité de permettre aux techniciens ne disposant que d'un appareillage de base (voltmètre, générateur, etc...) d'effectuer les mesures les plus diverses. Il s'adresse à toute personne utilisant les transistors (ingénieurs, agents techniques, étudiants, dépanneurs).

On trouvera pour chaque type de paramètre :

a) *des analyses mathématiques,*

b) *des descriptions détaillées de montages, des considérations sur les variations possibles des paramètres en fonction des conditions différentes du fonctionnement et les précautions à prendre éventuellement.*

Ainsi, chaque utilisateur sera capable de réaliser des mesures en toute sécurité sans risquer de détruire partiellement ou totalement les transistors en essais.

Monsieur H. Arciszewski réussit à concilier l'originalité des méthodes d'exposition d'un sujet énorme, avec la clarté d'une logique pleinement assimilable, faisant ainsi un ouvrage d'une remarquable densité d'information où tout ce qui concerne les mesures est dit, depuis les indispensables théories de base jusqu'à l'étude détaillée de méthodes opératoires.

C'est ainsi un ouvrage de référence de grande valeur, aussi bien sur le plan national que sur le plan international, qui vient s'ajouter à la Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. Chacun pourra y trouver dans un langage à la fois clair et concret le rappel des principes physiques sous-tendant chaque mesure, les précautions à prendre, les montages employés, les variations que l'on peut attendre des paramètres mesurés en fonction de diverses conditions extérieures.

C'est aussi un ouvrage d'enseignement, dont l'intérêt didactique sera apprécié, nous n'en doutons pas, aussi bien par les étudiants que par les techniciens. Pour tout dire, un ouvrage indispensable à quiconque s'intéresse aux transistors.

Au moment où se développent de manière extraordinaire les échanges commerciaux à l'intérieur d'un même pays et entre les différents pays, il est particulièrement agréable de saluer la parution d'un livre de référence permettant aux techniciens de parler ce langage commun qu'est celui de la mesure. Monsieur Arciszewski, par son expérience professionnelle au sein de sa Société, par la part active qu'il a prise aux travaux des différentes instances de normalisation en France (SITELESC - CCT) et internationales (NATO, CEI) était particulièrement qualifié pour écrire ce livre.

ÉDITIONS CHIRON - 40, rue de Seine - PARIS-6[e]

Transistor à effet de champ à géométrie plane

Rôle du profil de dopage et commande par deux grilles

P. DAVID

Détaché au Centre d'Études nucléaires de Grenoble

SYMBOLES UTILISÉS

$2\,ao$: largeur du canal géométrique

$G_D = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_D}\right)$ V_{g1}, V_{g2} : conductance de drain

G_{D0} : valeur de G_D pour $V_D = 0$

G_0 : valeur de G_{D0} pour $V_{g1} = V_{g2} = 0$

G_{g1}, G_{g2} : transconductances relatives aux grilles

I_D : courant continu circulant dans le canal suivant $\overrightarrow{OX}$

L : longueur du canal géométrique

N_c, N_{g1}, N_{g2} : dopages uniformes du canal et des grilles, relatifs au profil en créneau

N_{max} : dopage maximal de canal

$\overrightarrow{OX}$ et $\overrightarrow{OY}$: axe longitudinal du canal et axe normal au plan des jonctions

$p(y)$: défini en section 2-2

q : charge de l'électron ou du trou

$V_{(x)}$: potentiel du plan d'abscisse x de la zone conductrice, repéré par rapport à la source

$V_D = V_{(L)}$: potentiel de drain

V_{DS} : valeur de V_D à la saturation

V_{g1}, V_{g2}, V_g : tensions internes de grilles

$V_{\Phi 1}, V_{\Phi 2}$: potentiels de diffusion des jonctions

$v(E_x)$: vitesse du porteur dans le champ longitudinal E_x

$W_1(x)$, $W_2(x)$: polarisations internes des jonctions en l'abscisse x

W'_0 : vaut $\frac{qNca_0^2}{2\varepsilon}$

z : dimension du canal suivant la normale au plan XOY

ε : constante diélectrique absolue du matériau

μ_0 : mobilité du porteur définissable aux faibles champs

1. Introduction

Le but de cette analyse est l'étude de l'influence de la symétrie ou de la dissymétrie du profil de dopage sur les caractéristiques de l'élément à effet de champ à géométrie plane.

Actuellement, des calculs ont été effectués sur des dispositifs à deux grilles de commande et symétriques [1], [2], [3], [4]. Un bref traitement numérique a été donné dans le cas particulier d'un élément possédant une jonction graduelle définie par un dopage linéaire [5] Ici, nous considérons des dispositifs à dopages de grilles quelconques ; des résultats analytiques complets assez simples sont proposés dans le cas de jonctions abruptes.

Dans une première phase, nous étudions un élément symétrique ; le dopage du canal et des grilles est quelconque et la commande est appliquée sur l'ensemble des deux grilles reliées. Nous montrons l'équivalence du profil parabolique, souvent proche de la réalité et d'un profil en créneau.

Dans une seconde phase, nous traitons le dispositif en créneau dissymétrique (dopages des grilles différents) ; la commande est alors appliquée sur l'une des grilles ou l'ensemble des deux.

L'étude expérimentale a été faite sur des éléments réalisés en technologie plane dans les laboratoires de Circuits intégrés du Centre d'Etudes Nucléaires de GRENOBLE. Elle a permis de montrer la validité de l'analyse théorique.

2. Principes fondamentaux

2.1. Hypothèses de calcul et notations

L'analyse est faite dans le cas simple du dispositif plan symétrique (fig. 1) ou dissymétrique (fig. 2). Le canal géométrique d'axe $\overrightarrow{OX}$ a pour largeur $2ao$ et pour longueur L ; sa troisième dimension est z.

Nous utilisons deux hypothèses connues : celle dite

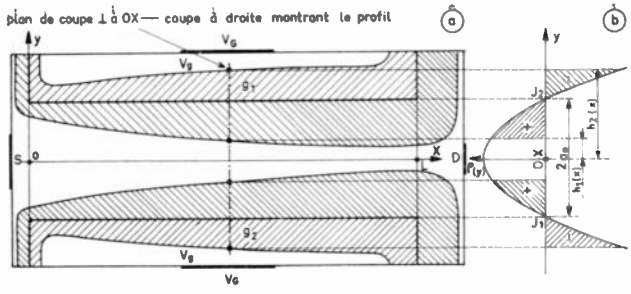


FIG. 1. — Schéma du dispositif symétrique et notations (les zones isolantes sont hachurées).

graduelle ou du canal long : $\frac{2ao}{L} \ll 1$ et celle des limites de zone de charge d'espace abruptes. De ce fait, il existe une région conductrice neutre de potentiel $V(x)$ en l'abscisse x.

La source étant prise pour référence des potentiels et des abscisses, appelons V_{g_1} et V_{g_2} les potentiels internes des grilles g_1 et g_2 ; soient

$$W_1(x) = V_{g_1} - V(x) \quad \text{et} \quad W_2(x) = V_{g_2} - V(x)$$

les polarisations internes des jonctions. Si $h'_1(x)$ et $h''_1(x)$ repèrent les limites de zones de charge d'espace du canal par rapport à l'axe $\overrightarrow{OX}$, $h'_1(x)+h''_1(x)$ est la largeur de zone conductrice du canal en l'abscisse x ; l'hypothèse graduelle entraîne alors :

$$h'_1(x) = f[W_1(x)] \quad \text{et} \quad h''_1(x) = g[W_2(x)]. \qquad (1)$$

Définissons par $h'_2(x)$ et $h''_2(x)$ les positions des frontières des zones de charge d'espace des grilles par rapport à l'axe $\overrightarrow{OX}$ (fig. 2). $h'_1(x)$ et $h'_2(x)$ d'une part, $h''_1(x)$ et $h''_2(x)$, d'autre part, seront toujours respectivement comptés suivant les axes $\overrightarrow{OY_1}$ et $\overrightarrow{OY_2}$ de direction commune $\overrightarrow{OY}$, mais de sens opposés : 0 vers grilles g_1 et 0 vers grille g_2. V_{φ_1} et V_{φ_2} étant les tensions de diffusion des jonctions, les potentiels extérieurement appliqués aux grilles s'écrivent :

$$V_{G_1} = V_{g_1} - V_{\varphi_1} \quad \text{et} \quad V_{G_2} = V_{g_2} - V_{\varphi_2}.$$

Dans le cas d'un dispositif symétrique à grilles reliées,

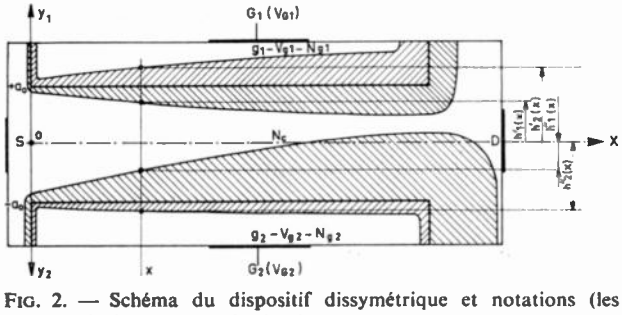


FIG. 2. — Schéma du dispositif dissymétrique et notations (les zones isolantes sont hachurées).

nous appellerons V_φ, V_g, V_G, $h_1(x)$, $h_2(x)$ les valeurs communes respectives de

$$V_{\varphi_1} \text{ et } V_{\varphi_2},\ V_{g_1} \text{ et } V_{g_2},\ V_{G_1} \text{ et } V_{G_2},$$

$$h'_1(x) \text{ et } h''_1(x),\ h'_2(x) \text{ et } h''_2(x);$$

(voir fig. 1).

Nous appellerons q la charge du porteur électron ou trou du canal.

Dans une dernière section, nous introduirons l'effet de limitation de vitesse des porteurs dans les champs intenses.

2.2. Profil de dopage et champ interne

Appelons $N_d(y)$ et $N_a(y)$ les densités d'impuretés donnatrices et acceptrices repérées par rapport à l'axe $\overrightarrow{OY}$ normal aux plans des jonctions. Dans les cas pratiques, l'expression :

$$p(y) = |q|\,(N_d - N_a)$$

est une densité de charge due aux ions fixes, c'est-à-dire celle de la charge d'espace ; celle des porteurs de la zone conductrice supposée neutre est donc $-p(y)$.

Dans une approximation triangulaire du profil, le champ interne s'écrit :

$$E_i = \frac{kT}{q}\,\frac{\text{grad } p}{p} \simeq \frac{2kT}{q}\,\frac{1}{ao}$$

où k et T sont la constante de Boltzmann et la température absolue. Par ailleurs, le maximum $E_{y\max}$ du champ transversal moyen est obtenu pour un canal complètement vide de porteurs, c'est-à-dire pour des valeurs V_{b_1} et V_{b_2} de V_{g_1} et V_{g_2}, dites tensions de blocage internes. Il vient donc :

$$E_{y\max} = \frac{1}{2}\,\frac{V_{b_1}+V_{b_2}}{2ao}$$

soit

$$\frac{E_i}{E_{y\,\max}} = 8kT\,[q\,(V_{b_1}+V_{b_2})]^{-1}.$$

Dans les cas fréquents où $V_{b_1}+V_{b_2}$ dépasse 4 V, ce rapport reste inférieur à $5\cdot10^{-2}$. La contribution du champ interne à la chute de tension transversale peut donc être négligée en première approximation.

2.3. Relations fondamentales déduites des hypothèses précédentes

a) Relations de neutralité

D'après l'hypothèse graduelle, les diodes élémentaires sont neutres séparément ; il vient donc :

$$\int_{h'_1(x)}^{h'_2(x)} p(y)\,dy = \int_{h''_1(x)}^{h''_2(x)} p(y)\,dy = 0. \qquad (3)$$

b) Équation aux potentiels dans les zones de charge d'espace

D'après l'hypothèse graduelle, le champ électrique est transversal et s'annule sur les limites $y = h'_1(x)$ et $y = h''_1(x)$; il s'annule également sur les limites $y = h'_2(x)$ et $y = h''_2(x)$ du milieu équipotentiel de grille. ε étant la constante diélectrique du matériau, l'équation de Poisson entraîne alors :

$$\varepsilon W_1(x) = \int_{h'_1(x)}^{h'_2(x)} y\, p(y)\, dy \qquad (4)$$

(4) s'applique à l'une ou l'autre des jonctions.

c) Equation de continuité du courant en régime lentement variable

Si $v(E_x)$ est la vitesse du porteur dans le champ électrique E_x, le flux de la densité de courant suivant $\overrightarrow{OX}$ s'écrit :

$$I_D = -z\,[Q(h'_1(x)) + Q(h''_1(x))]\, v(E_x) \qquad (5)$$

en posant :

$$Q(h) = \int_0^h p(y)\, dy. \qquad (5')$$

Les relations (3), (4) et (5) sont à la base de la définition de I_D (V_{g1}, V_{g2}, V_D). Par ailleurs, dans le cadre de l'hypothèse graduelle, la saturation est définissable par une valeur V_{DS} de V_D telle que :

$$G_D = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_D}\right)_{V_{g1}, V_{g2}\, V_{DS}} = 0 \qquad (6)$$

I_{DS} étant la valeur de I_D pour $V_D = V_{DS}$, les transconductances de saturation s'écrivent :

$$G_{si} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{gi}} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{gi}}\right)_{V_{DS}} \quad (i = 1 \text{ ou } 2). \qquad (7)$$

d) Condition de fermeture du canal

Elle est définie par la nullité de G_D quelle que soit V_D.

3. Etude de dispositifs symétriques et à commande unique

$$V_{G_1} = V_{G_2} = V_g - V_\varphi.$$

Nous nous restreindrons au cas où la vitesse v des porteurs reste proportionnelle au champ électrique E_x :

$$v = \mu_0 \cdot E_x$$

3.1. Relation courant-tension

Il y a symétrie par rapport à l'axe $\overrightarrow{OX}$; les relations (3), (4) et (5) sont donc applicables au demi-canal, elles conduisent à :

$$I_D = -\frac{2\mu_0 z}{\varepsilon L} \int_{h_{1S}}^{h_{1D}} Q(h_1)\,[h_2 - h_1]\, p(h_1)\, dh_1 \qquad (8)$$

en posant :

$$h_1(0) = h_{1s} \quad \text{et} \quad h_1(L) = h_{1D}$$

(8) permet de déterminer I_D en fonction de V_g et V_D si l'on tient compte des relations (3) et (4) ; ces dernières définissent en effet $h_1(x)$ et $h_2(x)$ en fonction de $V_g - V(x)$. Notons que h_{1s} ne dépend que de V_g.

3.2. Paramètres fondamentaux du dispositif

Ils sont consignés dans le tableau I.

TABLEAU I

Transconductance	$G_g = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_g}\right)_{V_D} = \frac{2\mu_0 z}{L}\,[Q(h_{1s}) - Q(h_{1D})]$ (9)
Conductance de drain	$G_D = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_D}\right)_{V_g} = \frac{2\mu_0 z}{L}\, Q(h_{1D})$ (10)
Tension drain de saturation	$V_{DS} = V_g - \frac{1}{\varepsilon}\int_0^{h_{2D}\,(h_{1D}=0)} y\, p(y)\, dy$ (11)
Courant drain de saturation	$I_{DS} = I_D(h_{1D} = 0)$ (12)
Transconductance de saturation	$G_{gS} = \frac{2\mu_0 z}{L}\, Q(h_{1S})$ (13)
Tension de blocage interne	$V_b = V_g - V_{DS}$ (14)

Les résultats fondamentaux donnés par BOCKEMUHEL [6] se généralisent donc ici à des grilles de dopage quelconque ; notamment (9) et (10) conduisent à la relation :

$$G_g + G_D \equiv G_{D_0} \equiv G_{gS} \equiv f(V_g) \qquad (15)$$

G_{D_0} étant la valeur de G_D pour V_D nul.

Notons que les calculs n'ont de sens que lorsque le minimum h_{1D} de $h_1(x)$ reste positif ou nul ; la saturation qui a lieu pour $h_{1D} = 0$, d'après (10), se produit donc à la limite de validité de la théorie (phénomène de pincement).

Toutefois, il ne peut jamais y avoir fermeture complète du canal au drain, car la vitesse des porteurs est limitée.

3.3. Existence d'un profil en créneau équivalent au profil réel

a) Profil en créneau

Nous rappelons tout d'abord les résultats relatifs au profil en créneau [7], [8] défini par les constantes N_c et N_g :

$p(y) = -qN_c$ pour $|y| < ao$ et $p(y) = qN_g$ pour $|y| > ao$.

Etant données les notations suivantes :

$$W(x) = V_g - V(x) \qquad W_0 = \frac{qN_c ao^2}{2\varepsilon}\left[1 + \frac{N_c}{N_g}\right]$$

$$Y = \frac{W(L)}{W_0} \qquad Z = \frac{W(0)}{W_0}$$

$$G_0 = qN_c\mu_0 \frac{2ao\,z}{L} \qquad I_0 = \frac{G_0 W_0}{3}$$

où W_0 est la valeur de V_g bloquant l'élément ; il vient :

$$I_D = I_0\,[3(Y-Z) - 2(Y^{3/2} - Z^{3/2})] \quad ; \quad (16)$$

à la saturation, Y vaut 1 et G_g a pour valeur :

$$G_{gs} = G_0\,[Z^{1/2} - 1]\,. \qquad (17)$$

b) Profil parabolique

R.M. WARNER [9] l'a utilisé dans l'évaluation de la tension de blocage ; ce profil se définit par :

$$p(y) = qN_{max}\left[\frac{y^2}{ao^2} - 1\right] \qquad (18)$$

N_{max} étant le dopage maximal de canal.

Compte tenu des notations :

$$G_0(N) = qN\mu_0 \frac{2ao\,z}{L} \qquad W_0'(N) = \frac{qNao^2}{2\varepsilon}$$

$$R = \frac{G_{gs}}{G_0(N_{max})} \qquad S = \frac{V_g}{W_0'(N_{max})}$$

$G_{gs}(V_g)$ est défini comme suit, pour $0 < \theta < \frac{\pi}{6}$:

$$R = 2\left[\sin\theta - \frac{4}{3}\sin^3\theta\right] \qquad (19)$$

$$S = \sqrt{3}\left[(\sin 2\theta - \sqrt{3}\cos 2\theta) + \frac{1}{2}(\sin 4\theta + \sqrt{3}\cos 4\theta)\right] \qquad (20)$$

c) Influences comparées des deux formes de profils

La figure 3 compare les caractéristiques $G_{gs}(V_g)$ relatives à deux profils, l'un en créneau et l'autre parabolique, reliés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} N_c = 0{,}767\ N_m \\ N_g = 0{,}727\ N_m\ . \end{cases} \qquad (21)$$

Ces courbes donnent les valeurs normalisées par rapport à G_0' et V_b qui sont respectivement la conduc-

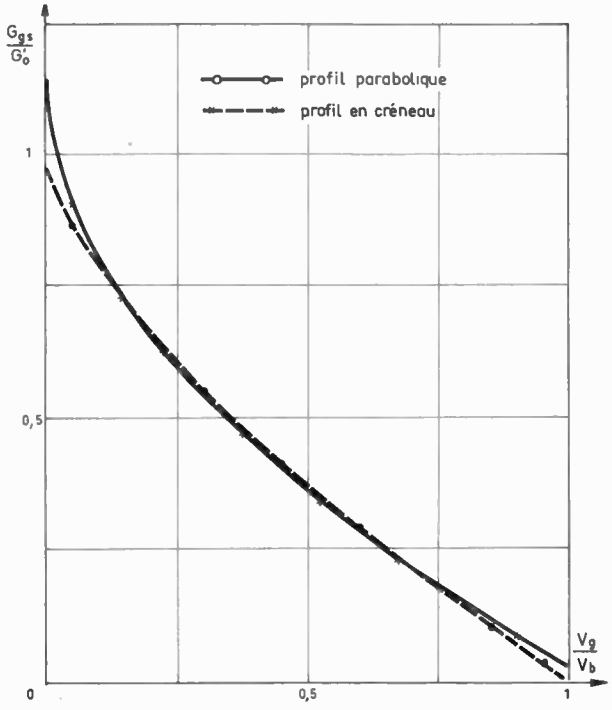


FIG. 3. — Transconductances normalisées en fonction de la tension interne normalisée $V_g \cdot (V_b)^{-1}$ pour les profils symétriques : en créneau et parabolique, reliés par les relations :

$N_c = 0{,}767\ N_m \quad N_g = 0{,}727\ N_m$

tance géométrique $G_{D_0}(V_g = 0)$ et la tension de blocage relatives au profil parabolique :

$$G'_0 = \frac{2}{3} G_0(N_{max}), \qquad V_b = \frac{3}{4} \frac{qN_{max}ao^2}{\varepsilon}.$$

Il y a coïncidence de ces deux caractéristiques $G_{gs}(V_g)$ à mieux que $\pm$ 2 % près pour $0{,}1 < \frac{V_g}{V_b} < 0{,}8$; c'est la gamme utile dans laquelle G_{gs} peut être correctement appréciée expérimentalement. Par ailleurs, les courbes donnant les capacités d'entrée en fonction de V_g sont également très voisines, puisque liées aux fonctions $G_{gs}(V_g)$ [10].

Les caractéristiques fondamentales du transistor à effet de champ dépendent donc remarquablement peu de la forme du profil. D'autres auteurs ont, du reste, étudié d'autres profils variés [10], [11]. Ici, les relations (21) donnent le profil en créneau très sensiblement équivalent au profil parabolique ; or ce dernier est souvent proche de la réalité.

4. Etude des dispositifs dissymétriques et à double commande

Plaçons-nous dans le cas simple d'un dispositif à dopage de canal N_c et de grilles N_{g_1} et N_{g_2} uniformes.

4.1. Relation courant-tensions

Compte tenu des notations suivantes :

$$W'_0 = \frac{qN_c ao^2}{2\varepsilon}$$

$$W_{01} = W'_0\left(1 + \frac{N_c}{N_{g_1}}\right) \qquad W_{02} = W'_0\left(1 + \frac{N_c}{N_{g_2}}\right)$$

$$Y_1 = \frac{V_{g_1} - V_D}{W_{01}} \qquad Y_2 = \frac{V_{g_2} - V_D}{W_{02}}$$

$$Z_1 = \frac{V_{g_1}}{W_{01}} \qquad Z_2 = \frac{V_{g_2}}{W_{02}}$$

La relation (5) et celles de type (4) conduisent à l'expression :

$$I_D = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2} G_0 W_{0i} \left[Y_i - Z_i - \frac{2}{3}(Y_i^{3/2} - Z_i^{3/2})\right]. \quad (22)$$

La forme (22) traduit une équivalence de notre élément dissymétrique à deux éléments en contact source à source et drain à drain ; ceux-ci doivent alors avoir même largeur de canal $2ao$, des dopages symétriques définis par (N_c, N_{g_1}) et (N_c, N_{g_2}) et une mobilité de valeur $1/2\ \mu_0$. Cette propriété d'équivalence est, en fait, uniquement conséquence de l'hypothèse graduelle ; elle reste valable quelle que soit la forme du profil car les deux relations de type (4) sont indépendantes.

4.2. Conséquences de la propriété d'équivalence

a) I_D possède les mêmes propriétés que les courants de dispositifs symétriques dont il est la somme $|I_D(V_{g_1}, V_{g_2}, V_D)|$ croît donc lorsque $|V_{g_1}|$ ou $|V_{g_2}|$ décroît, les deux autres paramètres étant fixés ; I_D atteint ainsi un maximum à V_D fixé, lorsque V_{g_1} et V_{g_2} valent V_{φ_1} et V_{φ_2}. Par ailleurs, $|I_D|$ croît jusqu'à un maximum $|I_{DS}|$, lorsque V_{g_1} et V_{g_2} sont fixés et que $|V_D|$ croît jusqu'à une tension qui sera dite de saturation : $|V_{DS}(V_{g_1}, V_{g_2})|$.

b) soit $G_{g_1} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{g_1}}\right)_{V_D}$ la transconductance relative à l'une des grilles ; c'est celle d'un dispositif symétrique et elle ne dépend pas de V_{g_2}. De ce fait, $|G_{g_1}|$ atteint un maximum à V_D fixé, pour $V_{g_1} = V_{\varphi_1}$; de plus $|G_{g_1}|$ croît avec $|V_D|$ pour V_{g1} fixé et atteint son maximum à la saturation.

4.3. Généralisation de la relation fondamentale (15)

a) Cas où les deux grilles sont commandées séparément :

$I_{D_1}(V_{g_1}, V_D)$ et $I_{D_2}(V_{g_2}, V_D)$ sont respectivement les expressions des courants drain de deux dispositifs symétriques, pour lesquels la relation (15) s'applique ; ceci conduit à $G_{g_1} + G_{g_2} + G_D$ indépendant de V_D.

Lorsque $V_D = 0$, G_{g_1} et G_{g_2} sont nulles d'après (9) et G_D vaut G_{D_0}. Lorsque $V_D = V_{DS}$, G_D est nul par définition, G_{g_1} et G_{g_2} valent G_{S_1} et G_{S_2} et il vient :

$$G_{g_1} + G_{g_2} + G_D \equiv G_{S_1} + G_{S_2} \equiv G_{D_0} \equiv f(V_{g_1}, V_{g_2}) \quad (23)$$

b) Cas où les deux grilles sont au même potentiel extérieur V_G :

V_{g_1} et V_{g_2} ne diffèrent de V_G que par V_{φ_1} et V_{φ_2} et $f(V_{g1}, V_{g_2})$ ne dépend que de V_G. $G_{g_1} + G_{g_2}$ est alors égal à G_g et il vient :

$$G_g + G_D \equiv G_{D_0} \equiv f(V_G) \quad (24)$$

G_{D_0} étant la conductance du canal pour $V_D = 0$.

Cette dernière loi apparaît comme caractéristique de la théorie résistive, puisqu'elle est indépendante de la forme du profil, qu'il soit ou non symétrique. Elle est donc physiquement très intéressante ; notamment, sa mise en défaut semble liée à l'effet de limitation de vitesse des porteurs dans les champs électriques intenses [12].

4.4. Détermination des principales grandeurs caractéristiques

a) Notations

β_1 et β_2 valant $\frac{N_c}{N_{g_1}}$ et $\frac{N_c}{N_{g_2}}$ posons :

$$v' = \frac{V_{g_1}+V_{g_2}}{W_0'} \qquad v'' = \frac{V_{g_1}-V_{g_2}}{W_0'}$$

$$\gamma = \frac{W_{01}+W_{02}}{W_0'} \qquad \delta = \frac{W_{01}-W_{02}}{W_0'}$$

$$t' = v'\cdot\delta^{-1} \qquad t'' = v''\cdot\delta^{-1} \qquad l = \gamma\cdot\delta^{-1}$$

$$u_1 = \sqrt{1+\beta_1} \qquad u_2 = \sqrt{1+\beta_2}$$

b) Résultats fondamentaux

Ils sont donnés par le tableau II ci-dessous.

a) Condition de saturation $G_D = 0$

D'après (26), elle s'écrit :

$$Y_1^{1/2} + Y_2^{1/2} = 2. \tag{34}$$

Ceci généralise la condition : $Y = 1$ relative au cas symétrique et (34) entraîne :

$$h_1'(L) + h_1''(L) = 0. \tag{35}$$

C'est la condition de pincement vue en 3-2. Elle est générale et indépendante de la forme du profil, car les relations (3), (4) et (5) aboutiraient à :

$$Q\,[h_1'(L)] + Q\,[h_1''(L)] = 0 \tag{36}$$

et donc à (35). V_{DS} se calcule à partir de (35).

b) Valeurs maximales de $|G_{g_1}|$ et $|V_{DS}|$:

D'après les principes vus en 4-2, $|G_{S_1}|$ est le maximum de $|G_{g_1}|$ à V_{g_1} donné ; il en est de même de $|G_{S_2}|$ pour $|G_{g_2}|$ à V_{g_2} donné. Les maximums absolus $|G_{m1}|$ et $|G_{m2}|$, sont donc ceux de $|G_{S_1}|$ et $|G_{S_2}|$; ils ont lieu pour les minimums $|V_{\varphi_1}|$ et $|V_{\varphi_2}|$ de $|V_{g_1}|$ et $|V_{g_2}|$; d'après (34), $|V_{DS}|$ atteint son maximum $|V_{DSM}|$

TABLEAU II

Transconductance sur *grille* g_1			$G_{g_1} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{g_1}} = \frac{G_0}{2}(Z_1^{1/2} - Y_1^{1/2})$ (25)
Conductance de drain			$G_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_D} = G_0\left[\frac{1}{2}(Y_1^{1/2}+Y_2^{1/2}) - 1\right]$ (26)
Tension drain de saturation : V_{DS}			$\frac{V_{DS}}{W_0'} = \frac{\gamma^2-\delta^2}{\delta^2}\left[\sqrt{\gamma^2-\delta^2+\delta v''}-\gamma\right] + \frac{1}{2}\left(v' - v''\frac{\gamma}{\delta}\right)$ (27)
Transconductance sur g_1, à la saturation			$G_{S_1} = \frac{G_0}{2}\left\{\left(\frac{t'+t''}{1+l}\right)^{1/2} - [t''+2(l-1)(l-\sqrt{l^2-1+t''})]^{1/2}\right\}$ (28)
Trans-conductance maximale : $\lvert Gm_1\rvert$ sur g_1	$\lvert W_0'\rvert > 1{,}5$ V	Précision 0,25 %	$\frac{G_{m1}}{G_0} \# \frac{1}{2u_1}\left(\frac{V_{\varphi_1}}{W_0'}\right)^{1/2} - \frac{V_{\varphi_1}-V_{\varphi_2}}{8u_1u_2W_0'} - \frac{u_2}{u_1+u_2}$ (29)
	$\lvert W_0'\rvert > 4$ V	Précision 2 %	$\frac{G_{m1}}{G_0} \# \frac{1}{2u_1}\left(\frac{V_{\varphi_1}}{W_0'}\right)^{1/2} - \frac{u_2}{u_1+u_2}$ (30)
	$u_1 = 1$ $u_2 \gg 1$		$\frac{G_{m1}}{G_0} = \frac{1}{2}\left(\frac{V_{\varphi_1}}{W_0'}\right)^{1/2} - 1$ (31)
Maximum : $\lvert V_{DSM}\rvert$ de la tension drain de saturation.	$\lvert W_0'\rvert > 4$ V	Précision 5 %	$\frac{V_{DSM}}{W_0'} \# \frac{V_{\varphi_1}+V_{\varphi_2}}{W_0'} - \left(\frac{2u_1u_2}{u_1+u_2}\right)^2$ (32)
	$u_1 = 1$ $u_2 \gg 1$		$V_{DSM} = -4W_0' + V_{\varphi_1}$ (33)

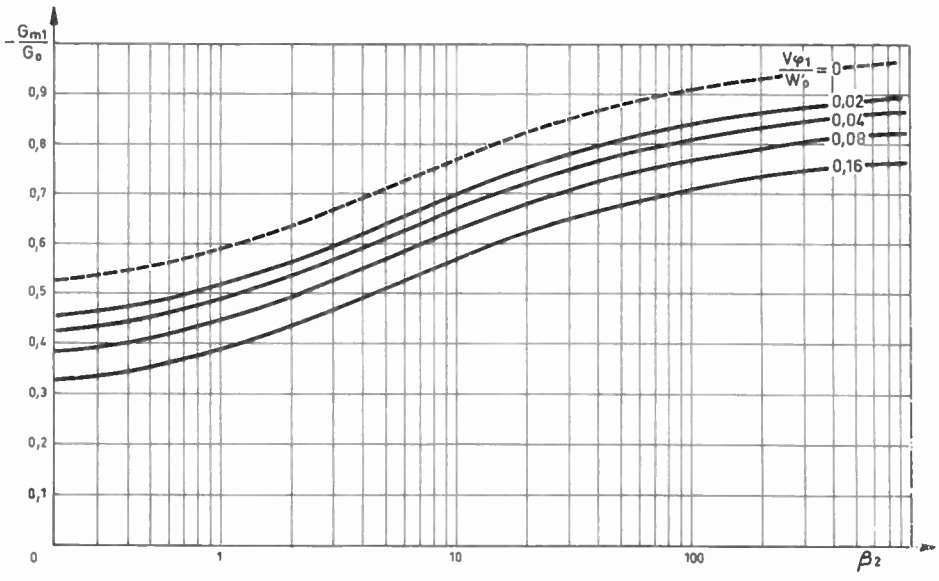


FIG. 4. — Réseau calculé donnant la transconductance G_{m1}, en fonction de $\beta_2 = N_c/N_{g2}$ pour $\beta_1 = 0$. Le paramètre est $V_{\varphi 1}/W'_0$.

dans ces mêmes conditions. Les relations (29) et (30) qui se traduisent par le réseau de la figure 4 sont des développements en série limités par rapport à $(V_{\varphi_1} - V_{\varphi_2})(W'_0)^{-1}$;

$|V_{\varphi_1} - V_{\varphi_2}|$ étant au plus égal à 0,5 V dans les cas pratiques.

4.5. Limite de validité de la théorie

L'expression (22) n'a de sens que lorsque le minimum $h'_1(L) + h''_1(L)$ de $h'_1(x) + h''_1(x)$ reste positif ou nul ; ceci se traduit par :

$$Y_1^{1/2} + Y_2^{1/2} \leqslant 2. \qquad (37)$$

Or, la saturation a lieu, d'après (34), lorsque (37) devient une égalité, c'est-à-dire à la limite de validité de la théorie.

4.6. Tensions de blocage

D'après la condition vue en 2-3-d, ce sont les couples de valeurs (V_{g_1}, V_{g_2}) annulant G_D pour $V_D = 0$; ceci a lieu d'après (26), lorsque l'on a :

$$Z_1^{1/2} + Z_2^{1/2} = 2. \qquad (38)$$

5. Analyse tenant compte de la limitation de vitesse des porteurs

Celle-ci déjà effectuée pour un profil symétrique [12] sera donnée ici pour un profil dissymétrique.

a) Expression de I_D

La propriété de superposition des courants vue en 4-1 est générale. Nous donnerons une forme de I_D explicite dans le cas du profil en créneau dissymétrique en utilisant la loi de vitesse [13] :

$$v(E_x) = \mu_0 E_x \left(1 + \frac{E_x}{E_0}\right)^{-1}. \qquad (39)$$

Cette dernière demeure très valable dans le cas du germanium et du silicium ; E_0 est une constante du matériau. Il vient alors :

$$I_D = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2} G_0 W_{0i} \left[Y_i - Z_i - \frac{2}{3}(Y_i^{3/2} - Z_i^{3/2}) \right] \times [1 + \alpha_i (Y_i - Z_i)]^{-1} \qquad (40)$$

où nous posons : $\alpha_i = \dfrac{W_{0i}}{LE_0}$, compte tenu des notations vues au début de 4-1.

La limite de validité de l'expression (40) a lieu lorsque le champ électrique longitudinal E_x devient infini en $x = L$; or, il vient :

$$E_x = -\frac{dV}{dx} = \frac{I_D}{L} \left\{ \left[2 - \left(\frac{W_1(x)}{W_{01}}\right)^{1/2} - \left(\frac{W_2(x)}{W_{02}}\right)^{1/2} \right] \frac{G_0}{2} - \frac{I_D}{LE_0} \right\}^{-1}. \qquad (41)$$

Ceci conduit à $G_D = 0$; la saturation a donc lieu lors de l'apparition de la vitesse limite des porteurs au drain et c'est la limite de validité de la théorie. Le résultat vu en référence [12] se généralise donc ici.

Remarque : Dans le cas particulier où $u_2 \gg u_1$, seule la grille g_1 de dopage N_{g1} a une action sur la commande du dispositif. V_{DS} a alors pour valeur celle relative à un dispositif symétrique à largeur de canal double et à dopages de canal et de grille : N_c et N_{g1}.

Nota : Les détails de calcul de cette publication sont donnés en référence [14].

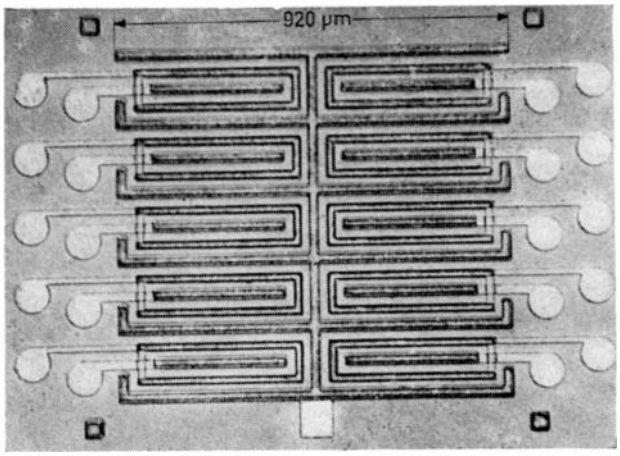


FIG. 5. — Matrice de transistors à effet de champ expérimentaux.

6. Vérifications expérimentales

Elles ont été effectuées sur des éléments appartenant à une matrice utilisable en concentrateur de données et réalisée sur pastille épitaxiée (fig. 5). Ces éléments peuvent être montés en parallèle. Ils ont les caractéristiques suivantes :

Elément	L microns	ao microns	N_m cm^{-3}	$\frac{z}{L}$
(a)	20	0,9	$1{,}5 \cdot 10^{15}$	225
(b)	20	1,2	$2{,}5 \cdot 10^{15}$	45

6.1. Existence d'un profil en créneau équivalent au profil réel

Comme va nous le montrer l'expérience, la proposition valable pour un profil symétrique peut se généraliser. En effet, si nous mesurons les tensions V_{g1} et V_{g2} bloquant juste le canal, nous trouvons des tensions W_{01} et W_{02}, satisfaisant, à la relation (38), pour chaque couple (V_{g1}, V_{g2}) ; le tableau III permet de le prouver, compte tenu des valeurs :

Elément (a)	$\lvert W_{01}\rvert = 1{,}05$ V	$\lvert W_{02}\rvert = 2{,}94$ V
Elément (b)	$\lvert W_{01}\rvert = 3{,}1$ V	$\lvert W_{02}\rvert = 8{,}8$ V

V_{g_1} et V_{g_2} ont été déduits de V_{G_1} et V_{G_2} connaissant V_{φ_1} et V_{φ_2}.

6.2. Incertitude sur G_0

Plusieurs sources d'erreur peuvent intervenir :

1) Celle due à l'imprécision sur la connaissance du profil réel exact. Il faut en effet choisir k tel que :

$$N_c = kN_m \ .$$

2) L'incertitude sur N_m lui-même difficilement appréciable avec une précision meilleure que $\pm$ 5 %.

3) L'incertitude sur la largeur du canal difficilement mesurable à mieux que $\pm$ 2 % près.

L'imprécision sur la conductance G_0 atteindra donc facilement $\pm$ 10 % ; c'est la source d'erreur essentielle sur G_{S_1} et G_{S_2}.

6.3. Vérifications en théorie résistive

Elles porteront sur l'élément (a) dont les paramètres α_1 et α_2 restent petits devant l'unité.

Dans notre cas, le profil est voisin d'une parabole à l'intérieur du canal ; de ce fait et d'après la relation (21) :

$$N_c = 0{,}77\ N_m$$

TABLEAU III

Mesures de tensions de blocage montrant l'équivalence du profil réel de nos éléments, à un profil en créneau

Elément (a)

$W_{01} \equiv 1{,}5$ V ; $W_{02} \equiv 2{,}94$ V

V_{g1} V mesuré	V_{g2} V mesuré	$\left(\frac{V_{g1}}{W_{01}}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{V_{g2}}{W_{02}}\right)^{\frac{1}{2}}$
− 0,8	− 3,7	1,996
− 1,1	− 3	2,035
− 1.4	− 2,3	2,038
− 1,7	− 1,7	2,034
− 2	− 1,1	1,993
− 2,45	− 0,6	1,982

Elément (b)

$W_{01} \equiv 3{,}1$ V ; $W_{02} \equiv 8{,}8$ V

V_{g1} V mesuré	V_{g2} V mesuré	$\left(\frac{V_{g1}}{W_{01}}\right)^{\frac{1}{2}} + \left(\frac{V_{g2}}{W_{02}}\right)^{\frac{1}{2}}$
− 2,52	− 10,6	2,001
− 3,15	− 8,6	1,997
− 4,06	− 6,6	2,011
− 4,98	− 4,6	1,992
− 6,73	− 2,6	2,021
− 9,73	− 0,6	1,997

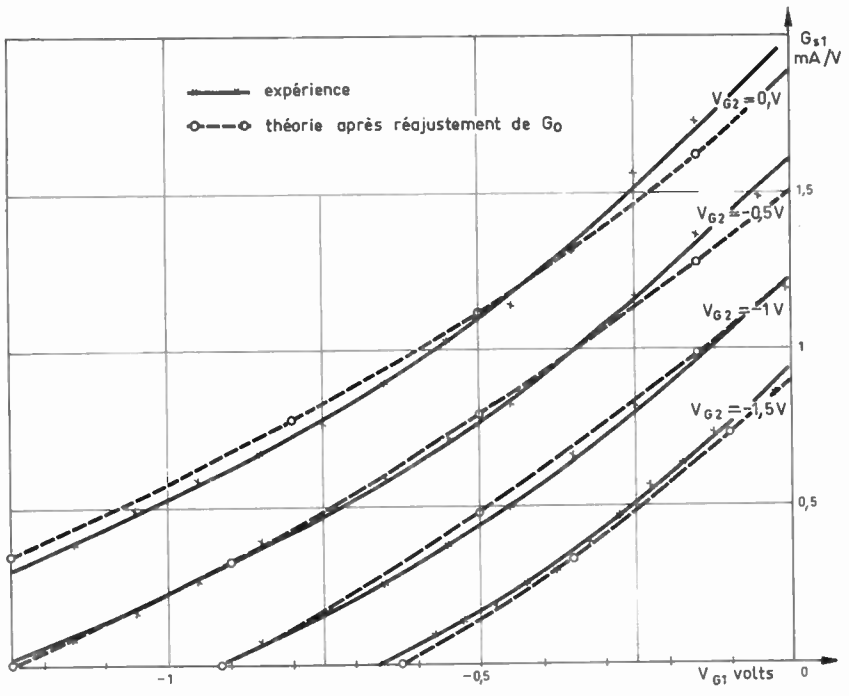


FIG. 6. — Réseau donnant la transconductance de saturation G_{s1} en fonction de V_{G1} et V_{G2} (élément (a)).

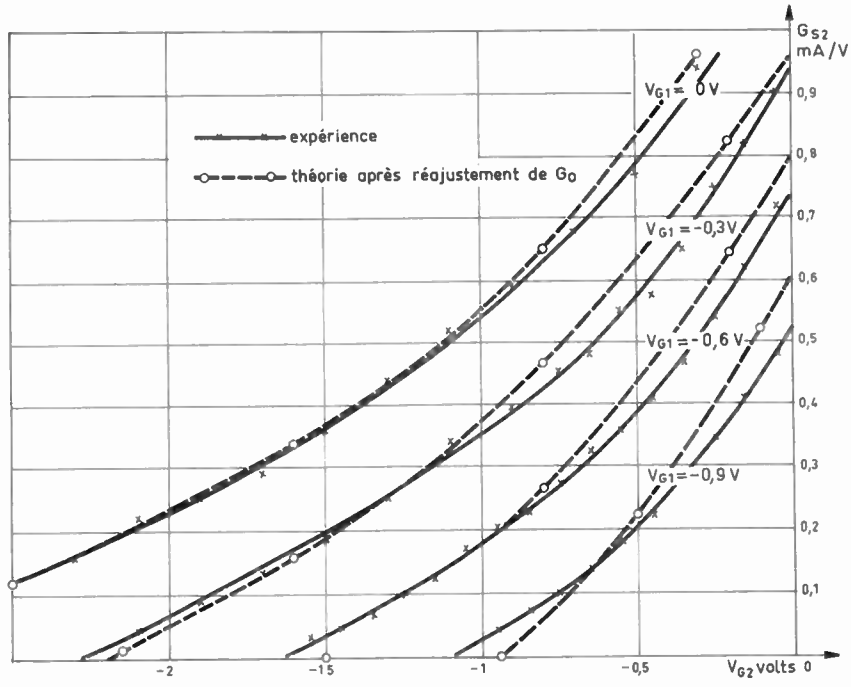


FIG. 7. — Réscau donnant la transconductance G_{s2} de saturation en fonction de V_{G1} et V_{G2} (élément (a)).

N_{g_1} et N_{g_2} sont déterminés d'après les valeurs de W_{01} et W_{02} données ci-dessus.

Nous avons comparé les courbes expérimentales et calculées d'après les résultats de la théorie résistive. en ce qui concerne :

$$G_{S_1}(V_{G_1}, V_{G_2}) \quad \text{et} \quad G_{S_2}(V_{G_1}, V_{G_2})$$

(utilisation de la relation du type (28)), et en ce qui concerne :

$$I_{DS}(V_{G_2}) \text{ pour } V_{G_1} = 0 \quad \text{et} \quad I_{DS}(V_{G_1}) \text{ pour } V_{G_2} = 0.$$

Ces résultats illustrés aux figures 6 et 7, puis 8 et 9 ont été obtenus après un petit réajustement de G_0. L'incertitude sur G_0 déterminée en 6-2 permet d'expliquer cet écart ; la théorie est donc bien suivie, ce qui confirme le principe d'équivalence relatif au profil.

Notons en outre que la constance de $G_{g_1} + G_{g_2} + G_D$ traduite par la relation fondamentale (23), est vérifiée à mieux que 10 % près, lorsque V_D varie de 0 à V_{DS}.

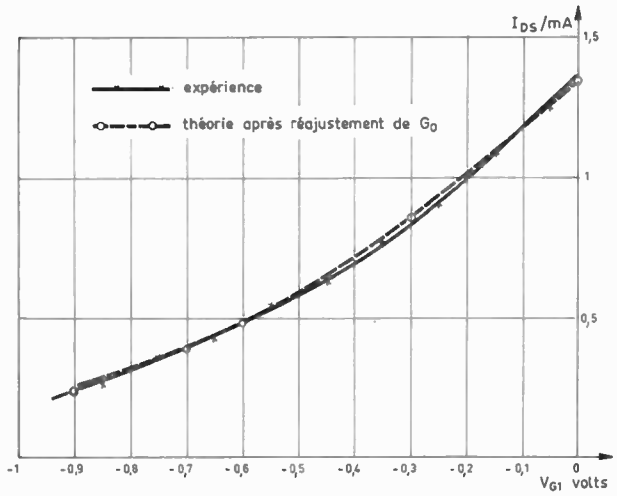


FIG. 8. — Courbe donnant le courant de saturation en fonction de V_{G1} pour $V_{G2} = 0$ (élément (a)).

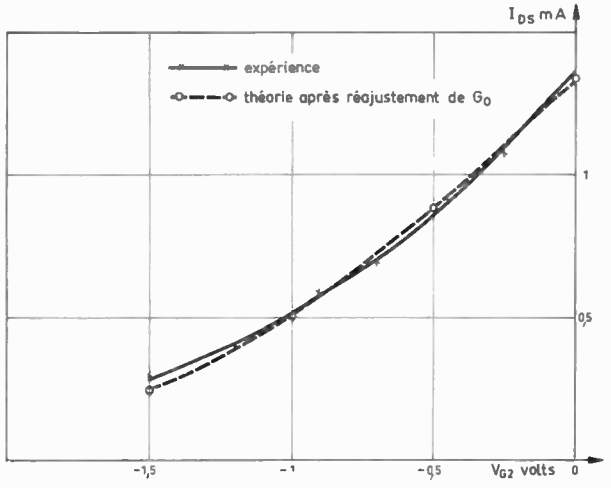


FIG. 9. — Courbe donnant le courant de saturation en fonction de V_{G2} pour $V_{G1} = 0$ (élément (a)).

7. Conclusion

La théorie nous a permis une analyse correcte du dispositif dont les grilles possèdent des efficacités de commande différentes. Nous avons pu traiter un tel élément comme deux éléments symétriques pris isolément. En outre, les calculs et les mesures ont prouvé l'équivalence du profil réel à un profil en créneau.

L'élément à effet de champ dissymétrique quelconque apparaît alors équivalent à deux éléments possédant le profil simple du créneau symétrique. Ceci souligne l'importance de ce dernier.

La limite de validité de la théorie se situe toujours à la saturation ; cette dernière a lieu lors de l'apparition de la vitesse limite des porteurs au drain, comme dans le cas plus restreint du dispositif symétrique [12].

L'auteur tient à remercier le Commissariat à l'Energie Atomique, qui lui a permis de réaliser cette étude.

Ce travail a été réalisé dans le laboratoire de Circuits intégrés du Centre d'Etudes Nucléaires de GRENOBLE. C'est avec plaisir que l'auteur remercie MM. M. VERDONE et J. LACOUR qui ont encouragé et rendu possible cette étude, MM. J. BOREL et J.L. PAUTRAT pour leurs nombreux conseils et M. R. STADERINI qui a pris une part importante à la réalisation des éléments et à l'obtention des données expérimentales.

Bibliographie

[1] LATHAM D.C., HAMILTON D.J. and LINDHOLM F.A. — transactions on electron devices, *IEEE*, ED 11, p. 300 (1964).

[2] GOBBOLD R.S.C., TROFIMENKOFF F.N. — transactions on electron devices, *IEEE*, ED 12, p. 246 (1965).

[3] HUDSON P.H., LINDHOLM F.A., HAMILTON D.J. — transactions on electron devices, *IEEE*, ED 12, p. 399 (1965).

[4] HAUSER J.R. — transactions on electron devices, *IEEE*, ED 12, p. 605 (1965).

[5] RICHARD S.C., GOBBOLD. — transactions on electron devices, *IEEE*, ED 12, p. 302 (1965).

[6] BOCKEMUHEL R.R. — transaction on electron devices, *IEEE*, ED 10, p. 31 (1963).

[7] SHOCKLEY W. — *Pr. IRE* Vol. 40, p. 1365 (1952).

[8] DACEY G.C. and Ross J.M. — *Pr. IRE*, Vol 41, p. 970 (1953).

[9] WARNER R.M. JR, — *Proc. IEEE*, Vol 51 p. 939 (1963).

[10] RICHER J. — Solid State Electronics, Vol. 6, p. 539 (1963).

[11] MIDDLEBROOK R.D. and RICHER J. — Solid State Electronics Vol. 6, p. 542 (1963).

[12] DAVID P. et PAUTRAT J.L. — à paraître dans Solid State Electronics.

[13] TROFIMENKOFF F.N. — *Proc. IEEE*, Vol. 54, p. 1077 (1966).

[14] DAVID P. — thèse (1968), Faculté des Sciences de Grenoble.

N.D.L.R. — L'auteur a remis à la Rédaction de *l'Onde Electrique* une note-annexe de calculs de 28 pages concernant :

I. L'emploi de l'indice *i*.
II. Les relations électrostatiques relatives aux zones de charge d'espace de la grille g_i.
III. La recherche des relations permettant de définir les inconnues $W_i(x)$, $h_{ci}(x)$ et $h_{gi}(x)$.
IV. La relation de constance du courant le long du canal.
V. Les relations en théorie résistive.
VI. Le cas particulier du profil symétrique parabolique.
VII. Le profil dissymétrique en créneau.

Nous n'avons pas cru devoir reproduire cette note, mais, en accord avec l'auteur, ceux de nos lecteurs qui seraient désireux de la lire pourront la demander en communication à l'Editeur :

Editions CHIRON, 40, rue de Seine, 75-Paris VI^e.

Méthodes de simulation par ordinateur appliquées aux circuits intégrés hybrides

R. COCHAIN
SEFT, Direction technique des Armements terrestres

J. CARON, P. DIERICK
RTC, La Radiotechnique - Compelec

1. Généralités

L'utilisation de fonctions standards paraît avoir beaucoup de difficultés à s'implanter dans certains secteurs de l'électronique. Ces difficultés sont liées tant à la nature des circuits utilisés qu'aux habitudes ; si on analyse sommairement le processus d'étude d'un circuit analogique, on peut le résumer de la façon suivante :

a) recherche d'un schéma

b) adaptation de ce schéma au problème posé (calcul)

c) mise au point du circuit (maquettage)

d) évaluation des performances du circuit et retouches éventuelles (mesures et essais d'environnement)

e) mise en forme technologique (industrialisation).

Si l'on tente de transposer brutalement ce canevas en microélectronique, certaines phases posent des problèmes assez délicats.

En particulier, la réalisation d'une maquette conduit à la réalisation de masques parfois fort complexes et difficiles à retoucher. Pour pallier cet handicap, la préparation et le calcul préalable du circuit doivent être beaucoup plus poussés qu'en électronique classique. La définition du circuit devient une étape capitale et doit être conduite par une équipe comprenant :

a) le client,

b) le maître d'œuvre de l'ensemble,

c) le technologue,

d) le spécialiste du centre de calcul.

Le premier travail de cette équipe consistera en une mise en forme du problème posé.

Avant de débuter l'étape calcul, il convient de préciser un certain nombre d'éléments :

1°) *Schémas.* — Si plusieurs circuits sont susceptibles de satisfaire au problème posé, le choix peut être différé. Un calcul préliminaire permettra de préciser leurs valeurs respectives.

2°) *Taille des modules.* — La technologie offre de multiples possibilités allant du composant discret à l'intégration quasi totale de l'ensemble. Entre ces extrêmes, il convient de fixer une tendance générale pour l'ensemble en étude.

3°) *Modes de réalisation.* — Le choix est souvent lié à la décision précédente, cependant l'architecture générale de l'ensemble ou sa destination peuvent apporter des contraintes supplémentaires.

2. Études pratiques

Afin de mettre au point les méthodes de travail propres à cette étude préliminaire des circuits, la S.E.F.T. (1) a proposé un thème général d'étude permettant d'aborder à la fois les problèmes posés par les circuits analogiques ainsi que ceux relevant des circuits logiques à fréquence élevée et faible consommation. Les exemples suivants seront empruntés à cette étude qui avait pour thème un récepteur de télécommunications à synthétiseur de fréquence.

(1) Contrat SEFT N° 506/192/50

Parmi les possibilités, inacessibles jusqu'à présent, qu'apporte la conception des circuits avec l'aide de l'ordinateur, on peut citer :

— le remplacement du calcul du pire cas (« worst case ») par un calcul statistique beaucoup plus efficace,

— le calcul très rapide des courbes de réponse en fonction de la fréquence ou de quelqu'autre paramètre, dans un montage actif ou passif complexe,

— le calcul des réponses transitoires des montages de logique, ou des formes d'ondes d'un montage dans lequel il y a des signaux forts.

Les trois possibilités citées sont essentielles ; nous avons commencé par résoudre le problème de l'étude statistique remplaçant le calcul du « worst case ».

Nous avons ensuite écrit un programme de calcul des réponses en fréquence de réseaux actifs ou passifs, et réservons actuellement le cas des réponses transitoires ou en signaux forts pour un stade ultérieur.

Cet ordre chronologique a été choisi parce qu'il correspond au classement par intérêt décroissant pour la pratique des circuits intégrés hybrides. Il est permis de penser que ces derniers auront un développement important dans le domaine des circuits analogiques. Or la première source de déboires avec les circuits analogiques est la dérive des paramètres, ce qui motive le classement en priorité des études statistiques remplaçant le calcul du « worst case ».

Après avoir défini le but, nous avions à résoudre un certain nombre de problèmes, essentiellement de deux ordres :

— le problème de la représentation des phénomènes physiques, c'est-à-dire de la formulation mathématique du comportement des éléments, des semiconducteurs en particulier, avec la mesure de valeurs numériques propres à être introduites dans les calculs, et de leur dispersion statistique.

— Le problème du calcul proprement dit, c'est-à-dire d'une part, la programmation sur ordinateur, et d'autre part, le choix des méthodes de calcul numérique, par exemple pour la résolution des équations non linéaires.

Une fois les schémas électriques définis grâce aux méthodes citées jusqu'ici, il reste à réaliser l'implantation du circuit. Pour cela, l'ordinateur interviendra à nouveau pour dessiner le schéma sans croisement des conducteurs, si cela est possible, et pour déterminer ensuite les interconnexions et le tracé des éléments intégrés, le tout devant conduire au tracé automatique des masques de photogravure. Un tel programme est actuellement en développement.

3. Le progamme R.T.C.

3.1. Principe d'utilisation du calculateur

3.1.1. Objectifs du traitement

Ils sont les suivants :

— Connaître les performances d'un circuit sans avoir à procéder à sa réalisation matérielle. Savoir sur quels composants il est le plus indiqué d'agir pour améliorer les résultats et, en particulier, quels composants il y a lieu de trier pour obtenir un circuit reproductible avec précision. Ces connaissances permettent d'optimaliser le circuit élémentaire.

Une série de calculs traités en faisant subir de petites variations aux paramètres, permet de connaître la sensibilité du montage aux dites variations.

— Etant donné l'emploi d'une certaine classe de composants, prévoir le déchet de fabrication pour une tolérance imposée sur les performances.

La machine effectue un tirage au sort des valeurs numériques des paramètres en simulant les distributions statistiques indiquées, résout le système d'équations avec lesdites valeurs numériques, et recommence autant de fois qu'il lui est demandé.

Les résultats de tous les calculs ainsi pratiqués représentent la dispersion des performances du dispositif étudié (méthode de Monte-Carlo). Ceci, permet, entre autres, d'optimaliser le découpage d'un circuit en modules, en recherchant la plus petite dispersion du résultat global, compte tenu des tris qui peuvent être effectués sur chaque module.

Les distributions statistiques sont fournies au calculateur sous forme simple (relevés de mesure recensés par tranches de valeurs numériques).

Les résultats de calcul sont facilement exploitables (impression automatique d'histogrammes pour les seules valeurs des performances les plus représentatives).

Notons qu'on peut obtenir les résultats correspondants à n'importe quelle circonstance (vieillissement, température, etc.) pourvu qu'on connaisse l'évolution des composants en fonction de ces circonstances.

3.1.2. Méthodes employées

- Le calculateur effectue l'inversion de matrices comportant des éléments linéaires. Dans le cas d'éléments non linéaires, il procède à des approximations successives jusqu'à obtention de la précision demandée.
- Les données numériques peuvent être introduites automatiquement selon une séquence donnée, ce qui permet le calcul de courbes de réponse.

3.2. Conception des programmes

L'ensemble du système est décomposé en programmes pouvant soit être utilisés séparément, soit être enchaînés.

3.2.1. Programmes de génération de paramètres de calculs

A partir de dispersions statistiques données des composants, on introduit, par cartes perforées, ruban perforé, ou éventuellement par feuilles de lecture optique de marques, les relevés de mesures

des dispersions des paramètres des composants. Le calculateur prépare, sur disque magnétique, le nombre désiré de calculs du circuit en générant pour chacun d'eux les valeurs choisies des paramètres au moyen d'une table au hasard placée sur disque.

3.2.2. Programmes de calcul de circuit

Le tableau d'équations, linéaires ou non linéaires, régissant un circuit particulier est introduit dans le calculateur. Ce dernier résoud le système d'équations et inscrit sur disque magnétique les performances relatives à chaque calcul. Ceci permet de calculer des courbes de réponses, ou bien des répartitions statistiques, selon les programmes associés.

3.2.3. Programme de tracé des répartitions statistiques des performances

On indique au calculateur la ou les performances dont on veut obtenir les répartitions statistiques ainsi que le degré d'analyse désiré. Le programme choisit l'échelle du tracé et imprime les répartitions désirées, à partir des résultats enregistrés sur disque par le programme précédent.

3.2.4. Programmes de recherche et d'édition des paramètres des composants et des performances

Le programme permet la recherche et l'impression de tous les paramètres du circuit donnant lieu à une performance soit égale à une valeur calculée par l'ordinateur, soit comprise entre deux valeurs.

3.2.5. Programme de test de sensibilité

Il procède par calcul numérique des dérivées des performances en fonction des paramètres.

3.2.6. Limitations

Seuls les problèmes en courant continu peuvent être traités avec des éléments non linéaires. En alternatif on ne peut donc calculer que le fonctionnement en petits signaux.

Les circuits peuvent comporter au maximum 42 paramètres et le nombre de calculs successifs avec tirage au sort des valeurs numériques est limité à 8 000.

La réalisation de quelques milliers de calculs semble être un maximum raisonnable, avec le matériel utilisé.

3.2.7. Matériel utilisé

Les programmes sont écrits en « autocodeur IOCS » pour l'ordinateur IBM 1440 à disques magnétiques. Ils sont en cours d'écriture pour l'ordinateur IBM-360.

3.3. Projets d'extension

Notre programme actuel résoud un système d'équations, mais ces équations doivent être écrites par l'ingénieur. Nous nous proposons d'utiliser un programme qui permette l'entrée des données, soit par description topographique du réseau, soit par dessin de ce réseau sur console de visualisation, sa dimension maximale étant de l'ordre de 200 branches, sans compter les éléments actifs.

Nous adapterons ultérieurement à notre ensemble un programme de calcul des performances en régime transitoire, non linéaire, tel qu'il en existe actuellement.

4. Les modèles de composants et leurs valeurs numériques

L'utilisateur de programmes de calcul rencontre toujours le problème des modèles de composants. Dans le cas des transistors, il existe un modèle universel dit d'EBERS & MOLL, dont sont dérivés la plupart des autres modèles, qu'ils soient destinés au calcul en courant continu ou en courant alternatif.

Nous avons étudié ce modèle dans la plupart des cas possibles, déterminé comment obtenir en pratique ses valeurs numériques, et traité des exemples réels dans tous les cas électriques (continu, alternatif, transitoire). Les résultats obtenus sont très satisfaisants puisqu'on obtient, selon les cas, et selon le degré de simplification atteint, des précisions allant de 10 % jusqu'à 1 ou 2 %.

Le problème de la détermination des paramètres du schéma équivalent étant résolu, du point de vue des principes, il apparaît que certains résultats indispensables ne sont pas fournis par les habituelles feuilles de caractéristiques. De plus, pour pouvoir effectuer les calculs, il est nécessaire de connaître les distributions des valeurs. Nous avons donc procédé à des mesures sur des lots de transistors les plus employés (2N 2369, 2N 2475, BF Y 90) et obtenu des histogrammes de dispersion, pour tous les paramètres intervenant dans le modèle, ce qui représente l'accumulation d'environ 10 000 résultats de mesure.

Les relevés de mesure correspondants peuvent, comme il a été signalé, être introduits directement dans l'ordinateur, qui a ainsi en mémoire une bibliothèque de composants avec la forme et la grandeur des dispersions associées aux valeurs. Il est important de rappeler que l'on ne fait pas d'approximation en supposant la distribution normale, mais que, au contraire, on peut effectuer les calculs en utilisant, pour chaque composant, sa dispersion mesurée, sans avoir besoin de savoir par quelle loi elle est régie. De plus, une corrélation entre les dispersions de plusieurs paramètres peut être introduite très facilement : en écrivant la valeur du paramètre Yi, $Yi = Y \times yi$ où Y suit une loi de dispersion comme à tous les Yi, et yi représente la dispersion individuelle sans corrélation. Sur les circuits en couches minces, par exemple, il existe une erreur

identique pour toutes les résistances d'un même circuit, provenant d'une imprécision dans l'épaisseur de la couche de nickel-chrome, et une dispersion individuelle qui provient, entre autres, de l'irrégularité des tracés photogravés. Rappelons également les corrélations entre la plupart des paramètres d'un transistor.

Quoique l'introduction d'un programme de détection des corrélations soit parfaitement envisageable, il est actuellement nécessaire de connaître l'origine physique des dites corrélations pour pouvoir en écrire les équations et les représenter. On peut noter aussi qu'il est facile de décrire l'effet de la température, car elle entraîne la variation simultanée de tous les éléments et est assimilable à une dispersion globale, comme celle observée sur les résistances en couches minces. On a donc Y = f (T°) dans la formule Yi = Y × yi citée plus haut.

Un des rares cas qui ne soit pas bien représenté, est celui d'un amplificateur large bande près de la fréquence de coupure du transistor. On doit toutefois noter que ce sont souvent les éléments parasites externes qui limitent la réponse en fréquence, bien avant la fréquence propre du transistor. L'exemple suivant montre les courbes de réponse d'un amplificateur à gain variable dont les transistors ont f_T = 1,5 GHz, mais qui n'est plus utilisable, depuis longtemps, à cette fréquence. Le calcul de cet amplificateur est très bien vérifié par la mesure.

4.1. Exemple détaillé : Amplificateur large bande à gain réglable

Le schéma est donné en figure 1a.

Le transistor T_3 est attaqué en émetteur commun par le signal à amplifier. Son courant collecteur se partageant entre T_1 et T_2, le réglage du gain s'obtient en faisant varier la polarisation de la base de T_1. Le gain, défini comme le rapport de la tension de collecteur de T_2 à la tension de base de T_3, varie entre 4 et zéro. C'est dire qu'il s'agit presque d'un atténuateur variable dont la caractéristique la plus intéressante est que l'impédance d'entrée ne varie pas avec le réglage de l'atténuation, et que ce réglage ne demande que peu de puissance.

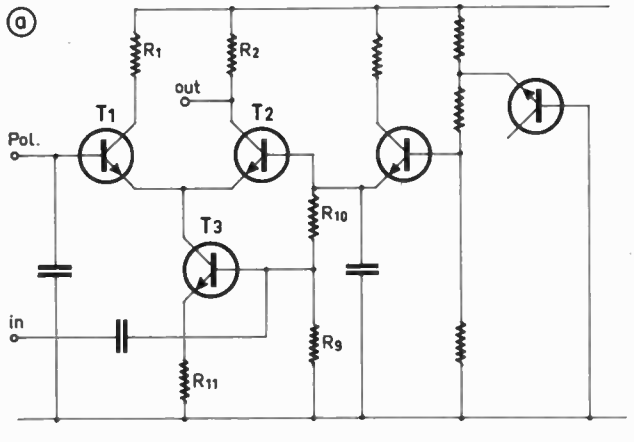


FIG. 1 *a*. — Schéma de l'amplificateur.

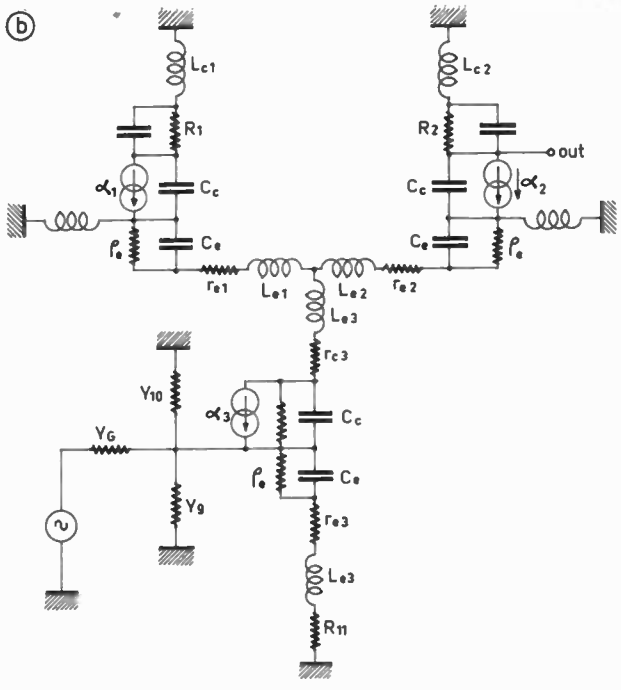


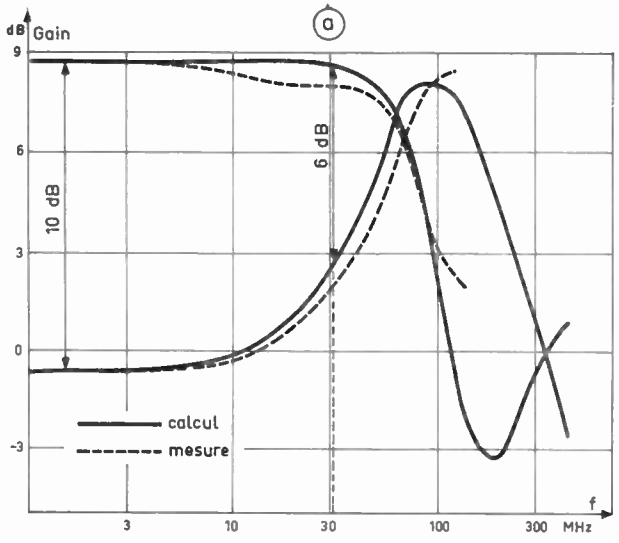
FIG. 1 *b*. — Amplificateur : schéma équivalent pour le calcul.

Les deux autres transistors servent à stabiliser la tension de base de T_2.

La première réalisation en circuit hydride ne donnait pas les résultats attendus : la fréquence de coupure était trop basse et surtout, dans le fonctionnement avec atténuation, la tension de sortie remontait aux fréquences élevées, diminuant ainsi la dynamique de réglage du gain. Nous avons pensé que ces inconvénients provenaient de certaines inductances parasites de câblage trop élevées ou dissymétriques.

Il fallait dessiner un nouveau circuit hybride, ce qui coûte temps et argent, avec le risque que ce nouveau circuit présente le même défaut, car nous n'avions aucun moyen expérimental de vérifier notre diagnostic. Nous avons donc entrepris un calcul dans lequel nous tenions compte des inductances parasites en série avec les émetteurs et les bases de T_1 et T_2, et étudié un certain nombre de cas avec des inductances de valeurs diverses, dissymétriques ou non, et en particulier avec les valeurs que nous estimions exister sur la maquette. Le schéma équivalent choisi pour le calcul est représenté en figure 1b. Son analyse par la méthode des nœuds conduit à un système linéaire de 14 équations, après séparation des quantités réelles et imaginaires, et simplification.

La courbe de réponse ainsi calculée confirmait les mauvaises performances du circuit. Des éléments parasites symétriques et plus réduits accroissaient considérablement la bande passante calculée, pour une dynamique donnée. Une deuxième version au câblage étudié spécialement sous cet angle fut donc réalisée et ses performances sont en accord avec le calcul (fig. 2a et 2b).



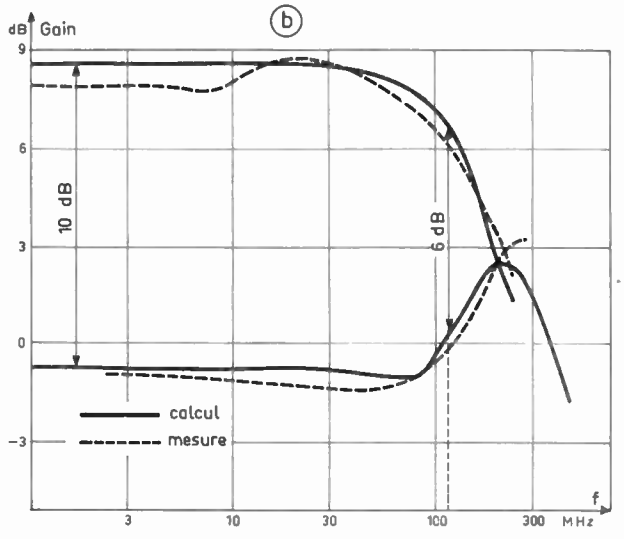


FIG. 2. — *a)* Gains initiaux,
b) Gains après optimalisation du câblage.

4.2. Autres exemples d'applications

Pour montrer quelques-unes des possibilités de la méthode, nous citerons quelques exemples, parmi ceux que nous avons étudiés :

4.2.1. Étage d'amplificateur F.I. à deux transistors

Après le calcul préalable des courants continus et de la consommation, on effectue celui du gain et des impédances d'entrée et de sortie, et un test de sensibilité à la variation des paramètres. Ceci permet, après quelques essais, l'ingénieur intervenant entre les essais pour modifier des valeurs d'après le résultat précédent, d'obtenir le meilleur rapport entre le gain et la consommation. Enfin, un calcul de dispersion (Monte Carlo) permet de vérifier que l'on n'a pas serré de trop près les limites fixées, et que la précision des valeurs de sortie est suffisante.

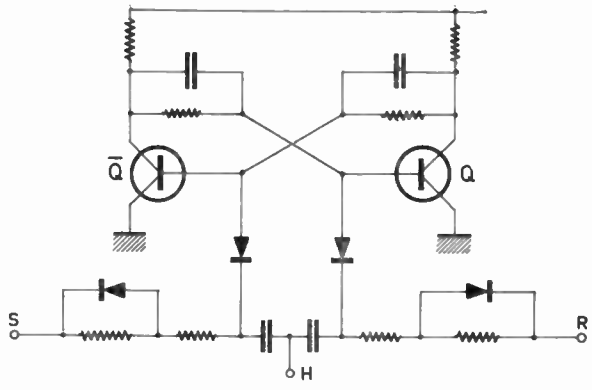


FIG. 3. — Schéma de la bascule logique.

4.2.2. Discriminateur FM sans transistor

Une formule explicite donnant la fréquence d'accord en fonction des paramètres du montage est traitée par la méthode de Monte Carlo, et permet de savoir si le module pourra être mis en fabrication, ou s'il est nécessaire de prévoir un ajustage.

4.2.3. Bascule logique

Le schéma en est très classique (fig. 3).

Les équations ont été décrites par la méthode classique des mailles, et on a tenu compte des courants de fuite dans les diodes D_1 et D_2 supposées reliées aux collecteurs d'un autre étage identique. Ceci donne, après quelques simplifications évidentes, un

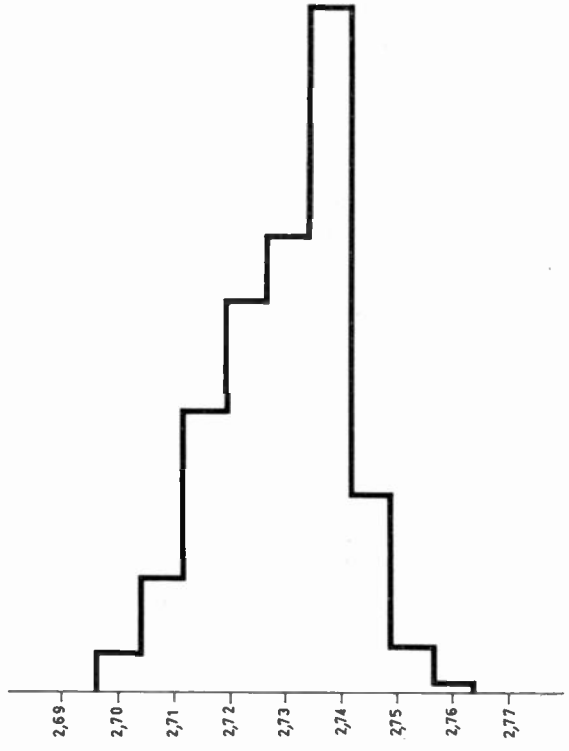


FIG. 4. — Répartition statistique de V_{CE2} au cours de 1600 tirages.

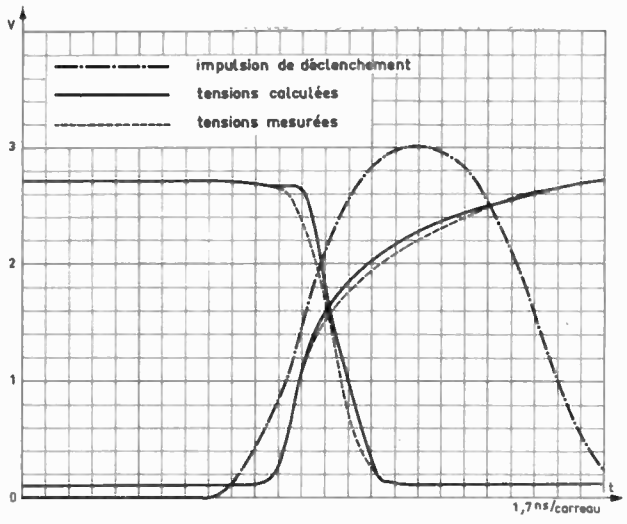


FIG. 5. — Etude dynamique du circuit en régime transitoire.

système de huit équations contenant des logarithmes pour représenter les tensions aux bornes des jonctions passantes. On fournit alors à l'ordinateur ces équations en même temps qu'un tableau des valeurs des dispersions pour tous les paramètres, et on obtient l'impression automatique d'histogrammes représentant les valeurs des sorties ; par exemple, en figure 4, la tension sur le collecteur dans l'état « OFF ». Cette figure a été dessinée d'après celle issue directement de l'ordinateur, que les nécessités typographiques empêchent de reproduire ici.

On peut y constater qu'au cours de 1 600 essais, le niveau logique « 1 » est resté compris entre 2,696 et 2,764, soit $\Delta V/V < 3\ \%$, alors que le « worst case » donnait 2,454 et 3,144, soit $\Delta V/V > 28\ \%$. Ceci démontre clairement comment la méthode du « worst case » peut amener à « surdimensionner » inutilement des circuits.

A l'aide du programme « ECAP » d'IBM, nous avons également procédé à l'étude dynamique du circuit en régime transitoire. On peut voir sur la figure 5, l'impulsion de déclenchement, les courbes des tensions collecteurs calculées, et les courbes mesurées ensuite.

Pour étudier le régime transitoire, on dispose également du programme « IMAG » de la Faculté de Grenoble et du programme américain NET 1.

5. Conclusion

Cette première partie de l'étude a permis de montrer l'efficacité du calcul préalable des circuits à l'aide d'un ordinateur. Certes ceci n'est qu'une étape sur la voie de la « conception assistée par ordinateur » (1) mais elle était indispensable pour situer les problèmes et mettre au point les méthodes de traitement. Pour certains types de circuits, ces méthodes sont maintenant parfaitement au point et plusieurs expérimentations ont démontré la validité et la précision des calculs effectués.

Il reste à compléter les informations de départ, les données qui alimenteront le calcul. Ceci pose directement le problème des mesures de toutes les caractéristiques utiles des éléments nécessaires à la réalisation des circuits intégrés hybrides. Il convient d'accumuler sur ces éléments des données statistiques, tant sur les valeurs initiales des paramètres que sur les distributions de leurs dérives en fonction du temps, de la température ou d'autres facteurs intéressant les utilisateurs.

Il faut également perfectionner les méthodes de calcul et les programmes de traitement sur ordinateur et, à ce titre, il conviendra d'évaluer les possibilités de différents programmes tels que NET 1, IMAG, etc

Avant toutes choses, il est indispensable d'exiger une préparation minutieuse avant traitement du problème. Sous peine d'accroître dans de grandes proportions le coût d'utilisation de l'ordinateur, il faut éviter les tâtonnements au stade du calcul. La machine facilite le travail de conception mais elle exige une formulation plus précise du problème à résoudre, sous peine de fournir des réponses fantaisistes et inexploitables ; à ce prix, elle fournira une aide efficace et rentable.

Bibliographie

- Note d'Etude EL/EI n° 26 du Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble.
- « ECAP » Brochure d'utilisation — IBM FRANCE.
- MALMBERG A.F. CORNWELL F.L., HOFER F.N. — « Net 1. Network Analysis Program » Laboratoires Scientifiques de Los Alamos.
- Rapports internes n° 1 412, 1 528, 1 599 de *RTC Radiotechnique Compelec*, centre d'Evreux.
- JOHN G., LINVILL, McGRAW HILL Book Co. « Models of Transistors and Diodes ».

(1) Pour « Computer Aided Design » (C.A.D.)

Méthodes équivalentes dans l'étude de la stabilité des oscillateurs non linéaires filtrés

H.J. PAUWELS

Université de Gand - Belgique

1. Introduction

Le circuit étudié dans cet article est représenté à la figure 1. Il comporte une impédance linéaire et passive, Z, présentant plusieurs « régions de résonance », un élément actif et non linéaire décrit par sa caractéristique instantanée : $i = f(v)$, et, éventuellement, une source de courant perturbatrice, $g(t)$. Ces éléments seront décrits en détail plus loin. BÉLÉVITCH [1, 2] a développé une méthode pour étudier la stabilité des oscillations libres dans les circuits du type de la figure 1 par l'approximation du « premier harmonique ».

BÉLÉVITCH applique sa théorie dans les cas où l'impédance Z n'a qu'un pôle par région de résonance. Nous voulons, quant à nous, étudier également les cas où $Z(p)$ présente plusieurs pôles par région de résonance. En vue de cette généralisation, et aussi pour répondre à certaines controverses récentes [3, 4, 5], nous avons cru nécessaire de reprendre la démonstration de la méthode de BÉLÉVITCH dans une forme plus détaillée que l'originale (2e partie). Dans la 3e partie de cet article, nous exposerons la correspondance entre le critère de stabilité de LOEB [6] et celui de BÉLÉVITCH pour une oscillation à une seule fréquence. Cela constituera en même temps, pour ce critère, une démonstration plus convaincante que celle donnée par LOEB et reprise par PÉLÉGRIN [7], tandis que cela en fera ressortir les limitations. Nous démontrerons que le critère de LOEB est une condition nécessaire de stabilité ; quand l'impédance Z ne présente que deux pôles, cette condition est également suffisante ; dans un autre article [8], on donnera un exemple pour lequel cette condition ne sera pas suffisante. Dans la 4e partie, nous démontrerons que, dans le cas d'une impédance Z n'ayant qu'un pôle par région de résonance, les équations de la conservation de l'énergie appliquées à chaque fréquence font ressortir les mêmes conditions de stabilité que la méthode de BÉLÉVITCH. Mais, avant tout, décrivons

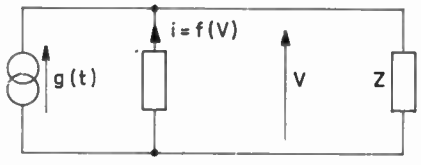


FIG. 1. — Circuit non linéaire filtré.

un peu plus en détail les éléments du circuit de la figure 1.

L'impédance $Z(p)$ présente dans le plan complexe p des « régions de résonance » situées autour des fréquences angulaires $\pm\omega_1, \ldots \pm\omega_i, \ldots (\neq 0)$. En d'autres termes, il existe autour de ces fréquences de petites régions dans lesquelles apparaissent les pôles de $Z(p)$ et en dehors desquelles $|Z(p)|$ est très petit (fig. 2). On suppose, de plus, que les fréquences harmoniques $\Sigma m_i \omega_i (m_i = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots)$ ne se situent pas dans ces régions de résonance, surtout en ce qui concerne les petites valeurs de m_i. (Cette condition est essentielle pour l'approximation du premier harmonique). Soit n_i le nombre de pôles de $Z(p)$ dans la région de résonance ω_i ; le nombre de pôles de $Z(p)$ est donc $n = \Sigma 2n_i$. On peut raisonnablement approcher $Z(p)$ par l'expression :

$$Z(p) \approx \Sigma_i [Z_{i+}(p) + Z_{i-}(p)], \qquad (1)$$

où $Z_{i+}(p)$:

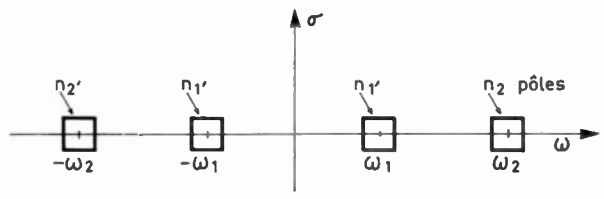


FIG. 2. — Régions de résonance de $Z(p)$ dans le plan $p = \sigma + j\omega$.

1) représente les n_t pôles de $Z(p)$ dans la région de résonance ω_t

2) est une bonne approximation de $Z(p)$ dans cette région,

3) est de module très petit en dehors de cette région ; il en est de même pour $Z_{t-}(p) = Z_t^*(p^*)$ dans la région conjuguée $-\omega_t$.

Les dénominateurs de $Z(p)$ et de $Z_{t-}(p)$ sont des polynômes de degré n et n_t respectivement, tandis que leurs numérateurs sont des polynômes de degré $n-1$ et n_t-1.

L'élément actif est décrit par sa caractéristique instantanée $i = f(v)$. Nous aurons besoin plus tard de l'analyse harmonique de $f(v)$. Considérons une tension

$$v_0 = V_1 \cos \omega_1 t, \tag{2}$$

on a alors :

$$f(v_0) = \sum_{-\infty}^{\infty} F_n \, e^{jn\omega_1 t} \; ;$$

$$F_n = F_{-n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(V_1 \cos x) \cos nx \, dx, \tag{3}$$

$$f'(v_0) = \sum_{-\infty}^{\infty} F'_n \, e^{jn\omega_1 t} \; ;$$

$$F'_n = F'_{-n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f'(V_1 \cos x) \cos nx \, dx. \tag{4}$$

Par dérivation de (3) et intégration partielle de (4) on trouve aisément :

$$\left.\begin{aligned} F'_{n-1} + F'_{n+1} &= 2 \frac{dF_n}{dV_1} \; ; \\ F'_{n-1} - F'_{n+1} &= \frac{2nF_n}{V_1} \; . \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

Dans le cas d'une tension

$$v_0 = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t, \tag{6}$$

on a de même :

$$f(v_0) = \sum_{-\infty}^{\infty} \sum_{-\infty}^{\infty} F_{nm} \, e^{jn\omega_1 t} e^{jm\omega_2 t} \; ;$$

$$F_{nm} = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(V_1 \cos x + V_2 \cos y) \times \cos nx \cos my \, dx \, dy \; , \tag{7}$$

$$f'(v_0) = \sum_{-\infty}^{\infty} \sum_{-\infty}^{\infty} F'_{nm} \, e^{jn\omega_1 t} e^{jm\omega_2 t} \; ;$$

$$F'_{nm} = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f'(V_1 \cos x + V_2 \cos y) \times \cos nx \cos my \, dx \, dy \; . \tag{8}$$

Par dérivation de (7) et intégration partielle de (8) on trouve à nouveau aisément :

$$\left.\begin{aligned} F'_{n-1,m} + F'_{n+1,m} &= \frac{2\partial F_{nm}}{\partial V_1} \; ; \\ F'_{n,m-1} + F'_{n,m+1} &= \frac{2\partial F_{nm}}{\partial V_2} \; , \\ F'_{n-1,m} - F'_{n+1,m} &= \frac{2nF_{nm}}{V_1} \; ; \\ F'_{n,m-1} - F'_{n,m+1} &= \frac{2mF_{nm}}{V_2} \; . \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

La source de courant perturbatrice, $g(t)$, est une fonction transitoire possédant un spectre plus ou moins uniforme. Nous chercherons d'abord une solution stationnaire pour le circuit de la figure 1, en omettant la source $g(t)$. Nous admettrons ensuite que l'effet de la source $g(t)$ ne sera que de faible grandeur par rapport à cette solution stationnaire. Il sera nécessaire de décomposer $g(t)$ comme suit :

$$g(t) = \Sigma_i \left[g_i(t) e^{j\omega_i t} + g_{-i}(t) e^{-j\omega_i t}\right] + g_r(t) \; . \tag{10}$$

Les compositions spectrales de $g_t(t)e^{j\omega_t t}$ et de $g_{-t}(t)e^{-j\omega_t t}$ coïncident avec celles de $g(t)$, respectivement dans les régions de résonance $+\omega_t$ et $-\omega_t$, et sont nulles en dehors de ces régions. Par contre, la composition spectrale de $g_r(t)$ est identique à celle de $g(t)$ en dehors de toutes les régions de résonance, tandis qu'elle est nulle pour tous les points situés à l'intérieur d'une de ces régions. Dans la suite, nous appellerons $g_t(t)$ et $g_{-t}(t)$ de « variation lente » puisque leur spectre se limite à une bande étroite autour de $\omega = 0$.

2. Critère de Bélévitch

Le comportement du circuit de la figure 1 est décrit par l'équation différentielle :

$$v = Z\left(\frac{d}{dt}\right)\left[f(v) + g(t)\right] \; . \tag{11}$$

Soit v_0 une solution stationnaire de :

$$v_0 = Z\left(\frac{d}{dt}\right)\left[f(v_0)\right] \; . \tag{12}$$

Si

$$v = v_0 + e \tag{13}$$

est une solution de (11), on trouve par linéarisation :

$$e = Z\left(\frac{d}{dt}\right)\left[f'(v_0)e + g(t)\right] \; . \tag{14}$$

Considérons à présent la partie homogène de l'équation (14) :

$$e = Z\left(\frac{d}{dt}\right)[f'(v_0)e] \quad . \tag{15}$$

Selon le théorème de LJAPUNOV [9], la condition nécessaire et suffisante pour que la solution stationnaire v_0 soit stable (dans le sens de stabilité orbitaire) est que l'équation (15) soit (asymptotiquement) stable. Si

$$Z(p) = N(p)/D(p) \tag{16}$$

où $D(p)$ et $N(p)$ sont des polynômes de degrés respectifs n et $n-1$, l'équation (15) est une équation différentielle linéaire à coefficients variables d'ordre n. Elle possède donc n et seulement n solutions linéairement indépendantes. Toutes ces solutions doivent tendre vers zéro pour $t \to +\infty$. On peut également vérifier la stabilité de l'équation (15) de la manière suivante : il est aisé de trouver la forme de $g(t)$ pour laquelle la solution unique de l'équation (14) qui est nulle pour $t < t_0$ se réduise, pour $t > t_0$, à la solution unique de l'équation (15) aux n conditions initiales $e(t_0)$, $e'(t_0)$, ..., $e^{(n-1)}(t_0)$; cette solution doit être amortie pour $t \to +\infty$, quelles que soient les conditions initiales. Remarquons encore que cette fonction $g(t)$ est nulle pour $t \neq t_0$, et est singulière pour $t = t_0$ (combinaison linéaire de la fonction de DIRAC et de ses dérivées).

L'approximation du premier harmonique consiste à chercher une approximation de v_0 et de e en négligeant l'effet de la partie des facteurs entre crochets dans les équations (12), (14) ou (15), dont le spectre se situe en dehors de régions de résonance de Z. On vérifie la stabilité de cette approximation de v_0 en vérifiant que cette approximation de e est amortie pour $t \to +\infty$. Dans ce qui suit, nous nous limiterons au cas d'une impédance Z qui présente quatre régions de résonance, situées autour des fréquences angulaires $\pm\omega_1$ et $\pm\omega_2$, et comportant respectivement n_1 et n_2 pôles (fig. 2). En appliquant l'approximation du premier harmonique, on trouve aisément que

$$v_0 = V_1 \cos \omega_1 t, \tag{2}$$

solution à une seule fréquence, est une solution de l'équation (12), si :

$$V_1 = 2F_1 Z(i\omega_1), \tag{17}$$

dans laquelle F_1 est défini par la formule (3). Puisque F_1 est réel, l'équation $ImZ(j\omega_1) = 0$ détermine la fréquence ω_1, et l'équation $V_1 = 2F_1 ReZ(j\omega_1)$ détermine l'amplitude correspondante. Remarquons que l'on peut remplacer $Z(j\omega_1)$ par $Z_{1+}(j\omega_1)$ dans ces équations. Pour trouver la solution correspondante des équations (14) ou (15), nous posons :

$$e(t) = e_1(t)e^{j\omega_1 t} + e_{-1}(t)e^{-j\omega_1 t} + e_2(t)e^{j\omega_2 t} + e_{-2}(t)e^{-j\omega_2 t}. \tag{18}$$

Il est évident que, dans l'approximation du premier harmonique, le spectre de $e(t)$ se limitera aux régions de résonance de Z. Si $e_1(t)$, ..., $e_{-2}(t)$ sont de « variation lente », $e(t)$ aura cette propriété ; l'inverse n'est cependant pas exact, la variation adéquate de e n'exigeant pas du tout que $e_1(t)$, ..., $e_{-2}(t)$ soient de « variation lente ». Mais si l'on décompose $g(t)$ comme dans l'équation (10), et si on admet la condition de variation lente de $e_1(t)$, ..., $e_{-2}(t)$, on peut décomposer l'équation (14) d'une manière unique en un système d'équations couplées à coefficients constants déterminant les inconnues $e_1(t)$, ..., $e_{-2}(t)$; pour ces dernières, les solutions de variation lente seront, elles seules, excitées par $g(t)$. Cette méthode est donc consistante. En effet, si $e_1(t)$, ..., $e_{-2}(t)$ sont de variation lente, on trouve aisément, en partant des équations (4), (10), (14) et (18) auxquelles on applique l'approximation du premier harmonique :

$$\begin{aligned} e_1(t)e^{j\omega_1 t} + e_{-1}(t)e^{-j\omega_1 t} + e_2(t)e^{j\omega_2 t} + e_{-2}(t)e^{-j\omega_2 t} = \\ Z\left(\frac{d}{dt}\right)[e_1(t)F_0' + e_{-1}(t)F_2' + g_1(t)]e^{j\omega_1 t} \\ + Z\left(\frac{d}{dt}\right)[e_1(t)F_{-2}' + e_{-1}(t)F_0' + g_{-1}(t)]e^{-j\omega_1 t} \\ + Z\left(\frac{d}{dt}\right)[e_2(t)F_0' + g_2(t)]e^{j\omega_2 t} \\ + Z\left(\frac{d}{dt}\right)[e_{-2}(t)F_0' + g_{-2}(t)]e^{-j\omega_2 t} \quad . \end{aligned} \tag{19}$$

La décomposition de l'équation (19) dans ses parties de spectres disjoints, donne nécessairement :

$$e_1(t) = Z\left(j\omega_1 + \frac{d}{dt}\right)[e_1(t)F_0' + e_{-1}(t)F_2' + g_1(t)] \quad , \tag{20a}$$

$$e_{-1}(t) = Z\left(-j\omega_1 + \frac{d}{dt}\right)[e_1(t)F_2' + e_{-1}(t)F_0' + g_{-1}(t)] \quad , \tag{20b}$$

$$e_2(t) = Z\left(j\omega_2 + \frac{d}{dt}\right)[e_2(t)F_0' + g_2(t)] \quad , \tag{20c}$$

$$e_{-2}(t) = Z\left(-j\omega_2 + \frac{d}{dt}\right)[e_{-2}(t)F_0' + g_{-2}(t)] \quad . \tag{20d}$$

Les équations caractéristiques de ces équations différentielles à coefficients constants sont, respectivement :

$$\begin{vmatrix} 1 - F_0' Z(p + j\omega_1) & -F_2' Z(p + j\omega_1) \\ -F_2' Z(p - j\omega_1) & 1 - F_0' Z(p - j\omega_1) \end{vmatrix} = 0 \quad , \tag{21a, b}$$

$$1 - F_0' Z(p + j\omega_2) = 0 \quad , \tag{21c}$$

$$1 - F_0' Z(p - j\omega_2) = 0 \quad . \tag{21d}$$

La considération de la forme de $Z(\pm j\omega_1 + j\omega)$ (fig. 3), nous fait comprendre que l'équation (21 *a*, *b*) possède $2n = 4(n_1 + n_2)$ racines, notamment (i)$2n_1$ racines autour de $p = 0$, et (ii) n_2 racines autour de

$j(\omega_2-\omega_1)$, n_2 autour de $-j(\omega_2-\omega_1)$, n_1 autour de $-2j\omega_1$, n_1 autour de $2j\omega_1$, n_2 autour de $j(\omega_1+\omega_2)$, et finalement n_2 autour de $-j(\omega_1+\omega_2)$. Puisque les compositions spectrales de $g_{\pm 1}(t)$ se limitent à une bande étroite autour de $\omega = 0$, on obtiendra une très bonne approximation de la solution des équations (20 *a*, *b*), si : *a*) on remplace $Z(j\omega_1+j\omega)$ et $Z(-j\omega_1+j\omega)$ par des expressions qui ne présentent que les régions de résonance autour de $\omega = 0$, c'est-à-dire, par $Z_{1+}(j\omega_1+j\omega)$ et $Z_{1-}(-j\omega_1+j\omega)$ respectivement, et si *b*) on remplace en même temps $g_1(t)$ et $g_{-1}(t)$ par des expressions qui ont les mêmes compositions spectrales autour de $\omega = 0$ mais qui ne sont plus de variation lente, c'est-à-dire par $g(t)\exp(-j\omega_1 t)$ et $g(t)\exp(+j\omega_1 t)$ respectivement. Puisque $g(t)$ est une fonction singulière qui n'est différente de zéro qu'au moment initial t_0, la solution des équations (20 *a*, *b*) se présentera donc comme une combinaison linéaire des solutions indépendantes de ses parties homogènes correspondant aux $2n_1$ racines de l'équation (21 *a*, *b*) autour de $p = 0$. Ces racines doivent donc posséder, elles seules, des parties réelles négatives. Une discussion analogue des équations (20 *c*, *d*) et (21 *c*, *d*) montre que les seules racines des équations (21 *c*) et (21 *d*) qui permettent de vérifier la stabilité de l'équation (14) sont les $2n_2$ racines situées autour de $p = 0$. En résumant, on peut dire que la condition nécessaire et suffisante (dans l'approximation du premier harmonique) pour que la solution (2) soit stable, est que les n racines des équations (21) situées autour de $p = 0$ possèdent des parties réelles négatives ; ces racines sont obtenues par les substitutions

$$Z(p+j\omega_1) \rightarrow Z_{1+}(p+j\omega_1)\ ,$$

$$Z(p-j\omega_1) \rightarrow Z_{1-}(p-j\omega_1) = Z^*_{1+}(p^*+j\omega_1)$$

dans l'équation (21 *a*, *b*), par la substitution $Z(p+j\omega_2) \rightarrow Z_{2+}(p+j\omega_2)$ dans l'équation (21 *c*) et $Z(p-j\omega_2) \rightarrow Z_{2-}(p-j\omega_2) = Z^*_{2+}(p^*+j\omega_2)$ dans l'équation (21*d*).

Remarquons encore qu'à l'aide de l'équation (5), on trouve :

$$F'_0 = \frac{F_1}{V_1} + \frac{dF_1}{dV_1}\ ,\quad F'_2 = -\frac{F_1}{V_1} + \frac{dF_1}{dV_1}\ ; \qquad (22)$$

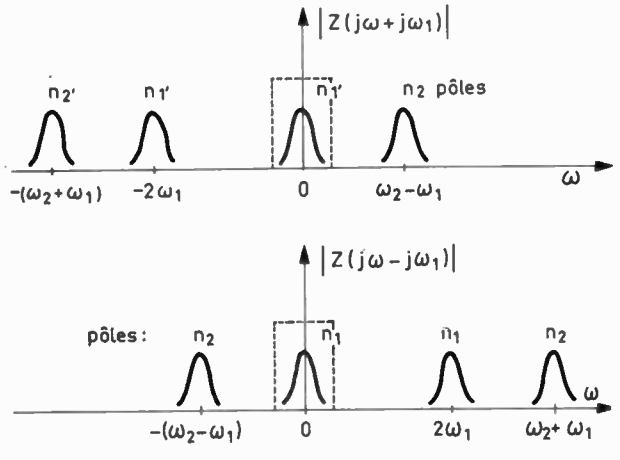


FIG. 3. — Régions de résonance de $Z(j\omega \pm j\omega_1)$; la bande des fonctions $g_{\pm 1}(t)$ est indiquée par la ligne pointillée.

$2F_1$, $2F_1/V_1$ et $d2F_1/dV_1$ sont appelés respectivement, « réponse en amplitude », « conductance » et « conductance différentielle » de l'élément non linéaire. A l'aide des équations (17) et (22), on trouve que $p = 0$ est une racine de l'équation (21 *a*, *b*) ; BÉLÉVITCH [1] démontre que cette racine correspond uniquement à un changement de phase ; ce sont les autres racines de l'équation (21 *a*, *b*) situées autour de $p = 0$ qui doivent posséder des parties réelles négatives. (Ce détail est d'ailleurs mentionné dans le théorème de LJAPUNOV [9]). Remarquons finalement que les racines des équations (21 *c*, *d*) situées autour de $p = 0$ correspondent aux racines de l'équation (21 *a*, *b*) situées autour de $\pm j(\omega_2-\omega_1)$.

De manière tout à fait analogue, on trouve qu'une oscillation stationnaire à deux fréquences :

$$v_0 = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \qquad (6)$$

est une solution de l'équation (12), si :

$$V_1 = 2F_{10}Z(j\omega_1), \qquad V_2 = 2F_{01}Z(j\omega_2). \qquad (23)$$

Tenant compte du fait que F'_{mn} est pair en m ou n, une perturbation de la forme (18) obéit à :

$$\sum_i e_i(t)e^{j\omega_i t} = Z\left(\frac{d}{dt}\right)\sum_{i,j}[e_j(t)F'_{kl}+g_i(t)]e^{j\omega_i t}\ , \qquad (24)$$

où $i, j = \pm 1, \pm 2$ et où kl est 00 pour $i = j$, est 11 pour $|i| \neq |j|$, est 20 pour $i = -j = \pm 1$ et est 02 pour $i = -j = \pm 2$. Nous avons mis $-\omega_1 = \omega_{-1}$ et $-\omega_2 = \omega_{-2}$. La décomposition de l'équation (24) en ses parties de spectres disjoints donne nécessairement :

$$e_i(t) = Z\left(j\omega_i + \frac{d}{dt}\right)\left[\sum_j e_j(t)F'_{kl}+g_i(t)\right]\ . \qquad (25)$$

L'équation caractéristique de ces équations différentielles à coefficients constants est donnée par :

$$\det[\delta_{ij}-F'_{kl}Z(j\omega_i+p)] = 0\ , \qquad (26)$$

avec :

$$\left.\begin{aligned} F'_{00} &= \frac{F_{10}}{V_1}+\frac{\partial F_{10}}{\partial V_1} = \frac{F_{01}}{V_2}+\frac{\partial F_{01}}{\partial V_2}\ ;\\ F'_{11} &= \frac{\partial F_{01}}{\partial V_1} = \frac{\partial F_{10}}{\partial V_2}\ ;\\ F'_{20} &= -\frac{F_{10}}{V_1}+\frac{\partial F_{10}}{\partial V_1}\ ;\\ F'_{02} &= -\frac{F_{01}}{V_2}+\frac{\partial F_{01}}{\partial V_2}\ . \end{aligned}\right\} \qquad (27)$$

La condition nécessaire et suffisante (dans l'approximation du premier harmonique) pour que la solution (6) soit stable, est que les n racines de l'équation (26) situées autour de $p = 0$ possèdent une partie réelle négative (excepté les deux racines $p = 0$ qui cor-

respondent à un changement de phase). Ces racines sont obtenues par les substitutions

$$Z(j\omega_1+p) \rightarrow Z_{1+}(j\omega_1+p),$$

$$Z(-j\omega_1+p) \rightarrow Z_{1-}(-j\omega_1+p) = Z^*_{1+}(j\omega_1+p^*),$$

$$Z(j\omega_2+p) \rightarrow Z_{2+}(j\omega_2+p),$$

$$Z(-j\omega_2+p) \rightarrow Z_{2-}(-j\omega_2+p) = Z^*_{2+}(j\omega_2+p^*)$$

dans l'équation (26).

Remarquons encore que, partant des équations (3 — 9), on déduit aisément que pour $V_2 = 0$, on a :

$$F'_{n0} = F'_n ; \qquad F'_{nm} = 0 \qquad (m \neq 0),$$

avec comme conséquence que, pour $V_2 = 0$, les équations (6), (25) et (26) se réduisent respectivement aux équations (2), (20) et (21). Cet exemple nous montre que, pour étudier la stabilité d'une oscillation à M fréquences dans un circuit avec une impédance à $2N$ régions de résonance ($N > M$), il n'est pas nécessaire de considérer a priori une oscillation à N fréquences et de poser a posteriori $N-M$ amplitudes égales à zéro, pourvu qu'on considère des perturbations dans toutes les régions de résonance.

Une autre conclusion importante peut être déduite des équations (21). Ces équations nous aident à vérifier la stabilité d'une oscillation à une fréquence quand l'impédance Z présente quatre régions de résonance. Si Z avait présenté deux régions de résonance, respectivement autour de ω_1 et $-\omega_1$, les équations (21 *c*, *d*) n'auraient pas été présentes, tandis que les nouvelles équations (21 *a*, *b*) auraient eu les mêmes racines autour de $p = 0$. Donc, en ajoutant deux régions de résonance à l'impédance Z, on retient les conditions originales de stabilité (21 *a*, *b*) et on introduit, en plus, de nouvelles conditions additionnelles (21 *c*, *d*). Cette conclusion est généralement valable : on ne peut pas stabiliser une oscillation instable en ajoutant de nouvelles régions de résonance à l'impédance Z ; la seule chose qu'on peut éventuellement réaliser ainsi, c'est de déstabiliser une oscillation originelement stable.

Un exemple de l'application du critère de BÉLÉVITCH dans sa complète généralité sera donné dans un autre article [8]. Le but de la suite du présent article sera plutôt de préciser les conditions dans lesquelles le critère de BÉLÉVITCH peut être réduit à des critères plus simples.

3. Critère de Loeb

L'équation (17) que nous rappelons ci-après :

$$V_1 = 2F_1 Z(j\omega_1) ; \quad \text{ou} \quad V_1 = 2F_1 Z_{1+}(j\omega_1) \qquad (17)$$

montre que l'oscillation à une fréquence $V_1 \cos \omega_1 t$, est obtenue comme l'intersection du lieu de NYQUIST $Z(j\omega)$ et du « lieu critique » $V_1/2F_1$ (fig. 4). Le critère de LOEB [6, 7] pour la stabilité de l'oscillation à une fréquence $V_1 \cos \omega_1 t$ exige que l'intersection soit telle

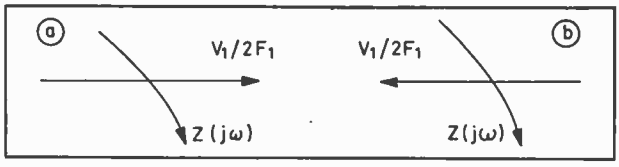


FIG. 4. — Critère de LOEB. (*a*) stable, (*b*) instable.

que, en parcourant le lieu de NYQUIST $Z(j\omega)$ dans le sens des fréquences croissantes, on laisse à la gauche la direction des V_1 croissants sur le lieu critique. Nous allons mettre en évidence la relation entre le critère de LOEB et celui de BÉLÉVITCH.

Puisque nous nous limitons à des éléments non linéaires à caractéristique instantanée, le lieu critique est réel, et le critère de LOEB se réduit à :

$$\frac{\mathrm{d}\,\mathrm{Im}\,Z}{\mathrm{d}\omega}\,\frac{\mathrm{d}[V_1/2F_1]}{\mathrm{d}V_1} < 0, \qquad (28)$$

où Z dénote $Z(j\omega_1) \approx Z_{1+}(j\omega_1)$. A l'aide des équations (5) ou (22), on peut transformer l'équation (28) en l'équation (29) puisque $V_1 > 0$:

$$\frac{\mathrm{d}\,\mathrm{Im}\,Z}{\mathrm{d}\omega} F'_2 > 0. \qquad (29)$$

D'autre part, le critère de BÉLÉVITCH exige (entre autres) que les racines de l'équation (21 *a*, *b*) situées autour de $p = 0$ possèdent une partie réelle négative. Le polynôme de degré $2n_1$

$$c_{2n_1} p^{2n_1} + \ldots + c_1 p^1 + c_0 p^0, \qquad (30)$$

obtenu par la substitution $Z(p+j\omega) \rightarrow Z_{1+}(p+j\omega_1)$, $Z(p-j\omega) \rightarrow Z_{1-}(p-j\omega_1)$ dans l'équation (21 *a*, *b*), et par multiplication de cette équation avec $D_{1+}(p+j\omega)$. $D_{1-}(p-j\omega_1)$ doit donc être un polynôme d'HURWITZ. Il est nécessaire que tous ses coefficients aient le même signe. Le coefficient de p^0 est zéro, puisque $p = 0$ est une racine de l'équation (21 *a*, *b*). Dans l'annexe, on prouve que le coefficient de p^{2n_1} est positif, et que le coefficient de p^1 est donné par :

$$c_1 = 2\,\frac{\mathrm{d}\,\mathrm{Im}\,Z}{\mathrm{d}\omega} F'_2 |D_{1+}|^2. \qquad (31)$$

La condition nécessaire pour que ce coefficient soit, lui aussi, positif est équivalente à l'équation (29). Le critère de LOEB est donc une condition nécessaire de stabilité d'une oscillation à une fréquence.

Si l'impédance Z ne présente que deux pôles et donc uniquement deux régions de résonance ($n_1 = n/2 = 1$), le critère de LOEB est nécessaire et suffisant. En effet, les équations (21 *c*, *d*) ne sont pas présentes, tandis que le polynôme (30) est du second degré avec $c_2 > 0$, $c_1 > 0$ et $c_0 = 0$. Dans un autre article [8], on donnera un exemple d'une impédance

ne présentant que deux régions de résonance, chacune d'elles comportant cependant deux pôles ; dans cet exemple, le critère de LOEB n'est pas suffisant. Aussi quand l'impédance Z présente plus que deux régions de résonance, les conditions additionnelles (21 *c*, *d*) peuvent être cause de l'insuffisance du critère de LOEB.

4. Conservation de l'énergie

Dans cette partie, nous nous limitons au cas d'une impédance Z ne présentant qu'un pôle par région de résonance. Une telle impédance peut toujours être représentée par la mise en série de circuits parallèles RLC. Nous considérerons à nouveau une impédance présentant quatre régions de résonance, provenant donc de la mise en série de deux circuits parallèles RLC (fig. 5). Nous étudierons une oscillation à deux fréquences.

L'impédance Z est donnée par :

$$\left.\begin{aligned} Z(j\omega+p) &\approx Z_{1+}(j\omega+p) \\ &= [2C_1(p+j\omega-j\omega_1)+g_1]^{-1}, \\ &\qquad (\omega \text{ près de } \omega_1) \\ &\approx Z_{2+}(j\omega+p) \\ &= [2C_2(p+j\omega-j\omega_2)+g_2]^{-1}, \\ &\qquad (\omega \text{ près de } \omega_2) \end{aligned}\right\} \quad (32)$$

où $\omega_1 = (L_1C_1)^{-1/2}$ et $\omega_2 = (L_2C_2)^{-1/2}$ sont les fréquences de résonance des deux circuits parallèles RLC. L'équation (23) montre que les fréquences de l'oscillation stationnaire sont égales à ces fréquences de résonance, tandis que les amplitudes sont données par :

$$g_1 = 2F_{10}/V_1 \; ; \qquad g_2 = 2F_{01}/V_2 \, . \qquad (33)$$

En remarquant que, à présent,

$$Z_{1+}(j\omega_1+p) = Z_{1-}(-j\omega_1+p)$$

et

$$Z_{2+}(j\omega_2+p) = Z_{2-}(-j\omega_2+p) \, ,$$

on démontre aisément que l'équation (26) se réduit à :

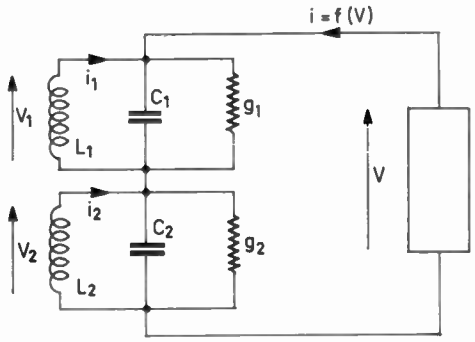


FIG. 5. — Circuit pour une impédance ne présentant qu'un pôle par région de résonance.

$$\left(1-\frac{2F_{10}}{V_1}Z_{1+}\right)\left(1-\frac{2F_{01}}{V_2}Z_{2+}\right) \times\left[\left(1-2Z_{1+}\frac{\partial F_{10}}{\partial V_1}\right)\left(1-2Z_{2+}\frac{\partial F_{01}}{\partial V_2}\right) -4Z_{1+}Z_{2+}\left(\frac{\partial F_{10}}{\partial V_2}\right)^2\right]=0. \qquad (34a)$$

Les deux premiers facteurs donnent les deux racines $p = 0$ dont l'interprétation physique a déjà été mentionnée. Les racines du troisième facteur sont données par :

$$\left(2C_1p+g_1-2\frac{\partial F_{10}}{\partial V_1}\right)\left(2C_2p+g_2-2\frac{\partial F_{01}}{\partial V_2}\right) -4\left(\frac{\partial F_{10}}{\partial V_2}\right)^2=0. \qquad (34b)$$

Nous démontrerons maintenant que tous ces résultats peuvent être déduits à l'aide d'une méthode connue pour la solution de problèmes analogues (par exemple stabilité dans le laser [10], calcul du bruit [11], mais dont la relation avec la méthode de BÉLÉVITCH n'est pas évidente. Les équations résultant de cette méthode donnent naissance à une interprétation physique simple (conservation de l'énergie) et n'exigent pas nécessairement de linéarisation.

Le circuit de la figure 5 est décrit par :

$$\left.\begin{aligned} -L_1\frac{di_1}{dt} &= v_1 \; ; \qquad -L_2\frac{di_2}{dt} = v_2 \; ; \\ C_1\frac{dv_1}{dt}+g_1v_1 &= i_1+i \; ; \quad C_2\frac{dv_2}{dt}+g_2v_2 = i_2+i. \end{aligned}\right\} \quad (35)$$

Par les substitutions suivantes :

$$\left.\begin{aligned} v_1 &= a_1^+(t)\,e^{j\omega_1 t}+a_1^-(t)\,e^{-j\omega_1 t} \; ; \\ i_1 &= j(C_1/L_1)^{1/2}\left[a_1^+(t)\,e^{j\omega_1 t}-a_1^-(t)\,e^{-j\omega_1 t}\right] ; \\ v_2 &= a_2^+(t)\,e^{j\omega_2 t}+a_2^-(t)\,e^{-j\omega_2 t} \; ; \\ i_2 &= j(C_2/L_2)^{1/2}\left[a_2^+(t)\,e^{j\omega_2 t}-a_2^-(t)\,e^{-j\omega_2 t}\right], \end{aligned}\right\} \quad (36)$$

les équations (35) se réduisent à :

$$\frac{da_1^-}{dt} = -\frac{g_1}{2C_1}(a_1^-+a_1^+\,e^{2j\omega_1 t})+\frac{1}{2C_1}\,i\,e^{j\omega_1 t} \; ;$$

et sa complexe conjuguée,

$$\frac{da_2^-}{dt} = -\frac{g_2}{2C_2}(a_2^-+a_2^+\,e^{2j\omega_2 t})+\frac{1}{2C_2}\,i\,e^{j\omega_2 t} \; ; \quad (37)$$

Si nous posons :

$$a_1^-(t) = \frac{1}{2}V_1(t)\,e^{-j\varphi_1(t)} \; ; \; a_2^-(t) = \frac{1}{2}V_2(t)\,e^{-j\varphi_2(t)} \; ; \quad (38)$$

et leurs complexes conjuguées de façon que :

$$\left.\begin{aligned} v_1(t) &= V_1(t)\cos[\omega_1 t+\varphi_1(t)]\ ; \\ v_2(t) &= V_2(t)\cos[\omega_2 t+\varphi_2(t)]\ , \end{aligned}\right\} \qquad (39)$$

l'analyse harmonique de $f(v_1+v_2)$ (équation (8)) nous donne :

$$i(t) = \sum_n \sum_m F_{nm}\, e^{jn(\omega_1 t+\varphi_1)}\, e^{jm(\omega_2 t+\varphi_2)}. \qquad (40)$$

Jusqu'à présent cette analyse est exacte. Nous supposons maintenant que $V_{1,2}(t)$ et $\varphi_{1,2}(t)$ ne présentent que de variations lentes et nous négligeons, dans les équations (37), tous les termes qui ne sont pas de variation lente (ceci est équivalent à l'approximation du premier harmonique dans la méthode de BÉLÉVITCH). On obtient :

$$\frac{dV_1}{dt} - jV_1\frac{d\varphi_1}{dt} = -\frac{g_1}{2C_1}V_1 + \frac{1}{C_1}F_{10}\ ;$$

et complexe conjuguée,

$$\frac{dV_2}{dt} - jV_2\frac{d\varphi_2}{dt} = -\frac{g_2}{2C_2}V_2 + \frac{1}{C_2}F_{01}\ ; \qquad (41)$$

ou, par combinaison :

$$\left.\begin{aligned} \frac{dV_1}{dt} &= -\frac{g_1}{2C_1}V_1 + \frac{1}{C_1}F_{10}\ ; \\ \frac{dV_2}{dt} &= -\frac{g_2}{2C_2}V_2 + \frac{1}{C_2}F_{01}, \end{aligned}\right\} \qquad (42a)$$

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = 0\ ; \qquad \frac{d\varphi_2}{dt} = 0. \qquad (43)$$

Les équations (42*a*) sont équivalentes à :

$$\left.\begin{aligned} \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}C_1V_1^2\right) &= -\frac{1}{2}g_1V_1^2 + F_{10}V_1\ ; \\ \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}C_2V_2^2\right) &= -\frac{1}{2}g_2V_2^2 + F_{01}V_2, \end{aligned}\right\} \qquad (42b)$$

qui expriment la conservation de l'énergie aux fréquences respectives ω_1 et ω_2. Les équations (43) montrent que les fréquences de l'oscillation stationnaire sont égales aux fréquences de résonance ω_1 et ω_2, tandis que les équations (42) montrent que les amplitudes de cette oscillation sont données par les équations (33). Les équations (43) démontrent également qu'après une perturbation, les phases φ_1 et φ_2 restent constantes et égales à leurs nouvelles valeurs ; ceci correspond aux racines $p = 0$ de l'équation (34*a*). Pour une déviation v_1, v_2 des amplitudes stationnaires V_1, V_2, on obtient par linéarisation des équations (42*a*) ou (42*b*) :

$$2C_1\frac{dv_1}{dt} = \left(-g_1 + 2\frac{\partial F_{10}}{\partial V_1}\right)v_1 + 2\frac{\partial F_{10}}{\partial V_2}v_2\ ,$$

$$2C_2\frac{dv_2}{dt} = \left(-g_2 + 2\frac{\partial F_{01}}{\partial V_2}\right)v_2 + 2\frac{\partial F_{01}}{\partial V_2}v_1\ .$$

Les racines caractéristiques de ces équations couplées sont données par l'équation (34*b*).

En conclusion, la méthode développée ci-dessus n'est valable que quand l'impédance Z ne présente qu'un pôle par région de résonance. Elle est surtout intéressante parce que l'on n'a besoin que des équations (42*b*), exprimant la conservation de l'énergie. Par linéarisation de ces équations, on obtient les mêmes résultats que par la méthode de BÉLÉVITCH mais, en principe, on peut étudier ces équations non-linéarisées dans « le plan de phase » V_1^2, V_2^2. Ceci est surtout pratique quand $F_{10}V_1$ et $F_{01}V_2$ sont des fonctions simple de V_1^2 et V_2^2 (comme par exemple dans les cas où $f(v)$ est un polynôme du troisième degré [8], pour l'étude du laser [10], etc.).

5. Conclusion

Dans le présent article, nous avons détaillé la preuve du critère de BÉLÉVITCH, surtout pour mettre en évidence que seules les racines près de $p = 0$ des équations caractéristiques sont nécessaires pour vérifier la stabilité des oscillations libres dans des circuits non linéaires filtrés. Nous avons précisé la correspondance entre les critères de BÉLÉVITCH et de LOEB, et nous avons donné les conditions dans lesquelles la méthode de BÉLÉVITCH devient équivalente à la méthode basée sur la conservation de l'énergie.

ANNEXE

Soit $Z = N/D$ une fraction rationnelle, D et N étant des polynômes de degrés respectifs n et $n-1$, obéissant à :

$$(F'_0 - F'_2)\,Z(j\omega_1) = 1 \qquad (17)$$

où F'_0 et F'_2 et donc $Z(j\omega_1)$ sont réels. Nous démontrerons que l'équation (21*a*, *b*) se réduit à :

$$c_{2n}p^{2n} + \ldots c_1p^1 + c_0p^0 = 0 \qquad (A\text{-}1)$$

avec :

$$c_{2n} = |d^nD(j\omega_1)/d\omega_1^n|^2\,(n!)^{-2}\ ;$$

$$c_1 = 2F'_2\frac{d\ \mathrm{Im}\ Z(j\omega_1)}{d\omega_1}|D(j\omega_1)|^2. \qquad (A\text{-}2)$$

Dans ce qui suit, nous dénoterons $Z(j\omega_1)$, $N(j\omega_1)$ et $D(j\omega_1)$ par Z, N et D respectivement. Puisque $2jImZ = (N/D) - (N^*/D^*)$, on trouve, après des calculs élémentaires, que :

$$2j\frac{d\ \mathrm{Im}\ Z}{d\omega} = |D|^{-2} \times$$

$$\times\left[D^*\frac{dN}{d\omega} - ZD^*\frac{dD}{d\omega} + Z^*D\frac{dD^*}{d\omega} - D\frac{dN^*}{d\omega}\right]. \qquad (A\text{-}3)$$

D'autre part, l'équation (21*a*, *b*) se réduit à :

$$D(j\omega_1+p)\,D(-j\omega_1+p)+(F_0'^2-F_2'^2)\,[N(j\omega_1+p)\,N(-j\omega_1+p)] - F_0'\,[N(j\omega_1+p)\,D(-j\omega_1+p) + N(-j\omega_1+p)\,D(j\omega_1+p)]\ . \quad \text{(A-4)}$$

Pour un polynôme réel de degré n, on a :

$$D(p+j\omega_1) = D - jp\,\frac{dD}{d\omega} + \ldots + \frac{(-jp)^n}{n!}\,\frac{d^nD}{d\omega^n}\ , \quad \text{(A-5)}$$

$$D(p-j\omega_1) = D^* + jp\,\frac{dD^*}{d\omega} + \ldots + \frac{(jp)^n}{n!}\,\frac{d^nD^*}{d\omega^n}\ . \quad \text{(A-6)}$$

De ces formules, on déduit immédiatement que c_{2n} est donné par l'équation (A.2), tandis que le coefficient de jp est donné par :

$$-jc_1 = \left[D\,\frac{dD^*}{d\omega} - D^*\,\frac{dD}{d\omega}\right] + \left[F_0'^2 - F_2'^2\right]\left[N\,\frac{dN^*}{d\omega} - N^*\,\frac{dN}{d\omega}\right] + F_0'\left[D^*\,\frac{dN}{d\omega} - D\,\frac{dN^*}{d\omega} + N^*\,\frac{dD}{d\omega} - N\,\frac{dD^*}{d\omega}\right].$$

A l'aide de l'équation (17), on trouve, en groupant les termes :

$$-jc_1 = D\,\frac{dD^*}{d\omega}\,[1-F_0'Z] - D^*\,\frac{dD}{d\omega}\,[1-F_0'Z^*] + [F_0'+F_2'-F_0']\left[D\,\frac{dN^*}{d\omega} - D^*\,\frac{dN}{d\omega}\right]$$

$$-jc_1 = F_2'\left[D\,\frac{dN^*}{d\omega} - D^*\,\frac{dN}{d\omega} + N^*\,\frac{dD}{d\omega} - N\,\frac{dD^*}{d\omega}\right]. \quad \text{(A-7)}$$

Puisque Z est réel, on déduit aisément des équations (A.3) et (A.7) que c_1 est donné par l'équation (A.2).

Dans la partie 3, on a appliqué ce théorème à l'équation (21*a*, *b*) après réduction de cette équation par la substitution $Z(p+j\omega_1) \rightarrow Z_{1+}(p+j\omega_1)$ et $Z(p-j\omega_1) \rightarrow Z_{1-}(p-j\omega_1)$. Le théorème reste valable puisque $Z_{1-}(p-j\omega_1) = Z_{1+}^*(p^*+j\omega_1)$, exactement comme $Z(p-j\omega_1) = Z^*(p^*+j\omega_1)$.

Bibliographie

[1] BÉLÉVITCH V. — Théorie des Circuits non linéaires en Régime alternatif. Louvain, Gauthier-Villars. Paris 1959.

[2] BÉLÉVITCH V. — Perturbations dans les systèmes non linéaires filtrés; applications à la théorie des oscillateurs. *Revue HF*, vol. **2**, décembre 1954, p. 341.

[3] HAFNER E. — The effects of noise in oscillators. *Proceedings of the IEEE*, vol. **54**, February 1966, p. 179.

[4] MULLEN J.A. and HAFNER E. — Comments on the effects of noise in oscillators. *Proceedings of the IEEE* (Correspondence), vol. **55**, January 1967, p. 87.

[5] PAUWELS H.J. — The slowly varying condition in non linear filtered circuits. *Proceedings of the IEEE* (Correspondence), vol. **56**, January 1968, p. 129.

[6] LOEB J. — Phénomènes « héréditaires » dans les servomécanismes ; un critérium général de stabilité. *Annales des Télécommunications*, vol. **6**, décembre 1951, p. 346.

[7] GILLE J.C., DECAULNE P. et PELEGRIN M. — Méthodes modernes d'étude des Systèmes asservis, section 10.3.7. Dunod. Paris 1960.

[8] BRUYLAND I. — Oscillators capable of two-frequency operation. A publier dans *Archiv der Elektrischen Über tragum.*

[9] STERN T.E. — Theory of non linear Netwoks and Systems ; an Introduction, p. 364. Addison-Wesley. Reading, Massachusetts 1965.

[10] LAMB W.E. — Theory of and optical maser. *Physical Review*, vol. **136**, June 1964, p. A 1429,

[11] PAUWELS H.J. — Equivalent classical models for quantum noise in the laser oscillator, *Physica*, vol. **34**, 1967, p. 678.

Amorçage des diviseurs de fréquence à capacité non linéaire

Y. KAMP

1. Introduction

La division de fréquence, par synchronisation d'un oscillateur (BELEVITCH [1], MANDELSTAM et PAPALEXI [9]), par régénération et modulation (MILLER [10]) et par excitation paramétrique (GOTO [4], ROUCHE [13], HAYASHI et al [5]) est bien connue et a fait l'objet de nombreuses publications (*).

Cependant, une division de fréquence est également réalisable au moyen du circuit représenté à la figure 1 et qui dérive directement du schéma classique pour la multiplication de fréquence. Il se compose de deux boucles couplées par une capacité non linéaire et a pour but d'engendrer dans la boucle I un signal de pulsation ω lorsque dans la boucle II on applique une tension d'excitation sinusoïdale de pulsation $n\omega$. Les pulsations d'accord des filtres, ω_{0n} et ω_{01}, sont voisines respectivement de $n\omega$ et ω. Les filtres sont supposés idéaux, en ce sens qu'ils ne laissent circuler que des courants de pulsation ω dans la boucle I et des courants de pulsation $n\omega$ dans la boucle II. La tension v aux bornes de la capacité non linéaire est une fonction de la charge q que l'on supposera développable en série de puissances. On écrira :

$$v = \sum_{l=1}^{\infty} \alpha_l q^l \ . \qquad (1)$$

On sait qu'une telle caractéristique peut être réalisée au moyen d'une diode polarisée dans le sens bloquant (voir par exemple LEESON et WEINREB [8], UHLIR [15]).

Le présent travail est consacré au problème de l'amorçage de l'oscillation sous-harmonique dans les diviseurs de fréquence du type représenté à la figure 1. On sait que, pour certains systèmes autonomes tels que les oscillateurs à résistance non linéaire, l'état de repos est une solution des équations qui décrivent ces systèmes (BELEVITCH [1]).

Dans la mesure où les filtres sont idéaux, une propriété semblable existe aussi pour les diviseurs à capacité non linéaire considérés ici, malgré le fait qu'ils sont excités par une source de tension. Il se pose ainsi un problème d'amorçage qui est lié à l'existence et la stabilité d'un état de repos dans la boucle sous-harmonique I.

Au paragraphe 2, on démontre que les diviseurs suivant le schéma de la figure 1 admettent toujours une solution quiescente pour le signal dans la boucle sous-harmonique. Si le circuit est passif, cette solution est stable, sauf pour le diviseur par deux.

Au paragraphe 3, on établit comment une branche auxiliaire (encore appelée « idler » dans la littérature de langue anglaise) peut favoriser l'amorçage de l'oscillation sous-harmonique dans le cas d'une division par un facteur n autre que deux. On montre qu'il existe encore un régime sous-harmonique quiescent et que celui-ci est stable sauf si la pulsation d'accord de la branche auxiliaire est voisine de $(\alpha n - 1)\omega$ où α est un entier strictement positif. Le diviseur par quatre dont la branche auxiliaire est accordée au voisinage d'un multiple impair de 2ω constitue cependant une exception à cette règle. Cette analyse de l'amorçage au moyen d'une branche auxiliaire est, croyons-nous, originale.

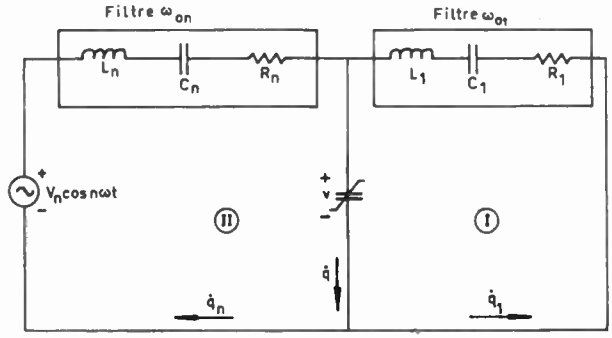


FIG. 1

(*) On trouvera une bibliographie plus complète à ce sujet dans [6].

Les circuits auxquels nous aurons affaire sont faiblement non linéaires en ce sens que, à cause du filtrage, les termes non linéaires des équations différentielles sont affectés d'un coefficient ε, petit devant l'unité. On cherchera des solutions de première approximation en appliquant la théorie de Krylov et Bogolioubov, encore connue sous le nom de « méthode du centrage ». On en trouvera le principe par exemple dans BOGOLIOUBOV et MITROPOLSKI [2].

2. Amorçage des diviseurs de fréquence à deux boucles

2.1. Etablissement des équations aux valeurs moyennes

Le circuit de la figure 1 est décrit par les équations différentielles :

$$L_p\ddot{q}_p + R_p\dot{q}_p + q_p/C_p + v = V_p \cos p\omega t, \qquad (p = 1, n), \quad (2)$$

avec :

$$V_p = 0, \text{ si } p \neq n. \quad (3)$$

A celles-ci s'ajoute l'équation des nœuds :

$$\dot{q} = \dot{q}_1 + \dot{q}_n,$$

qui, par intégration, donne :

$$q = q_1 + q_n + Q_0, \quad (4)$$

où Q_0 est une constante d'intégration.

Pour les signaux dans les deux boucles, on cherche une solution de première approximation de la forme :

$$q_p = Q_p \sin(p\omega t + \sigma_p) = Q_{pc} \exp(jp\omega t) + Q^*_{pc} \exp(-jp\omega t), \quad (5)$$

où :

$$Q_{pc} = Q_p \exp(j\sigma_p)/2j, \qquad (p = 1, n). \quad (6)$$

Les pulsations d'accord des filtres sont données par :

$$\omega_{op} = (L_pC_p)^{-1/2}, \quad (7)$$

et on suppose que les désaccords $(\omega_{0p} - p\omega)/\omega_{0p}$ sont petits, de l'ordre de :

$$\varepsilon_p = R_p/L_p\omega_{0p}. \quad (8)$$

Le système (2) est encore équivalent au système différentiel du premier ordre :

$$\dot{q}_p = x_p, \quad (9)$$

$$\dot{x}_p = -\varepsilon_p[R_px_p + q_p/C_p + v - V_p \cos p\omega t]\,\omega_{0p}/R_p, \qquad (p = 1, n), \quad (10)$$

où v doit être remplacé par son expression (1) après qu'on y a substitué (4). On passe ensuite des variables (x_p, q_p) aux variables (Q_p, σ_p) par la transformation :

$$q_p = Q_p \sin(p\omega t + \sigma_p), \quad (11)$$

$$x_p = pQ_p\omega \cos(p\omega t + \sigma_p), \qquad (p = 1, n), \quad (12)$$

où Q_p et σ_p sont encore des fonctions du temps. On substitue (11), (12) dans (9), (10) et on résoud ensuite en fonction de $\dot{Q}_p$ et $\dot{\sigma}_p$. On obtient ainsi :

$$\dot{Q}_p = \varepsilon_p X_p(Q_p, \sigma_p, t), \quad (13)$$

$$\dot{\sigma}_p = \varepsilon_p S_p(Q_p, \sigma_p, t)/Q_p, \qquad (p = 1, n), \quad (14)$$

où :

$$X_p = \cos(\omega_p t + \sigma_p)M_p,$$

$$S_p = -\sin(\omega_p t + \sigma_p)M_p, \quad (15)$$

$$M_p = \omega_{0p}[-p\omega R_pQ_p \cos(p\omega t + \sigma_p) - v + V_p \cos p\omega t + L_p(p^2\omega^2 - \omega^2_{0p})\,Q_p \sin(p\omega t + \sigma_p)]/p\omega R_p. \quad (16)$$

Dans ces relations, v doit de nouveau être remplacé par son expression (1) dans laquelle on substitue successivement (4) et (11). Par la notation $X_p(Q_p, \sigma_p, t)$ et $S_p(Q_p, \sigma_p, t)$ il faut entendre que X_p et S_p sont, par l'intermédiaire de v, des fonctions de $Q_p (p = 1, n)$, $\sigma_p (p = 1, n)$ et t.

Puisque X_p et S_p sont périodiques de période $2\pi/\omega$ par rapport à l'apparition explicite du temps, on peut appliquer à (13) et (14) la méthode du centrage. On trouvera une première approximation Q_{0p}, σ_{0p} des amplitudes et des phases des signaux en résolvant les équations aux valeurs moyennes :

$$\bar{X}_p \equiv \omega_{0p}[-p\omega R_pQ_p - \overline{2v_{p\omega} \cos(p\omega t + \sigma_p)} + V_p \cos\sigma_p]/2p\omega R_p = 0, \ (*) \quad (17)$$

$$\bar{S}_p/Q_p \equiv \omega_{0p}[\overline{2v_{p\omega} \sin(p\omega t + \sigma_p)} + L_p(\omega^2_{0p} - p^2\omega^2)Q_p - V_p \sin\sigma_p]/2p\omega R_pQ_p = 0, \quad (18)$$

où v_{p_ω} est la composante spectrale de pulsation $p\omega$ dans la tension v aux bornes de la capacité non linéaire. En particulier, les équations aux valeurs moyennes de la boucle sous-harmonique s'écrivent, compte tenu de (3) :

$$\bar{X}_1 \equiv \omega_{01}[-\omega R_1Q_1 - \overline{2v_\omega \cos(\omega t + \sigma_1)}]/2\omega R_1 = 0, \quad (19)$$

$$\bar{S}_1/Q_1 \equiv \omega_{01}[\overline{2v_\omega \sin(\omega t + \sigma_1)} + L_1(\omega^2_{01} - \omega^2)Q_1]/2\omega R_1Q_1 = 0. \quad (20)$$

Après substitution de (4) et (5) dans la caractéristique non linéaire (1), on trouve :

$$v_\omega = \sum_{l=1}^{\infty} \alpha_l l! \sum \frac{Q^a_{1c}Q^{*b}_{1c}Q^c_{nc}Q^{*d}_{nc}Q^u_0}{a!b!c!d!u!} \exp\{j[a - b + n(c - d)]\omega t\}, \quad (21)$$

où Σ désigne une somme portant sur les exposants entiers et positifs a, b, c, d, u et satisfaisant aux deux relations :

$$a + b + c + d + u = l, \quad (22)$$

$$a - b + n(c - d) = \pm 1. \quad (23)$$

(*) Dans la suite, une quantité surlignée indiquera qu'on a pris la valeur moyenne sur une période $2\pi/\omega$.

On constate maintenant que a et b ne peuvent pas être simultanément nuls parce que (23) donne alors $c-d = \pm 1/n$, ce qui est impossible, vu que c et d sont entiers et que n est un entier différent de l'unité. On voit ainsi que chaque terme de (21) possède soit Q_{1c} soit $Q^*{}_{1c}$ comme facteur, ce qui implique par (6) que v_ω admet nécessairement un facteur Q_1. Finalement Q_1 apparaît comme facteur au premier membre de (19) et (20) et on écrira :

$$\bar{X}_1 \equiv Q_1 \bar{X}_{11} = 0 ,$$

$$\bar{S}_1/Q_1 \equiv Q_1 \bar{S}_{11}/Q_1 = 0 . \qquad (24)$$

Contrairement à ce que la première de ces équations semble indiquer, $Q_{01} = 0$, n'est pas une solution de première approximation parce que la seconde équation perd alors toute signification. On constate ainsi que la méthode du centrage, telle qu'elle est habituellement appliquée, ne convient pas pour rechercher une solution dont l'amplitude est *identiquement nulle*.

On peut cependant étendre quelque peu la méthode du centrage et démontrer la propriété suivante : « aussi bien dans les équations aux valeurs moyennes que dans les équations aux perturbations régissant la stabilité, on peut négliger devant l'unité des quantités petites de l'ordre de ε_p. Les solutions de régime et les limites de stabilité que l'on obtient ainsi tendent encore vers la solution exacte et les limites de stabilité exactes en même temps que ε_p tend vers zéro ». La démonstration [6] fait appel au théorème sur les fonctions implicites et au théorème sur la continuité des racines d'un polynôme.

2.2. Existence d'une solution sous-harmonique quiescente

Grâce à cette extension de la méthode du centrage, on peut montrer qu'il existe, pour les équations du circuit, une solution de première approximation telle que l'amplitude Q_1 du signal sous-harmonique est aussi voisine de zéro que l'on veut sans cependant être identiquement nulle. De façon plus précise, il existe pour le système (17), (18) une solution de première approximation avec :

$$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^i , \ (i \geqslant 1) , \qquad (25)$$

où K_1 est une constante différente de zéro et où l'exposant i peut être aussi grand que l'on veut. Une telle solution sera appelée « solution quiescente » ou « régime quiescent ».

En effet, considérons d'abord les équations (19), (20) de la boucle sous-harmonique. Puisque v_ω admet Q_1 comme facteur, la relation (19) est satisfaite par la solution (25) à une quantité de l'ordre de ε_1^i près. De plus, l'équation (20) peut maintenant s'écrire plus simplement car, en y substituant (25) et en négligeant au premier membre des quantités petites de l'ordre de ε_1^i, on obtient :

$$L_1(\omega_{01}^2 - \omega^2) + 2\overline{v'_\omega \sin(\omega t + \sigma_1)}/Q'_{01} = 0 , \qquad (26)$$

où v'_ω désigne l'ensemble des termes de v_ω qui sont du premier degré en Q_1. Quant aux équations de la boucle contenant l'excitation, elles sont données par (17) et (18) en y posant $p = n$. Or, on vérifie facilement que $\bar{X}_n$ et $\bar{S}_n$ sont développables en séries de Maclaurin autour du point $Q_1 = 0$. En négligeant de nouveau des quantités petites de l'ordre de ε_1^i, on obtient les équations simplifiées :

$$n\omega R_n + 2[\overline{v_{n\omega} \cos(n\omega t + \sigma_n)}]_0 = V_n \cos \sigma_n , \qquad (27)$$

$$L_n(\omega_{0n}^2 - n^2\omega^2)Q_n + 2[\overline{v_{n\omega} \sin(n\omega t + \sigma_n)}]_0 = V_n \sin \sigma_n , \qquad (28)$$

où l'indice zéro indique que les quantités entre parenthèses sont à calculer au point $Q_1 = 0$. En résolvant (26) jusque (28) on trouvera la phase σ'_{01} de la solution quiescente ainsi que l'amplitude Q'_{0n} et la phase σ'_{0n} du signal dans la boucle d'excitation.

On vient de montrer ainsi que la solution Q'_{01}, σ'_{01}, Q'_{0n}, σ'_{0n} vérifie les équations aux valeurs moyennes à des quantités petites de l'ordre de ε_1^i près. En conséquence, on peut affirmer que c'est une solution de première approximation et un diviseur de fréquence à deux boucles suivant le schéma de la figure 1 admet donc toujours un régime sous-harmonique quiescent.

2.3. Stabilité du régime sous-harmonique quiescent

Pour étudier la stabilité de la solution quiescente, on considère de petites perturbations $m_p(t)$ des amplitudes Q'_{0p} et $s_p(t)$ des phases σ'_{0p}. La solution quiescente est stable si la perturbation d'amplitude $m_1(t)$ tend vers zéro lorsque t tend vers l'infini. On s'intéressera donc plus particulièrement à l'équation aux perturbations tirée de (13) où on a posé $p = 1$. Celle-ci s'écrit :

$$m_1 = \varepsilon_1 [\sum_{\eta=1,n} m_\eta (\partial \bar{X}_1/\partial Q_\eta) + \sum_{\eta=1,n} s_\eta (\partial \bar{X}_1/\partial \sigma_\eta)], \qquad (29)$$

et les dérivées partielles doivent être calculées au point $Q_p = Q'_{0p}$, $\sigma_p = \sigma'_{0p}$. Or, il résulte de (19), (24) et (25) que $\partial \bar{X}_1/\partial \sigma_\eta$ et $\partial \bar{X}_1/\partial Q_n$ sont petits de l'ordre de ε_1^i et en outre

$$\partial \bar{X}_1/\partial Q_1 = \omega_{01}$$

$$\{-\omega R_1 - 2[\overline{\partial v'_\omega \cos(\omega t + \sigma_1)/\partial Q_1}]_0\}/2\omega R_1 + 0(\varepsilon_1^i), \qquad (30)$$

où v'_ω a la même signification qu'au paragraphe précédent. Grâce à l'extension de la méthode du centrage on peut négliger des quantités petites de l'ordre de ε_1^i dans le calcul des dérivées partielles intervenant dans les équations aux perturbations. Si on applique cette propriété à (29) où on a préalablement substitué (30), on obtient l'équation simplifiée

$$\dot{m}_1 = -\varepsilon_1 m_1 \omega_{01}$$

$$\{\omega R_1 + 2[\overline{\partial v'_\omega \cos(\omega t + \sigma_1)/\partial Q_1}]_0\}/2\omega R_1 . \qquad (31)$$

On constate ainsi que la perturbation de la solution quiescente devient indépendante de toutes les autres perturbations. La perturbation m_1 tend vers zéro

si la racine de l'équation caractéristique de (31) est négative. La condition de stabilité de l'état quiescent s'écrit donc

$$\omega R_1 + 2\overline{[\partial v'_\omega \cos(\omega t+\sigma_1)/\partial Q_1]_0} > 0 \,. \qquad (32)$$

L'expression de v'_ω est encore donnée par une relation du type (21) mais, puisque Q_{1c} et Q^*_{1c} sont proportionnels à Q_1, il faudra que les exposants a et b vérifient, en plus de (22) et (23), la relation supplémentaire

$$a+b = 1.$$

Puisque a et b sont des entiers positifs, on a les deux possibilités suivantes.

1) $a = 1,\ b = 0$

En substituant ces valeurs dans (23), on obtient

$$c-d = (\pm 1-1)/n. \qquad (33)$$

Si $n \neq 2$, c'est-à-dire, si on exclut la division par deux, seul le signe (+) est possible puisque c et d sont nécessairement entiers. On trouve ainsi $c = d$.

2) $b = 1,\ a = 0$

Il vient, après substitution de ces valeurs dans (23),

$$c-d = (\pm 1+1)/n. \qquad (34)$$

Si $n \neq 2$, seul le signe (−) est possible et on trouve de nouveau $c = d$.

En substituant ces valeurs des exposants a, b, c, d dans (21), on trouve, compte tenu de (6) et toujours dans l'hypothèse que $n \neq 2$,

$$v'_\omega = \sum_{l=1}^{\infty} \alpha_l l! \sum_{d,u} Q_0^u (Q_n/2)^{2d} Q_1 \sin(\omega t+\sigma_1) \,,$$

de sorte que la valeur moyenne $\overline{v'_\omega \cos(\omega t+\sigma_1)}$ est identiquement nulle et que la condition de stabilité (32) de l'état quiescent devient

$$R_1 > 0. \qquad (35)$$

2.4. Conclusions

L'inégalité (35) montre que, si le circuit est passif ($R_1 > 0$), tous les diviseurs de fréquence à deux boucles, excepté le diviseur par deux, admettent un régime quiescent stable. L'établissement de l'oscillation sous-harmonique à partir de l'état de repos est donc impossible.

Si $n = 2$ (cas d'une division par deux), les relations (33) et (34) ne conduisent plus nécessairement à l'égalité des exposants c et d et on ne peut donc plus affirmer que $\overline{v'_\omega \cos(\omega t+\sigma_1)}$ est identiquement nul. Il en résulte que la condition de stabilité de la solution quiescente n'est plus automatiquement satisfaite pour un circuit passif. On voit ainsi que, au point de vue de l'amorçage, le diviseur par deux occupe une position privilégiée. Pour qu'une division par deux puisse s'établir, l'état quiescent doit être instable ce qui implique que la condition (32) doit être violée, soit

$$\omega R_1 + 2\overline{[\partial v'_\omega \cos(\omega t+\sigma_1)/\partial Q_1]_0} < 0 \,. \qquad (36)$$

On a donné à cette inégalité le nom de *condition d'amorçage*. Cette expression doit cependant être nuancée : elle est *nécessaire* pour que l'oscillation sous-harmonique puisse s'établir spontanément mais on ne peut pas affirmer *a priori* qu'elle est également suffisante. En effet, si elle est satisfaite, l'état quiescent devient instable mais il n'est pas exclu qu'il s'établisse alors un régime qui n'est pas un régime sous-harmonique (par exemple, un battement).

On trouve dans la littérature plusieurs études consacrées à la division de fréquence par deux suivant le schéma de la figure 1. Certains auteurs (Della Torre et Sirkis [3], Lasher [7], Siegman [14], Penfield et Rafuse [12]) signalent l'existence d'une solution quiescente, mais aucun ne traite de sa stabilité ni de la condition d'amorçage qui en découle.

3. Amorçage d'un diviseur de fréquence avec branche auxiliaire

3.1. Introduction

On vient de voir que, mis à part le cas très particulier du diviseur par deux, l'oscillation sous-harmonique ne s'établissait pas spontanément dans un circuit passif à deux boucles. Pour favoriser l'amorçage, on ajoutera maintenant une branche auxiliaire dont le filtre est accordé à une pulsation ω_{0r}, voisine d'un multiple entier ou d'une fraction rationnelle r de la pulsation sous-harmonique ω (fig. 2). L'idée à la base de cette démarche est qu'en augmentant ainsi les produits d'intermodulation dans la tension aux bornes de la non-linéarité, on augmente également les possibilités d'un amorçage spontané. A partir de maintenant on exclut le cas d'une division par deux et on suppose donc $n \neq 2$.

L'analyse qui suit est semblable à celle du paragraphe 2, sauf que la présence d'une branche auxiliaire vient allonger les calculs.

3.2. Existence et stabilité d'une solution quiescente

Le circuit de la figure 2 est encore décrit par le système d'équations différentielles (2) sauf que

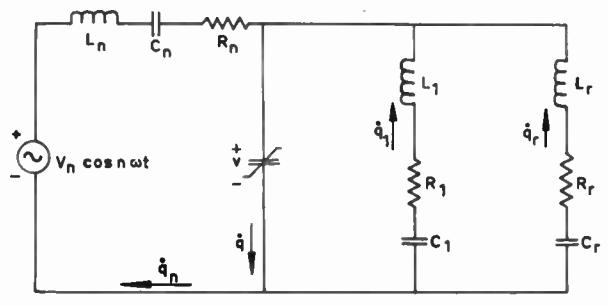


Fig. 2

cette fois l'indice p prend les valeurs 1, r, n et que la relation (4) est remplacée par :

$$q = q_1 + q_r + q_n + Q_0. \qquad (37)$$

On aboutit ainsi aux mêmes équations aux valeurs moyennes (17), (18).

Après substitution dans la caractéristique (1) des relations (37) et (5), on calcule les composantes spectrales v_ω et $v_{r\omega}$ de la tension sur la capacité non linéaire. On trouve :

$$v_\omega = \sum_{l=1}^{\infty} \alpha_l l! \sum \frac{Q_{1c}^{a} Q_{1c}^{*b} Q_{nc}^{c} Q_{nc}^{*d} Q_{rc}^{g} Q_{rc}^{*h} Q_0^{u}}{a!b!c!d!g!h!u!}$$

$$\exp\{j[a-b+n(c-d)+r(g-h)]\omega t\} \quad , \qquad (38)$$

où Σ désigne une somme portant sur les exposants entiers et positifs a, b, c, d, g, h, u et satisfaisant aux deux relations

$$a+b+c+d+g+h+u = l, \qquad (39)$$

$$a-b+n(c-d)+r(g-h) = \pm 1. \qquad (40)$$

De même,

$$v_{r\omega} = \sum_{l=1}^{\infty} \alpha_l l! \sum{}' \frac{Q_{1c}^{a'} Q_{1c}^{*b'} Q_{nc}^{c'} Q_{nc}^{*d'} Q_{rc}^{g'} Q_{rc}^{*h'} Q_0^{u'}}{a'!b'!c'!d'!g'!h'!u'!}$$

$$\exp\{j[a'-b'+n(c'-d')+r(g'-h')]\omega t\}, \qquad (41)$$

où Σ' désigne une somme portant sur les exposants entiers et positifs a', b', c', d', g', h', u' et satisfaisant aux deux relations

$$a'+b'+c'+d'+g'+h'+u' = l, \qquad (42)$$

$$a'-b'+n(c'-d')+r(g'-h') = \pm r. \qquad (43)$$

Si r n'est pas un multiple de n on ne peut avoir $a = b = g = h = 0$, ou $a' = b' = g' = h' = 0$, car (40) et (43) s'écrivent alors respectivement :

$$c-d = \pm 1/n \; ; \qquad c'-d' = \pm r/n,$$

ce qui est impossible puisque le premier membre est entier et que le second est fractionnaire. Il en résulte, compte tenu de (6), que v_ω et $v_{r\omega}$ sont composés de termes ayant soit Q_1, soit Q_r comme facteur. Les équations aux valeurs moyennes (17), (18) pour $p = 1$ et $p = r$ peuvent alors s'écrire sous la forme suivante :

$$Q_1\bar{X}_{11} + Q_r\bar{X}_{1r} = 0 \; ; \quad (Q_1\bar{S}_{11} + Q_r\bar{S}_{1r})/Q_1 = 0, \qquad (44)$$

$$Q_1\bar{X}_{r1} + Q_r\bar{X}_{rr} = 0 \; ; \quad (Q_1\bar{S}_{r1} + Q_r\bar{S}_{rr})/Q_r = 0. \qquad (45)$$

Tout comme au paragraphe 2.2, l'extension de la méthode du centrage indique qu'il existe dans ces conditions une solution quiescente :

$$Q'_{01} = K_1\varepsilon_1^{i_1} \; ; \quad Q'_{0r} = K_r\varepsilon_r^{i_r} \; , \qquad (46)$$

où K_1 et K_r sont des constantes différentes de zéro et où les exposants i_1 et i_r sont soumis à la seule condition d'être supérieurs à l'unité ; ils peuvent en particulier être choisis aussi grands que l'on veut.

Cette solution quiescente est stable si les perturbations $m_1(t)$ et $m_r(t)$ des amplitudes Q'_{01} et Q'_{0r} tendent vers zéro lorsque t tend vers l'infini. On s'intéresse donc plus particulièrement aux équations aux perturbations tirées de (13) où on pose successivement $p = 1$ et $p = r$. On a, avec les notations définies antérieurement :

$$\dot{m}_1 = \varepsilon_1[\sum_{\eta=1,r,n} m_\eta(\partial\bar{X}_1/\partial Q_\eta) + \sum_{\eta=1,r,n} s_\eta(\partial\bar{X}_1/\partial\sigma_\eta)], \qquad (47)$$

$$\dot{m}_r = \varepsilon_r[\sum_{\eta=1,r,n} m_\eta(\partial\bar{X}_r/\partial Q_\eta) + \sum_{\eta=1,r,n} s_\eta(\partial\bar{X}_r/\partial\sigma_\eta)], \qquad (48)$$

En négligeant des quantités petites, de l'ordre de $\varepsilon_1^{i_1}$ et $\varepsilon_r^{i_r}$, ces équations peuvent s'écrire plus simplement :

$$\dot{m}_1 = \varepsilon_1[m_1(\partial\bar{X}_1/\partial Q_1)_0 + m_r(\partial\bar{X}_1/\partial Qr)_0], \qquad (49)$$

$$\dot{m}_r = \varepsilon_r[m_1(\partial\bar{X}_r/\partial Q_1)_0 + m_r(\partial\bar{X}_r/\partial Q_r)_0], \qquad (50)$$

où l'indice zéro signifie que les quantités sont à calculer au point $Q_1 = Q_r = 0$. On constate de cette façon que les perturbations de la solution quiescente sont indépendantes des perturbations des phases s_η et de la perturbation d'amplitude m_n dans la boucle d'excitation.

Compte tenu des expressions de $\bar{X}_1$ et $\bar{X}_r$ données par (17), l'équation caractéristique du système (49), (50) s'écrit :

$$\begin{vmatrix} \lambda + \omega R_1/2 + [\overline{\partial v''_\omega \cos(\omega t+\sigma_1)/\partial Q_1}]_0 & [\overline{\partial v''_\omega \cos(\omega t+\sigma_1)/\partial Q_r}]_0 \\ [\overline{\partial v''_{r\omega} \cos(r\omega t+\sigma_r)/\partial Q_1}]_0 & \lambda + r\omega R_r/2 + [\overline{\partial v''_{r\omega} \cos(r\omega t+\sigma_r)/\partial Q_r}]_0 \end{vmatrix} = 0 \; , \qquad (51)$$

où v''_ω et $v''_{r\omega}$ désignent l'ensemble des termes de v_ω et $v_{r\omega}$ dont la somme des exposants en Q_1 et Q_r est égale à l'unité.

La solution quiescente (46) est stable si toutes les racines de cette équation caractéristique sont à partie réelle négative.

Remarque

Pour les valeurs particulières de r telles que $2r/n = \beta$ (β entier strictement positif (*), v_ω possède nécessairement un facteur Q_1. En effet, la relation (40) s'écrit dans ces conditions :

$$2(a-b)+n[2(c-d)+\beta(g-h)] = \pm 2. \qquad (52)$$

On voit que les exposants a et b ne peuvent pas être simultanément nuls parce que (52) devient alors :

$$2(c-d)+\beta(g-h) = \pm 2/n,$$

(*) Ceci comprend, entre autres, le cas où r est un multiple de n (β pair).

TABLEAU I

Valeurs de r					I Possibilité d'amorçage à partir de conditions initiales nulles	II Solution quiescente automatiquement stable si le circuit est passif ($R_1 > 0$, $R_r > 0$)	III
r entier	r multiple de n $r = \beta\, n/2$, β pair				Non	$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^{i}$	—
	$r \neq$ multiple de n	$r \neq \alpha n \pm 1$	$2\,r/n \neq$ entier		Non	$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^{i_1}$ $Q'_{0r} = K_r \varepsilon_r^{i_r}$	—
			$2\,r/n = \beta$	$n \neq 4$	Non	$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^{i}$	—
			β impair	$n = 4$	*Oui*		(56) *et* (57)
		$r = \alpha n \pm 1$	$r = \alpha n + 1$		Non	$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^{i_1}$ $Q'_{0r} = K_r \varepsilon_r^{i_r}$	—
			$r = \alpha n - 1$		*Oui*		(59)
r fractionnaire	$2\,r/n =$ entier				Non	$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^{i}$	—
	$2\,r/n \neq$ entier				Non	$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^{i_1}$ $Q'_{0r} = K_r \varepsilon_r^{i_r}$	—

ce qui est impossible puisque le premier membre est entier et que le second est fractionnaire ($n \neq 2$). Il en résulte que v_ω admet Q_1 comme facteur.

L'extension de la méthode du centrage indique alors que le circuit de la figure 2 admet une solution quiescente :

$$Q'_{01} = K_1 \varepsilon_1^{i} \ . \qquad (53)$$

Dans ce cas on peut écrire $\overline{X}_1 = Q_1 \overline{X}_{11}$ et l'équation aux perturbations (47) devient, si on y néglige des quantités petites de l'ordre de ε_1^{i},

$$\dot{m}_1 = \varepsilon_1 m_1 (\partial \overline{X}_1 / \partial Q_1)_0, \qquad (54)$$

où l'indice zéro signifie que la dérivée est calculée au point $Q_1 = 0$. Compte tenu de (17), la stabilité de la solution quiescente (53) est régie par l'équation caractéristique :

$$\omega R_1/2 + \overline{[\partial v'_\omega \cos(\omega t + \sigma_1)/\partial Q_1]_0} + \lambda = 0 \ , \qquad (55)$$

où v'_ω désigne l'ensemble des termes de v_ω qui sont du premier degré en Q_1.

Il reste encore à discuter, pour les différentes valeurs de r, la stabilité des solutions quiescentes (46) et (53) au moyen des équations caractéristiques (51) et (55). Les calculs sont semblables à ceux effectués au paragraphe 2.2. et les résultats sont rassemblés au tableau I. Pour chaque valeur de r, on a indiqué dans la colonne I si un amorçage à partir de conditions initiales nulles était possible ou non. Si l'amorçage est impossible, la colonne II donne le type de solution quiescente qui est automatiquement stable. Lorsque l'amorçage est possible, la colonne III indique quelles sont les conditions d'amorçage à satisfaire (voir ci-dessous).

3.3. Conclusions

Pour un diviseur de fréquence avec boucle auxiliaire du type représenté à la figure 2 et ayant (1) comme caractéristique non linéaire, il existe toujours une solution sous-harmonique quiescente soit du type (46), soit du type (53). La stabilité de cet état quiescent dépend en tout premier lieu du multiple r de la pulsation sous-harmonique ω au voisinage duquel la branche auxiliaire a été accordée.

Si r est une fraction rationnelle ou un entier réel tel que $r \neq \alpha n - 1$, l'état quiescent dans la boucle sous-harmonique est stable et la division de fréquence ne s'amorce pas spontanément à partir de conditions initiales nulles pour autant que le circuit soit passif. Fait toutefois exception à cette règle, le diviseur par quatre dont la branche auxiliaire est accordée au voisinage d'un multiple impair de 2 ω : une division de fréquence ne peut s'amorcer que si les conditions

$$r\omega R_r/2 + \overline{[\partial v''_{r\omega} \cos(r\omega t + \sigma_r)/\partial Q_r]_0} < 0 \ , \qquad (56)$$

$$\omega R_1/2 + \overline{[\partial v'_\omega \cos(\omega t + \sigma_1)/\partial Q_1]_0} < 0 \ , \qquad (57)$$

sont satisfaites simultanément.

Si :

$$r = \alpha n - 1, \ (\alpha \text{ entier strictement positif}), \qquad (58)$$

l'oscillation sous-harmonique peut s'amorcer pour autant que la condition

$$rR_1R_r\omega^2/4-\overline{[\partial v''_\omega \cos(\omega t+\sigma_1)/\partial Q_r]_0^2}<0 \quad , \quad (59)$$

soit remplie. En particulier, si la branche auxiliaire est sans pertes ($R_r = 0$), ou si R_r est suffisamment petit, cette condition d'amorçage peut toujours être satisfaite. Par condition d'amorçage, il faut de nouveau entendre la condition qui assure l'instabilité de l'état quiescent. Elle est nécessaire pour assurer l'établissement spontané d'une division de fréquence mais elle n'est pas a priori suffisante.

MOSTROM [11] rapporte certains résultats expérimentaux obtenus avec un diviseur de fréquence où la capacité non linéaire est réalisée au moyen d'une diode à accumulation de charge (« charge-storage diode »). L'auteur signale que la division de fréquence s'établit grâce à la présence d'une branche auxiliaire accordée à $(n-1)\omega$, mais avoue ne pas pouvoir justifier de façon rigoureuse le comportement de son circuit. On remarquera que la théorie développée ici donne l'explication désirée car la fréquence d'accord choisie par MOSTROM pour la branche auxiliaire est un cas particulier de (58).

L'auteur tient à exprimer sa très sincère reconnaissance à Monsieur N. ROUCHE, Professeur à l'Université de Louvain qui lui a proposé le sujet de ce travail et pour l'aide qu'il lui a apportée au cours de sa réalisation. Il remercie également les membres du Séminaire sur les oscillations non linéaires, tenu à l'Université Lovanium (Congo), pour les fructueuses discussions dont ce travail a pu bénéficier.

Bibliographie

[1] BÉLÉVITCH V. — Théorie des circuits non-linéaires en régime alternatif. Uystpruyst, Louvain, 1959.

[2] BOGOLIOUBOV N. et MITROPOLSKI I. — Les méthodes asymptotiques en théorie des oscillations non-linéaires. Gauthier-Villars, Paris, 1962.

[3] DELLA TORRE E. et SIRKIS M.D. — Power Conversion with Nonlinear Reactances. *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. CT-8, n° 2, juin 1961, pp. 95-99.

[4] GOTO E. — The Parametron, a Digital Computing Element which Utilizes Parametric Oscillations. *Proceedings of the IRE*, vol. 47, n° 8, 1959, pp. 1304-1316.

[5] HAYASHI C., NISHIKAWA Y. et ABE M. — Subharmonic Oscillations of the Order of One-Half. *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. CT-7, 1960, pp. 102-111.

[6] KAMP Y. — Les diviseurs de fréquence à réactance non linéaire. Thèse de Doctorat, Université de Louvain, 1966.

[7] LASHER G.J. — The Dynamics of a Subharmonic Oscillator with Linear Dissipation. *IBM Journal of Research and Development*, vol. 5, avril 1961, pp. 157-161.

[8] LEESON D.B. et WEINREB S. — Frequency Multiplication with Non Linear Capacitor. A Circuit Analysis. *Proceedings of the IRE*, vol. 47, décembre 1959, pp. 2076-2083.

[9] MANDELSTAM L. et PAPALEXI N. — Uber Resonanzerscheinungen bei Frequenzteilung. *Zeitschrift für Physik*, vol. 73, 1932, pp. 223-248.

[10] MILLER R.L. — Fractional Frequency Generators Utilising Regenerative Modulation. *Proceedings of the IRE*, vol. 27, n° 7, juillet 1939, pp. 446-457.

[11] MOSTROM R.A. — The Charge-Storage Diode as a Subharmonic Generator. *Proceedings of the IEEE*, vol. 53, juillet 1965, pp. 735-736.

[12] PENFIELD P. et RAFUSE R. — Varactor Applications. The M.I.T. Press, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts, 1962.

[13] ROUCHE N. — Steady State Oscillations of Parametric Subharmonic Oscillator. *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. CT-9, 1963, pp. 7-12.

[14] SIEGMAN A.E. — Phase-Distortionless Limiting by a Parametric Method. *Proceedings of the IRE*, vol. 47, mars 1959, pp. 447-448.

[15] UHLIR A. — The Potential of Semiconductor Diodes in High Frequency Communications. *Proceedings of the IRE*, vol. 46, juin 1958, pp. 1099-1115.

Approximations de Tchebychev dans les calculs des phénomènes transitoires

V.V. SHTAGER

Institut des Sciences et Recherches de Leningrad

Si l'on étudie des circuits compliqués, par exemple des circuits intégrés, des amplificateurs transistorisés, des filtres actifs *RC*, etc., il est difficile d'obtenir la caractéristique transitoire $h(t)$ lorsque la fonction de transfert $K(s)$ possède un dénominateur de degré élevé :

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{K(s)}{s} e^{ts}\, ds\ . \qquad (1)$$

On ne sait obtenir une expression générale de $h(t)$ que pour les circuits les plus simples, lorsque le degré du dénominateur n'excède pas deux, et qu'on peut facilement exprimer les racines en fonction des paramètres du circuit. Pourtant, dans de nombreux cas, on a besoin d'une expression générale de $h(t)$, même approchée, pour aider la description du phénomène et pour guider l'expérimentateur.

Nous tentons ici de résoudre ce problème, en utilisant une méthode d'approximation de la fonction $K(s)$ dans le domaine complexe, mais sans recourir à une simplification du circuit, qui serait difficile pour les circuits compliqués de l'électronique moderne tels que ceux à semiconducteurs ou les circuits en couche mince.

Puisque la précision de l'approximation dépend toujours de l'étendue de l'intervalle de sommation dans l'expression (1), limitons-le à une certaine valeur $[c-j\omega_0,\ c+j\omega_0]$. Si la fonction $K(s)/s$ possède à l'infini un zéro du deuxième ordre au moins, ce qui est toujours vrai quand $K(s)$ est une fonction rationnelle régulière, cette limitation de l'intervalle ne modifiera pas radicalement la valeur de l'intégrale (1). En effet, on peut écrire, en développant la fonction $K(s)/s$ en série de Laurent à l'infini :

$$\left|\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{K(s)}{s} e^{ts}\, ds - \int_{c-j\omega_0}^{c+j\omega_0} \frac{K(s)}{s} e^{ts}\, ds\right| \leqslant \frac{|c_{-2}|+1}{\omega_0^2}(\pi\omega_0 - 2c). \qquad (2)$$

Donc l'erreur due à la limitation de l'intervalle peut être rendue aussi petite qu'on le désire par un choix convenable de ω_0.

Puisque l'intégration de (1) est effectuée sur une droite, on peut remplacer l'approximation de la fonction complexe $K(s)$ par l'approximation d'une fonction réelle $K(x)$. En outre, en introduisant la variable normalisée

$$z = \frac{x}{\omega_0}, \qquad \text{avec} \qquad f(z) = \frac{K(z)}{z},$$

on peut passer de l'intervalle $[-\omega_0,\ +\omega_0]$ à l'intervalle $[-1,\ +1]$ et développer le dénominateur de la fonction $K(s)$ sur cet intervalle en une série de polynômes orthogonaux de Tchebychev :

$$P(z) = A - \sum_{k=1}^{\infty} a_k T_k(z),$$

avec :
$$A = \frac{1}{\pi}\int_{-1}^{+1} \frac{f(z)\, dz}{\sqrt{1-z^2}} \qquad (3)$$

et :
$$a_k = \frac{2}{\pi}\int_{-1}^{+1} \frac{f(z)T_k(z)\, dz}{\sqrt{1-z^2}},$$

$T_k(z)$ étant le polynôme de Tchebychev de degré k qui, dans l'intervalle $[-1,+1]$, s'écarte le moins de zéro.

De cette manière, et en calculant des intégrales de la forme

$$\int_{-1}^{+1} \frac{z^n\, dz}{\sqrt{1-z^2}}, \qquad (4)$$

on peut approximer le polynôme de degré quelconque n par un polynôme, par exemple, du deuxième degré, et déterminer les expressions des coefficients. Nous donnons dans le tableau I, pour des valeurs de n

allant de 3 à 6, les expressions des coefficients du polynôme :

$$P_2(x) = B_2x^2+B_1x+B_0, \qquad (5)$$

en fonction des coefficients du polynôme :

$$P_n(x) = A_nx^n+A_{n-1}x^{n-1}+\ldots+A_1x+A_0,$$

et de l'intervalle donné $[-\omega_0,\ +\omega_0]$ (Tableau I).

TABLEAU I

n	B_0	B_1	B_2
3	A_0	$\frac{3}{4}A_3\omega_0^2+A_1$	A_2
4	$-\frac{1}{8}A_4\omega_0^4+A_0$	$\frac{3}{4}A_3\omega_0^2+A_1$	$A_4\omega_0^2+A_2$
5	$-\frac{1}{8}A_4\omega_0^4+A_0$	$\frac{5}{8}A_5\omega_0^4+\frac{3}{4}A_3\omega_0^2+A_1$	$A_4\omega_0^2+A_2$
6	$-\frac{5}{32}A_6\omega_0^6-\frac{1}{8}A_4\omega_0^4+A_0$	$\frac{5}{8}A_5\omega_0^4+\frac{3}{4}A_3\omega_0^2+A_1$	$\frac{15}{16}A_6\omega_0^4+A_4\omega_0^2+A_2$

Une fois que le dénominateur de la fonction $K(s)$ a reçu la forme d'un polynôme du deuxième degré, la transformation (1) peut s'exécuter d'une manière générale sans aucune difficulté, puisque $K(s)$ aura la forme :

$$K(s) = \frac{\sum_{k=0}^{n} C_k s^k}{(s+s_1)\,(s+s_2)}. \qquad (7)$$

Dans les cas où cette fraction est devenue irrégulière à cause de l'abaissement du degré du dénominateur, elle va se distinguer de la fonction initiale par son comportement pour $j \to \infty$. Pour supprimer ce comportement anormal aux limites, il suffit d'introduire au dénominateur le facteur $(s+\omega_0)^{n-1}$, ce qui revient à introduire un pôle d'ordre $(n-1)$ à l'extrémité de l'intervalle d'approximation. On peut négliger l'effet de ce pôle multiple supplémentaire sur la forme du transitoire à condition de choisir l'intervalle d'approximation de telle sorte que les pôles situés sur le contour soient au moins 6 fois plus loin de l'origine des coordonnées que ne le sont les pôles s_1 et s_2.

Afin d'illustrer la méthode par un exemple, considérons le circuit inverseur chargé par un élément à retard et un circuit logique ET, qui est représenté sur la figure 1*a*. Le schéma équivalent et les matrices $\|a\|$ des quadripôles en cascade correspondants sont représentés sur la figure 1*b*. Pour les établir, on a supposé que le facteur de gain du transistor et l'impédance de la diode pouvaient s'exprimer respectivement par les approximations :

$$\beta \cong -\frac{1}{s\tau_\alpha}, \qquad Z_d \cong \frac{1}{sC_d}.$$

On peut, par exemple, obtenir le facteur de transfert à l'aide de l'expression classique de la théorie des quadripôles [1] :

$$K(s)_i = \frac{1}{a_{21}R_2+a_{22}}$$

où a_{21} et a_{22} sont les éléments de la matrice $\|a\|$ obtenue par multiplication des matrices élémentaires représentées sur la figure 1*b* :

$$\|a\| = \|a\|_{\mathrm{I}} \times \|a\|_{\mathrm{II}} \times \|a\|_{\mathrm{III}} \times \|a\|_{\mathrm{IV}}.$$

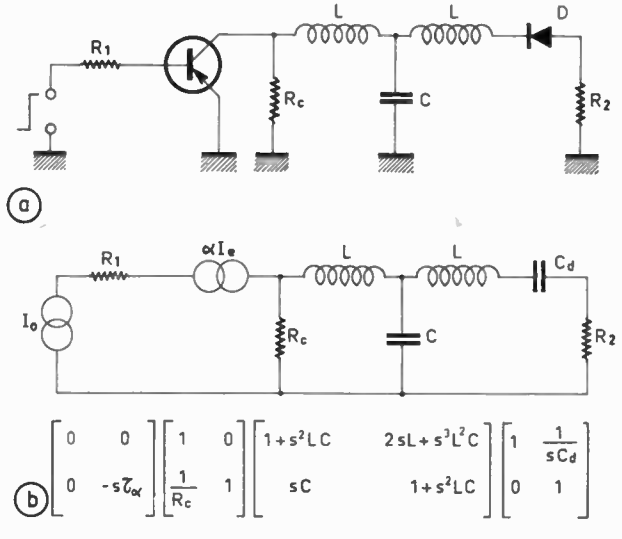


FIG. 1. — Circuit initial a) et son schéma équivalent b)

Nous avons déjà exposé par le détail les définitions des fonctions de transfert [2].

Si l'on tient compte que, pratiquement, $C_d \ll C_j$, on obtient :

$$K(s)_i = -\frac{R_c C_d}{\tau_\alpha} \frac{1}{A_4 s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + 1}$$

avec :

$$A_4 = L^2 C C_d$$
$$A_3 = LCC_d(R_2 + R_c)$$
$$A_2 = C(L + R_2 R_c C_d)$$
$$A_1 = R_c C.$$

En tenant compte des conditions réelles de fonctionnement du circuit, choisissons l'intervalle d'approximation $\omega_0 = 10^7$ (de l'ordre de 3 MHz). Nous obtenons, à l'aide du tableau I, les coefficients du polynôme approximant le dénominateur de $K(s)$:

$$B_0 = -\frac{1}{8} 10^{28} L^2 C C_d + 1 ,$$

$$B_1 = \frac{3}{4} 10^{14} LCC_d(R_2 + R_c) + R_c C ,$$

$$B_2 = 10^{14} L^2 C C_d + LC + R_2 R_c C C_d .$$

On remarque que, à la suite du choix convenable de ω_0, les premiers termes de ces expressions sont nettement prédominants, ce qui permet d'obtenir une expression approchée plus simple de $K(s)$:

$$K(s) \cong \frac{-R_c}{10^{14} L^2 C \tau_\alpha} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{3}{4} qs - \frac{1}{8} 10^{14}} .$$

en posant :

$$q = \frac{R_2 + R_c}{L} .$$

A l'aide d'une table de la transformation inverse de Laplace-Carson, nous obtenons enfin une expression analytique de la caractéristique transitoire :

$$h(t) = \frac{8 \cdot 10^{-28} R_c}{L^2 C \tau_\alpha} \left(\frac{3q - m}{2m} e^{-\frac{3q+m}{8} t} - \frac{3q + m}{2m} e^{\frac{m-3q}{8} t} + 1 \right)$$

en posant :

$$m = \sqrt{9q^2 + 8 \cdot 10^{14}}.$$

Cette expression permet de décrire l'influence de chacun des éléments du circuit sur son comportement transitoire.

La méthode qui vient d'être exposée peut s'appliquer à l'étude des phénomènes transitoires dans les circuits de commutation (déclencheurs, multivibrateurs, schémas logiques, etc.), à condition d'utiliser les approximations linéaires par zones de ces phénomènes.

Bibliographie

[1] ZELJAKH E.V. — Principes de la théorie générale des réseaux électriques linéaires. Académie des Sciences de l'URSS, 1951.

[2] SHTAGER V.V. — Etude des processus transitoires dans les réseaux de régénération à transistors au moyen de matrices de quadripôles. *Elektrosvjaz*, 2, 1963.

Les propriétés subjectives du niveau d'intensité sonore dans la prise de son

R. CONDAMINES
ORTF - Laboratoire d'Acoustique

La notion de niveau sonore est particulièrement importante en Radiodiffusion, car elle intervient à tout instant dans le processus même de la prise de son. Mieux, on se propose de montrer que celle-ci peut se résumer en une régulation de niveau, à condition cependant de prendre en considération toutes les propriétés subjectives du niveau sonore, qui ne sont absolument pas classiques et, pour beaucoup, encore peu connues. Le présent article résume l'expérience acquise en la matière et pose surtout les voies de recherche ; l'ampleur du problème exposé pourrait surprendre et sembler académique, il n'en est pourtant rien. Chacun des points a fait l'objet d'études partielles, mais précises, qui montrent que les difficultés mentionnées ne sont pas une vue de l'esprit ; les questions d'écoute, d'appréciation subjective de la qualité sont difficiles et plus encore lorsqu'on essaie de les relier à des critères objectifs.

1. Introduction

Rappelons d'abord ce que l'on appelle « dynamique » d'une modulation. C'est l'écart entre le plus haut et le plus bas niveau physique atteints, il s'exprime en décibels. Le preneur de son doit modifier cette dynamique, c'est-à-dire affecter le message d'un défaut systématique consistant à rapprocher les bornes supérieure et inférieure atteintes par le niveau global instantané dudit message. Cette « compression » est imposée par la nécessité d'une part de respecter chez l'auditeur un niveau maximal et d'autre part que le niveau utile ne soit pas, dans les pianissimi, masqué par le bruit de fond. Lors de l'enchaînement de deux modulations, il faut respecter certaines règles — des essais d'approche ont montré que le niveau sonore intervenait, entre autres paramètres beaucoup plus difficiles à saisir.

Or il est apparu que, dans le cas d'un message unique aussi bien que dans la succession de deux messages différents, la pratique courante était totalement insuffisante. La compression de niveau sonore implique une adaptation corrélative de la loi donnant ce niveau en fonction du temps, pour conserver la qualité « esthétique » du message ; cette adaptation est faite purement empiriquement et l'on a souvent le sentiment que des solutions voisines pourraient avantageusement les remplacer. La réalisation des enchaînements laisse également place à des améliorations sensibles, bien que des progrès aient été réalisés. La théorie elle-même est imparfaite ; on se préoccupe habituellement du niveau sonore objectif qui se réduit à l'indication d'une aiguille, mais le phénomène subjectif est souvent perdu de vue.

Une question particulièrement méconnue est l'interaction de la qualité intrinsèque de la prise de son et du réglage de niveau ; la prise de son constitue un tout et il n'est pas possible de dissocier ainsi ses deux aspects.

Il est aussi regrettable que l'on considère souvent séparément la prise de son elle-même et les enchaînements, comme s'il s'agissait de juxtaposer le mieux possible les maillons d'une chaîne.

Les prises de son doivent, bien entendu, être réalisées de manière indépendante pour chaque production, certaines en studio, d'autres en extérieur, ou tout simplement être de genres différents, musique ou

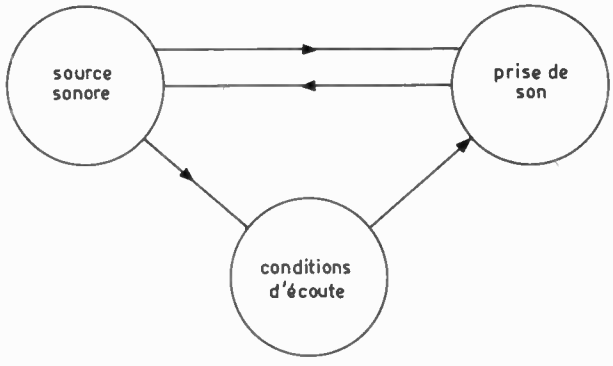


FIG. 1.

parole. Mais il faut cependant, au moins dans le cas des enchaînements, avoir constamment à l'esprit le souci de l'ensemble du programme (fig. 1).

Enfin, on ne considère souvent que l'écoute en cabine jugée comme idéale. Or les essais ont montré que des variations d'écoute variables impliquent une véritable restructuration des masses sonores et des réglages différents pour la dynamique.

2. Espace subjectif et niveau sonore

Il s'agit donc d'analyser le problème de manière aussi complète que possible, de mettre en évidence les paramètres qui interviennent et de faire apparaître entre eux des relations. De nombreux essais ont été effectués depuis 1959 au Laboratoire d'Acoustique (Secteur SON du Service des ETUDES - ORTF) sur les relations entre caractéristiques objectives et subjectives des modulations, à l'occasion, particulièrement, du développement de la stéréophonie, essais qui ont imposé l'idée que tous les paramètres acoustiques sont liés et que l'on peut en rendre compte au moyen de la notion d'espace subjectif.

L'homme perçoit des sons divers qui paraissent chacun se rapporter à ces entités que sont les sources sonores ; elles peuvent être des sources sonores réelles (instrument de musique, parole...) ou bien des sources fictives, lorsqu'un certain ensemble de sons paraît avoir une source objective commune. Les ensembles physiques en question sont les objets sonores, les ensembles subjectifs correspondants, les sujets sonores.

Ceux-ci sont placés dans un espace subjectif qui entoure complètement l'auditeur, mais il existe, dans cet espace, des zones d'intérêt différent. Les sensations les plus importantes et les plus fréquentes se situent dans un cône de vigilance, ou d' « attention » C d'axe horizontal dirigé vers l'avant (fig. 2).

L'importance subjective relative des différentes sensations décroît lorsqu'on s'éloigne de ce cône, donc au fur et à mesure que l'on se dirige vers l'arrière et que l'on s'écarte de la tête.

L' « importance » subjective des diverses sensations sonores est liée à leur emplacement dans l'espace

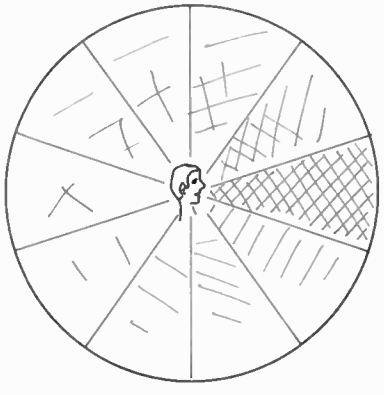


FIG. 2. — L'espace subjectif.

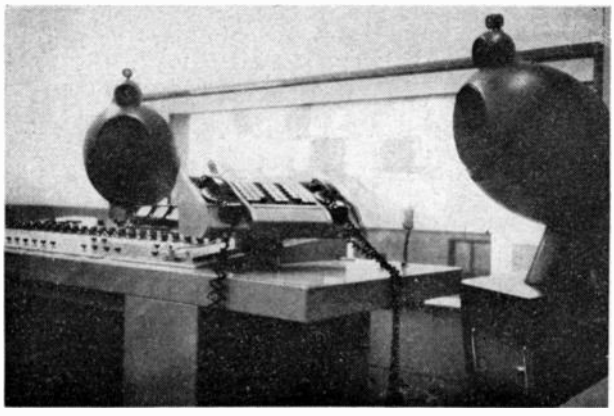


FIG. 3. — Cabine de prise de son.

défini ci-dessus ; l'effet de masque sera variable suivant les positions relatives des sources.

De même, on peut étendre cette notion d'espace subjectif aux autres sensations, principalement aux sensations visuelles, mais également aux impressions d'espace géométrique, d'équilibre, d'effet de groupe, etc. L'expérience montre qu'il existe une influence réciproque des espaces respectifs, et ce d'autant plus que les « sujets » sensoriels sont plus proches dans un espace de repérage commun.

Par exemple, une source sonore venant de l'arrière, zone à faible densité de l'espace sonore subjectif sera fortement perturbée par une lumière venant de l'avant, zone à forte densité de l'espace visuel subjectif. La gêne sera bien moindre si les « positions » sont différentes. C'est le cas de la lumière latérale.

Cette interaction montre combien est schématique l'utilisation habituelle d'un niveau sonore défini en décibels. Il faut considérer le niveau subjectif et tenir compte de toutes ses liaisons avec les différents espaces subjectifs, donc adopter systématiquement la représentation de tels espaces. Les règles de ces représentations sont malheureusement encore très floues.

On doit mettre l'accent sur l'aspect global du signal appréhendé subjectivement, sur la nécessité de ne pas concevoir la variation de niveau comme une donnée abstraite, mais bien comme un élément de la prise de son dans son ensemble. Et cette prise de son sera appréciée elle-même en fonction de toutes les sensations de l'individu. Cependant, les lois régissant ces interactions ont une importance très pratique ; leur ignorance rend compte des nombreux déboires rencontrés en prise de son.

Quelle que soit la complexité de l'explication théorique, une règle d'action subsiste : la prise de son se réalise. C'est le potentiomètre qui est l'élément ultime, support de l'activité du metteur en ondes. C'est lui qui objective toutes les données physiques et physiologiques de la prise de son (fig. 3). D'où l'intérêt de l'étude de ce processus mais en le rapportant à l'ensemble des données « antérieures » (sources sonores, studio, microphones, cabines, haut-parleurs de cabine) et « postérieures » (récepteur, haut-parleur, salle d'écoute, oreille).

3. Position du problème

3.1. On ne considère pas comme spécifiquement distincts les cas suivants :

— un message sonore à caractère unique tels que : œuvre musicale ou théâtrale formant un tout, bruits d'ambiance, parole, etc., c'est le cas du « message hétérogène ».

3.2. Il faut préciser la notion de niveau sonore

L'échelle des pressions sonores est un simple repère, la loi de correspondance variant suivant les cas d'application. Le niveau subjectif dépend :

— de l'état « actuel » du signal : niveau physique et spectre instantané,

— de l'histoire du signal : variation du niveau avant et après l'instant d'observation, variation du spectre avant et après,

— des conditions physiques d'écoute, comprenant le haut-parleur et le local. Il est très net que le niveau sonore jugé normal varie de manière rapide avec le volume et les caractéristiques de la salle, et de même avec celles du haut-parleur,

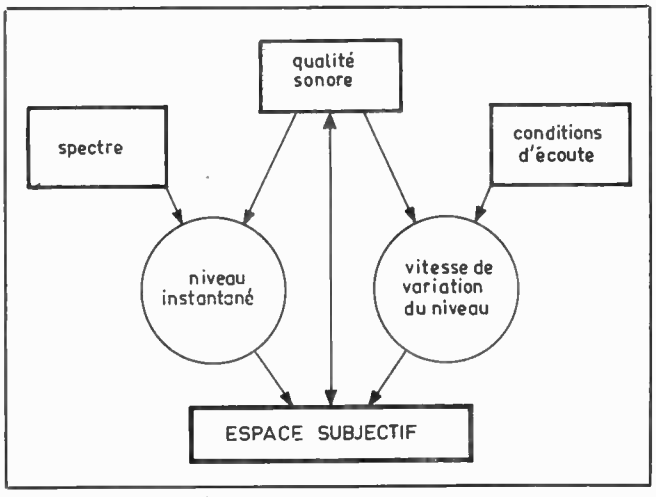
— des propriétés de l'oreille — en particulier fatigue auditive, altérations de l'audiogramme,

— des conditions subjectives d'écoute, collective ou individuelle, avec une attention plus ou moins grande.

3.3. La notion de variation du niveau sonore

Elle doit être elle-même précisée. La vitesse apparente de variation de ce niveau dépend :

— de la vitesse actuelle de variation,
— de l'état actuel du niveau sonore,
— de son « histoire »,
— des conditions physiques d'écoute,
— des conditions physiologiques,
— des conditions subjectives.



3.4. La notion de niveau sonore maximal ou minimal

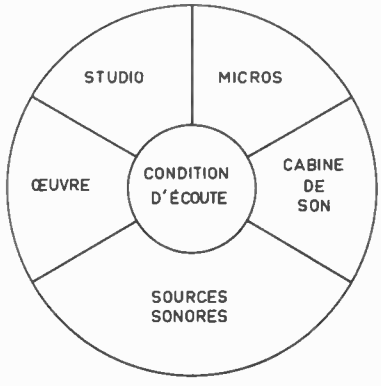
Elle dépend également des paramètres analogues, en particulier spectre instantané et évolutif du signal, état de vigilance des sujets, ambiances d'écoute (fig. 4).

On peut introduire la notion de « distance » de deux messages. Elle va de soi pour deux modulations ayant la même origine, même œuvre musicale par exemple, ne différant que par le niveau sonore et l'on conçoit qu'une modulation soit d'autant plus éloignée de la modulation originale que la compression de niveau est plus forte.

On peut étendre cette notion à des modulations différentes ; la distance de celles-ci sera nulle si, lorsqu'elles sont enchaînées, elles se succèdent harmonieusement sans qu'il en résulte aucune gêne. Si ce n'est pas le cas, on pourrait l'exprimer en fonction de la correction de niveau à faire subir à l'une des modulations.

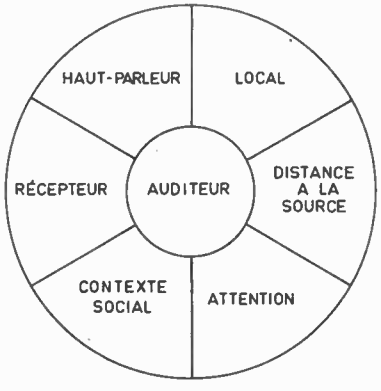
3.5. Conséquences

Les considérations qui précèdent sont valables naturellement aussi bien dans le complexe de prise de son (studio - micros - chaîne BF - cabine - preneur de son) que dans le complexe d'écoute (récepteurs - chaînes BF - local - sujet). D'où une corrélation nécessaire entre l'ensemble des paramètres de départ (prise de son) et l'ensemble des paramètres d'arrivée



complexe de départ

◀ FIG. 4



complexe d'arrivée

FIG. 5 ▶

(écoute). Toute étude portant sur les problèmes de prise de son doit donc traiter simultanément les questions de l'écoute.

3.6. Notion d'esthétique

Pour être complet, il faudrait faire intervenir l'information esthétique en tant que telle, c'est-à-dire quelque chose de plus que les paramètres précédents. Sans méconnaître cet aspect du problème, nous écarterons ici ces considérations.

4. Caractéristiques de la prise de son

Nous avons déjà mentionné l'interaction de la notion de niveau et de celle de qualité sonore. L'étude de la régulation du niveau conduit à comparer les qualités de prises de son différentes (« distance ») et cette comparaison dépendra évidemment de la valeur intrinsèque de la prise de son, c'est-à-dire des impressions sonores obtenues en supposant que l'écoute est faite dans des conditions idéales et sans compression de « dynamique » (fig. 6). Notre attention doit donc se raccrocher à l'étude des caractéristiques de la prise de son, déjà élaborée par ailleurs, mais dont il n'est pas inutile de préciser certains points :

— équilibre des fréquences,

— qualités techniques BF (distorsion, bruit de fond entre autres),

— concordance des échelles subjectives et des plans sonores,

— relief sonore (c'est-à-dire possibilité d'identifier une source sonore subjective à une source sonore réelle, ce que la vraie stéréophonie rend possible ; cette opération est beaucoup plus difficile en monophonie).

Le son doué de relief occupe un volume à trois « dimensions » dans l'espace sonore subjectif.

C'est à l'occasion de l'étude de la perception stéréophonique (*) qu'est apparue particulièrement importante et évidente l'interdépendance de fait entre les différents paramètres. D'où l'importance particulière de la stéréophonie pour l'étude des relations entre la régulation du niveau sonore et la qualité de la prise de son.

(*) Voir articles sur la stéréophonie l'Onde Electrique, mars 1962.

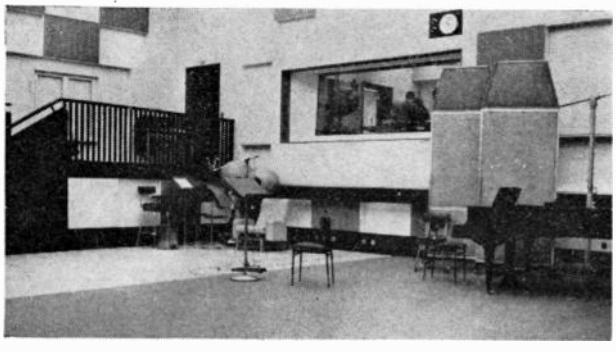


FIG. 6. — Studio

5. Vue d'ensemble sur la régulation du niveau sonore

Revenons au strict problème du niveau sonore, celui sur lequel agit, en définitive, le preneur de son. Cette action est, en fait, une véritable régulation. Compte tenu de tous les paramètres évoqués, la courbe représentant la variation de ce niveau en fonction du temps (à la prise de son) est telle que l'impression subjective dans les conditions de l'écoute soit correcte en une courbe C. Il s'agit d'ajuster la courbe réelle C' et cette opération est effectuée par le preneur de son, au moyen de plusieurs boucles de rétroaction (fig. 7).

FIG. 7.

Quelles sont les modalités exactes de cet ajustement ? C'est toute la question. Si l'on se place à un instant t, il faut obtenir au moins l'ajustement de la valeur $L'(t)$, puis celui de la dérivée $\frac{dL'(t)}{dt}$.

Il dépend de l'intervalle Δt autour de t, mais également de ce qui se passe dans les intervalles Δt_1 et Δt_2 précédant et suivant l'instant t (fig. 8).

Δt_1 et Δt_2 peuvent être très grands (toute l'œuvre musicale ou littéraire par exemple) mais à l'intérieur de ces intervalles se trouveront des $\Delta t'_1$ et $\Delta t'_2$ plus petits et dont l'influence sera différente. On peut même prévoir une influence des Δt_1 sur les $\Delta t'_1$... suivant le tempérament du preneur de son qui accordera une importance plus ou moins grande à l'intégration à long terme, à moyen terme ou à court terme. D'une manière générale, il faut donc rechercher les lois liant les divers Δt à l'ensemble des paramètres.

Le cas des enchaînements n'est pas distinct du précédent, mais on considèrera $\Delta\theta$ représentant l'intervalle de silence existant entre les deux séquences (fig. 9).

Ce qui précède se rapporte à la réalité physiologique en fonction des données physiques. Mais la pratique, et c'est là tout le problème de la prise de son, impose une réalité moins parfaite. Il est, par exemple, normal

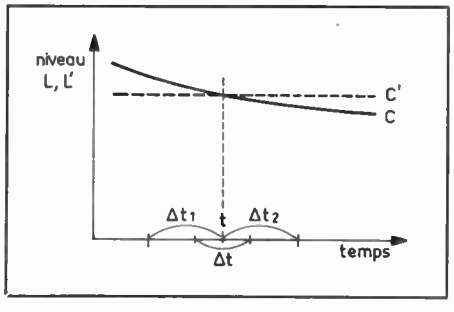


FIG. 8.

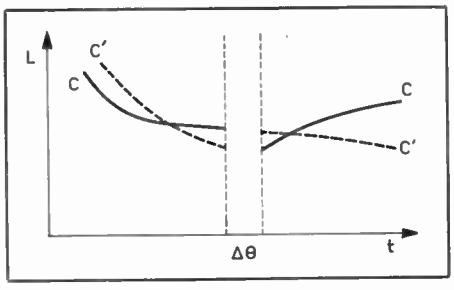


FIG. 9.

que le niveau de l'écoute en salle de concerts soit transposé, lors de l'écoute en appartement ; mais il est beaucoup moins normal d'avoir à tenir compte, en plus, d'impératifs techniques limitant artificiellement la dynamique.

On est malheureusement forcé de tenir compte de ces impératifs ; la prise de son ne peut réaliser la « transposition » moyenne idéale. Elle est, en particulier, tenue de respecter des valeurs maximale et minimale du niveau physique qui sont plus rapprochées que les valeurs résultant des études physiologiques. On voit donc apparaître une liaison nouvelle, véritable contrainte que l'on ne peut d'ailleurs prendre en considération qu'après l'étude physiologique complète, celle qui pose l'interaction fondamentale des différents paramètres. Il s'agit maintenant de l'étude de la régulation liée. Dans ce cas, on va s'imposer a priori une dynamique ΔL et un niveau moyen L_m. Les Δt seront fonction à la fois de ΔL et de L_m, la sujétion supplémentaire perturbant en effet les réactions du preneur de son.

6. Qualité et niveau sonore

Une recherche exhaustive des relations entre la qualité et le niveau sonore doit, en premier lieu, se baser sur une enquête concernant la définition elle-même de ces notions respectives.

a) Préliminaires

Dynamique utilisée en prise de son suivant les genres, dynamique adoptée à l'écoute, bruit de fond en cabine et en appartement, dynamique réelle en salle de concert.

b) Classification des messages

En fonction de :

- leur type spectral : prédominance de certaines bandes de fréquences,
- leur type dynamique : variation du niveau physique global,
- les genres : musique, théâtre.

c) Définition de la qualité d'une prise de son

Elle comporte la comparaison de prises de son idéales et les différents moyens d'obtenir une échelle de valeur.

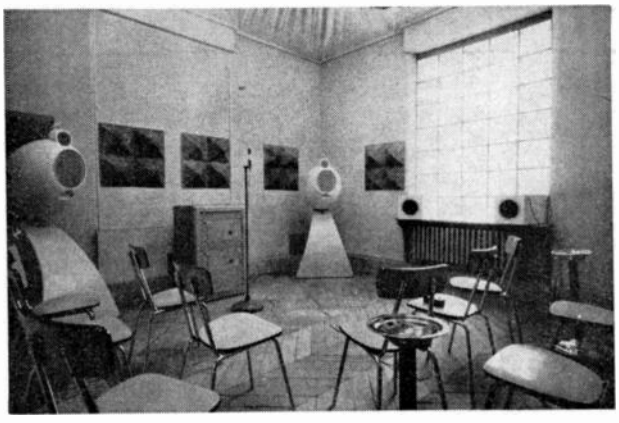


FIG. 10. — Salle d'écoute.

Quels sont les défauts qui apparaissent dominants : distorsion de prise de son, d'ambiance ?

Equilibre des spectres pour les différentes sources.

d) Définition de la qualité d'une modulation

Comparaison subjective des modulations, au moyen d'une échelle du type :

- excellent, très bon, mauvais.

e) Définition du niveau sonore

- état actuel, histoire, conditions d'écoute, conditions physiologiques, conditions subjectives.

f) Définition des temps d'intégration

Les Δt (fig. 8) se mesurent évidemment en secondes, mais ce qui nous intéresse est leur valeur physiologique. En particulier, pour les modulations uniques (« messages homogènes »), valeur relative des Δt antérieurs ou postérieurs à l'instant d'expérience. Cette considération est à la fois valable pour l'auditeur et le preneur de son, mais à des titres différents, l'auditeur non qualifié s'intéressant par exemple à l'ensemble de l'œuvre plutôt qu'à ce qui peut se passer en un temps court.

Cette étude spéciale du Δt est très importante pour évaluer l'inertie à donner aux appareils indicateurs.

Dans le cas des modulations successives, un rôle particulièrement important est réservé au $\Delta\theta$ (fig. 9), morceau de silence séparant les messages composants. L'équilibre esthétique des niveaux en dépend.

g) Groupement des classifications

La comparaison du niveau objectif et de la qualité sonore subjective découle finalement des études faites sur différents types de modulation en faisant varier, de manière raisonnée, l'ensemble des paramètres qui peuvent se résumer dans les quatre tableaux ci-après :

Tableau I (paramètres généraux)

• Niveau physique - spectre - bruit de fond.

Tableau II (genres artistiques)

• Grand orchestre - musique de chambre - théâtre.

Tableau III (types spectraux)

• Prédominance aigus, prédominance médiums, prédominances graves ?

Tableau IV (temps d'intégration)

Combinaisons de certaines valeurs choisies judicieusement, par exemple $t_1 = t_2 = 10$ s ; $t = 1$ s.

7. Distance de deux messages

On peut se poser les questions suivantes :

1° Possibilités plus ou moins grandes d'obtenir des équivalences en agissant sur le niveau global et sur un certain nombre de formants ou de bandes spectrales.

2° Est-il possible de compenser des différences spectrales par une différence de niveau global ?

3° Faut-il établir plusieurs échelles de distance par des comparaisons avec des modulations de référence pour chaque genre, type spectral, ou bien est-il possible d'en établir une seule, valable dans tous les cas ?

La figure 11 montre comment on pourrait, dans l'espace subjectif, avoir une idée de la « distance ».

8. La régulation du niveau

• Une étude complète doit être faite, de préférence sur un cas particulier bien choisi, deux modulations musicales et parlées, en monophonie et en stéréophonie, en recherchant particulièrement :

— l'ordre de grandeur des intervalles d'intégration temporelle,

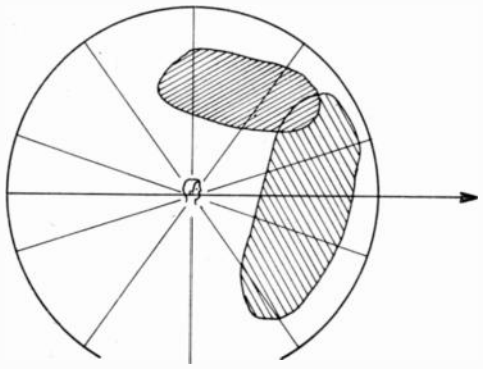


FIG. 11. — Distance de deux messages dans l'espace subjectif.

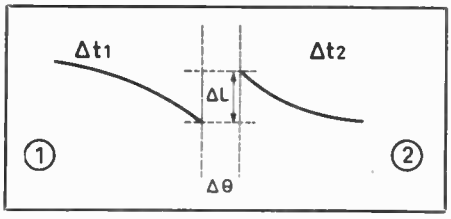


FIG. 12

— l'influence du niveau sonore global et du niveau de bruit de fond comme paramètre,

— l'influence des caractéristiques des microphones et des haut-parleurs de reproduction, ainsi que de la qualité proprement dite de la prise de son.

— l'influence de la vigilance du sujet et de ses aptitudes professionnelles au jugement des questions se rapportant au son.

• Dans le cas des messages hétérogènes, soit ΔL la différence de niveau entre les modulations (1) et (2) (fig. 12). C'est la quantité pratiquement intéressante, elle est à étudier en fonction des tableaux de paramètres I, II, III, IV, et il convient de faire apparaître en plus le hiatus $\Delta\theta$. Comparaison systématique des enchaînements mono-stéréo et stéréo-mono.

8.1. Régulations équivalentes

On peut se demander si les courbes de référence idéale C ont une valeur absolue. Nous l'avons posé pour la clarté des hypothèses de travail, mais l'expérience déjà acquise suggère que, suivant la structure du message et les paramètres d'ambiance, des courbes légèrement différentes peuvent avoir la même valeur. En d'autres termes, peut-on définir un échelon minimal de « distance » perceptible? Dans l'absolu, la réponse est certainement positive, vu les propriétés discrètes de l'ouïe mais quelle en est la transposition pratique ?

D'une manière plus précise, on peut évoquer l'ensemble des ambiances de réception et les courbes C_1, C_2,.. correspondantes, en cabine de prise de son (fig. 13).

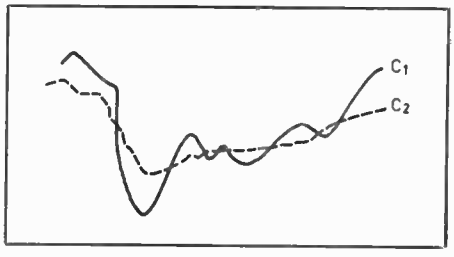


FIG. 13

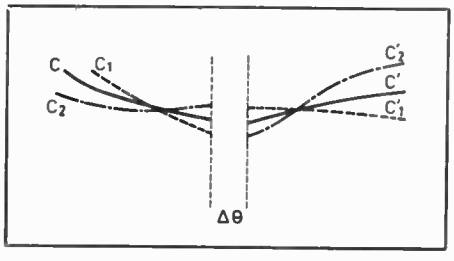


FIG. 14

Pour les enchaînements de modulation, influence prévisible du $\Delta\theta$ sur la précision avec laquelle sont définies les courbes optimales C et C' (fig. 14).

8.2. La régulation libre du niveau

L'étude concernant la régulation libre (c'est-à-dire « physiologique » du niveau) aura mis en évidence l'influence des différentes conditions d'ambiance et de réceptivité subjective.

En cabine, ces conditions sont systématiquement différentes de celles qui existent en tout autre point de réception, les lois de comparaison entre niveau et qualité de prise de son sont donc différentes. La régulation du niveau en cabine devra donc inévitablement subir des contraintes, même dans l'hypothèse où l'écoute à la réception serait libre de toute sujétion, car on sait que tel n'est pas le cas.

Le faible isolement phonique entre appartements implique une limitation maximale du niveau sonore, laquelle serait d'ailleurs nécessaire par discrétion sociale pour ne pas polluer physiquement les ambiances extérieures ; c'est le cas de l'écoute fenêtres ouvertes. Pour la grande majorité des chaînes de reproduction, la puissance de sortie est également limitée par la distorsion. Quant à la borne inférieure du niveau elle est imposée par le bruit de fond des chaînes BF et de l'ambiance d'écoute.

Pour le preneur de son, deux sortes de liaisons seront donc présentes : des liaisons « normales », $L_{max} - L_{min}$ à rectifier pour s'adapter au mieux à l'ambiance d'écoute la plus représentative (aucune sujétion n'étant présente à la réception) et des liaisons « anormales » où la différence $L_{max} - L_{min}$ doit tenir compte de conditions plus sévères. Dans le premier cas, le but du preneur de son sera de réaliser une transposition respectant les données physiologiques, profondes, de l'écoute ; dans le second cas, ce sera de procéder à une véritable « compression », au sens subjectif du terme (fig. 15).

L'étude précise comprend celle des différents Δt, dans les conditions de base représentées par les tableaux I, II, III, IV, et doit mettre en évidence l'influence de la conscience qu'a l'opérateur de la nécessité d'une « compression » sur le temps qui lui est nécessaire pour en tenir compte dans les meilleures conditions.

Elle doit porter sur différents taux de contrainte, en partant des taux de transposition physiologique jusqu'aux taux imposés par la technique et la vie sociale. Cette partie est effectivement la plus directement utile, c'est le problème de « consignes » régissant la prise de son pratique. Il va de soi qu'on ne peut la résoudre correctement que dans le cadre d'une étude exhaustive des conditions réelles, physiques et psychologiques de la prise de son.

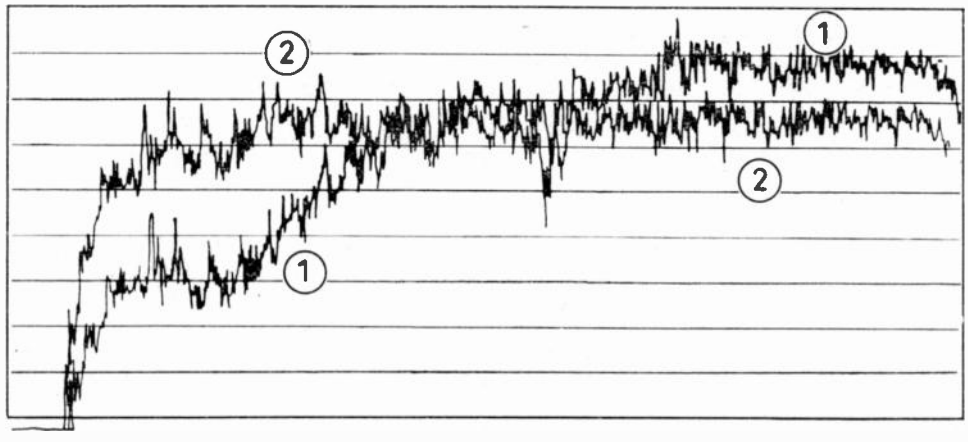


FIG. 15. — « Dynamique » normale (1) et comprimée (2)

9. Conclusion

La notion de niveau sonore est, on le voit, extrêmement délicate et plus encore ses liens avec la prise de son. Les travaux déjà faits permettent au moins d'éclaircir ces relations et surtout d'espérer, au moyen de modulations témoins, pouvoir objectiver les comparaisons de niveau qui sont à la base des consignes d'exploitation. Cela aussi bien pour la compression de la dynamique que pour la réalisation des enchaînements.

Une formation de base des metteurs en ondes est d'ailleurs à reprendre car, très vite, l'appréciation de la qualité se fait en fonction de critères routiniers. Des recherches telles que celles qui sont en cours doivent contribuer efficacement à repenser les problèmes, alimenter la discussion entre spécialistes et plus encore, par le moyen d'émissions expérimentales judicieusement conçues, atteindre le grand public cultivé. Le but de toute prise de son est, en définitive, la satisfaction de certains besoins qu'il s'agit de définir avec la collaboration des auditeurs. De cet ensemble de bonnes volontés doit résulter un enrichissement substantiel de la qualité sonore.

Etude d'un nouveau microcommutateur électronique commandé à distance

A. OLIVEI
Olivetti, Ivrea (Italie)

1. Généralités

1.1. But de l'étude

Il existe une quantité énorme de dispositifs transducteurs très diversifiés les uns des autres. Une enquête récente cite 37 000 transducteurs différents, capables de détecter un grand nombre de variables physiques et de les convertir en signal électrique de nature appropriée [1].

On précise tout de suite que le but général de cette étude est d'établir les conditions théoriques et expérimentales pour qu'un seul transistor puisse commuter de l'état bloqué à un état près de la saturation et inversement, lorsqu'on éloigne ou qu'on approche une masse ferromagnétique, même de dimensions extrêmement réduites, d'un élément capteur faisant partie du circuit du transistor et dont on définira, dans la suite, la nature électromagnétique et la forme géométrique compatible avec les exigences technologiques de réalisation pratique. Parmi les nombreuses applications actuelles que peut avoir un commutateur miniaturisé à éléments semiconducteurs qui accomplit la fonction de commutation moyennant la présence ou l'absence d'une masse ferromagnétique très petite se déplaçant à une certaine distance de l'élément capteur faisant partie du commutateur solide, on peut citer, par exemple, celles relatives aux distributeurs d'impulsions, aux lecteurs de bandes perforées, aux fusées, aux moteurs à courant continu sans balais, aux codeurs, etc.

Il va de soi que l'on s'impose de réaliser un dispositif le plus économique possible, constitué par le minimum indispensable de composants tant actifs que passifs et, en plus, susceptible d'être fabriqué sous forme intégrée présentant un haut degré de fiabilité et des dimensions très petites.

Cette étude se termine par la présentation du nouveau commutateur, constitué par un seul transistor, capable de capter à distance un échantillon ferromagnétique même présent sous forme de dépôt de quelques fractions de micron d'épaisseur.

Le signal électrique en sortie est continu et le passage de l'état de non-captation à l'état inverse se traduit par une variation de niveau du signal continu. On précise que ce signal continu n'est pas obtenu par les procédés classiques de rectification et d'intégration des signaux périodiques d'un oscillateur dont on perturbe le régime oscillatoire, mais que l'on exploite la structure très particulière d'un oscillateur à résistance dynamique négative qui sera décrit en détail ci-après. Le front de montée et de descente du signal peut être rendu inférieur à 0,1 μs. La fréquence de captation va de 0 Hz à plus de 1 MHz. Les signaux obtenus en sortie du commutateur peuvent attaquer directement un ensemble de logique électronique sans être ultérieurement manipulés.

1.2. Description des exigences pratiques auxquelles doit satisfaire le commutateur

Les limitations fondamentales qui guideront l'évolution de cette étude sont les suivantes :

1) tout contact ou frottement mécanique entre capteur et échantillon à capter est interdit. Donc l'élément capteur doit capter à distance l'échantillon ;

2) les capteurs de nature optique sont exclus ;

3) les dimensions géométriques des échantillons à capter peuvent être très petites et de formes les plus diverses (fig. 1) ; le matériau des échantillons est ferromagnétique ;

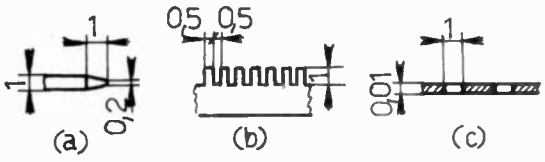


FIG. 1. — Quelques exemples de forme des pièces à capter.

4) le signal électrique à la sortie du commutateur doit être continu, donc le passage de l'état de captation à l'état de non-captation et inversement doit se traduire à la sortie par une variation du niveau continu de tension ;

5) le signal de captation doit être indépendant de la vitesse avec laquelle l'élément à capter défile devant le capteur, c'est-à-dire que le temps de montée et de descente ainsi que le niveau du signal électrique à la sortie doivent être les mêmes soit en condition de fonctionnement quasi-statique, soit en condition de fonctionnement dynamique. On montrera que l'on peut atteindre des fréquences de captation largement supérieures à 1 MHz ;

6) la variation du niveau continu de tension à la sortie doit être la plus grande possible, en tout cas supérieure à 15 V et l'impédance de sortie doit être basse ;

7) le commutateur électronique doit avoir le minimum de composants tant actifs que passifs.

Les points 1) et 2) nous imposent tout de suite une limitation dans la nature du couplage électromagnétique entre capteur et élément à capter, couplage qui doit être obligatoirement capacitif ou inductif. Un couplage capacitif, étant donné les exigences imposées par les points 1), 3), 5), 7), ne peut être réalisé simplement et encore moins avec un seul transistor. Il ne reste qu'un couplage inductif. C'est ce qu'on va réaliser en pratique.

2. Description de l'oscillateur à résistance négative employé

2.1. Résultats analytiques

D'après ce que l'on vient de dire, il s'agit de faire commuter un transistor en exploitant les variations d'inductance d'une self de forme la plus convenable et la plus simple en même temps. Or il est fort connu que le courant de base constitue un contrôle naturel du transistor et on peut penser exploiter la self, connectée à la base, pour construire un oscillateur. Pour réaliser cet oscillateur, on se voit toujours forcé de compliquer le circuit, sans pour autant satisfaire aux exigences mentionnées aux points précédents, sauf dans le cas où l'on introduit la self comme charge dans la connexion de base d'un transistor monté avec base à la masse et sortie entre collecteur et base court-circuitée au point de vue alternatif.

La façon dont les paramètres d'un transistor affectent le calcul de la fréquence d'oscillation dépend, dans une certaine mesure, du modèle que l'on choisit pour représenter le transistor. En effet, le schéma équivalent en T, avec les simplifications et les modifications d'usage pour les hautes fréquences, est le plus apte à représenter la région interne d'un transistor et il est valable pour toute structure physique.

On s'intéresse particulièrement à l'impédance entre la connexion de base et le point intérieur traditionnellement appelé B', en laissant de côté le circuit d'émetteur. De plus, on suppose que la jonction collecteur-base n'est pas amenée dans un régime d'avalanche, autrement dit $|\alpha|$ est maintenu inférieur à l'unité.

L'impédance considérée peut présenter, moyennant un certain nombre de conditions, une composante résistive négative et une réactance inductive. En associant ces deux éléments avec la capacité émetteur-base et une capacité extérieure C_s, on constitue ainsi un oscillateur (fig. 2). La variation de α avec la fréquence joue un rôle essentiel. On utilise pour α une approximation de phase simple, valable pour toutes sortes de transistors et justifiée par l'expérience :

$$\alpha = \alpha_0 \frac{1 - jmf/f_0}{1 + jf/f_0} \tag{1}$$

où m est le facteur d'excès de phase à la fréquence f_0, tandis que les autres symboles gardent leur signification classique. L'impédance $Z_{BB'}$ sur laquelle débite le courant d'émetteur entre B et B' peut se mettre sous la forme suivante :

$$Z_{BB'} = (1-\alpha)Z = R + jX \tag{2}$$

avec :

$$\frac{R}{r_b} = \frac{(1+m)\alpha_0 q_1^2 q_2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + [(1+m)\alpha_0(q_2-q_1)+(1+m\alpha_0)]\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 1-\alpha_0}{\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]\left\{\left[1-q_1 q_2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + q_2^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right\}}, \tag{3}$$

$$\frac{X}{r_b} = -\frac{\omega}{\omega_0} \frac{(1+m\alpha_0)q_1^2 q_2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + [(1-\alpha_0)q_1^2 q_2 + (q_2-q_1)(1+m\alpha_0)]\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + (q_2-q_1)(1-\alpha_0) - (1+m)\alpha_0}{\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]\left\{\left[1-q_1 q_2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + q_2^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right\}}. \tag{4}$$

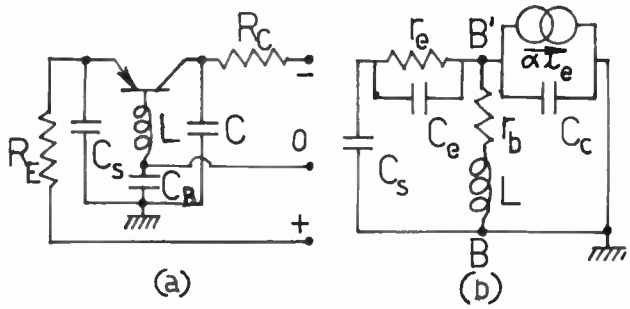


FIG. 2. — Schéma constructif et schéma équivalent à l'oscillateur

après avoir effectué dans les formules précédentes les substitutions suivantes :

$$\left.\begin{aligned} q_1 = \frac{L\omega_0}{r_b}, \quad q_2 = r_b C_c \omega_0, \quad q_2/q_1 = \frac{r_b^2 C_c}{L}, \\ q_1 q_2 = LC_c\omega_0^2, \quad x = (\omega/\omega_0)^2 \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Dans les figures 3 et 4, on voit bien apparaître une résistance négative associée à une réactance inductive dans une gamme de fréquences d'opération bien définie.

On remarquera que la condition de phase pour avoir $R < 0$ et $X > 0$, en rappelant la formule (2), est la suivante :

$$\pi > \arg\{(1-\alpha)Z\} > \pi/2. \quad (6)$$

En se rapportant à la figure 5, on voit bien qu'il existe une bande de pulsation délimitée par ω_{inf} et ω_{sup}, à l'intérieur de laquelle les inégalités (6) sont vérifiées, d'où une possibilité d'oscillations.

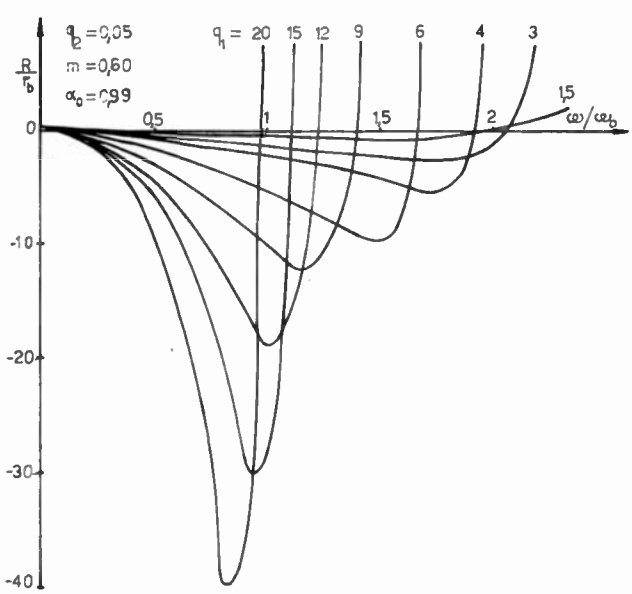


FIG. 3. — Allure de la composante résistive ramenée à r_b, de l'impédance $Z_{B'B}$ en fonction de ω/ω_0, pour différentes valeurs de q_1, $m = 0{,}6$ et $q_2 = 0{,}05$.

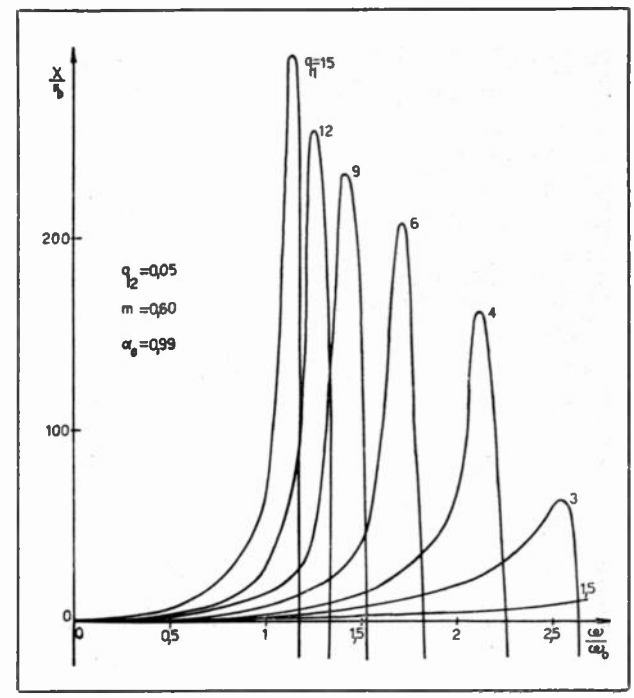


FIG. 4. — Allure de la composante réactive ramenée à r_b, de l'impédance $Z_{B'B}$ en fonction de ω/ω_0, pour différentes valeurs de q_1, $m = 0{,}6$ et $q_2 = 0{,}05$.

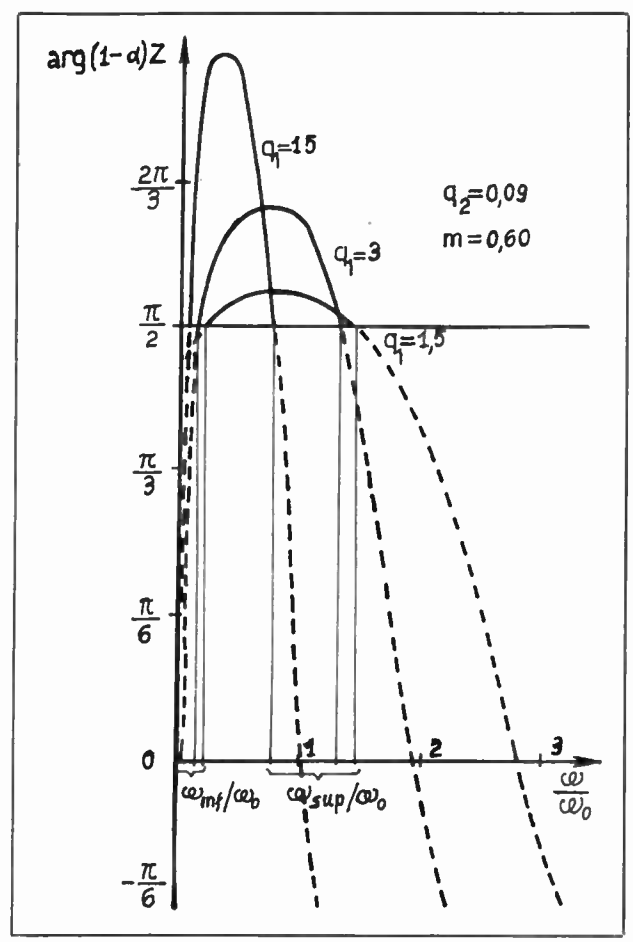


FIG. 5. — Argument de $Z_{B'B}$ en fonction de ω/ω_0, pour $q_2 = 0{,}09$ et pour différentes valeurs de q_1.

Le signe de R est celui du numérateur de l'expression (3), qui peut s'écrire sous forme d'un trinôme de deuxième degré en x (d'après les substitutions (5)) ; de la même manière, le signe de X peut s'étudier en se rapportant au trinôme de deuxième degré en x qui apparaît au numérateur de l'expression (4).

Moyennant un simple artifice mathématique, on peut montrer que les conditions à remplir pour avoir en même temps $R < 0$ et $X > 0$ se réduisent à celles d'existence de la résistance négative, résumées au tableau I.

TABLEAU I

CONDITIONS POUR AVOIR UNE RÉSISTANCE NÉGATIVE DYNAMIQUE ASSOCIÉE A UNE RÉACTANCE INDUCTIVE

(I) $$q_1 > \frac{(1+m\alpha_0)+(1+m)\alpha_0 q_2}{(1+m)\alpha_0 - \sqrt{4(1-\alpha_0)(1+m)\alpha_0 q_2}}$$

(II) $$q_2 < \frac{(1+m)\alpha_0}{4(1-\alpha_0)}$$

(III) $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2$ compris entre :

$$\frac{-[(1+m\alpha_0)+(1+m)\alpha_0(q_2-q_1)]-\sqrt{\Delta_1}}{2(1+m)\alpha_0 q_1^2 q_2}$$

et

$$\frac{-[(1+m\alpha_0)+(1+m)\alpha_0(q_2-q_1)]+\sqrt{\Delta_1}}{2(1+m)\alpha_0 q_1^2 q_2}$$

avec :

$$\Delta_1 = [(1+m\alpha_0)+(1+m)\alpha_0(q_2-q_1)]^2 - 4(1-\alpha_0)(1+m)\alpha_0 q_1^2 q_2.$$

La première condition impose une limite inférieure à la valeur de la self introduite dans la base.

La seconde condition exprime que C_c et r_b doivent être les plus petits possible.

La troisième condition montre bien que l'on obtient une résistance négative seulement dans un intervalle de fréquences déterminé. Au point de vue pratique, on peut affirmer que les conditions du tableau I sont réalisables assez facilement pour toute sorte de transistors, la valeur extrême inférieure de la self-inductance insérée dans la base se situant pour une grande quantité de transistors autour de quelques μH.

2.2. Optimalisation des conditions de fonctionnement de l'oscillateur

La fréquence maximale d'oscillation (fig. 6) pour le système considéré coïncide évidemment avec la fréquence limite supérieure, donnée par la condition (III) du tableau I, pour laquelle R est négatif. On ne prend pas en considération la fréquence minimale d'oscillation puisqu'elle est proche de zéro. En se

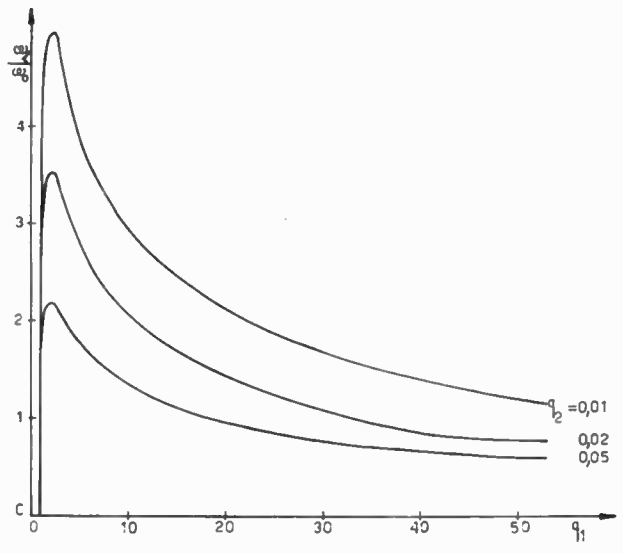


FIG. 6. — Allure de la fréquence limite supérieure d'oscillation en fonction de q_1 et pour différentes valeurs de q_2.

rapportant à la figure 6, on remarquera que la fréquence limite supérieure diminue lorsque q_1 augmente, c'est-à-dire lorsque la self-inductance L augmente et, pour une même valeur de q_1, la fréquence limite supérieure est d'autant plus élevée que q_2 est petit. Lorsque q_1 augmente, l'influence de m se fait de plus en plus sentir, en effet la fréquence limite supérieure augmente avec m.

Pour atteindre la plus haute fréquence d'oscillation permise, il faut prendre en considération le cas où R s'approche de zéro, en même temps que la fréquence d'oscillation approche la fréquence limite supérieure permise. Cela se produit lorsque le terme r_e, résistance émetteur-base, est très petit, donc quand le courant d'émetteur est le plus grand possible, tout en gardant le point de fonctionnement dans la région active (région pour laquelle est valable le circuit équivalent utilisé dans les calculs) et compatible avec la puissance maximale de dissipation admise sur le collecteur. A partir du moment où r_e devient très petite et la fréquence d'oscillation grande, les conditions d'oscillation en régime sinusoïdal se réduisent presque à :

$$R = 0 \qquad (7)$$

$$X = r_e \frac{\omega_s}{\omega}, \quad \text{avec} \quad \omega_s = \frac{1}{C_s r_e}. \qquad (8)$$

L'expression de la valeur optimale de l'inductance insérée dans la base, de façon à avoir $\arg(1-\alpha)Z$ maximal à une pulsation d'opération ω_t donnée, vaut :

$$q_2 = \frac{\omega_0}{2\omega_t}. \qquad (9)$$

La valeur optimale pour la capacité extérieure C_s lorsque q_1 est ajustée à la valeur donnée par (9)

est de :

$$C_s = \frac{1}{r_b}\frac{\omega_0}{\omega_t^2}\frac{\left[1+\left(\frac{\omega_t}{\omega_0}\right)^2\right]\left[\frac{1}{4}+q_2^2\left(\frac{\omega_t}{\omega_0}\right)^2\right]}{\left[\frac{1}{4q_2}-q_2\left(\frac{\omega_t}{\omega_0}\right)^2\right](1+m\alpha_0)+(1+m)\,\alpha_0} \tag{10}$$

si la fréquence d'oscillation du système est supérieure à la fréquence de coupure, et

$$C_s = \frac{\left(\frac{\omega_0}{\omega_t}\right)^2+1}{1+m\alpha_0}C_c \tag{11}$$

si la fréquence d'oscillation du système est voisine de la fréquence limite supérieure et si celle-ci, à son tour, se situe près de la fréquence de coupure f_0.

L'expression de la condition limite d'entretien pour le cas général envisagé par les formules (7) et (8) est extrêmement compliquée et très difficile à exploiter au point de vue pratique.

Dans la mesure où l'on peut supposer $1-\alpha_0 \simeq 0$ et $(1+m)\alpha_0 \simeq (1+m\alpha_0)$, l'expression de la fréquence limite supérieure se réduit à

$$\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = \frac{q_1-q_2-1}{q_1^2 q_2} \tag{12}$$

tandis que la plus petite racine de l'équation aux fréquences devient nulle. Dans ce cas, la condition limite d'entretien est :

$$r_b C_s \omega_0 (1+m\alpha_0) = A = q_2\frac{q_2(1+q_1)+1}{q_1-q_2-1}. \tag{13}$$

On conclut donc que le paramètre q_1 ne peut varier qu'entre deux valeurs limites bien déterminées :

$$q_2+1 \leqslant q_1 \leqslant (q_2+1)\frac{A+q_2}{A-q_2^2}. \tag{14}$$

Dans les inégalités précédentes, la limite inférieure fait partie des conditions pour avoir une résistance négative (condition (I) du tableau I), tandis que la limite supérieure est déduite de la condition limite supérieure d'entretien, qui conduit à la suppression des oscillations si elle n'est pas respectée (fig. 7).

3. Etude de l'élément capteur

En se référant aux inégalités (14), on déduit aisément que la commande de l'amorçage ou de la suppression des oscillations peut être réalisée de deux façons différentes :

a) la valeur propre de la self-inductance extérieure est plus petite que la valeur limite inférieure définie

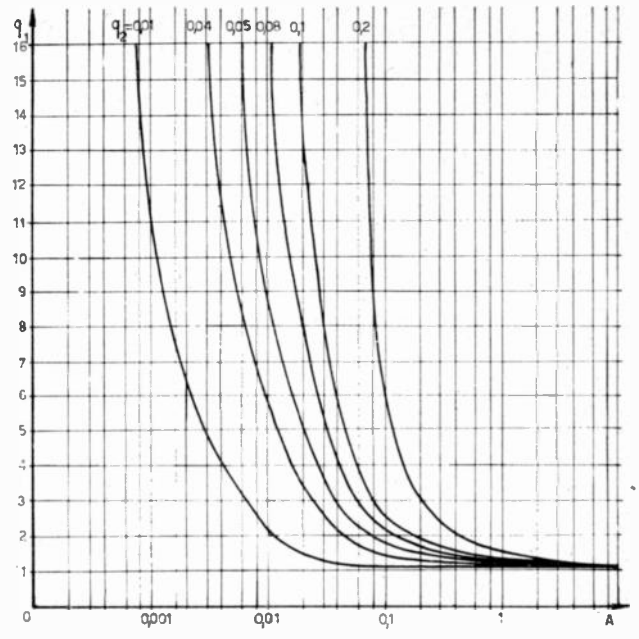


FIG. 7. — Allure de la valeur limite supérieure de q_1 en fonction du paramètre A.

par (14) et, d'une façon plus précise, par la condition (I) du tableau I, donc, dans ce cas, le système n'oscille pas. Si en approchant l'échantillon à capter, on produit une augmentation de la valeur de la self telle que l'inégalité (I) soit satisfaite, le système entre en oscillation. Lorsqu'on éloigne l'échantillon à capter, les conditions de départ sont rétablies et le système s'arrête d'osciller.

b) la valeur propre de la self est plus grande que la valeur limite inférieure et proche, tout en en restant inférieure, de la valeur limite supérieure donnée dans (14). Supposons que toutes les conditions pour que le système oscille soient remplies. Si, en approchant l'échantillon à capter, on produit une augmentation de la valeur de la self telle que la valeur limite supérieure d'entretien soit nettement dépassée, les oscillations sont supprimées. Il va de soi qu'en éloignant l'échantillon à capter, le système retourne dans les conditions de départ et il se remet à osciller.

Les formes à donner à la self-inductance peuvent être les plus diverses selon les applications envisagées. A titre d'exemple, nous limitons notre étude aux inductances plates en forme de spirale miniature, dont on voit un exemple à la figure 8. D'un point de vue général, la forme qui sera choisie pour la spirale sera celle qui, pour une même longueur et section du fil conducteur, demande la puissance minimale pour entretenir à une distance donnée le même champ d'induction. La forme optimale que doit avoir la spirale, est liée à ses dimensions géométriques, au matériel et au procédé technologique employé pour sa construction, à la forme de l'échantillon à capter, à son matériau et à la distance de captation. Ici on ne traitera pas de ce problème comme on ne traitera non plus la construction desdites selfs, qui ont fait, d'autre part, l'objet d'une publication détaillée [2].

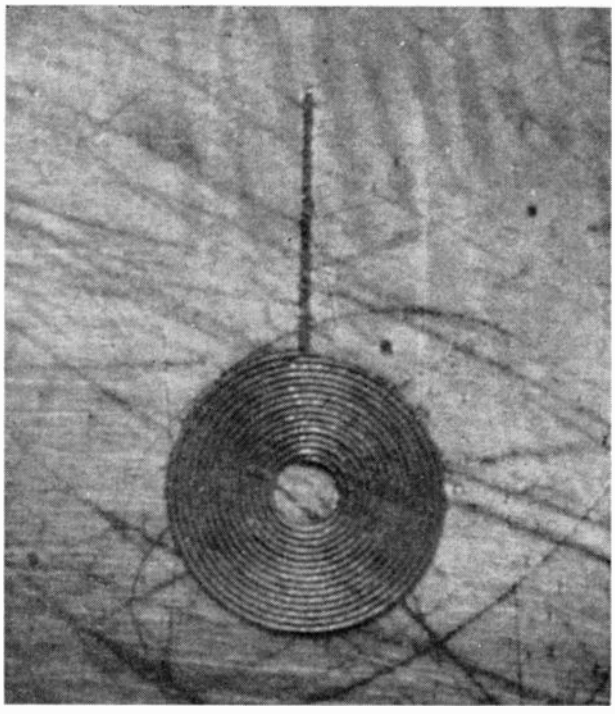


FIG. 8. — Spirale miniature avant le soudage des connexions, grossie 50 fois.

En bref, les étapes suivies pour la construction desdites selfs sont les suivantes :

— polissage par ultrasons et préparation de la surface support de la spirale, la matrice étant fabriquée en ferrite ;

— déposition sous vide de la spirale en employant des couches nickel-or, fer-or ou nickel-fer-or pour assurer une bonne adhérence entre spirale et support ;

— déposition par électrolyse de couches d'or alternées à des couches d'or déposées en phase vapeur, pour obtenir des épaisseurs importantes, abaisser la résistance totale de la self et obtenir un coefficient de surtension le plus élevé possible (supérieur à 100) ;

— revêtement de la spirale avec une couche de ferrite à 700 °C et trempe de la spirale après chauffage à 1 000 °C pendant 10 h ;

— soudage des connexions.

De cette façon, on arrive à fabriquer des selfs jusqu'à 100 μH avec des coefficients de surtension de 15 $\simeq$ 30 à 10 MHz, le diamètre maximal étant de 1 mm.

Ce qui importe ici est de mettre en évidence la possibilité, au point de vue pratique, de commander par un échantillon extérieur l'oscillateur que l'on vient de décrire, dont l'élément capteur est constitué par une spirale. En prenant une spirale filiforme ayant comme équations paramétriques celles de la spirale d'Archimède, si i est le courant qui passe dans la spirale, les composantes du champ d'induction magnétique élémentaire produit en un point M de l'axe Oz (l'axe Oz étant perpendiculaire au plan qui contient la spirale) par l'élément de courant idl sont les suivantes :

$$\left.\begin{aligned} dB_x &= \frac{\mu_0 i}{4\pi}\,\frac{az\,(t\cos t+\sin t)}{(a^2t^2+z^2)^{3/2}}\,dt \\ dB_y &= \frac{\mu_0 i}{4\pi}\,\frac{az\,(t\sin t-\cos t)}{(a^2t^2+z^2)^{3/2}}\,dt \\ dB_z &= \frac{\mu_0 i}{4\pi}\,\frac{a^2t^2}{(a^2t^2+z^2)^{3/2}}\,dt \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

On s'intéresse exclusivement à la composante selon l'axe Oz du champ d'induction magnétique, qui n'est pas, en général, la seule composante du champ total. Si l'on désigne par t_0 et t_1 les valeurs de t correspondant aux extrémités de la spirale, on obtient :

$$B_z = B_0 - \frac{\mu_0 i}{4\pi a}\left(\log\frac{1+\sqrt{1+(z/at_0)^2}}{1+\sqrt{1+(z/at_1)^2}} + \frac{1}{\sqrt{1+(z/at_1)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1+(z/at_0)^2}}\right) \qquad (16)$$

où B_0 est la valeur du champ axial au centre de la spirale :

$$B_0 = \frac{\mu_0 i}{4\pi a}\,\lg\,(t_1/t_0). \qquad (17)$$

Au point de vue pratique, pour réduire les dimensions d'encombrement de la spirale, on s'efforce de serrer les spires le plus possible, si bien que, dans les calculs, on peut considérer que la spirale est à spires jointives (la figure 8 montre que cette approximation est très valable).

Supposons que le conducteur ait pour section un rectangle de côtés p et q : q, normal au plan de la spirale, est constant, p se trouve déterminé par la condition que les spires soient jointives. On peut prendre :

$$p = 2\pi f'(t) = 2\pi a \qquad (18)$$

puisque, dans le développement de Taylor de l'expression exacte de p, le reste $\frac{(2\pi)^2 f''(t_0)}{2\,!}$ est nul. En réalité puisqu'il faut prévoir un système de connexion aux deux extrémités de la spirale, son origine ne coïncide jamais avec l'origine des axes de référence.

Pour alléger les calculs, on supposera que la spirale débute pour $t = 2\pi$.

Si l'on suppose que la surface engendrée par la n-ième spire est fermée du fait que les spires sont jointives et de plus si l'on considère que le champ d'induction créé par la n-ième spire en son centre est uniforme sur toute la surface, étant donné que les dimensions réelles de la spirale sont très petites, l'inductance propre d'une spirale avec n spires a pour valeur :

$$L = \sum_{1}^{n+1} \frac{\mu_0 i}{6}\,\pi p\,[(n+1)^3 - n^3]\,\lg\frac{n+1}{n} \qquad (19)$$

avec $n \geqslant 1$.

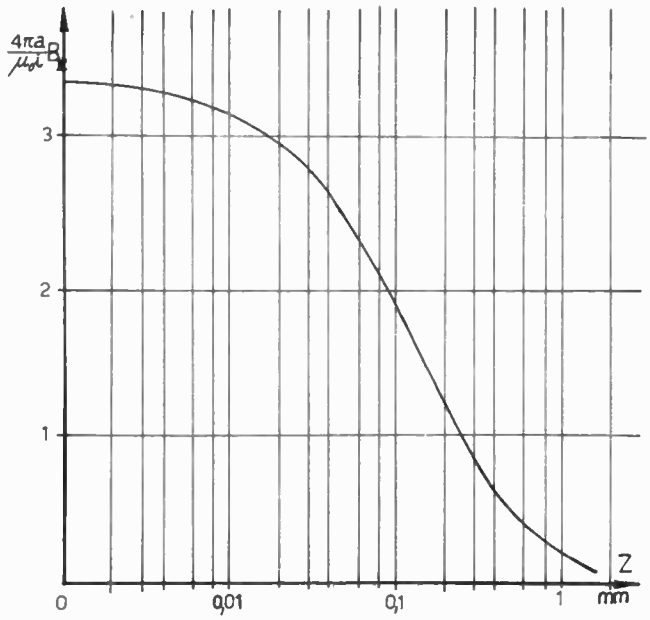


FIG. 9. — Variation du champ d'induction axial en fonction de la distance du centre de la spirale, pour 30 spires et $p = 0{,}06$ mm.

Dans le but d'estimer la variation d'inductance produite par la présence de l'échantillon à capter, de perméabilité μ_r, on introduit la quantité μ_a dite perméabilité apparente et définie par :

$$\mu_a = L_{pr}/L_{ab}$$

où L_{ab} et L_{pr} sont les valeurs de l'inductance en absence et en présence de l'échantillon à capter. La perméabilité apparente est sans dimensions et dépend d'une grande quantité de paramètres qui ne sont pas toujours décelables facilement, parmi eux, on peut citer la forme géométrique de la self, la distance à laquelle se situe l'échantillon à capter, la perméabilité de l'échantillon. Pour une spirale de 15 spires, fabriquée d'après le procédé qu'on vient d'illustrer, on arrive à avoir un μ_a de 15 à une distance de 0,5 mm et pour une perméabilité relative de l'échantillon de 600 [2]. On remarquera encore que, d'une façon générale, on a $\mu_a < \mu_r$.

4. Réalisation du commutateur donnant en sortie des signaux continus

Il s'agit maintenant d'exploiter la structure et les symétries propres à l'oscillateur que l'on vient de proposer. Il n'est pas imaginable de rectifier et d'intégrer le signal obtenu sur la résistance R_E parce qu'on introduirait des constantes de temps trop grandes pour les fronts de montée et de descente des signaux de captation sans obtenir pour autant des niveaux de tension continue assez élevés et d'autre part, on multiplierait de beaucoup le nombre des composants. En plus, on perturbe immédiatement le régime d'oscillation du système par la présence d'autres capacités extérieures dues à l'étage d'utilisation des signaux

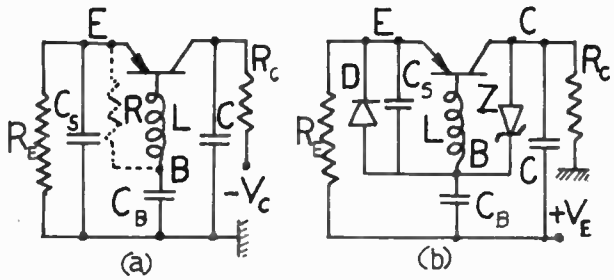


FIG. 10. — Etapes de réalisation du commutateur.

de captation, capacités qui s'ajoutent en parallèle sur la capacité C_s. Au contraire, il suffit de remarquer que, sur la résistance R_c, on aura toujours un signal continu dans l'état de captation aussi bien que dans l'état de non-captation puisque la capacité C court-circuite les oscillations.

En plus, il s'agit d'utiliser une seule source de polarisation et, pour cela, il suffit de disposer le montage comme l'indique la figure 10 (*a*) ; mais la capacité C_B interdit tout passage de courant continu dans la self, si bien que la base n'est pas polarisée. Si l'on introduit entre la connexion d'émetteur et la connexion ouverte de la self une grande résistance R, la variation du niveau continu de tension sur R_c entre état oscillatoire et nonoscillatoire est presque insaisissable. Mais on peut exploiter la présence de la capacité C_B en l'associant à une diode D branchée à la place de R dans le sens indiqué en figure 10 (*b*). La diode, à travers sa résistance inverse, assure une faible polarisation de la base.

Puisque la résistance négative se développe entre les points E et B, on branche la capacité C_s entre ces mêmes points. L'effet dérivant de la présence de la capacité C_B et de la diode D sur l'état oscillatoire du système est de déplacer le niveau moyen continu des oscillations au point B (fig. 11) puisque, pour un fonctionnement périodique, la charge due aux signaux périodiques et stockée dans C_B est égale à zéro pour une période complète, si bien que la jonction émetteur-base se trouve polarisée dans le sens direct. Donc le courant de polarisation d'émetteur est beaucoup plus important dans l'état oscillatoire que dans l'état non-oscillatoire lorsque ce même courant est très petit. Plus le rapport entre résistance inverse et résistance directe de la diode D est grand, meilleur est l'alignement au point B du niveau moyen des

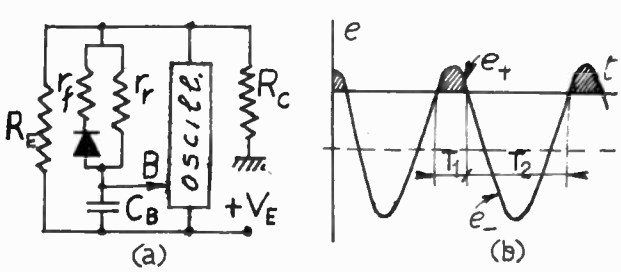


FIG. 11. — Effet de la diode D et de la capacité C_B sur le niveau moyen des oscillations.

oscillations avec le niveau continu fixé par les résistances R_E et R_c et la source de polarisation V_E.

La diode Zener Z introduite entre la connexion C du collecteur et le point B de la self a la fonction de fixer d'une façon précise et stable la tension du point C par rapport au point B, dans l'état de non-oscillation. Lorsque le système entre en oscillation, la diode Z est court-circuitée par la capacité C au point de vue alternatif et n'exerce pas les mêmes fonctions que la diode D.

Dans l'état de non-oscillation, le niveau du signal continu V_0 à la sortie sur R_c connectée à la masse (fig. 10 (*b*)) peut être donné par la formule suivante :

$$V_0 = R_C(I_Z + I'_{CO})$$

où I_Z est le courant Zener et I'_{CO} est le courant de collecteur qui circule lorsque la jonction collecteur-base est polarisée en inverse, la base étant considérée comme ouverte en première approximation :

$$I'_{CO} = \left(1 + \frac{\alpha}{1-\alpha}\right) I_{CO}.$$

Dans l'état oscillatoire, on dispose d'un courant émetteur important qui peut rejoindre les valeurs maximales compatibles avec la puissance de dissipation admise sur le collecteur. Le point de fonctionnement sera amené le plus près possible de la région de saturation collecteur-base, tout en restant, comme on l'a déjà remarqué, dans la région active, de façon à remplir les conditions (7) et (8) et obtenir un signal de sortie le plus grand possible. Le niveau du signal continu V_1 à la sortie est déterminé par $V_1 = R_c I_c$ où I_c est donné par les formules classiques bien connues.

4.1. Front de montée et de descente du signal de captation

La suppression des oscillations se traduit par le rétablissement d'une résistance positive associée à une réactance inductive entre les bornes B'-B (fig. 2). La résistance positive est assez petite grâce au fait que la diode Z court-circuite la jonction collecteur-base dans l'état non oscillatoire. L'impédance $Z_{BB'}$ est branchée en parallèle sur la diode D par l'intermédiaire de l'impédance d'émetteur. La composante réactive inductive de $Z_{BB'}$ introduit une constante de temps $X/\omega R$, qui n'est pas négligeable et qui produit un retard sur le début du front de descente. Le front de descente du signal en sortie est déterminé, avec une bonne approximation, par la constante de temps de rétablissement de la faible polarisation de base ; en effet, il existe deux constantes de temps, l'une liée à la capacité C_B et l'autre à la self L :

$$\tau_C = C_B \frac{r_r r_e}{r_r + r_e} \quad \text{et} \quad \tau_L = \frac{L}{r_r + r_e}$$

mais puisque $r_r \gg r_e$ et $\tau_c \gg \tau_L$, on peut dire que la constante de temps qui détermine le front de descente du signal de captation a pour valeur :

$$\tau_c = C_B r_e .$$

La capacité C_s se décharge à travers la résistance négative et la constante de temps qu'elle introduit est tout à fait négligeable. En définitive, le front de descente du signal de captation est régi par deux constantes de temps : $X/\omega R$ et $C_B r_e$, la première introduit un retard sur le départ du front de descente, tandis que la deuxième détermine l'allure de ce même front.

Dans la détermination de l'allure du front de montée du signal de captation (qui traduit le passage de l'état nonoscillatoire à l'état oscillatoire) interviennent essentiellement deux constantes de temps : la constante de temps de charge de la capacité C_s à travers la résistance R_E et la constante de temps de rétablissement d'une composante continue pour les oscillations donnée essentiellement par $C_B r_f$. On peut dire que, dans ce cas, la self-inductance intervient dans la création des conditions pour le maintien des oscillations. Comme dans le cas précédent, la constante $C_s R_E$ introduit un retard sur le départ du front de montée, tandis que la constante de temps $C_B r_f$ détermine l'allure de ce même front.

Sur la figure 12, on a reporté les signaux obtenus sur l'émetteur, la base et le collecteur pour le schéma constructif de la figure 13. De même, on a réalisé ce circuit avec des composants classiques pour montrer que, même dans ce cas, les dimensions du commutateur sont très réduites comme on peut le constater sur la figure 14. Dans cette figure, l'élément capteur est constitué par une petite barre de ferrite sur laquelle on a enroulé une petite bobine en fil de cuivre.

On observera que, en tous cas, les fronts de montée et de descente ne sont pratiquement pas influencés

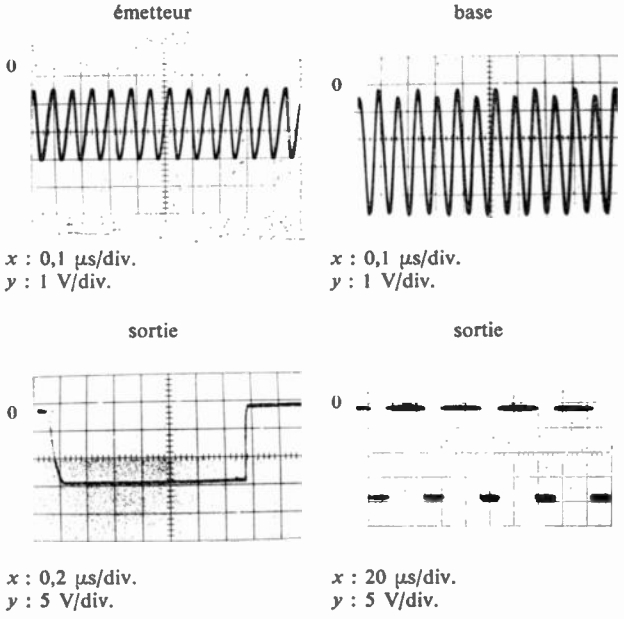


FIG. 12. — Allure des signaux obtenus sur l'émetteur, la base et le collecteur du commutateur, ayant comme composants ceux du schéma de la figure 13.

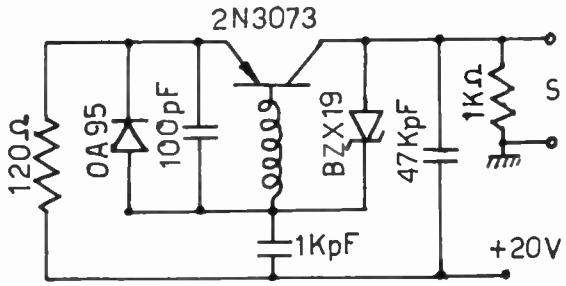


FIG. 13. — Schéma complet d'un commutateur avec une fréquence de captation de 50 kHz.

self-inductance :
barre ferroxcube : 5668021/3B
nombre de spires : 75
diamètre du fil : 0,06 mm

par la vitesse avec laquelle l'échantillon à capter défile devant l'élément capteur, puisque la captation est simplement fondée sur le dépassement d'une certaine valeur de l'inductance de base, indépendamment des conditions de vitesse et de temps.

5. Conclusion

De l'étude précédente, on conclut que le commutateur proposé se prête aux emplois les plus variés. En définitive, il se compose d'un transistor, d'une self, d'une diode, d'une diode Zener, de deux résistances et de trois capacités et satisfait aux conditions que nous nous sommes imposées au début de cette étude. Le commutateur peut être de dimensions très petites si on le fabrique sous forme intégrée ; on a montré que cela peut se réaliser facilement en dominant également les difficultés de construction provenant de l'élément capteur selfique, lequel peut avoir une inductance très petite. Enfin, on remarquera que ses performances sont très supérieures à celles des commutateurs commandés à distance jusqu'ici connus.

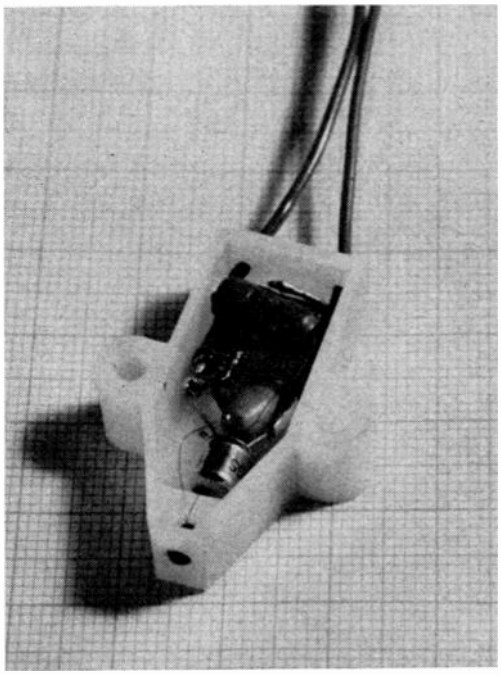


FIG. 14. — Commutateur fabriqué avec des composants classiques.

Bibliographie

[1] Statham Instruments. *Electrical Design News Magazine*, 1967, vol. 12, n° 15, page 24.

[2] OLIVEI A. — Article accepté pour la présentation au Solid State Sensors Symposium, September 12-13, 1968 ; Minneapolis, USA.

Nouveau système transistorisé de distribution à large bande pour les bandes métriques et décimétriques

Ir. J.W. EDENS

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven

1. Généralités

On trouvera dans cet article la description d'un système de distribution HF à large bande, convenant à l'ensemble des bandes de télévision et de celle qui est affectée à la modulation de fréquence (45 à 860 MHz).

Les deux équipements essentiels de ce système sont :

1. L'amplificateur,
2. Le répartiteur.

Ces éléments se prêtent également aux systèmes de distribution les plus simples : cela peut être le cas d'un particulier possesseur d'une antenne individuelle, et qui désire y raccorder soit deux récepteurs de télévision, soit un récepteur à modulation de fréquence et un récepteur de télévision, ces deux appareils devant fonctionner indépendamment l'un de l'autre.

Dans le cas d'un dispositif aussi simple, l'amplificateur peut être utilisé comme « amplificateur d'antenne » à faible facteur de bruit, et le répartiteur, comme diviseur de signal à très faibles pertes.

Nous examinerons avant tout ces deux équipements de manière détaillée.

2. Amplificateur d'antenne à large bande

Cet amplificateur utilise deux transistors à structure plane (ON 162) disposés en cascade. Le gain de l'amplificateur est de l'ordre de 12 à 13 dB de 40 à 860 MHz.

Les circuits des deux transistors sont identiques et comportent une contre-réaction de tension et une contre-réaction d'intensité, comme le montre la figure 1.

Il est possible d'établir une relation mathématique simple entre Z_i, Z_u, R_1 et R_2.

Dans la figure 1, nous avons également fait intervenir les valeurs de la force électromotrice et des

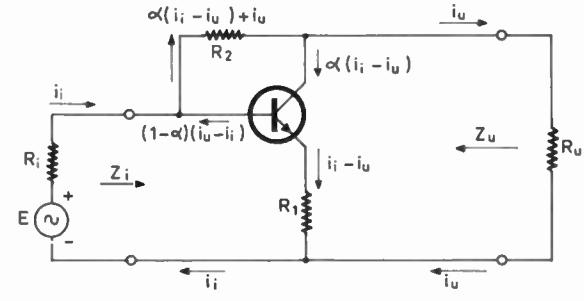


FIG. 1. — Circuit simplifié d'un transistor au silicium du type à structure plane ; montage amplificateur à émetteur commun, R_1 assurant la contre-réaction d'intensité et R_2 la contre-réaction de tension.

courants. Posons $\alpha \approx 1$, d'où $1-\alpha \approx 0$. Dès lors, le courant circulant dans R_2 sera i_i, le courant de collecteur vaudra $(i_i - i_u)$ et le courant de base sera nul.

Si l'on admet cette simplification et si, de plus, on pose $E/i_i = R_i + Z_i$, i_i et i_u peuvent être éliminés dans les équations ci-après :

$$E = i_i(R_i + R_1) - i_u R_1 \qquad (1)$$

et

$$0 = i_i R_2 + i_u R_u - (i_i - i_u) R_1 \qquad (2)$$

on en déduit :

$$Z_i = R_1 \frac{R_2 + R_u}{R_1 + R_u}. \qquad (3)$$

L'application du théorème de THÉVENIN permet de calculer la tension à circuit ouvert E_{th} ($i_u = 0$, $R_u = \infty$).

En effet, en partant du système d'équations :

$$E = i\,(R_i + R_1)$$

$$E = E_{th} + i\,(R_i + R_2)$$

on obtient :

$$E_{th} = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_i} E. \qquad (4)$$

Introduisons ce dernier résultat dans la formule de THÉVENIN

$$E_{th} = i_u(R_{th} + R_u),$$

on pourra écrire :

$$\frac{E}{i_u} \cdot \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_i} = R_{th} + R_u.$$

Eliminons à présent E et i_u en utilisant les égalités (1) et (2), on peut déduire aisément la formule :

$$Z_u = R_{th} = R_1 \frac{R_i + R_2}{R_1 + R_i}. \qquad (5)$$

Il est à présent possible de choisir indépendamment deux conditions pour (3) et (5), à savoir respectivement :

1. $R_t = R_u = R_0$, ce qui donne :

$$Z_i = Z_u = R_1 \frac{R_2 + R_0}{R_1 + R_0}.$$

2. $Z_t = R_0$, ce qui donne :

$$R_0 = \sqrt{R_1 R_2} \qquad (6)$$

Or, R_1 et R_2 peuvent être choisis de telle sorte que l'on ait $Z_t = Z_u = \sqrt{R_1 R_2} = R_0 = Z_c$, à savoir l'impédance caractéristique du câble.

Il n'est guère difficile de faire fonctionner ce circuit dans l'intervalle de fréquences compris entre 40 et 230 MHz. Ce n'est que pour des fréquences plus élevées que les difficultés se manifestent : elles proviennent des capacités et self-inductions parasitaires.

Il a fallu apporter le plus grand soin à l'étude du projet, à la disposition physique des éléments, et

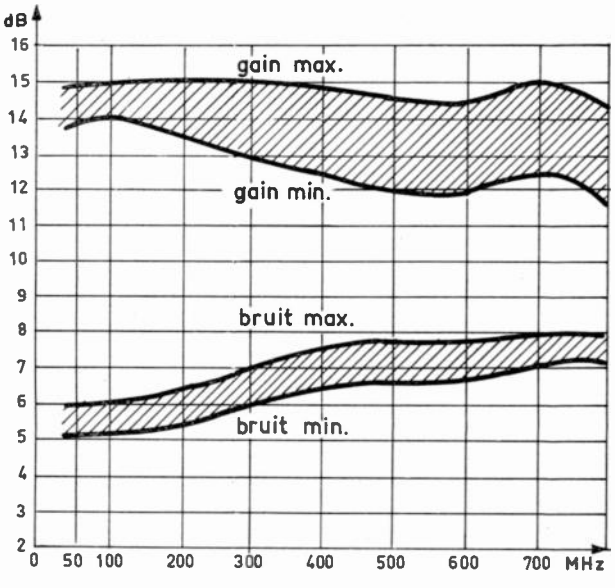


FIG. 2. — Gain de l'amplificateur d'antenne en fonction de la fréquence.

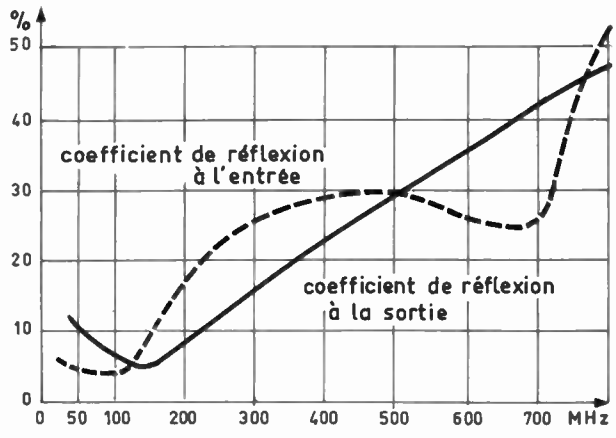


FIG. 3. — Coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur d'antenne.

appliquer un procédé de compensation, pour étendre la bande passante jusqu'à 860 MHz. Le résultat montre que le gain et le facteur de bruit sont pratiquement constants dans toute la bande considérée, comme l'indique la figure 2.

Les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont représentés en figure 3.

La figure 4 représente l'amplificateur et son coffret.

La tension de sortie maximale pour 1 % d'intermodulation est de 100 mV environ dans toute l'étendue de la bande passante, deux signaux étant appliqués simultanément. L'alimentation de cet amplificateur se fait par l'intermédiaire du câble coaxial ; la consommation est de 18 mA sous une tension de 24 V.

Installé à proximité de l'antenne, l'amplificateur améliore dans la plupart des cas le rapport signal/bruit de l'installation, comme nous le démontrerons ci-après. Le tableau mentionne les valeurs du facteur de bruit pour des catégories typiques de récepteurs de télévision.

Comparons à présent deux installations, l'une équipée de l'amplificateur d'antenne, l'autre sans amplificateur.

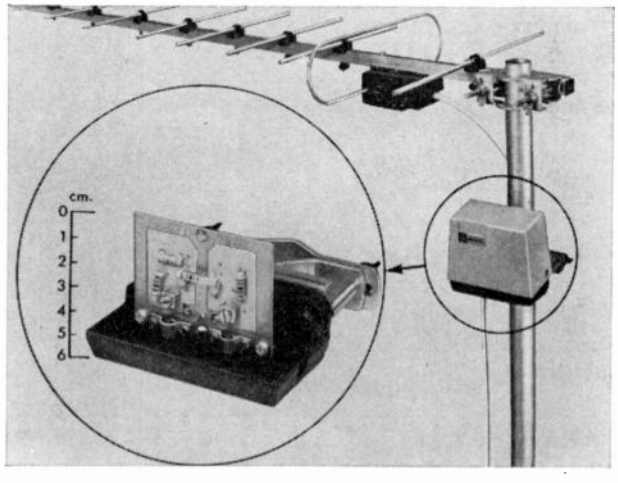


FIG. 4. — L'amplificateur d'antenne.

TABLEAU I

COMPORTEMENT DES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION AU POINT DE VUE DU FACTEUR DE BRUIT A DIVERSES FRÉQUENCES

Fréquence	Sélecteurs à tubes						Sélecteurs à transistors					
	Bruit min.		Moyenne		Bruit max.		Bruit min.		Moyenne		Bruit max.	
50 MHz	4 dB	2,5 X	5 dB	3,6 X	6 dB	4 X	4 dB	2,5 X	5 dB	3,2 X	6 dB	4 X
200 MHz	6 dB	4 X	8 dB	6,3 X	10 dB	10 X	4 dB	2,5 X	6 dB	4 X	8 dB	6,3 X
800 MHz	11 dB	12,6 X	12,5 dB	17,8 X	14 dB	25 X	7 dB	5 X	9 dB	8 X	11 dB	12,6 X

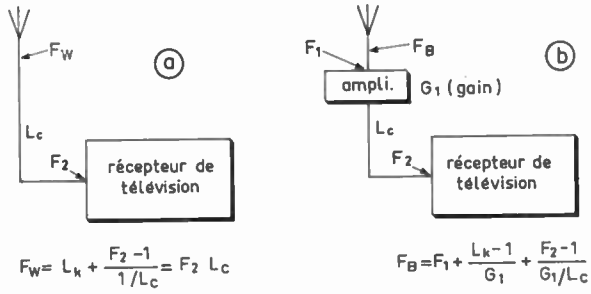


FIG. 5. — Comparaison de deux installations, avec et sans amplificateur d'antenne. *A* (sans amplificateur) et *B* (amplificateur raccordé directement à l'antenne).

Si l'on se base sur un câble coaxial typique d'un diamètre extérieur de 6 mm introduisant une atténuation de 30 dB/100 m à 800 MHz, la longueur moyenne nécessaire pour une installation type étant de 20 m, l'amélioration entraînée par l'amplificateur peut être évaluée à l'aide des deux formules mentionnées ci-dessus (fig. 5). Les tableaux ci-après donnent les résultats obtenus pour des récepteurs ayant respectivement des facteurs de bruit défavorables, moyens et excellents.

Il résulte de ces tableaux qu'on enregistre une amélioration notable en ondes métriques (800 MHz), même dans le cas du meilleur sélecteur. On note également une amélioration dans la bande III. Cependant, lorsqu'on considère le meilleur sélecteur à transistors, cette amélioration est petite. Ce n'est que dans la bande I que l'on pourra enregistrer une légère détérioration de la qualité d'image, et ceci dans le cas où l'on essaye le meilleur sélecteur de canaux.

Un coffret standard est utilisé pour loger aussi bien l'amplificateur à large bande que l'alimentation ; cette dernière peut alimenter soit un amplificateur, soit deux amplificateurs en cascade par l'âme du câble coaxial.

Remarques :

1. En présence de signaux faibles :
- une amélioration de 1 dB du facteur de bruit est à peine perceptible,
- une amélioration de 3 dB du facteur de bruit est clairement visible,

COMPARAISON POUR DES SÉLECTEURS PRÉSENTANT DES NIVEAUX DE BRUIT MAXIMAUX

		(F_W) (dB)	(F_B) (dB)	amélioration $F_W - F_B$ (dB)
50 MHz	tubes	7,5	5,8	1,7
	transistors	7,5	5,8	1,7
200 MHz	tubes	13	6,7	6,3
	transistors	11	6,3	4,7
800 MHz	tubes	20	10,0	10,0
	transistors	17	8,7	8,3

COMPARAISON POUR DES SÉLECTEURS PRÉSENTANT DES NIVEAUX DE BRUIT MOYENS

		(F_W) (dB)	(F_B) (dB)	amélioration $(F_W - F_B)$ (dB)
50 MHz	tubes	6,5	5,8	0,7
	transistors	6,5	5,8	0,7
200 MHz	tubes	11,0	6,5	4,5
	transistors	9,0	6,5	2,7
800 MHz	tubes	18,5	9,3	9,2
	transistors	15,0	8,2	6,8

COMPARAISON POUR DES SÉLECTEURS PRÉSENTANT DES NIVEAUX DE BRUIT MININAUX

		(F_W) (dB)	(F_B) (dB)	amélioration $(F_W - F_B)$ (dB)
50 MHz	tubes	5,5	5,7	−0,2
	transistors	5,5	5,7	−0,2
200 MHz	tubes	9,0	6,3	2,7
	transistors	7,0	6,2	0,8
800 MHz	tubes	17,0	8,7	8,3
	transistors	13,0	7,7	5,3

- une amélioration de 4-10 dB du facteur de bruit entraîne un accroissement notable de la qualité d'image.

2. Le facteur de bruit de la plupart des étages d'entrée en modulation de fréquence se situe entre 7 et 10 dB. Le fait de compléter l'installation à l'aide d'un amplificateur d'antenne disposé sur le mât est très avantageux ; cela revêt une importance particulière pour la réception des émissions stéréophoniques dans les régions marginales.

3. Le répartiteur

Cet équipement a pour fonction de diviser le signal d'entrée en deux signaux de sortie égaux, en entraînant une perte d'insertion négligeable, le tout devant fonctionner jusqu'à 900 MHz.

Le schéma fait appel aux propriétés du circuit dit « Ohnesorge ». Nous l'avons représenté en figure 6.

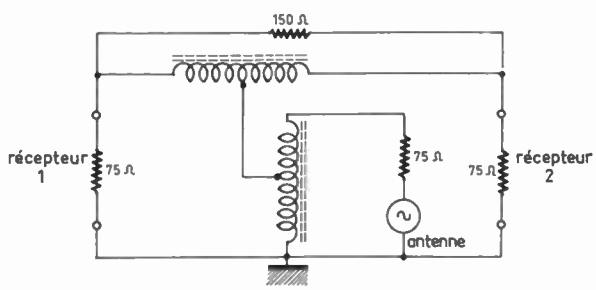


FIG. 6. — Schéma du répartiteur.

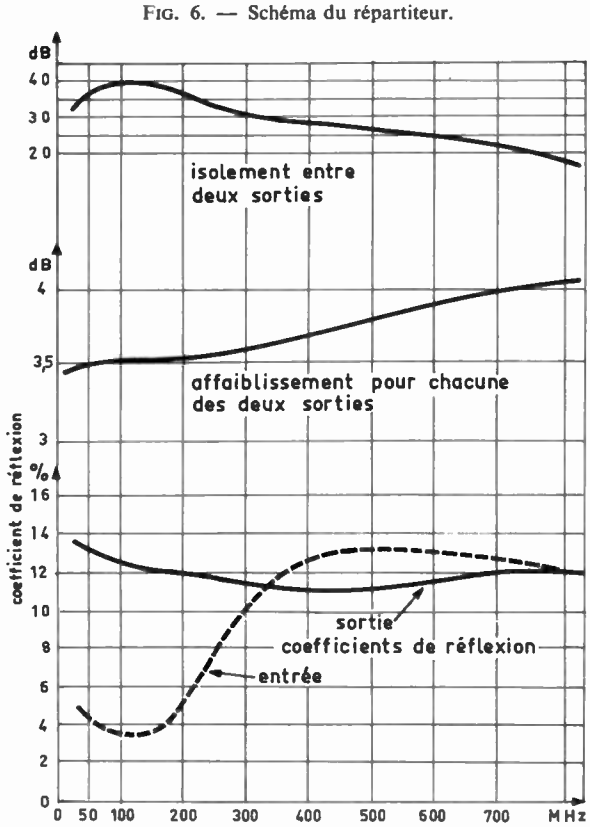


FIG. 7. — Les propriétés électriques du répartiteur entre 40 et 860 MHz.

Le transformateur, réalisé sur un noyau de ferroxcube, a ses enroulements réalisés à l'aide de lamelles, ce qui permet de réduire les tolérances en cours de fabrication. Ici également, un comportement correct jusqu'à 860 MHz n'a pu être obtenu que grâce à une étude très soignée, attentive au positionnement des éléments et à la compensation des capacités et self-inductions parasites. La figure 7 représente les propriétés électriques du répartiteur.

Il apparaît que les pertes réelles introduites par ce répartiteur sont comprises entre 0,5 et 1 dB. Pour éviter les difficultés soulevées par le fonctionnement de récepteurs FM, en particulier par l'influence de la fondamentale et du second harmonique des oscillateurs (ce dernier pouvant causer des brouillages dans les canaux TV de la bande III), on a choisi de réaliser le découplage le plus efficace entre les sorties, pour les fréquences de la bande FM et celles de la bande III. Comme le montre la figure 8, le répartiteur est logé dans un coffret identique à ceux de l'amplificateur et de l'alimentation.

Comme nous l'avons mentionné plus haut, le répartiteur et l'amplificateur d'antenne peuvent parfaitement être utilisés dans de petites installations individuelles. Lorsque les signaux reçus sont d'amplitude à peu près invariable et que leurs valeurs sont ramenées à peu près au même niveau, les éléments de base que nous venons de décrire peuvent suffire à équiper des distributions desservant de deux à dix téléspectateurs. Comme nous l'exposerons ci-après, ces mêmes éléments de base sont utilisables dans les grands réseaux.

4. Système classique de réseau de distribution

Le système de distribution en ondes métriques que l'on rencontre le plus en Europe, jusqu'à présent, se compose d'un groupe d'amplificateurs de tête, suivi d'un certain nombre d'amplificateurs de distribution fonctionnant uniquement dans la bande métrique ; c'est ce que représente la figure 9.

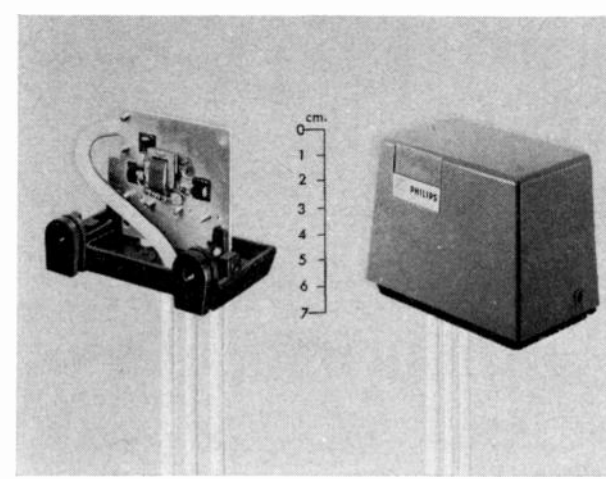


FIG. 8. — Répartiteur destiné aux petites installations.

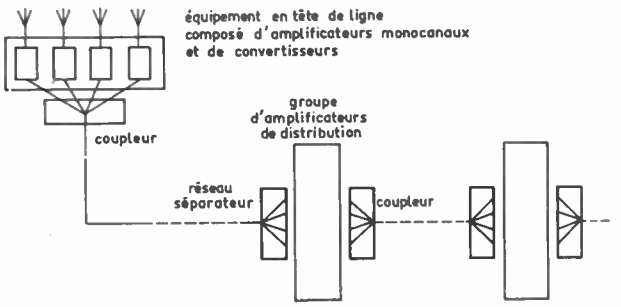


FIG. 9. — Système de distribution classique.

Les désavantages de ce système sont les suivants :

a) Lorsqu'on se borne à la bande métrique, le nombre de canaux qu'il est possible de distribuer se limite à 6, à condition qu'il s'agisse de canaux étroits conformes aux normes Gerber (largeur 7 MHz). Cela provient du fait que les récepteurs de télévision normaux sont inaptes à séparer des signaux forts occupant des canaux adjacents. N'oublions pas que les émetteurs locaux fortement reçus peuvent faire apparaître des signaux parasites indésirables dans le réseau et que, d'autre part, il y a lieu d'assurer la distribution des programmes de la seconde chaîne, ce qui limite le nombre de canaux disponibles. Une réduction supplémentaire du nombre de canaux résulte de la distribution des canaux français, qui occupent environ la largeur de deux canaux « Gerber »

b) Dans ce système, les programmes en ondes décimétriques doivent être convertis en ondes métriques à l'aide de convertisseurs qui sont en général plus coûteux que des amplificateurs courants en ondes décimétriques.

c) On est contraint d'utiliser bon nombre de réseaux séparateurs et de réseaux mélangeurs. L'adjonction de différentes combinaisons de canaux est malaisée, et ces réseaux doivent être entièrement refaits dans le cas de l'adjonction d'un seul canal supplémentaire.

d) Un grand nombre d'amplificateurs monocanaux disposés en série peut entraîner des difficultés dans le cas de programmes de TV en couleur, vu que les défauts d'amplitude et de phase sont difficiles à éviter dans les systèmes à bande étroite.

e) Dans la plupart de ces réseaux classiques, les amplificateurs sont équipés de tubes. Il en résulte deux désavantages supplémentaires :

a) la maintenance de l'installation pose des problèmes ;

b) chaque coffret contenant les amplificateurs du type monocanal nécessite un raccordement au secteur électrique.

Dans le nouveau système proposé, ces difficultés ont pu être évitées.

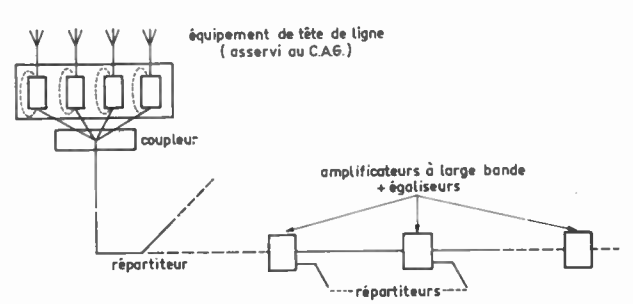


FIG. 10. — Schéma général du système de réseau à large bande en ondes métriques et décimétriques.

5. Réseau à large bande dans les ondes métriques et décimétriques

Dans le nouveau système à large bande, la tête de ligne est composée d'amplificateurs ou de convertisseurs, chacun de ceux-ci étant affecté à un canal déterminé ; cela permet d'assurer la sélectivité nécessaire. L'application du CAG à l'équipement monocanal est considérée comme indispensable. Les signaux de toutes les porteuses-image, doivent être ramenés à un niveau égal, à la sortie ; on a donc jugé nécessaire de prévoir une correction manuelle de gain, permettant d'ajuster les divers niveaux (fig. 10).

Dans ce système, on ne trouve plus qu'un seul mélangeur, faisant partie des équipements se trouvant en tête de ligne. Ces équipements sont, bien entendu, plus compliqués (CAG et égalisation manuelle des niveaux). Mais tous les désavantages que nous avons énumérés pour le système classique sont éliminés. Il va de soi que, dans ce système de réseau, des égalisateurs devront être introduits pour compenser l'affaiblissement du câble qui est fonction de la fréquence (atténuation $= C\sqrt{f}$).

L'alimentation peut se faire par l'intermédiaire des câbles coaxiaux. C'est pour cette raison que l'amplificateur, le répartiteur et l'égalisateur ont été conçus pour permettre le passage du courant d'alimentation (pas de liaison à la terre). Plus loin, nous reviendrons sur les avantages de cette solution, et sur les restrictions qu'elle comporte. Mais avant cela, examinons les différents éléments du réseau.

5.1. Amplificateurs en tête de ligne

En tête de ligne du système à large bande, il est essentiel de prévoir un équipement d'excellente conception.

Les exigences suivantes sont posées :

a) *Bande passante*

La bande passante de l'équipement, sur chaque canal, sera aussi réduite qu'il est nécessaire pour éviter les brouillages dus aux émetteurs indésirables, et pour réduire la propagation de parasites dans le réseau.

b) *Contrôle automatique de gain*

Comme les conditions de propagation des signaux sur les distances grandes ou moyennes sont assez variables et que, d'autre part, tout système à large bande est sensible aux effets du second et du troisième harmoniques, il va sans dire qu'un CAG indépendant

doit être appliqué à chacun des amplificateurs se trouvant en tête de ligne. Des mesures ont démontré que le champ créé à 30 km par un émetteur se trouvant dans la bande des 200 MHz peut varier dans le temps dans un rapport de ± 2 dB. Cette variation peut atteindre ± 6,5 dB lorsque la distance est de 110 km.

c) Correction manuelle du signal de sortie

Dans la plupart des cas, il est à conseiller d'appliquer au réseau à large bande des signaux de valeurs égales (porteuses-image). Un ajustement préalable en tête de ligne est donc nécessaire. Le graphique de la figure 11 représente l'effet de ce réglage.

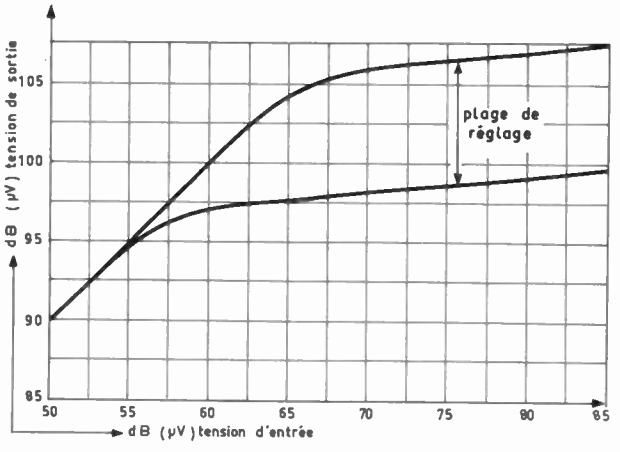


FIG. 11.

Un amplificateur monocanal aura comme équipement standard deux tubes (en ondes métriques) ou quatre tubes (en ondes décimétriques) ; le gain maximal obtenu est de 40 dB. Un châssis séparé comporte le système de CAG.

Un exemple d'équipement complet à prévoir en tête de ligne est illustré en figure 12, avec l'alimentation et les amplificateurs. D'autres amplificateurs complètement transistorisés sont en cours de développement.

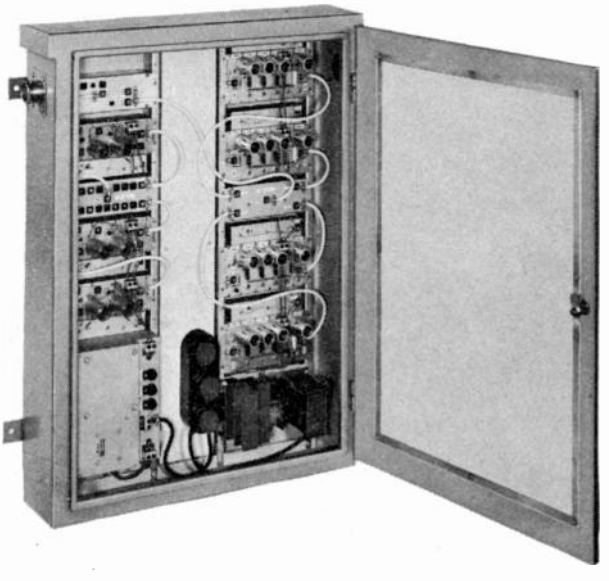


FIG. 12. — Equipement de tête de ligne d'un réseau de distribution à large bande.

5.2. L'amplificateur de distribution à large bande

Pour servir d'amplificateur de distribution, l'amplificateur d'antenne dont nous avons parlé précédemment a dû être modifié. La modification principale a été le remplacement du second transistor ON 162 par le type BFW 30. En conséquence, l'alimentation requiert à présent 20 mA sous 24 V. Le bruit d'entrée de cet amplificateur passe de 7 à environ 9 dB, et la tension de sortie maximale passe de 100 mV (40 dB mV) à environ 320 mV (50 dB mV). Par conséquent, la marge entre le bruit et le niveau où se manifeste l'intermodulation est accrue de 7 dB, lorsqu'on compare avec l'amplificateur d'antenne. Celui-ci était conçu en fonction du facteur de bruit le plus favorable, tandis qu'en développant l'amplificateur de distribution, on a visé à accroître le plus possible cette marge entre le bruit et l'intermodulation.

Les coefficients de réflexion sont légèrement plus favorables que ceux de l'amplificateur d'antenne. La première réflexion est déterminée par le terme $\rho_1\rho_2\varepsilon^{-2\alpha l}$ où ρ_1 est le coefficient de réflexion à la sortie d'un amplificateur, ρ_2 le coefficient à l'entrée du suivant, et α l'atténuation par mètre.

Alors que, pour les fréquences plus basses de la bande métrique, les coefficients de réflexion ainsi que l'atténuation sont petits, par contre dans les bandes décimétriques, les deux sont plus importants, il en résulte une neutralisation et la première réflexion $\rho_1\rho_2\varepsilon^{-2\alpha l}$ reste faible sur toute l'étendue de la bande (< 5 %).

5.3. Egalisateurs

Pour compenser l'atténuation du câble, laquelle dépend de la fréquence (elle est proportionnelle à $\sqrt{f}$), nous avons conçu quatre types d'égalisateurs pour l'intervalle de fréquences de 45 à 860 MHz. Le schéma est celui du T ponté, illustré en figure 13.

La figure 14 donne les courbes d'atténuation des

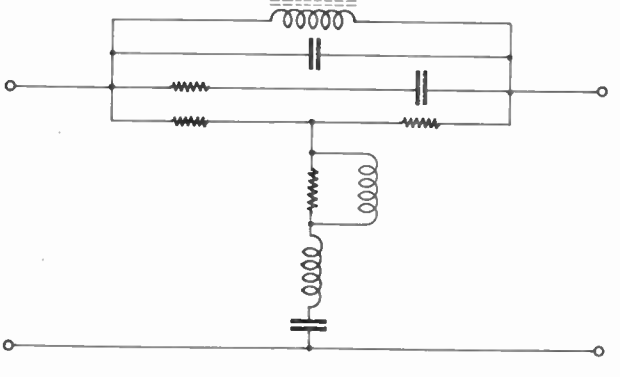


FIG. 13. — Schéma de l'égalisateur destiné aux bandes métriques et décimétriques.

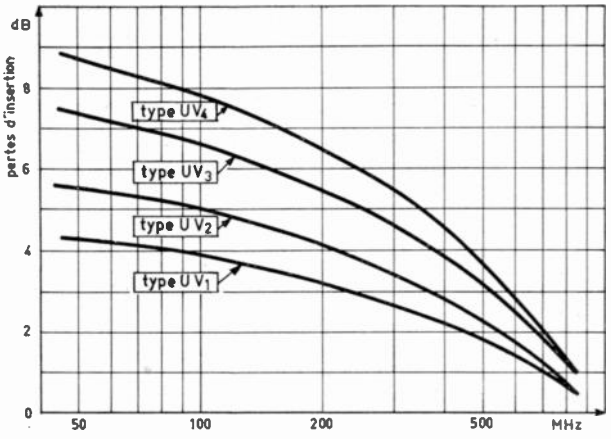


FIG. 14. — Courbes d'atténuation de quatre égalisateurs différents, dans les bandes métriques et décimétriques.

Types	Compensation de pertes dans les câbles à 860 MHz
UV1	4,7 dB
UV2	6,3 dB
UV3	7,5 dB
UV4	9,4 dB

quatre égalisateurs appelés à compenser diverses valeurs d'atténuation du câble. La conception de ces égalisateurs a fait l'objet de beaucoup de soins pour réduire au minimum les tolérances électriques et mécaniques.

5.4. Le réseau de distribution à large bande

Le réseau se compose du câble proprement dit, et des boîtiers de distribution. Ces boîtiers peuvent contenir des répartiteurs, des amplificateurs, des égalisateurs et des atténuateurs.

La conception mécanique de ces matériels étant identique, il en va de même de leur mise en place ; ces éléments (modules) sont mécaniquement interchangeables. Les boîtiers sont conçus pour accueillir six modules, au maximum. Divers types de câbles peuvent être utilisés. La figure 15 illustre diverses manières d'équiper les boîtiers.

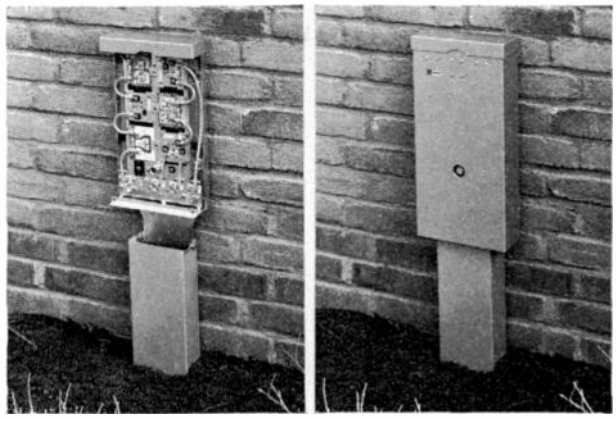


FIG. 16. — Boîtier de passage.

La figure 16 représente ce dernier type de boîtier.

Dans les distributions collectives d'extension moyenne, les boîtiers de passage représentent 90 % de l'ensemble des équipements. En général dans ces cas, on pourra utiliser l'alimentation par l'âme du câble coaxial. Ce n'est que dans les très grandes installations de type urbain (par exemple plus de 1 000 raccordements) qu'il faudra prévoir des boîtiers supplémentaires avec amplificateurs du type monocanal asservis au CAG, ainsi que des alimentations individuelles partant du réseau électrique ; il faut en effet compenser le fait que l'atténuation du câble est également fonction de la température (0,2 %/°C/dB).

Le système appliqué dépendra évidemment de l'atténuation totale escomptée pour le câble, dans tout le réseau, et de l'importance respective des

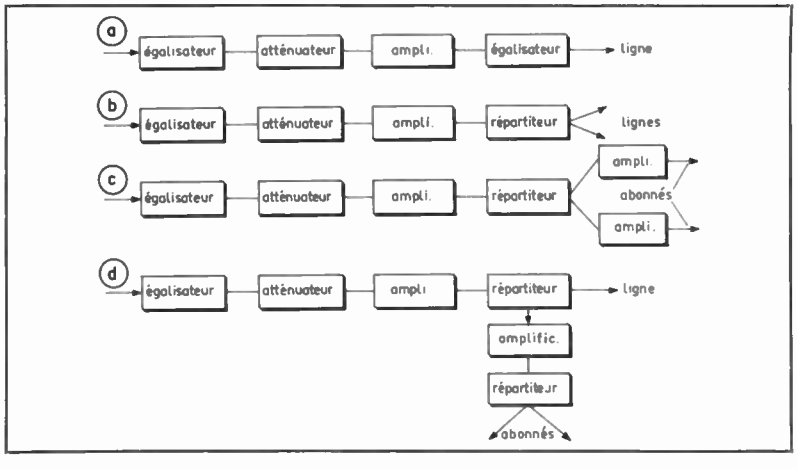


FIG. 15. — Les exemples choisis sont les suivants, dans l'ordre :

a) Boîtier répéteur sur la ligne-mère, contenant un égalisateur, un atténuateur, un amplificateur et un second égalisateur.

b) Boîtier répéteur sur la ligne-mère, scindant celle-ci en deux lignes secondaires ; il contient un égalisateur, un atténuateur, un amplificateur et un répartiteur à deux voies de sortie.

c) Boîtier terminal de distribution à deux voies de sortie : il contient un égalisateur, un atténuateur, un amplificateur, un répartiteur à deux voies et deux amplificateurs alimentant les abonnés.

d) Boîtier de passage permettant de prolonger la ligne secondaire tout en prévoyant deux raccordements : il contient un égalisateur, un atténuateur, un amplificateur de passage, un répartiteur alimentant d'une part la ligne prolongée, et d'autre part un amplificateur de distribution alimentant plusieurs abonnés grâce à un répartiteur (boîtier de passage)

sections à câble enterré et des lignes aériennes. Les unités modulaires et les diverses combinaisons des boîtiers doivent être conçues avec beaucoup de soin pour assurer la courbe de transmission la plus plate possible. Il ne faut pas perdre de vue qu'un creux ou une bosse de 0,5 dB dans la courbe de transmission donnera lieu à une irrégularité de 5 dB dans le cas où dix boîtiers du même type sont utilisés en cascade, s'ils présentent tous le défaut systématique précité.

5.5. Limitations du système

Comme nous l'avons mentionné plus haut, les effets du second et du troisième ordre, ainsi que le bruit, restreignent la possibilité de brancher un nombre indéfini d'amplificateurs en série. D'ailleurs, la chose dépend aussi du nombre de programmes que l'on désire transmettre. Nous consacrerons une brève discussion à ces facteurs limitatifs ; les calculs concerneront un réseau composé de sections de longueurs égales (entre l'entrée d'une section et la sortie de l'amplificateur suivant) ; chaque section est supposée avoir un gain égal à l'unité (voir fig. 19) et tous les signaux d'image sont d'égale intensité (les porteuses du son étant en général plus faibles, seront négligées).

a) Bruit

En ce qui concerne le bruit à l'entrée de la première section, la formule suivante est applicable à un nombre n de sections :

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_s} + \frac{F_3 - 1}{G_s^2} + \ldots .$$

Si $F_1 = F_2 = F_3 \ldots = F$ et que $F \cdot G \gg 1$, $G_s = 1$, on a $F_{tot} = nF$.

Puisque F est exprimé en termes de puissance, il s'ensuit que pour n amplificateurs, disposés en série, la tension d'entrée du premier amplificateur devra être égale au produit de $\sqrt{n}$ par la tension d'entrée d'un amplificateur unique assurant le même rapport signal/bruit.

b) Distorsions

Une section de comportement non linéaire peut être caractérisée mathématiquement par une série

$$U_0 = a_0 + a_1 U_i + a_2 U_i^2 + a_3 U_i^3 + \ldots$$

où U_i représente la tension appliquée à l'entrée de la section et U_0 la tension de sortie de l'ensemble. Si l'on pose $a_0 = 0$ et $a_1 = 1$ (le gain d'une section valant l'unité), on a :

$$U_0 = U_i + a^2 U_i^2 + a^3 U_i^3 + \ldots .$$

b.1. *Distorsions du second ordre* (fig. 17)

Pour la distorsion du second ordre, on peut admettre que $\overline{U}_x = a_2 \overline{U}^2$. En présence d'un autre signal

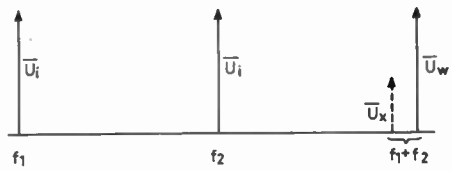


FIG. 17.

$\overline{U}_w$ (signal désiré), d'amplitude identique à celle de $\overline{U}_i$, distribué dans les sections du réseau, le signal total, à l'issue de la première section devient :

$$\overline{U}_1 = \overline{U}_x + \overline{U}_w = \overline{U}_w + a_2 \overline{U}^2 .$$

Lorsque le nouveau signal U_1 et les deux signaux indésirables $U_i(f_1)$ et $U_i(f_2)$ traversent la seconde section, on trouvera au bout de cette section

$$\begin{aligned} \overline{U}_{II} &= \overline{U}_1 + a_2 \overline{U}_1^2 \\ &= \overline{U}_w + a_2 \overline{U}_{i1}^2 + a_2 \overline{U}_{i2}^2 + 2a_2^2 \overline{U}_{i2}^3 + a_2^3 \overline{U}_{i2}^4 \end{aligned}$$

Dans cette expression, U_{i1} est engendré dans la première section et U_{i2} dans la seconde, ce dernier signal ayant la même amplitude mais une phase différente.

Etant donné que les coefficients des termes de la série sont décroissants (décroissance monotone) et que l'on n'aura affaire qu'à des signaux faibles, on peut évaluer le signal à la sortie de la seconde section en négligeant les deux derniers termes de la série, et l'on a :

$$\overline{U}_{II} = \overline{U}_w + a_2 \overline{U}_{i1}^2 + a_2 \overline{U}_{i2}^2 ,$$

ou, pour n sections :

$$\overline{U}_n = \overline{U}_w + a_2 \sum_{k=1}^{n} \overline{U}_{ik}^2 .$$

Etant donné que tous les termes $\overline{U}_{ik}$ ont le même module, mais différents arguments, l'expression ci-dessus peut s'écrire :

$$\overline{U}_n = \overline{U}_w + a_2 |\overline{U}_2|^2 \sum_{k=1}^{n} e^{j\varphi_k} .$$

En général, la perturbation dans n sections résulte de l'addition d'un nombre de vecteurs de même grandeur, et d'autre part $\varphi_1 = \varphi_2 = \ldots = \varphi_k$, lorsque toutes les sections sont identiques.

Comme évaluation de la gêne provoquée, le quotient

$$\frac{a_2 |\overline{U}_i|^2 \sum^{n} e^{j\varphi_k}}{\overline{U}_w}$$

est de grande importance.

Dans le cas le plus favorable, $\sum^{n} e^{j\varphi_k} = 0$, c'est-à-dire que la distorsion du second ordre vaudra zéro. Par contre, dans le cas le plus défavorable,

$$\sum^{n} e^{j\varphi_k} = n \text{ lorsque } \varphi_k = 2\pi,\ 4\pi, \text{ etc.}$$

Dans ce dernier cas, l'addition est linéaire et le signal brouilleur pourra s'exprimer par :

$$\frac{n\,a_2\,|\overline{U}_i|^2}{|\overline{U}_w|}\,.$$

Pour ramener la perturbation à ce qu'elle serait en présence d'un seul amplificateur, la tension d'entrée doit être réduite. A ce moment :

$$\frac{n\,a_2\,|\overline{U}_{ix}|^2}{|\overline{U}_{wx}|} = \frac{a_2\,|\overline{U}_i|^2}{|\overline{U}_w|}$$

et comme $|\overline{U}_{ix}| = |\overline{U}_{wx}|$ et que d'autre part $|\overline{U}_i| = |\overline{U}_w|$ (tous les signaux d'entrée ayant le même niveau dans chacune des situations), il s'ensuit que

$$\overline{U}_{wx} = \frac{1}{n}\,|\overline{U}_w|.$$

Dans ce cas particulier, *le signal d'entrée doit être réduit, le facteur de réduction étant égal à* $1/n$.

Mais lorsque les sections sont inégales et nombreuses, l'addition vectorielle sera remplacée par une addition de puissance et, par suite, le facteur de réduction des signaux appliqués sera $1/\sqrt{n}$.

b.2. *Distorsion du troisième ordre, interférence* (fig. 18)

Ce phénomène peut être décrit en introduisant deux signaux de valeur égale U_i donnant quatre nouvelles fréquences $2f_2 \pm f_1$ et $2f_1 \pm f_2$ dont l'amplitude sera $\overline{U}_x$.

La série mentionnée plus haut permet de déduire que $U_x = \frac{3}{4}\,a_3\,\overline{U}_i^3$. En utilisant la procédure décrite sous b.1 et en négligeant les produits de l'ordre supérieur, le résultat sera analogue

$$\overline{U}_n = \overline{U}_w + \frac{3}{4}\,a_3\,|\overline{U}_i|^3 \sum^{n} e^{j\varphi_k}.$$

Ici également $\sum^{n} e^{j\varphi_k} = 0$, correspond à l'absence d'intermodulation, et c'est lorsque φ_k prendra les valeurs $2\,\pi$, $4\,\pi$, etc., qu'on notera la plus grande perturbation, évaluable grâce à une addition linéaire. Dans ces cas,

$$\overline{U}_n = \overline{U}_w + n\,\frac{3}{4}\,a_3\,|\overline{U}_i|^3.$$

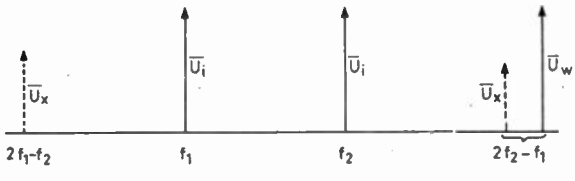


FIG. 18.

A présent la gêne sera exprimée par

$$\frac{n\,\frac{3}{4}\,a_3\,|\overline{U}_i|^3}{|\overline{U}_w|}\,.$$

A nouveau lorsqu'il y aura n sections, le brouillage doit être le même que s'il n'y avait qu'un amplificateur, donc :

$$\frac{n\,\frac{3}{4}\,a_3\,|\overline{U}_{ix}|^3}{|\overline{U}_{wx}|} = \frac{\frac{3}{4}\,a_3\,|\overline{U}_i|^3}{|\overline{U}_w|}\,.$$

ou dans les mêmes conditions que celles que nous avons mentionnées en b_1,

$$|U_{wx}| = \frac{1}{\sqrt{n}}\,|U_w|\,.$$

Dans ce cas, le signal d'entrée pour un nombre de sections n disposées en cascade doit être affecté du facteur de réduction $1/\sqrt{n}$.

Lorsque n est grand et que les sections ont des longueurs quelconques, il faut travailler en termes de puissance, ce qui nous conduit au facteur de réduction $1/\sqrt[4]{n}$.

b.3. *Distorsions du troisième ordre, intermodulation*

L'intermodulation est entraînée par un signal perturbateur unique. Si M_k est la profondeur de modulation du signal indésirable et que M_2 représente la modulation appliquée à la porteuse du signal désiré par le signal indésirable, on peut démontrer, à l'aide de la série de puissances mentionnées en b, que le coefficient d'intermodulation, mesure du brouillage produit, est de la forme

$$K = \frac{M_k}{M_2} = 3a_3\,|\overline{U}_{unw}|^2.$$

Vu que l'intermodulation est principalement produite par des tensions, un nombre n de sections en série provoquera un brouillage valant $n\,3a_3\,|\overline{U}_{unw}|^2$. Si l'on compare avec le cas d'un seul amplificateur, ici également on arrive à la même loi, c'est-à-dire que $|\overline{U}_{unwx}| = \frac{1}{\sqrt{n}}\,|\overline{U}_{unw}|$, comme pour l'interférence dans le cas de l'addition linéaire.

D'autre part, il ne peut être question ici d'addition vectorielle ou d'addition de puissances. Enfin, la différence entre l'interférence et l'intermodulation est de 12 dB, la chose a été démontrée.

Remarque

Le facteur d'intermodulation K, comme la formule l'indique, est indépendant de la valeur du signal désiré dans la mesure où l'on prend en considération les termes du troisième ordre.

D'autre part, l'intermodulation est un phénomène qui se manifeste dans toute l'étendue de la bande transmise, alors que l'interférence se manifeste sur des fréquences définies

$$2f_2 \pm f_1 \quad \text{et} \quad 2f_1 \pm f_2.$$

b.4. *Intermodulation provoquée par un plus grand nombre de signaux (m)*

Dans ce cas, on peut dire qu'on se trouve en présence d'un nombre $(m-1)$ de signaux perturbateurs. Les signaux de ces émetteurs n'étant pas cohérents, il y a lieu d'additionner les puissances, c'est-à-dire que le facteur de brouillage dû à l'intermodulation est proportionnel à $\sqrt{m-1}$.

Vu qu'une fois de plus u_2 est proportionnel à $\sqrt{K}$, en présence de m programmes, la tension d'entrée doit être affectée d'un facteur de réduction valant $1/\sqrt[4]{m-1}$ pour ramener le brouillage à ce qu'il serait en présence de 2 signaux seulement. Cependant, si les signaux sont en corrélation parfaite (100 %), le signal d'entrée devra être réduit dans le rapport $1/\sqrt{m-1}$.

5.6. Plan du réseau

Nous allons examiner à présent de manière plus détaillée l'influence exercée par le bruit et l'intermodulation, en rapport avec le nombre d'amplificateurs.

Prenons l'exemple d'un réseau composé de n sections, l'amplificateur en tête de ligne, un amplificateur terminal et un récepteur de télévision. Pour la partie du réseau qui se subdivise en n sections, les symboles suivants seront adoptés :

- P : niveau de sortie d'un amplificateur, exprimé en décibels (μV), pour 1 % d'intermodulation, en présence d'un signal brouilleur unique,
- G : gain en puissance d'un amplificateur, exprimé en décibels,
- F : facteur de bruit d'un amplificateur (dans les conditions précitées $F_{tot} = nF$),
- L : pertes globales dans la partie considérée du réseau,
- n : nombre d'amplificateurs en cascade ($n = L/G$).

Le signal d'entrée doit être affecté d'un facteur de réduction valant $1/\sqrt{n}$ pour tenir compte de l'intermodulation. Le signal maximal à l'entrée sera

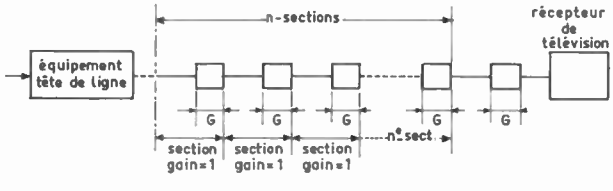


FIG. 19. — Réseau de TV distribution, de l'amplificateur en tête de ligne au récepteur.

$$S_{dB(\mu V)} = P - G - 10 \log n \qquad (7)$$

Le facteur de bruit pour n sections vaudra $F_{tot} = nF$.

Comme $E_{\mu V} = 1{,}1 \sqrt{F_{tot}}$, et en posant que B vaut 4 MHz, on arrive à l'expression suivante, en dB(μV) aux bornes de 75 Ω :

$$N = E_{dB(\mu V)} = 10 \log 1{,}1 \sqrt{F_{tot}} = F^1 + 10 \log n + 1 \qquad (8)$$

si l'on remplace 10 log F par F^1.

Par conséquent, le rapport signal/bruit, exprimé en dB(μV) devient

$$(S-N)_{dB\ (\mu V)} = P - G - F^1 - 20 \lg n - 1 \qquad (9)$$

ou

$$(S-N)_{dB\ (\mu V)} = P - G - F^1 - 20 \lg \frac{L}{G} - 1. \qquad (10)$$

On peut évaluer le gain optimal G procurant le rapport signal/bruit le plus favorable, en posant :

$$\frac{\delta (S-N)_{dB\ (\mu V)}}{\delta G} = 0,$$

ce qui conduit à $G = 8{,}7$ dB, à condition que $L \gg G$.

Ce chiffre de 8,7 dB aboutit au rapport signal/bruit le plus favorable ; il définit le nombre maximal d'amplificateurs n à disposer en cascade pour obtenir un rapport signal/bruit donné, et ne dépend pas de l'affaiblissement L introduit par le réseau.

Si l'on pose dans l'équation (7) $P = 110$ dB(μV) et $G = 13$ dB, la tension maximale admissible à l'entrée pour une intermodulation de 1 % devient $S_{dB(\mu V)} = 97 - 10 \log n$, ce qui correspond au trait supérieur dans le graphique de la figure 20.

De même, la tension de bruit à l'entrée d'un réseau de n sections, dérivée de l'équation (8), est illustrée par le trait interrompu de la figure 20, lorsque $F^1 = 9$ dB et que $N = 10 + 10 \log n$.

Si l'on s'impose comme exigence minimale que le signal soit plus fort de 43 dB, c'est le trait plein inférieur qui s'applique.

L'intersection des deux lignes indique que l'on pourrait placer en cascade environ 160 amplificateurs. Néanmoins, pour diverses raisons, il apparaît que, lorsqu'on tient compte du réseau complet, y compris l'amplificateur en tête de ligne et le récepteur, ce nombre d'amplificateurs devra être sérieusement réduit.

a) La contribution de l'amplificateur de tête à l'intermodulation et au bruit ont été négligés dans nos calculs, ce qui semble raisonnable.

b) Le facteur de bruit de l'amplificateur terminal n'a pas été pris en considération. Pourtant si $n \gg 1$, il est intéressant de réserver la moitié de l'intermodulation à l'amplificateur terminal ce qui permet de prévoir un plus grand nombre d'abonnés à la sortie de cet amplificateur. Ainsi, le niveau du signal pour les n sections devra être réduit de 3 dB.

c) L'intermodulation du récepteur TV sera négligée ; en revanche la contribution du sélecteur de

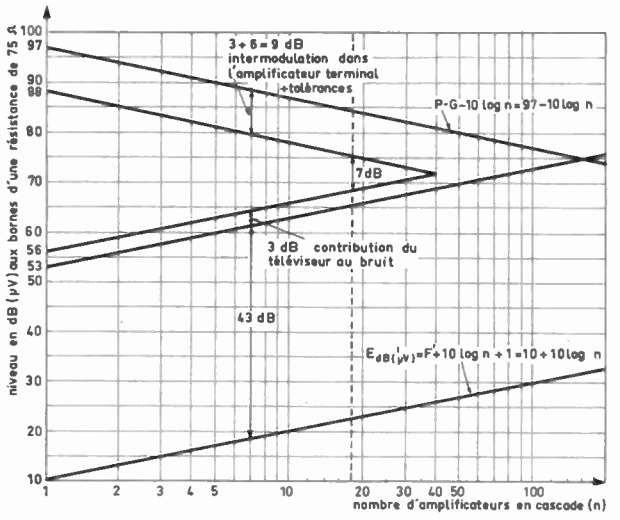


FIG. 20. — Graphique permettant d'évaluer le nombre maximal d'amplificateurs à mettre en cascade.

canaux au bruit peut entraîner un accroissement de 3 dB dans un réseau d'importance moyenne.

d) Pour tenir compte de variations de température et de tolérances dans le plan, la mise au point, etc., il est bon de prévoir une marge de sécurité de 6 dB.

Si l'on additionne les effets décrits en *b*, en *c* et en *d*, on arrive à 12 dB et le nombre maximal d'amplificateurs disposés en série tombe à 40 (voir fig. 20), si l'on considère 2 signaux appliqués. Si l'on va plus loin que 2 signaux, la distance doit être réduite, le facteur de réduction étant $1/\sqrt[4]{m-1}$ ou $1/\sqrt{m-1}$.

Pour une réduction de 7 dB, cela signifie, dans le premier cas, que $m = 26$ et dans le cas le plus défavorable que $m = 6$. En pratique, le nombre de programmes à transmettre se trouvera entre ces deux chiffres. Dans la plupart des réseaux expérimentés en pratique, le fait de distribuer un grand nombre de programmes entraîne une limitation du nombre d'amplificateurs-répéteurs à 18, approximativement.

6. Le système de réseau à large bande en ondes métriques

Lorsque le nombre de programmes à distribuer est inférieur à 5 ou 6, un réseau en ondes métriques se révélera plus économique, étant donné l'emploi d'un câble moins coûteux, et en dépit du fait qu'il y aura lieu de prévoir des convertisseurs. Nous basant sur

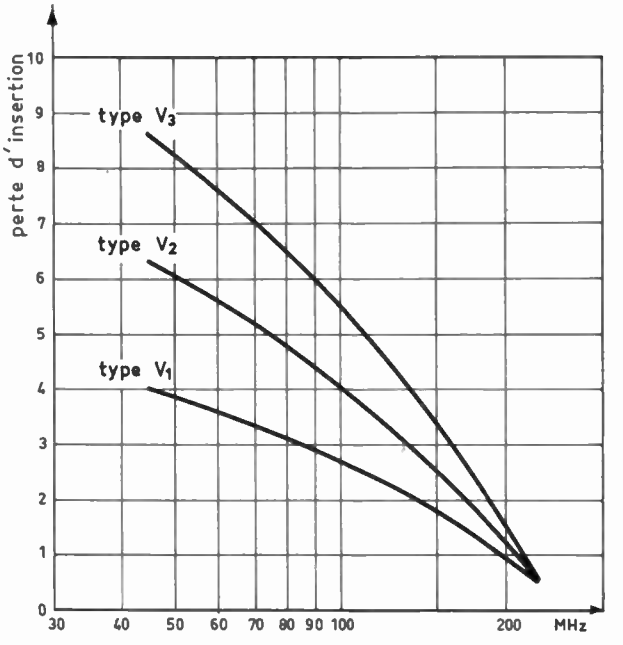


FIG. 21. — Atténuation de trois types différents d'égalisateurs en ondes métriques.

Types	Parties compensées dues aux câbles, à 860 MHz
V_1	6 dB
V_2	10 dB
V_3	14 dB

la même technique que dans le cas du matériel métrique-décimétrique, nous avons développé un amplificateur à deux transistors BFW 30, dont la bande passante s'étend de 45 à 230 MHz. Cet amplificateur a un gain de 23 dB dans toute la bande de fréquence, un facteur de bruit de 6,5 dB et une tension de sortie maximale de 350 mV pour une intermodulation de 1 %. Vu que la tension de sortie et le gain de ces amplificateurs sont plus élevés, on peut en prévoir moins en cascade, ce qui conduit à une conception plus aisée et entraîne moins de difficultés dues à des irrégularités rencontrées sur le trajet.

Le répartiteur et les atténuateurs sont les mêmes que pour le système en ondes décimétriques. L'égalisateur a également les mêmes dimensions extérieures, ce qui permet d'adopter la même technique modulaire, dans le boîtier décrit au chapitre 5.

La figure 21 représente les caractéristiques des égalisateurs pour trois valeurs différentes de l'affaiblissement des câbles.

CORRESPONDANCE

Calcul de l'erreur d'atténuation d'un réseau de résistances en échelle en fonction de leurs tolérances d'ajustage

J.M. GRANGE

Chef du Groupe Fiabilité de la Société Matra
B.P. n° 1 - 78 - Vélizy

1. Introduction

L'usage des réseaux de résistances non pondérées pour transformer une donnée numérique en une tension électrique proportionnelle devient de plus en plus courant. Ces réseaux présentent par rapport aux réseaux de décodage à résistances pondérées, un bon nombre d'avantages qui ont été déjà décrits dans la littérature [1]. Une réalisation possible est schématisée sur la figure 1.

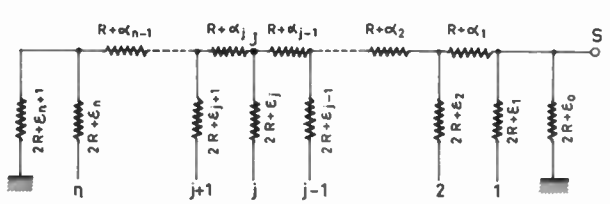


FIG. 1.

L'apparition, à échelle industrielle, des techniques de réalisation des couches minces apporte une solution nouvelle, élégante et déjà moins chère à ce genre de problème. En particulier, la projection cathodique de nitrure de tantale sur substrat isolant, dont la technologie est décrite par ailleurs [2, 3], permet de réaliser toutes les résistances du réseau en une seule fois. On peut fabriquer ainsi des réseaux ayant jusqu'à 14 entrées numériques. On trouvera dans les références [2] et [3] les caractéristiques de ces résistances.

L'utilisateur du réseau demande une certaine précision (par exemple $\pm$ 1/2 ou 1/3 d'échelon unitaire ou mieux) sur l'atténuation. A quelles tolérances doivent être ajustées les résistances pour tenir la précision demandée sur l'atténuation ? Par ailleurs, la notion de défaut catalectique dans ce genre de circuit très précis perd une partie de son intérêt au profit de la notion de panne due aux dérives. Si l'on connaît la dérive des résistances individuelles en fonction des contraintes, la formule du paragraphe suivant, permet de prévoir pendant combien de temps et sous quelles contraintes le réseau sera encore bon. C'est donc bien une question de fiabilité.

La réponse à ces questions conduit au calcul de la valeur de l'atténuation obtenue en entrant sur une entrée quelconque, en fonction des valeurs des diverses résistances du réseau.

2. Résultats du calcul

Les notations utilisées sont indiquées sur la figure 1. Soit U_j la tension de sortie du réseau quand l'entrée j est alimentée par la tension E et $K_j = U_j/E$ le coefficient d'atténuation correspondant. Le fonctionnement théorique du réseau parfait est bien connu [1]. Dans le cas de la figure 1, le résultat est :

$$K_j = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{2^{j-1}}.$$

Lorsque le réseau n'est pas parfait, les erreurs ε_j et ε'_j ne sont pas nulles. On peut alors calculer les coefficients d'atténuation K_1, K_2, etc., et démontrer par itération du théorème de Thévenin que, pour l'entrée j, on arrive à la formule :

$$K_j = \frac{1}{2^{j-1} \cdot 3}\left[1 + \frac{\varepsilon_0+\varepsilon_1+\ldots+\varepsilon_{j-1}}{6R} - \frac{\alpha_1+\alpha_2+\ldots+\alpha_{j-1}}{3R} - \frac{\varepsilon_j}{3R} + \frac{\varepsilon'_j}{6R}\right] \quad (1)$$

On peut, à partir de ce résultat, étudier un certain nombre de cas particuliers intéressants dans la pratique et déterminer la procédure d'ajustage à adopter pour minimaliser un certain nombre d'erreurs sur les K_j.

La formule (1) a l'inconvénient de faire apparaître l'erreur d'adaptation ε'_j. On peut l'éliminer en considérant la figure 2 et écrire ε'_{j+1} sous la forme :

$$\varepsilon'_{j+1} = \alpha_j + \frac{\alpha_{j+1}}{4} + \frac{\alpha_{j+2}}{4^2} + \ldots + \frac{\alpha_{n-1}}{4^{n-1-j}} + \frac{\alpha_{j+11}}{4} + \frac{\varepsilon_{j+2}}{4^2} + \ldots + \frac{\varepsilon^u}{4^{n-1}} + \frac{\varepsilon_{n+1}}{4^{n-j}} \quad (2)$$

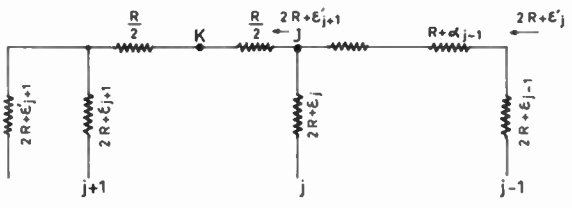


FIG. 2.

La formule (1) devient alors :

$$K_j = \frac{1}{2^{j-1}.3}\left[1 + \frac{1}{6R}\left(\varepsilon_0+\varepsilon_1+\ldots+\varepsilon_{j-1}-2\varepsilon_j+\frac{\varepsilon_{j+1}}{4}+\ldots + \frac{\varepsilon_n}{4^{n-j}}+\frac{\varepsilon_{n+1}}{4^{n-j}}\right) - \frac{2}{6R}\left(\alpha_1+\alpha_2+\ldots+\alpha_{j-1}-\frac{\alpha_j}{2} - \frac{\alpha_{j+1}}{2.4}-\ldots-\frac{\alpha_{n-1}}{2.4^{n-1-j}}\right)\right] \quad (3)$$

3. Discussion

3.1. La formule (3) met en évidence, en les séparant, d'une part l'influence des tolérances d'ajustage des résistances R. On note, en particulier, que les erreurs sur les résistances situées à gauche de la cellule excitée ont un poids de moins en moins lourd. On peut écrire (3) de façon différente en faisant apparaître l'erreur par cellule. De plus, la formule (3) montre que l'on peut tolérer sur les résistances une erreur relative plus grande que celle imposée sur le coefficient d'atténuation.

3.2. Nous avons supposé jusqu'à maintenant que les erreurs ε_i et α_i étaient dues au fait qu'on ne sait pas faire un ajustage parfait. Ces écarts, par rapport à la valeur R ou la valeur $2R$, peuvent être dus à d'autres causes : par exemple la température, si les coefficients de température relatifs sont peu différents, ce qui est le cas pour les résistances en nitrure de tantale. La formule (3) décrit le comportement thermique de l'atténuation de l'entrée j quand on tient compte, dans les ε_i et α_i, de la dérive due à la température.

3.3. La formule (3) permet de prévoir le comportement de l'atténuation du réseau dans deux cas importants :

— Essai de vieillissement, où il suffit de tenir compte dans les ε_i et α_i de la dérive (et de la dispersion dans cette dérive) des valeurs des résistances. Dans le cas des résistances en nitrure de tantale d'un même substrat, la dérive est homogène d'une résistance à l'autre et largement dans les limites de validité de la formule (3). Cela permet de résoudre le problème de fiabilité à long terme.

— Le réseau est alimenté par des sources de tension de force électromotrice identique mais de résistance interne légèrement différente. Il suffit de faire rentrer dans ε_i la résistance interne de la source de rang i supposée nulle dans la démonstration de la formule (3).

3.4. La méthode utilisée n'est évidemment pas la seule possible. En particulier, dès que la complexité du système augmente, l'emploi de l'ordinateur s'impose. Les programmes actuellement disponibles en France permettent de faire ces calculs de sensibilité dans certains cas. On conçoit l'importance des progrès qu'il est possible de faire en fiabilité en utilisant ces moyens.

Bibliographie sommaire

[1] SUSSKINH A.K. — Analog. Digital Conversion Technique. John Wiley. 1960.

[2] KLEEFSTRA M. — Résistances et Condensateurs en couches minces de tantale. *Annales de Radioélectricité*, tome XX, n° 81, Juillet 1965.

[3] NEUGEBAUER C.A., NEWKIRK J.B. and VERMILYEA D.A. Structure and properties of thin films. John Wiley, 1959.

Diodes à avalanche - Diodes A.T.T.

Dans le numéro spécial consacré par *l'Onde Electrique* aux instabilités électriques dans les solides (n° 496-497, juillet-août 1968), il est apparu que le sigle A.T.T. avait été utilisé dans trois publications sans y être défini.

Les difficultés de communication que la préparation de ce numéro a connues — à la fin du printemps — expliquent que ce lapsus ait pu échapper à la correction.

Les lecteurs auront certainement retrouvé les initiales des mots Avalanche et Temps de Transit qui, une fois n'est pas coutume, se suivent dans le même ordre que leurs équivalentes anglo-saxonnes Avalanche Transit Time.

Ajoutons que cette désignation n'est pas la seule utilisée et que l'on rencontre les sigles I.M.P.A.T.T. dans les publications des Bell Telephone Laboratories et A.T.D. dans les traductions américaines des publications russes.

Compte rendu du 31e Salon international des Composants électroniques

Paris 1er au 6 avril 1968

3e Partie — Microélectronique

GÉNÉRALITÉS

Sur le plan général, la visite des différents stands réservés à la microélectronique du Salon 1968 fait ressortir un certain nombre de remarques :

● En matière de progrès technique, l'industrie française confirme sa position.

— En circuits intégrés logiques monolithiques, cette position est confirmée par la présentation sur les stands de circuits DTL, DTμL et TTL.

— En circuits intégrés linéaires, l'éventail des produits devient plus important (amplificateur de puissance B.F., amplificateur opérationnel, comparateur différentiel, double comparateur, amplificateur vidéo-fréquence, alimentation régulée intégrée, modulateur en anneau, etc.).

— En circuits intégrés M.S.I. (Medium - Scale - Integration), COSEM annonce son programme : définition de circuits comportant 5 000 éléments dans deux ans. La possibilité « Laboratoire » de RADIOTECHNIQUE se situerait au niveau de la présentation d'un circuit M.S.I. bipolaire équivalent à un réseau de l'ordre de 20 portes intégrées sur 4 mm².

● Dans un autre domaine, celui des circuits hybrides à couches minces ou épaisses, trois faits :

— un nombre important de firmes françaises est en mesure de faire, en phase industrielle, des circuits à la demande, ceci pour des petites ou grandes quantités. La technique de dépôt de couches épaisses par sérigraphie est largement utilisée ;

— les fabricants de dispositifs semiconducteurs poursuivent leur effort pour améliorer le processus d'apport des éléments actifs sur les circuits hybrides. A côté de la présentation à caractère industriel du ceratab ou du transistor EP, on doit noter l'apparition de dispositifs français présentés en « multi-chip » et bientôt en « beam lead » ;

— enfin, l'apparition de circuits hybrides microélectroniques hyperfréquences (CSF, CFTH/LTT). Le marché est essentiellement axé sur les applications radar et faisceaux hertziens ; à plus long terme, il englobera le marché grand public.

En matière d'économie, cette dernière année a été caractérisée par une baisse sensible des prix. Ceci évidemment a une incidence capitale sur le politique économique des firmes françaises. L'ampleur, encore très étroite cette année, du marché européen et la lutte menée par les firmes américaines en matière de baisse des prix montrent combien l'industrie française a soutenu, parallèlement à l'effort technologique, un effort d'ordre économique en intensifiant entre autre son action sur le plan commercial (parution de catalogues, de spécifications et de fiches d'applications).

LES NOUVEAUTÉS DU SALON (*)

COSEM

● COSEM, l'un des plus grands constructeurs de la microélectronique française, a fait, cette année, un très gros effort d'industrialisation. Alors que, l'an passé, il ne présentait qu'une seule famille logique, il propose cette année six familles logiques et huit circuits analogiques.

Circuits intégrés logiques

— DTL. 9 circuits sont présentés pour cette famille (monotension 10 mW, 25 ns) dans chacune des trois versions et sont disponibles.

Série SFC 300, boîtier cylindrique TO 100

Série SFC 300 M, boîtier TO 100 grade militaire

Série SFC 300 PM, boîtier plat TO 91, grade militaire.

— TTL. Deux familles, normales et rapides sont proposées, chacune dans deux versions :

Série 400 E (10 mW, 13 ns, boîtier enfichable DIL TO 116) cette série professionnelle, analogue à la série 74 N, dont le démarrage en fabrication est en cours et est prévu pour atteindre un potentiel de 100 000 boîtiers par mois à la fin de cette année, sera disponible en quantités importantes dès le début du deuxième semestre 68.

* *Liste non exhaustive.*

Série 400 PM (10 mW, 13 ns, boîtiers plats TO 86 ou TO 88). Série militaire analogue à la 54 pourra être échantillonnée au cours du second semestre 68. Fourniture en grandes quantités prévue pour début 69.

Série 400 HE (20 mW, 6 ns, boîtier enfichable DIL TO 116), cette série professionnelle analogue à la 74 H pourra être échantillonnée au cours du deuxième semestre de cette année et approvisionnée en grande série dans le premier semestre 69.

Série 400 HPM (20 mW, 6 ns, boîtier plat TO 86 ou TO 88), série militaire analogue à la 54 H sera échantillonnée à la fin du premier trimestre 69, fourniture en grande série, mi 69.

Série SFC 900 J (0,8 mW, 80 ns). La fourniture de cette série T^2L à faible consommation est actuellement prévue uniquement en pièces pour circuits hybrides, elle est disponible actuellement à l'exception du SFC 922 J.

DCTL (20 mW, 10 ns, boîtier TO 99 et TO 100), cette série SF.C 200, de grade professionnel, qui comprend neuf circuits, est disponible.

Enfin, COSEM annonce, toujours dans le domaine logique :

Une logique *DTL-Z* à haute protection contre les parasites. Les performances annoncées pour cette série SFC 700 sont les suivantes :

— Tension d'alimentation : 15 V
— Sortance : 10
— Marge de protection contre les parasites : 5 V
— Temps de propagation : 120 ns
— Puissance consommée : 50 mW,

ainsi qu'une *mémoire 16 bits* dont les premiers échantillons seront disponibles à la fin 68.

Circuits intégrés linéaires

En fabrication chez COSEM :

— SFC 2525 amplificateur différentiel,
— SFC 2510 amplificateur vidéo,
— SFC 2430, SFC 2431 } amplificateurs opérationnels

En cours de développement (échantillonnage mi 68, fourniture début 69) :

— SFC 2710 comparateur différentiel,
— SFC 2711 double comparateur différentiel, amplificateur de lecture,
— SFC 2001, modulateur en anneau,
— SFC 2100, 2200, 2300 } alimentations régulées intégrées.

Enfin l'amplificateur opérationnel SFC 2709 sera bientôt disponible et peut dès à présent être échantillonné.

CSF/COSEM

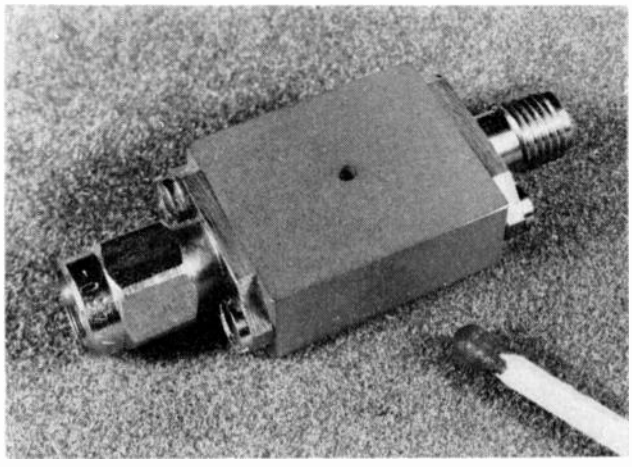
● CSF étudie pour le compte de COSEM des circuits intégrés hyperfréquences qui seront commercialisés par cette dernière. Parmi ceux-ci :

— Interrupteur - Modulateur

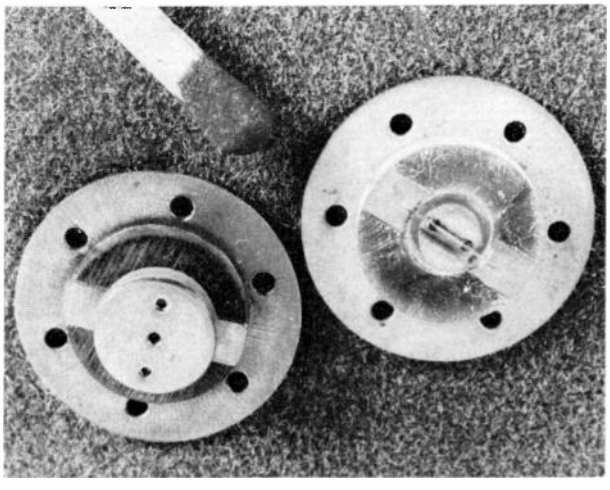
Type	Bande passante	Pertes 0 Volt	Découplage 100 mA.
IMP 1.	0,5 - 12,4 GHz.	< 0,5 à 1 dB.	30 à 45 dB.
IMPA 2.	0,5 - 21 GHz.	< 0,5 à 1,5 dB.	35 à 50 dB.

— Limiteur - Modulateur

LMR1. Bande 0,5 - 12,4 GHz. Pertes 0,5 à 1,5. Limitation 80 à 90 mW.



CSF - Interrupteur modulateur IMPA



CSF - Ensemble démonté d'un limiteur type LMR.

— Commutateur deux voies

C2V1. Bande 0,5 - 12,4 GHz. Pertes 1 à 2 dB. Découplage 30 à 45 dB.

— Détecteur - Mélangeur

DMAL. Bande L. NF 6 dB.
DMAS. Bande S. NF 6,5 dB. Z_{IF} } 100 Ω. TSS — 65 dBm à TSS — 60 dBm
DMAC. Bande C. NF dB. } 250 Ω. TSS — 55 dBm

SESCO

Trois grandes catégories de produits sont réalisées à la SESCO :

— les circuits intégrés monolithiques logiques et linéaires,
— les circuits hybrides à couches minces,
— les assemblages à forte densité.

1. Circuits intégrés monolithiques

L'ensemble des techniques mises au point a été lancé sous l'initiative du STTA. La politique suivie dans ce domaine tend à produire des séries homogènes de circuits totalement interchangeables électroniquement avec des produits américains d'importance vitale pour les équipements français.

SESCO annonce actuellement :

1.1. EN CIRCUITS LOGIQUES

— la série bi-tension d'origine SIGNETICS (SE 101 à 150) en DTL,

— la série monotension d'origine SIGNETICS (SE 111 à 180) en DTL,

— la série DTμL 930 sous le nom de ΓDTL.

1.1.1. *Circuits intégrés monolithiques en fabrication :*

- Bascule 43 B4 - 43 B4P - 43 B4 P1 ou P2
  77 B4 P1 ou P2
  78 B4 - 78 B4P
- Porte « ET-NON » « OU-NON » quatre entrées : 44 B4 - 44 B4P
- Porte ET 6 entrées : 45 B4 - 45 B4P
- Porte « OU-NON/ET-NON » de puissance : 46 B4 - 46 B4P
- Double porte à deux entrées « OU exclusif » : 47 B4 - 47 B4P
- Double porte « ET » à diodes trois entrées : 62 B4 - 62 B4P
- Porte « OU-NON » « ET-NON » trois entrées : 63 B4 - 63 B4P
- Amplificateur logique pour charge capacitive : 69 B4 - 69 B4P
- Double circuit d'extension à diodes (3 entrées) : 70 B4 - 70 B4P
- Double porte « OU-NON » « ET-NON » « OU-exclusif » 3 et 2 entrées : 72 B4 - 72 B4P
- Double porte « OU-NON » « ET-NON » « OU-Exclusif » 3 et 2 entrées avec résistances de rappel : 73 B4 - 73 B4P.

1.1.2. *Circuits intégrés monolithiques en étude :*

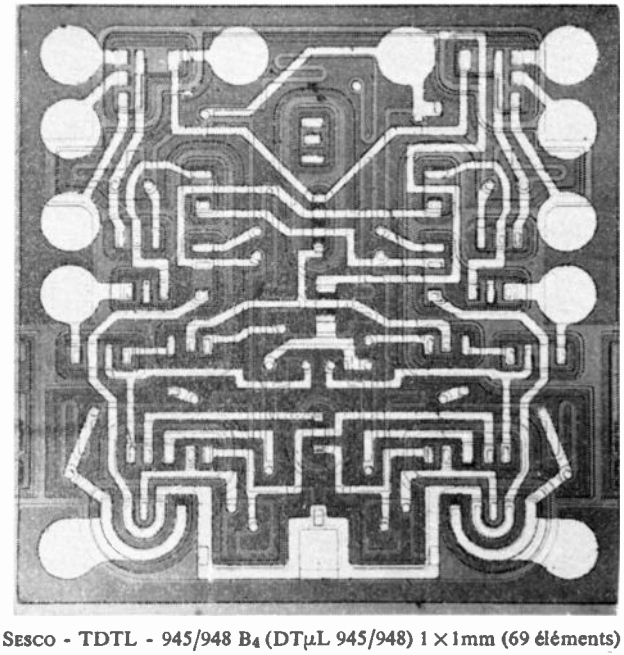
— Circuits de la famille DTμL (appellation SESCO : ΓDTL) :

- 930 B4 P1	- 945 B4 P1	- 932 B4 P1
- 946 B4 P1	- 948 B4 P1	- 944 B4 P1
- 933 B4 P1	- 962 B4 P1	

En projet, une logique TTL compatible avec les séries SYLVANIA et TEXAS.

1.2. EN CIRCUITS LINÉAIRES

- Amplificateurs opérationnels : 709 B4 ou B4P (~ μA 709 A et C)
- Comparateur différentiel : 710 B4 ou B4P (~ μA 710 A et C)
- Double comparateur : 711 B4 ou B4P (~ μA 711 A et C)



SESCO - TDTL - 945/948 B_4 (DTμL 945/948) 1 × 1mm (69 éléments)

En circuits linéaires SESCO étudie actuellement les nouveaux circuits suivants :

- LM 100 régulateur de tension
- LM 101 amplificateur opérationnel à fort signal de sortie
- LM 103 dispositif Zener de 2,1 à 12 V de tension de régulation.

2. Circuits hybrides à couches minces

Dans ce domaine, l'expansion est très importante du fait de la souplesse de réalisation et des performances. La SESCO a réalisé une cinquantaine de circuits commercialisés atteignant des performances inaccessibles par les méthodes classiques (cordwood et circuits imprimés) ou micro-électroniques classiques (circuits monolithiques), tant en puissance dissipée qu'en dérive de tension dans toute la gamme de température, en consommation, en gamme de fréquence et en reproductibilité.

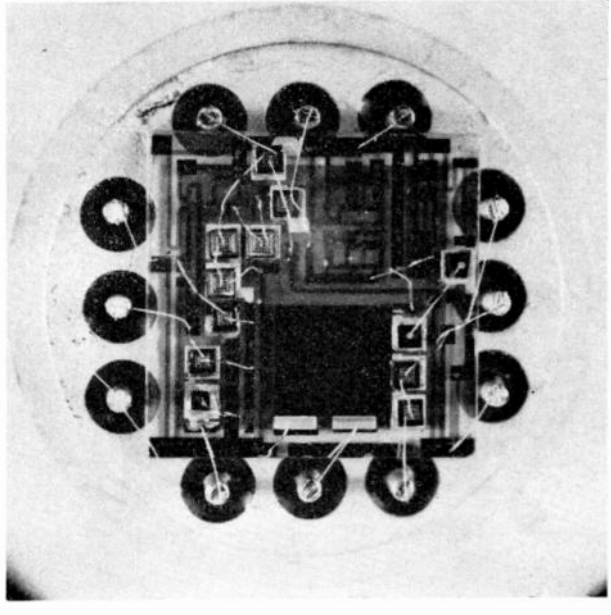
Exemples de réalisations de circuits hybrides

CM 101 amplificateur à large bande 0,6 à 120 MHz,
CM 104 bascule pour registre à décalage $f \geqslant 60$ MHz,
CM 105, 106 et 107 chaîne de comptage monopulse comportant un monostable et un ensemble élargisseur,
CM 108 amplificateur pour servo-valve,
CM 109 préamplificateur BF à très faible bruit et large bande,
CM 110 générateur d'impulsions comportant un transistor travaillant en avalanche,
CM 113 convertisseur temps-amplitude à stabilité supérieure à 10^{-4},
CM 120 chaîne de régulation thermique.

Cette Société réalise actuellement l'industrialisation de ces circuits par les méthodes les plus modernes d'exploitation. Les prix pratiqués permettant, pour une compacité, une fiabilité et une reproductibilité améliorées, d'être compétitifs avec le prix de revient de montages en éléments discrets.

3. Assemblages à forte densité

Dans ce domaine SESCO fabrique de nombreux dispositifs à plusieurs éléments pour réaliser des amplificateurs différentiels PNP ou NPN, des choppers, des suiveurs de tensions, des choppers à effets de champ, etc.



SESCO - Circuit hybride couches minces. Convertisseur temps - amplitude-CM 113 - Signaux reproductibles à 10^{-5} près. Variation en $T_{re} < 10$ pp m.

RTC - LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC

● RADIOTECHNIQUE - COMPELEC, cet autre grand de la microélectronique française et qui représente l'une des plus importantes entreprises européennes de production de composants électroniques a également fait un très gros effort dans le domaine des circuits intégrés.

CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES

1. Logique DTL

1.1. La gamme, déjà très étendue, de circuits intégrés de la série FC, monotension : $V_{cc} = 6$ V, 11 mW, 90 ns, vient encore de s'enrichir de quatre nouveaux circuits :

— le FCH 231 qui est un double amplificateur de puissance à quatre entrées expansibles,

— le FCK 101 qui est un multivibrateur monostable,

— le FCJ 201 qui est une bascule réunissant les avantages propres aux bascules FCJ 101 et FCJ 111, à savoir : des entrées multiples J et K et un fonctionnement selon le mode « maître-esclave »,

— le FCJ 121 qui est une double bascule JK, également du type « maître-esclave ».

Enfin, RTC met à la disposition des utilisateurs toute une série de notes d'applications donnant des exemples typiques d'emploi des circuits de cette série FC.

1.2. L'extension a été soutenue parallèlement dans la série FF.

2. Logique TTL

Dans ce type de logique, les deux séries FJ et FH ont été également complétées. Ces nouveaux circuits sont notamment :

2.1. POUR LA SÉRIE FJ

— le FJH 121 : une triple porte ET-NON à 3 entrées,

— le FJH 161 : une double porte ET-OU-NON à 2 entrées,

— le FJJ 101 : une bascule JK à entrées J et K multiples.

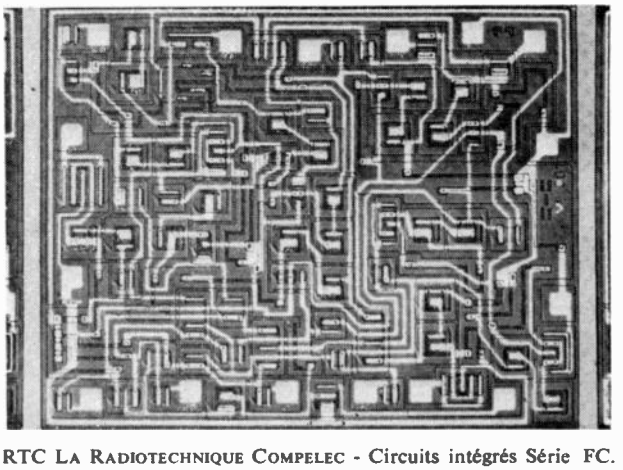
2.2. POUR LA SÉRIE FH

— le FHH 181 : une porte ET-OU-NON à 4 entrées,

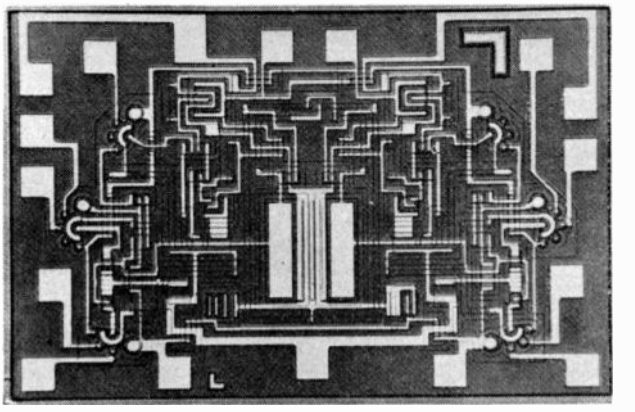
— le FHY 101 : un expanseur ET-OU à 2 entrées,

— le FHY 121 : un double expanseur OU à 4 entrées.

Tous les circuits de la série FH sont disponibles en deux catégories A et B qui correspondent à une certaine sortance garantie dans toute la gamme de températures de fonctionnement. La catégorie A garantit une sortance de 9 et la catégorie B une sortance de 5.



RTC LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC - Circuits intégrés Série FC. Réseau de portes ET-NON. (Doc. RTC)



RTC LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC - Circuits intégrés Série FH. Bascule JK (Doc. RTC)

2.3. Enfin, RTC annonce pour la première fois la création d'une nouvelle famille, baptisée FT, dont les performances sont voisines de celles de la série FJ, mais dont le brochage est compatible avec celui de la série rapide FH.

Cette série est, pour l'instant, composée de quatre circuits :

— le FTH 101, porte ET-NON à 8 entrées

— le FTH 111, double porte ET-NON à 4 entrées

— le FTH 121, triple porte ET-NON à 3 entrées

— le FTH 131, quadruple porte ET-NON à 2 entrées.

Comme pour la série FH, tous ces circuits de la série FT sont disponibles en deux catégories : la catégorie A garantit une sortance de 12 et la catégorie B une sortance de 6 dans toute la gamme de températures de fonctionnement.

CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES

La R.T.C. présente, cette année, une grande variété de nouveautés, énumérées ci-dessous, dont certaines ont été conçues pour des applications dans le domaine professionnel et d'autres pour des applications dans le domaine radio-télévision.

TAA 243 C, nouvelle version du TAA 243 qui est un amplificateur opérationnel à usages généraux. Les performances garanties dans la gamme de 0° à +70 °C ont été améliorées, notamment sur la tension et le courant d'erreur à l'entrée, ainsi que sur le gain en tension.

TAA 242, autre version du TAA 243, mais avec une gamme de températures de fonctionnement s'étendant de −55 °C à +125 °C. De plus, ce circuit est monté dans un boîtier plat TO 91 à 10 sorties.

146 OMY, ce circuit, encapsulé en boîtier TO 73 à 12 sorties, remplit les fonctions de préamplificateur et d'amplificateur de puissance AF. Il délivre une puissance de sortie de 1 W sur une charge de 8 Ω pour une tension d'alimentation unique de 12 V.

147 OMY, amplificateur HF à très large bande. Avec une bande passante de 80 MHz, son gain en tension typique est de 22 dB.

148 OMY, circuit amplificateur HF également. Pour une bande passante de 25 MHz, la valeur typique de son gain en tension est de 42 dB.

Tous les circuits décrits ci-dessus, ont été étudiés et développés avec l'aide des Administrations.

Dans le domaine professionnel, citons encore le :

TAB 101, circuit intégré, groupement de quatre transistors où les interconnexions ont été faites pour réaliser un circuit modulateur (ou démodulateur) en anneau. Du fait de l'intégration, les performances de symétrie du circuit sont excellentes.

Dans le domaine radio et télévision, la R.T.C. présente également quelques nouveautés et notamment :

TAD 100, conçu pour les récepteurs en modulation d'amplitude, est un circuit intégré qui remplit les fonctions de mélangeur, d'oscillateur local, d'amplificateur FI avec commande automatique de gain et de préamplificateur AF.

L'étage de puissance basse fréquence n'est pas intégré, de façon à permettre à l'utilisateur toute latitude dans le choix du niveau de puissance de sortie en utilisant des transistors discrets.

TAA 300, amplificateur de puissance BF donnant une puissance de sortie de 0,7 W dans une charge de 8 Ω pour un signal d'attaque de 10 mV appliqué sur une impédance d'entrée de 10 kΩ. Le TAA 300 fonctionne sous 9 V et est encapsulé en TO 74.

TAA 350 est un circuit HF qui remplit les fonctions d'amplificateur et de limiteur pour des signaux modulés en fréquence. De par sa conception, il présente une remarquable réjection pour la modulation d'amplitude. La démodulation peut être effectuée soit par un détecteur de comptage, soit par un détecteur de flanc.

TAA 370, amplificateur AF à grand gain pouvant délivrer une puissance de sortie de 1,5 mW sous une tension de 1,3 V. Ce circuit a été principalement conçu en vue de son application dans le domaine de la prothèse auditive.

TAA 380 est un circuit HF remplissant les fonctions d'amplificateur FI, de discriminateur et de préamplificateur AF. Ses performances en fréquence permettent de l'utiliser dans les récepteurs FM. Ce circuit est encapsulé en boîtier hermétique TO 74.

L.T.T.

● Deux grandes catégories de dispositifs sont étudiées et réalisées par L.T.T. dans le domaine de la microélectronique :

— Les circuits intégrés hybrides,

— Les circuits microélectroniques hyperfréquences.

1. Circuits intégrés hybrides

L.T.T. présente toute une gamme de circuits très variés, dont la fabrication est arrivée au stade industriel, allant du simple réseau de résistances jusqu'aux circuits complexes très élaborés fonctionnant dans le domaine logique ou linéaire.

Les circuits passifs sont réalisés par dépôt de couches minces de tantale pour les résistances et d'or pour les interconnexions sur substrat verre ou céramique par projection cathodique. Les condensateurs sont obtenus par oxydation anodique du tantale.

Les éléments actifs diodes et transistors sont rapportés soit directement sous forme de pastilles de silicium, soit encapsulés.

Les selfs et les transformateurs sont également rapportés.

L.T.T. réalise actuellement en grande série des résistances unitaires, des groupements de résistances tels qu'atténuateurs, lignes de décodage, boîtes de poids, etc., des condensateurs unitaires, des réseaux RC (utilisés pour les filtres actifs par exemple), des circuits hybrides (amplificateurs complexes, circuits de commutation, etc.).

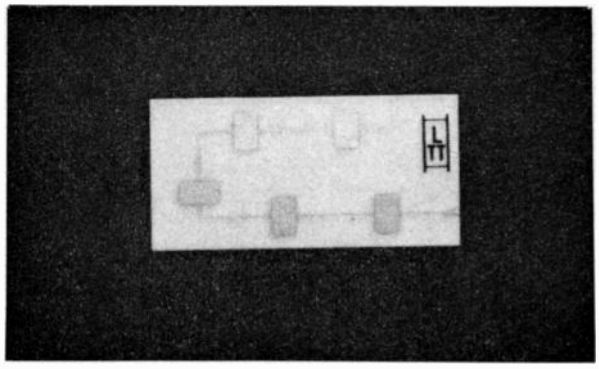
2. Microélectronique hyperfréquence

2.1. Circuits intégrés hybrides hyperfréquences

2.1.1. *Circuits intégrés simples*

Un certain nombre de circuits passifs classiques comme les filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande, les coupleurs directionnels, les anneaux hybrides ont été étudiés et réalisés dans différentes bandes de fréquences, par L.T.T.

A titre d'exemple de réalisations sur le point d'être commercialisées, citons :



LTT filtre passe-bas.

a) *Un coupleur à 3 dB*, dont les caractéristiques sont :

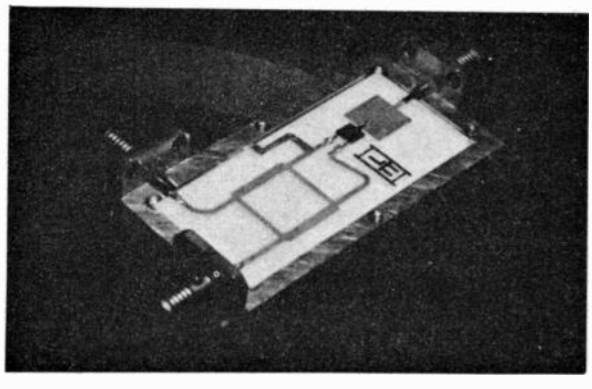
Bande de fréquence : 2 à 4 GHz. Couplage : 3,3 ±0,5 dB. Directivité : ⩾17 dB. T.O.S. : ⩽1,40. Dimensions : 0,7×19×21 mm.

b) *Un filtre passe-bas*, dont les caractéristiques sont :

Fréquence de coupure : 2 GHz, Affaiblissement à 2.5 GHz : ⩾40 dB. Affaiblissement dans la bande passante : ⩽0,5 dB. T.O.S. dans la bande passante : ⩽1,4. Dimensions : 0,7×21×36 mm.

2.1.2. *Circuits intégrés complexes comprenant des semiconducteurs*

Les dispositifs en cours d'étude ou de réalisation concernent les mélangeurs symétriques à diode Schottky, les modulateurs et commutateurs à diode pin, les amplificateurs et détecteurs à diode tunnel. Dans ces dispositifs, les éléments actifs semiconducteurs sont rapportés sur les circuits microélectroniques hybrides hyperfréquences.



LTT mélangeur symétrique en bande S.

A titre d'exemple de réalisation pouvant être commercialisée par L.T.T., on peut citer un mélangeur symétrique en bande S dont les caractéristiques sont : Fréquence centrale : 3 GHz. Largeur de bande : 20 %. Facteur de bruit : 7,5 dB. Puissance de l'oscillateur local : 5 mW environ. Puissance maximale du signal hyperfréquence (burnout) : 500 mW. Isolation entre oscillateur local et signal : ⩾15 dB. T.O.S. : <1,5. Dimensions : 0,7×17×35 mm.

ALCATEL

● ALCATEL présentait plus de cent modèles différents de circuits intégrés en couches minces dont la majorité avait été réalisée « sur mesure », c'est-à-dire à partir de schémas de principe fournis par ses Clients.

ALCATEL, qui présentait également des circuits standards a actuellement en développement de nombreux circuits hybrides logiques et analogiques. Les cadences de fabrication de cette société sont très importantes, grâce à l'automatisation des moyens de production. Dans la technologie utilisée, les résistances sont obtenues par photogravure de nitrure de tantale et les éléments actifs sont actuellement rapportés sur le substrat d'alumine sous la forme de composants discrets (Cératab) ou de flat-packs.

Principales nouveautés exposées dans le stand ALCATEL :

— réseaux de résistances pour convertisseur numérique - analogique à 6, 10, 11 et 12 bits, conformes à la CCTU 17 - 04 A. Ces réseaux sont disponibles en version standard à des prix très compétitifs ;

— circuit numérique - analogique pour engin ; ce circuit à haute densité d'éléments comporte 25 résistances, 5 condensateurs, 6 transistors, 6 diodes et 30 connexions de sortie, pour un volume inférieur à 2 cm^3.

— dispositif codeur-décodeur pour système PCM à très grande vitesse, qui totalise 128 transistors et 400 résistances de précision $\pm 0{,}1$ %.

— affaiblisseurs plans symétriques UHF, d'impédance 50, 75 ou 100 Ω et d'affaiblissement 0 à 50 dB, dont la fréquence de fonctionnement s'étend jusqu'à 18 GHz.

— circuits hybrides analogiques, de très petites dimensions, qui comportent des pastilles semiconductrices directement rapportées sur les substrats d'alumine.

LCC - CICE

Composants propres à la microélectronique

LCC-CICE, dans la gamme des composants exposés au stand, a fait une présentation synthétique de composants spécifiques à la microélectronique :

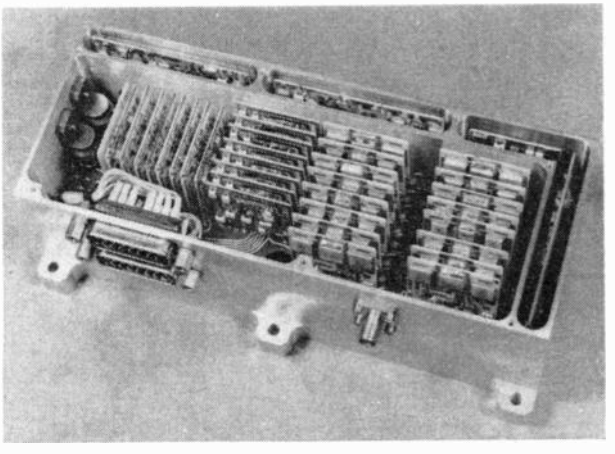
— substrats de différentes dimensions.

— boîtiers flat-pack, DIL, embase TO5, support CERATAB.

— condensateurs « cerfeuil » adaptés.

— condensateurs au tantale.

— condensateurs ajustables, etc.



LCC CICE - Récepteur de télécommande à hautes performances.

Circuits hybrides

LCC-CICE utilise deux technologies complémentaires : sérigraphie et dépôt sous vide (nitrure de tantale).

Les circuits présentés intéressent deux marchés, le marché grand public (radio), le marché professionnel (équipements pour satellites et pour ensemble d'instrumentation). On note :

— codeur binaire-décimal.

— amplificateurs spéciaux.

— ensemble logique.

— récepteur de télécommande à hautes performances.

PLESSEY

● PLESSEY (G.B.) propose :

En circuits intégrés logiques, quatre séries principales :

— SP 200,, famille RTL à faible consommation, 2 mW, 30 ns qui se compose de 13 circuits présentés en deux versions TO5 et boîtier plat — dix sorties.

— SP 300, famille RTL, consommation moyenne 12 mW, 12 ns composée de huit circuits dont un compteur binaire fonctionnant jusqu'à 30 MHz — même présentation que la série précédente.

— SP 500, logique non saturée de type ECL à 15 ns, douze circuits présentés en boîtiers plats 14 sorties.

— MP 100, famille de 6 circuits logiques à MOS prélude à l'intégration MSI et LSI.

En circuits intégrés linéaires monolithiques, les séries les plus importantes sont les suivantes :

— SL 20, amplificateur à usage général $F_c = 15$ MHz (six circuits).

— SL 500, amplificateur à large bande dont la fréquence centrale se situe entre 10 et 60 MHz pour un gain typique de 26 dB (trois circuits).

— SL 600, cette série en cours de développement comportera cinq types d'amplificateurs HF ou MF avec ou sans CAG.

— SL 700, amplificateur opérationnel avec diode Zener intégrée — trois types différents.

SIGNETICS

● SIGNETICS (USA) représenté par SOVCOR. Parmi les nouveautés dont le détail est donné par ailleurs, nous avons remarqué chez ce constructeur :

La série DCL « Designer's Choice Logic » qui s'enrichit de 24 nouveaux éléments. Cette série, avec 54 éléments classés dans cinq groupes : Monostable DTL, DTL, TTL, Circuits MSI et Circuits interface, offre à l'utilisateur le plus grand choix de performances pour son système.

Parmi les 14 nouveaux types de bascules introduits cette année par SIGNETICS, dans le cadre de la série DCL, trois bascules doubles sont d'un intérêt particulier pour les applications à grande vitesse. Ce sont des bascules J-K, basées sur le principe de stockage de charge, avec une fréquence maximale de 70 MHz : 8H20, 8H21, 8H22.

La souplesse de la série DCL se trouve considérablement augmentée par l'introduction de trois nouveaux éléments TTL réalisant l'opération logique OU-NON (NOR) : 8815, 8875, 8885.

Deux nouveaux circuits complexes M.S.I. font aussi partie de la série DCL : 8250, 8251 (décodeurs) [15 ns, 90 mW, sortance 20].

De plus, SIGNETICS lance la famille TTL UTILOGIC II spécialement destinée au marché industriel, présentée en boîtiers DIL : SP 300 A, 0 à 55 °C et LU 300 A + 10 à + 55 °C.

Sa caractéristique principale est d'avoir une immunité au bruit de 0,8 V.

Dans la série des circuits complexes M.S.I. (Medium scale integration), SIGNETICS produit actuellement en grande série les circuits suivants :

— Compteur décimal 8280 (25 MHz).

— Compteur binaire 8281 (25 MHz).

— Registre à décalage 4 bits : 8270 et 8271.

Dans les circuits d'interface, SIGNETICS propose :

— Le 8T01, un décodeur binaire B.C.D./décimal permettant l'attaque directe des tubes Nixie.

— Le 8T02, un décodeur binaire B.C.D. pour l'attaque directe des tubes numériques à 7 segments.

— Le 8T03 qui assure la même fonction mais avec les sorties à bas niveaux.

En circuits intégrés linéaires, on note six nouveaux amplificateurs et parmi ceux-ci :

530, amplificateur différentiel ne nécessitant aucun élément externe de correction. Gain en tension 150 000. Impédance d'entrée 800 000 Ω. Tension de sortie ±13 V. Dissipation 40 mW.

525, amplificateur de lecture de mémoires à tores.

526, amplificateur de ligne.

SPRAGUE

1. Circuits intégrés logiques

En plus de la série 74, qui serait fabriquée à partir de septembre 1968 en France dans son usine de Tours, SPRAGUE possède un large éventail de familles logiques :

— La série 74 H qui est une TTL très rapide (6 ns) compatible avec la série 74.

— La série SSL qui est une TTL ultra-rapide avec notamment les circuits USS-1050 bascule JK à 60 MHz et UEX-1057 bascule JK à 100 MHz ou RS à 140 MHz.

— La série 1085 qui est une TTL à haute immunité au bruit (3 V).

— La série 8000 (DTL et TTL) qui permet d'utiliser simultanément des circuits à grande vitesse (10 ns) ou à faible consommation (7 mW).

— La série 400 (DTL/TTL) à faible consommation (3,5 mW).

— Les séries 100 (professionnel) et 600 (industriel) : DTL.

— La série 300 : logique industrielle.

— La série 900 : mW RTL.

Toutes les séries DTL et TTL se trouvent en boîtier enfichable et en boîtier plat, et dans les gammes de températures industrielle et militaire.

A noter une exclusivité SPRAGUE qui offre dans la série 74, une double bascule JK maître-esclave dans un seul bloc monolithique suivant deux configurations de sortie : USN-7473A sortie 11 à la masse et USN-74107A sortie 7 à la masse.

2. Circuits intégrés linéaires

SPRAGUE a une grande diversité de circuits linéaires :

— 501 amplificateur vidéo : 150 MHz, 34 dB, 20 mW.

— 518 comparateur de tension : 67 dB de gain — temps de réponse : 55 ns ; tension d'offset : 1 mW.

— 2102 atténuateur de gain variable qui comprime 60 dB dans une bande allant jusqu'à 65 MHz avec une tension de contrôle variant de 0 à +6 V.

— 2103 amplificateur à large bande : 60 MHz et 30 dB, et possibilité de sortir en émetteur suiveur. Il est présenté en boîtier enfichable à 8 sorties.

— 2111 détecteur et limiteur FM à très faible prix et nécessitant seulement une self d'accord.

— 2300 amplificateur différentiel à thyristor. Impédance d'entrée : 80 kΩ, gain : 33 dB, courant du thyristor : en impulsion 3 A, à l'état permanent 250 mA.

SYLVANIA

● SYLVANIA (USA) propose

En circuits intégrés logiques

— SUHL 1. Logique TTL 12 ns, 15 mW, composée de 25 fonctions différentes présentée chacune en deux versions civile 0 à 75 °C ou militaire −55 +125 °C, avec deux options sortance normale 7 ou élevée 15. On notera, parmi ces fonctions, sept bascules dont un JK/ET et un JK/OU fonctionnant jusqu'à 20 MHz et deux doubles JK à horloge commune ou séparée fonctionnant jusqu'à 35 MHz.

— SUHL 2. Logique TTL rapide 6 ns, 22 mW, compatible avec la précédente, composée de 15 fonctions ayant les mêmes options que la SUHL 1. Les JK de cette série peuvent fonctionner jusqu'à 50 MHz.

— S 9000. Logique DTL 25 ns, 5 mW ; 0,5 V d'immunité au bruit. Cette série comporte neuf circuits dont 3 JK présentés en gammes civile et militaire auxquels il faut ajouter huit circuits logiques complexes tels que additionneur, décodeur, décade, registre à décalage et mémoire « scratch pad » 16 bits.

En circuits intégrés linéaires

— SA 20 et 21, amplificateurs vidéo à large bande 20 dB 100 MHz.

— SA 40 à 43, amplificateurs opérationnels à grand gain 70 dB 0-1 MHz.

— SA 500 et 501, amplificateurs limiteurs à grand gain 75 dB 6 MHz.

TEXAS INSTRUMENTS

Circuits intégrés classiques

Une partie importante du stand TEXAS INSTRUMENTS FRANCE est réservée aux séries TTL, DTL et linéaires qui sont produites dans l'usine de Villeneuve-Loubet.

CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES

Les circuits TTL forment la base de la production de TIF. *La série* 54 est la plus complète avec ses trois versions : rapide (délai de propagation 6 ns par porte), standard (délai de propagation 13 ns) et faible dissipation (délai de propagation 33 ns, dissipation de 1 mW par porte), ses deux options boîtier plat ou enfichable, ses deux gammes de température (−55 °C à +125 °C et 0 °C à +70 °C). C'est dans cette série que l'on trouve des fonctions complexes telles que : additionneurs 2 et 4 bits ; additionneurs complets ; compteurs décade, par 12 et par 16 ; registre à décalage 8 bits ; mémoire 4 bits ; décodeur pour commande d'affichage numérique.

Les séries DTL sont les SN15 830, SN15 830 N, SN15 930 et SN15 930 N.

CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES

A côté des amplificateurs opérationnels type 52 709/72 709, produits à Villeneuve-Loubet, nous notons la série SN7520 N à SN7525 N. Ces amplificateurs de lecture sont compatibles avec les TTL et DTL. Ils ont un temps de propagation rapide, une immunité au bruit élevée, une tension de seuil d'entrée réglable, une discrimination de temps et d'amplitude standardisée.

Nouvelle génération de circuits intégrés

On annonce au stand que TEXAS INSTRUMENTS FRANCE, en prévision de la nouvelle génération d'intégration (MSI et LSI), a étudié et mis sur pied un groupe « Intégration ». Partant de schémas ou de diagrammes logiques fournis par les utilisateurs, il réalise des *circuits intégrés « à la demande »*, soit en employant des pavés TTL, DTL, linéaires ou MOS, soit en élaborant des pavés spéciaux.

CIRCUITS INTÉGRÉS MSI ET LSI

TEXAS INSTRUMENTS FRANCE propose des circuits intégrés MOS comportant plus de 1 000 composants sur un seul cristal de silicium.

TELEFUNKEN

● Au stand TELEFUNKEN, quatre familles de circuits intégrés logiques sont présentés en boîtiers cylindriques et D.I.C.

Famille	Temps de propagation	Puissance consommée	Immunité au bruit
RTL	160 ns	0,5 mW	0,6 V
DTL-2	500 ns	40 mW	5 V
DTL-2 FP .	120 ns	60 mW	5 V
ECTL	5,5 ns	40 mW	0,4 V

A noter que TELEFUNKEN ne fabrique ces circuits que pour ses propres besoins et, en conséquence, ne les commercialise pas.

TRANSITRON

● TRANSITRON, implanté à Vernon, présente des nouveautés, entre autres, parmi les circuits logiques intégrés (T2L ou compatible) :

Aux mémoires présentées au dernier Salon des Composants, viennent s'ajouter :

a) Registre à décalage « 4 bits » (Shift Register).

b) Compteur onduleur (Ripple Counter).

c) Porte capable de piloter les « nixie » (Nixie driver). Cet élément sera très prochainement commercialisé.

d) Est annoncée également, la Série IV circuits HLTTL en configuration DTL boîtier « dual in line » époxy.

Parmi les neuf fonctions prévues, figurent : porte NAND, porte OR, line driver, expander, JK flip flop simple et double, etc.

MOTOROLA

Circuits intégrés linéaires

Amplificateur différentiel à large bande de 0 à 40 MHz, type MC 1510, gain 90. Facteur de réjection en mode commun 85 dB. Tension de sortie 4,5 V crête à crête, alimentation 6 V. Deux boîtiers : métallique TO 99 et flat pack céramique.

Amplificateur à entrées et sorties différentielles. Rapport de réjection en mode commun 90 dB type MC 1520. Gain différentiel 74 dB. Largeur de bande en boucle fermée 10 MHz. Résistance d'entrée 2 MΩ. Résistance de sortie 50 Ω. Deux boîtiers : métallique TO 99 ou flat pack céramique.

Circuits intégrés logiques

Extension de la famille MECL 2 qui se compose de 24 éléments. (Nouveau circuit d'attaque double porte 4 entrées).

Circuits intégrés MOS

Lancement de deux circuits :

— MC 1124 diviseur de fréquence.

— MC 1120 double porte à blocage.

R.C.A.

● RCA présente sa collection complète de circuits intégrés monolithiques qui va des circuits linéaires de type grand public et professionnel jusqu'aux circuits logiques où différentes familles sont représentées.

— ECCSL rapide et très rapide.

— TTL 16 ns, 11 mW.

— DTL moyenne (MPDTL) et faible puissance (LPDTL).

Sans oublier la logique COS-MOS (à MOS complémentaires).

Circuits logiques

— Dans la série DTL, RCA présente en particulier la série 2 300 dite MPDTL comprenant 15 types de circuits interchangeables avec les séries classiques 830 et 930.

— Dans la série ECCSL très rapide. RCA présente une quadruple porte NOR à deux entrées (CD 2153) capable de réaliser la fonction « OU-Fantôme » qui vient compléter ainsi la famille CD 2150.

— RCA présente une nouvelle famille logique COS-MOS à base de transistors MOS complémentaires. Chacun des transistors possède trois canaux N et trois canaux P alternés et intégrés dans le même bloc de silicium. Chaque élément de transistor est accessible depuis les broches de sorties.

Le circuit de base développé sous le n° TA 5388 (type militaire) et TA 5466 (type professionnel) comprend plusieurs transistors intégrés suivant cette technique et sont interconnectés suivant une configuration complémentaire symétrique de façon à réaliser les fonctions logiques typiques.

Cette nouvelle technologie permet d'aborder le MSI (medium scale integration) et RCA annonce déjà la sortie de fonctions complexes.

Circuits intégrés linéaires

RCA présente les nouveautés suivantes :

— Amplificateur IF FM 80 dB, 10,7 MHz, 50 μV.

— Amplificateur audiofréquence 500 mW.

— Amplificateur opérationnel. Gain 90 dB, 5 nA.

S.G.S. FAIRCHILD

Alors que, depuis plusieurs mois, les circuits intégrés sont montés dans l'usine de Rennes, SGS-FAIRCHILD nous a confié qu'il envisageait d'y réaliser, également les opérations de diffusion pour les circuits logiques de type CCSL (DTL, LPDTL, TTL, etc.).

Par ailleurs, en plus de circuits déjà bien connus, SGS annonce la sortie des circuits suivants :

En logique CCSL

9601 : Monostable resynchronisable après la première impulsion.

9620 : double amplificateur de ligne.
9621 : double récepteur de ligne dans l'état astable.
9624 - 9625 : interface +5 V à −27 V (CCSL MOS).
9034 : mémoire 256 bits série à lecture non destructive.

En circuits logiques à MOS

Produits annoncés :

3075 : multiplexeur 8 bits.
4510 : double comparateur à 4 bits (pour sélecteur d'adresse en particulier).

3800 : unité arithmétique 8 bits/Dip 36 fils.

En circuits intégrés analogiques

PRODUITS RECARACTÉRISÉS

µA 702, µA 702C, µA 709, µA 709C, µA 710, µA 710C µA 711, µA 711C

PRODUITS RÉCENTS

µA 703 et µA 703C, µA 709A, µA 716C, µA 726 et 726C, µA 730 et 730C.

PRODUITS ANNONCÉS

µA 722 : Convertisseur analogique-numérique ou numérique-analogique. Vitesse de traitement 600 ns. Précision 8 bits à 10 bits. Gammes : −20 °C +80 °C. Flat 24 fils et 0 °C +55 °C.

µA 727 : Préamplificateur bas bruit, basse dérive.

µA 731 : µA 711 à 15 ns.

µA 715 : µA 709 avec Slewing Rate 200 ns au lieu de 2 µs.

µA 741 : brochage µA 709, performances du LM 101.

DIVERS

● Pour terminer ce long compte rendu de la microélectronique au Salon des Composants de 1968, nous dirons que trois firmes prennent une position forte dans le domaine des circuits intégrés MOST, MSI ou non.

Il s'agit de GENERAL INSTRUMENTS, de NATIONAL SEMICONDUCTOR et de PHILCO. On note des registres à décalage statiques ou dynamiques, des décodeurs, des diviseurs, etc.

AMELCO confirme sa position dans sa logique à haute immunité au bruit DTL et présente avec PHILCO des circuits hybrides polylithiques.

MATÉRIEL POUR L'ÉLABORATION DE MICROCIRCUITS

● ALCATEL présente un mécanisme de production de microcircuits par évaporation sous vide, qui se monte sur un évaporateur classique et présente une série d'avantages indéniables (voir les photos de ce matériel dans l'*Onde Electrique* de janvier 1968, pp. 83 et 84).

Le mécanisme est constitué d'un manège de 12 chambres d'évaporation, équipée chacune d'un cache (un système de positionnement permet de déplacer le substrat sur le cache). Ce manège peut tourner autour de l'axe de l'anneau de montage qui est fixé sur le groupe de pompage. La partie du montage supportant le substrat est indépendante du manège et peut effectuer un mouvement de translation verticale. Pour passer d'un cache à un autre, le substrat est mis en position haute. On fait tourner le manège pour amener grossièrement le nouveau cache en regard du substrat qu'on place ensuite en position basse. Le positionnement précis s'effectue au cours de cette dernière manœuvre.

La plaquette supportant le substrat comporte trois billes venant se placer sur un dispositif Vecone-plan solidaire du porte-cache. Chaque cache est fixé au préalable sur son porte-cache au moyen d'un positionneur optique.

Toutes les pièces susceptibles de chauffer pendant l'évaporation sont refroidies à l'eau.

Lorsqu'un substrat est fixé sur sa plaquette-support, on peut le recouvrir de 12 dépôts différents avec une erreur totale de positionnement des films inférieure à 10 µ.

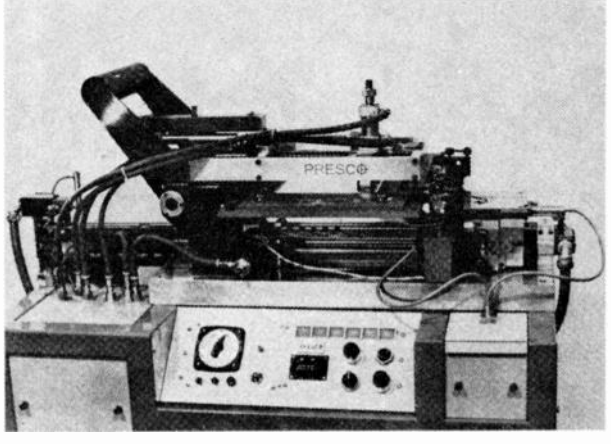
On peut introduire jusqu'à 12 substrats de 50 × 50 mm de surface utile. 12 sources d'évaporation différentes peuvent être équipées de 12 caches différents.

Le système de changement de cache par rotation du manège se fait de l'extérieur de l'enceinte par une clé à cliquet fixée sur un pignon d'entraînement. Les positions haute et basse du substrat sont matérialisées par des butées. Le démontage du substrat se fait par simple rotation d'un bouton moleté provoquant la libération de la plaquette qui supporte le substrat.

L'appareil peut être livré avec quartz piézoélectrique pour contrôle des épaisseurs et des vitesses d'évaporation.

● La société PRESCO-USA, représentée par ELENIC, présente une machine à sérigraphier qui sert à déposer des circuits passifs sur des substrats en céramique. Un modèle de laboratoire permet de réaliser trois cents circuits par heure, d'autres machines de type semi-automatique et automatique atteignent la cadence de 1 200 et 3 200 circuits par heure.

Le circuit à déposer, en couches épaisses, est dessiné sur un écran en acier inoxydable, par exemple. Une raclette passant sur l'écran force les encres à traverser les mailles non obturées de l'écran. Les encres dont la composition permet d'obtenir des résistances, des condensateurs et des conducteurs, sont, après dépôt, recuites à haute température pour éliminer les solvants, créer l'accrochage des couches sur le substrat et les stabiliser.



Machine à sérigraphier PRESCO

MATÉRIEL POUR LE DÉPOT DE COUCHES MINCES

● ALCATEL présente une station de pulvérisation cathodique, APC 1120, qui permet :

— la réalisation de dépôts conducteurs, semiconducteurs ou isolants ;
— des vitesses de dépôts importantes ;
— de faibles pressions résiduelles ;
— une adhérence des dépôts améliorée.

Le procédé breveté de pulvérisation cathodique mis en œuvre est une amélioration par rapport aux procédés de pulvérisation à configuration triode existant actuellement. Une disposition judicieuse des électrodes permet d'atteindre de plus grandes densités ioniques et, par suite, de plus grandes vitesses de dépôts dans une pression résiduelle plus faible.

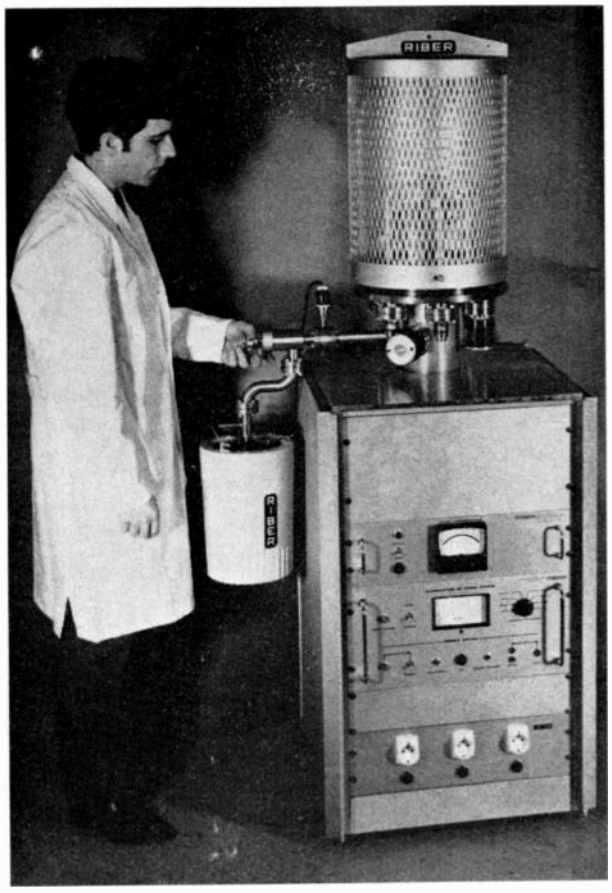
L'enceinte de la station est constituée d'une cloche en verre reposant sur un anneau de montage équipé. Le dispositif créant le plasma est solidaire de l'anneau de montage ainsi que les supports de cible et de substrats. Le bâti de pompage est à commande manuelle, il comprend une pompe à diffusion d'huile 1 200 l/s, une pompe mécanique à 1 étage 25 m³/h, un piège à azote liquide et un baffle refroidi par circulation d'eau, enfin les appareils de mesure du vide. Une armoire de commande, séparée du bâti de pompage, comporte les coffrets d'alimentation électrique du système de pulvérisation cathodique.

Une alimentation électrique haute fréquence permet la pulvérisation d'isolant.

Les performances de l'appareil sont les suivantes :

— Pression-limite 1.10^{-7} torr, vitesse effective de pompage 600 l/s ;

— La vitesse de dépôt est limitée par l'échauffement que peut subir le substrat qui, malgré un refroidissement éventuel, est soumis au bombardement des électrons et des molécules ou atomes des corps à déposer.



Évaporateur RIBER MI 3.

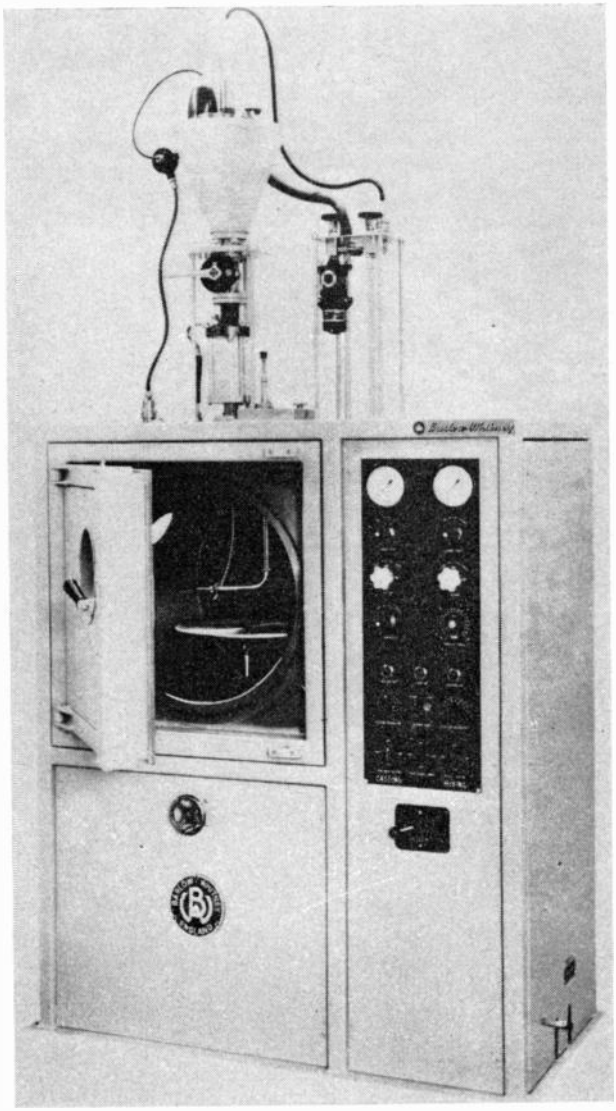
En fonction du courant ionique et du matériau constituant la cible, on peut donner, à titre d'exemple, quelques valeurs des vitesses de dépôts dans une pression de l'ordre de 3.10^{-4} torr d'argon :

Cible	Au	Nb	Cn	Al
Courant ionique	400 mA	400 mA	330 mA	350 mA
Vitesse de dépôt	20 μ/h	15 μ/h	8 μ/h	4 μ/h

● La Société Française d'Ultra-Vide RIBER a présenté deux appareils nouveaux qui viennent compléter sa gamme d'appareillages scientifiques basés sur l'obtention d'ultra-vides propres par pompe ionique.

La Société RIBER dispose maintenant du bâti UNI-11-P pour production industrielle de couches minces, lequel présente un important volume intérieur permettant l'installation aisée de 8 ou 10 substrats avec l'appareillage complet destiné à les faire mouvoir, à les masquer et à mesurer l'épaisseur et la vitesse du dépôt effectué par effet Joule, canon à électrons ou pulvérisation cathodique.

RIBER présente également un évaporateur ultra-vide à pompage parfaitement propre, grâce à l'absence de fluides



Matériel d'enrobage ou d'imprégnation sous vide BARLOW-WHITNEY.

moteurs pour l'obtention de vides de 10^{-8} à 10^{-9} torr. Il permet d'obtenir des répliques et des films minces dont l'état de surface final est tel qu'il assure l'utilisation des performances réelles des microscopes électroniques à haute résolution.

L'absence de molécules d'hydro-carbures et de molécules de vapeur d'eau offre l'avantage de présenter, même à de forts grossissements, un aspect lisse et uni ; de plus, ces films ne réagissent pas et ne se déchirent pas lorsqu'ils sont en contact ou immergés dans les liquides (eau distillée, solvants, etc.).

MATÉRIELS D'ENROBAGE SOUS VIDE

● BARLOW-WHITNEY Ltd, produit une série de matériels (E.-Vacen 0664), servant à l'enrobage ou l'imprégnation sous vide des composants au moyen de résines époxydes. Ces matériels, autonomes et à montage indépendant, comportent une chambre de moulage avec plaque tournante à chauffage électrique et commandée depuis l'extérieur ; la chambre est isolée et fermée au moyen d'une porte à charnières à auto-alignement et dotée d'une fenêtre d'inspection. L'intérieur de la chambre est éclairé.

Le récipient de mélange, prévu au-dessus de la chambre de moulage, comporte un agitateur entraîné par un moteur pneumatique à vitesse variable (la pression d'air nécessaire est de 5,62 kg/cm²). Des quantités prédéterminées de résine et de durcisseur sont envoyées par un bouchon de remplissage dans le couvercle supérieur, celui-ci étant également doté d'une lampe et d'une vitre d'inspection. Une chemise de chauffage électrique avec enveloppe isolée en tôle d'acier entoure le récipient du mélange. Une pompe à vide rotative étanche à l'huile est prévue dans la base. Les plaques tournantes ont de 305 mm à 610 mm de diamètre et la consommation électrique est comprise entre 2,5 kW et 6,5 kW, suivant le type.

MATÉRIELS POUR SOUDURE

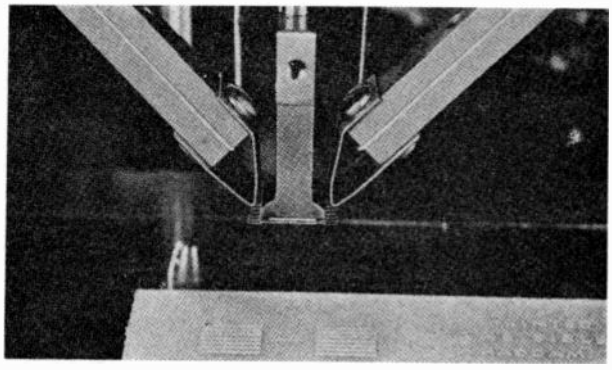
Une nouvelle orientation apparaît dans la technique de fixation des flat-packs sur les circuits imprimés. Cette technique fait appel à la soudure à l'étain classique. L'intérêt réside dans la rapidité de l'opération de soudure, puisque toutes les pattes de sortie du boîtier sont soudées simultanément en 1 ou 2 secondes. Le contrôle de la qualité de la soudure s'effectue comme pour la soudure à l'étain normale, il est donc rapide et efficace. Remarquons enfin l'intérêt présenté dans le domaine de la maintenance.

La Soldfating AF 8 d'ANGLADE.

● La machine présentée par ANGLADE est la Soldflating AF 8. Elle a été conçue pour effectuer avec le maximum de rapidité, d'efficacité et de fiabilité les soudures des pattes de flat-packs sur la face supérieure des circuits imprimés. Le flat-pack est mis en position au moyen d'un système à dépression dont l'étanchéité imparfaite permet le passage d'un courant d'air qui refroidit le boîtier. La précision de positionnement est obtenue au moyen d'une binoculaire stéréo-zoom et d'une table éclairée en lumière rasante. Deux pannes de fer à souder, thermostatées, dont le déplacement est commandé par un moteur électrique descendent de part et d'autre du flat-pack pour la soudure. Une minuterie permet le réglage précis du temps de soudage. La courte exposition à la chaleur (temps moyen 1 s) et le système d'aspiration éliminent le risque de détérioration par chauffage des pièces soudées. Une adaptation compensée automatique de la descente des pannes permet de réaliser des soudures sur des circuits de n'importe quelle épaisseur. Les soudures entre des éléments n'ayant pas été préétamés peuvent se faire sans risque de ponts, avec apport de soudure.

Il est possible de souder 120 à 150 flat-packs à l'heure.

● RIBER présente différents modèles de machines WELTEK, manuel et semi-automatique, pour la soudure des flat-packs (ou d'autres éléments) mettant en œuvre la même technique que celle indiquée ci-dessus. Ici le chauffage de l'outil de soudure est assuré par une impulsion électrique réglable en durée et amplitude, qui traverse une lame métallique. Un limiteur automatique de température permet de contrôler la température de l'outil de soudure.



RIBER : Outil de soudure de la machine WELTEK.

● DELTEC présente une soudeuse SIPPICAN, modèle RS 334 analogue à la WELTEK, de même que HUGHES (représenté par TEMI).

● ZEVA (représenté par la Société Métaux Blancs Ouvrés) présente un poste de microsoudure qui permet de réaliser des points de soudure d'une masse de quelques mg d'une manière reproductible. Le principe de la nouvelle méthode consiste en ce que l'on soude avec une minuscule goutte de soudure, laquelle, moyennant une panne à souder de conception spéciale, est prélevée d'un mini-creuset et transportée au point de soudure à réaliser.

L'appareil comporte :

— un mini-creuset contenant 5 g de soudure portée à une température maximale de 220 °C. La soudure est de la Trimétal à 60 % saturée de cuivre ;

— un récipient contenant un décapant solide ;

— un poste pour le contrôle et la régulation de la température de l'extrémité de la panne du fer à souder.

Lorsque les conditions de température pour le creuset et la panne sont bien définies, on obtient des gouttes de soudure dont la valeur de la masse, 2 à 10 mg, est reproductible dans des tolérances étroites.

DOCUMENTATION TECHNIQUE

TRANSISTOR UNIJONCTION PROGRAMMABLE

Un ingénieur d'étude peut maintenant programmer dans un transistor unijonction les caractéristiques électriques désirées, en choisissant simplement des résistances pour ses exigences particulières.

Le Département des Produits Semiconducteurs de GENERAL ELECTRIC Company, Syracuse, N.Y., annonce la sortie d'un Transistor Unijonction Programmable (PUT), le D13T1.

Ce transistor, avec des bornes d'anode, de grille d'anode et de cathode, permet bon nombre de caractéristiques distinctes de celles d'un transistor unijonction classique.

Parmi les avantages-clés offerts par le D13T1, on peut citer la possibilité de programmer la tension eta, la résistance interbase, le courant de vallée et le courant de crête afin de satisfaire à ses besoins particuliers. Sa plage de fonctionnement va de 2 à 40 V et son courant de fuite est faible.

En choisissant les résistances nécessaires, l'ingénieur d'étude a la possibilité de programmer les caractéristiques de l'unijonction, ce qui évite d'avoir une gamme étendue de transistors unijonctions classiques, destinés à une application dans des circuits de détection, des circuits de balayage, des dispositifs de synchronisation, des oscillateurs et des déclencheurs de redresseurs commandés, au silicium (SCR).

La figure 1 représente un circuit unijonction de base ; la figure 2, de façon identique, le même circuit sauf que le transistor unijonction est remplacé par le D13T1, plus des résistances, R_1 et R_2.

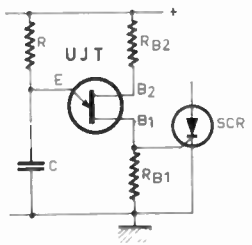


FIG. 1.

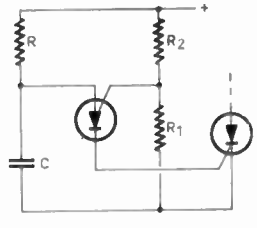


FIG. 2.

Les résistances R_1 et R_2 commandent la tension à laquelle la diode (d'anode à grille) devient polarisée dans le sens direct. Lorsque la diode est conductrice, la régénération inhérente à un dispositif PNPN met le D13T1 à l'état conducteur. Cela engendre une caractéristique de résistance négative d'anode à cathode, ressemblant à la modulation de R_1 pour un unijonction classique.

Les résistances R_1 et R_2 sont équivalentes à la résistance interbase d'un unijonction classique. Pour des tensions d'anode inférieures à la tension de grille (qui est établie par R_1 et R_2), le D13T1 est à l'état non conducteur. Lorsque la tension d'anode dépasse la tension de grille, le D13T1 devient conducteur, produisant une zone de résistance négative dont les caractéristiques sont déterminées par la combinaison en parallèle de R_1 et R_2.

Plus la résistance de grille est faible, plus le courant de vallée est élevé. Le courant de crête chute lorsque la résistance de grille s'élève.

Les résistances RB_2 et RB_1 de la figure 1 ne sont pas nécessaires lorsque le D13T1 remplace un unijonction classique. La résistance RB_1 est utilisée fréquemment pour dériver le courant interbase de l'unijonction qui, autrement, déclencherait le SCR (redresseur commandé au silicium). Comme R_1, dans le cas du D13T1, peut être mis directement à la terre, il n'existe pas de courant à dériver à la grille du SCR. La résistance RB_2 est utilisée comme compensation de température et pour limiter la dissipation de l'unijonction pendant la décharge d'un condensateur. Comme R_2 n'est pas modulé, RB_2 peut y être ajouté.

Le D13T1 (PTU) peut être utilisé, par exemple, comme déclencheur de SCR et dans des dispositifs de synchronisation à intervalles faibles et moyens. Il a un courant de crête inférieur à 2 µA et un courant de fuite grille d'anode-anode de 10 nA.

Le taux d'augmentation de la tension d'impulsion du D13T1 est de 80 ns avec une tension de sortie d'impulsion de 6 V.

La puissance moyenne totale est de 300 mW. Les tensions de rupture principales sont de 40 V. Le courant de crête récurrent en sens direct d'anode est de 1 A à une largeur d'impulsion de 100 µs, le coefficient d'utilisation de 1 %. Le courant continu d'anode est de 150 mA. La plage de température ambiante de fonctionnement est de −50 °C à +100 °C.

Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 400.

DIODE VARACTOR DE TRÈS FORTE PUISSANCE ATTEIGNANT 17 W A 2 GHz

MOTOROLA vient de présenter une paire de nouveaux varactors H.F. de puissance au silicium présentant un rendement élevé et donnant une très forte puissance de sortie dont la valeur typique atteint 17 watts à 2 GHz (puissance d'entrée : 30 watts).

L'un de ces varactors, le type MV1809C, présente un rendement minimal en doubleur égal à 52 % pour une puissance d'entrée de 20 watts, et le type analogue de précision, le MV1809C1, *garantit un rendement minimal de* 58 % pour une puissance d'entrée de 25 watts. Ces dispositifs présentent ces caractéristiques minimales en raison de la vérification effectuée individuellement sur 100 % de leurs paramètres.

En se basant sur les valeurs typiques de ces varactors, l'ingénieur d'études d'équipements hyperfréquences peut compter obtenir une puissance de sortie atteignant 16 watts à 2.25 GHz dans la bande de télémesure, et jusqu'à 17 watts à 2 GHz pour les étages de commande de matériel fonctionnant dans la bande « S ».

Les MV1809C et MV1809C1 sont disponibles sous boîtiers standard du type « cartouches ». Le MV1809C existe également en cinq versions différentes de boîtiers, les caractéristiques électriques restant identiques.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 401.

TRANSISTORS P N P DE PUISSANCE TEXAS

Le désir de disposer de transistors de puissance PNP a, depuis longtemps, été un des soucis de l'ingénieur de projet. Dans de nombreuses applications, un transistor PNP est nécessaire pour des raisons de polarité ou de *symétrie complémentaire*. Le développement du silicium a pratiquement éliminé le germanium dans le domaine du « petit signal », mais dans celui de la « puissance », on peut noter un certain retard dû principalement à la rareté et au coût élevé d'éléments PNP silicium de puissance.

Pour répondre à tous ces besoins, des progrès ont été récemment réalisés et TEXAS INSTRUMENTS peut maintenant présenter une gamme de transistors complémentaires PNP et NPN de puissance qui le place au premier rang dans ce domaine.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 402.

PHOTORÉSISTANCE DOUBLE HEWLETT-PACKARD

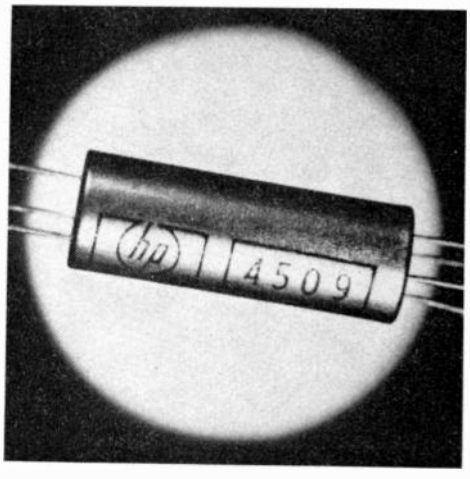
Ce nouveau composant, HP 5082-4509, associe sous le même boîtier deux cellules indépendantes contrôlées par une lampe incandescente de 12 V. Chaque cellule a des résistances d'illumination et d'obscurité respectives de 100 MΩ et de moins de 10 kΩ (lampe alimentée sous 10 V). Leur réponse est identique à 10 % près dans la gamme de résistance la plus basse, sur trois décades (la gamme d'illumination s'étend de 3 à 10 V).

Les cellules photorésistives sont particulièrement utiles :

1) lorsqu'on désire un grand découplage entre circuits, le circuit à contrôler travaillant à des niveaux de tension élevés par rapport à ceux du circuit de contrôle. (Le composant présenté possède un découplage électrique entre la lampe et la double photorésistance de $10^{12}\Omega$ et une capacitance de 0,05 pF) ;

2) lorsqu'il est nécessaire d'éviter les transitoires en commutation à basse vitesse (<10 Hz).

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 403.



Photorésistance Hewlett-Packard

CIRCUITS LOGIQUES ET NUMÉRIQUES INDUSTRIELS A SEMICONDUCTEURS

Les éléments semiconducteurs, au silicium en particulier, permettent de résoudre tous problèmes d'automatisation avec une fiabilité accrue.

Afin de simplifier la mise en œuvre de ces éléments, une équipe de techniciens du Service automatisme des Etablissements MERLIN GERIN a mis au point le boîtier fonctionnel SILIMOG.

La gamme SILIMOG comprend, suivant leurs fonctions, une quarantaine d'éléments fonctionnels parfaitement compatibles entre eux :

— les fonctions de détection de l'information qui constatent le franchissement de seuils de tensions prédéterminés ou signalent l'occultation d'une cellule photo-électrique,

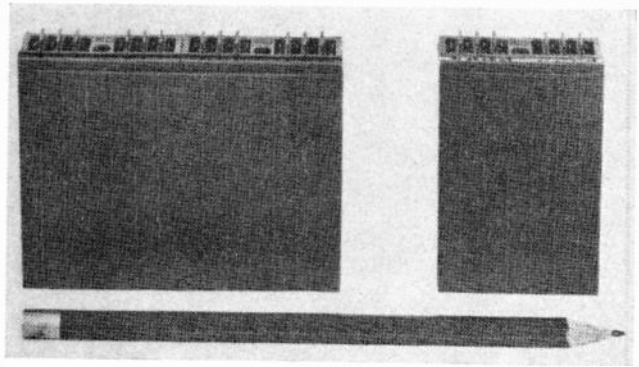
— les fonctions de traitement de l'information,

— les fonctions de logique usuelles comprenant notamment les éléments ET, OU, Temporisateur, Sortie, utilisées pour résoudre les problèmes courants de verrouillage, sécurité, aiguillage, séquence, etc.,

— les fonctions de traitement numérique des informations qui résolvent les problèmes de calcul et de programmation dans les applications diverses de comptage, pesage, positionnement numérique, mesure numérique de vitesse ou de déplacement. Cette famille de fonctions comprend essentiellement les éléments décade de comptage, additionneur, comparateur, mémoire numérique et convertisseur numérique analogique,

— les registres à empilement ou à glissement déclenché qui assurent la prise en charge, le transfert et la restitution ultérieure dans l'ordre d'arrivée des informations nombreuses rencontrées dans les problèmes de triage de pièces en ligne, de gestion de magasin ou encore de centralisation de données,

— les fonctions d'alarme et de signalisation qui regroupent chacune, dans un seul boîtier, tous les composants nécessaires à la commande de voyants d'alarme et de



Boîtiers SILIMOG Merlin Gerin

signalisation de défaut selon les séquences de reconnaissance habituellement rencontrées.

En vue d'obtenir une sécurité accrue, notamment au niveau des verrouillages, les utilisateurs disposent en outre :

— d'une fonction ET à transistors, sans restrictions particulières d'association avec toutes les autres fonctions SILIMOG délivrant un état « zéro » sur leurs sorties (manque de signal) en cas de rupture de fil sur une ou plusieurs entrées ;

— de deux sorties distinctes, l'une directe, l'autre complémentée, sur toutes les fonctions de logique usuelle (ET, OU, Temporisateurs, etc.). De ce fait, la fonction NON ne se trouve jamais matérialisée seule ; on la trouve toujours associée aux autres fonctions dans un même boîtier, et le choix possible entre sortie directe et sortie complémentée autorise la conception de schémas assurant la sécurité, soit par émission de signal, soit par manque de signal.

Chaque fonction est matérialisée par un boîtier moulé, de la dimension d'un paquet de cigarettes, qu'une barrette teintée permet d'identifier.

Les diverses connexions d'entrée et de sortie se présentent, une fois le module fixé, face à l'utilisateur. Le câblage entre boîtiers s'opère en utilisant des cordons de filerie préfabriqués, équipés de clips enfichables à la main.

L'alimentation est réalisée à partir d'une source de tension continue unique de 48 V aux tolérances larges (+10 % −20 %).

Cette tension, qui n'a pas besoin d'être régulée, peut être délivrée soit par un bloc redresseur filtré, soit par une batterie d'accumulateurs si un secours de l'alimentation est nécessaire.

Par ailleurs, l'impédance de tous les boîtiers SILIMOG a été normalisée. Chaque sortie directe peut commander simultanément 7 entrées fonctionnelles quelconques et chaque sortie complémentée peut en commander simultanément 3.

Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 404.

NOUVELLE COMMANDE NUMÉRIQUE PAR MOTEURS PAS A PAS

D'une grande simplicité de conception, la nouvelle *commande numérique de positionnement,* fabriquée par SOURIAU-ATTE, utilise des moteurs pas à pas de haute précision comme organes d'entraînement. Ce principe permet ainsi d'obtenir un équipement à faible prix de revient, les moteurs pas à pas éliminant tous les capteurs de position et offrant une grande précision sans être asservis.

La commande numérique Souriau-Atte, permet, à partir des instruction données par une bande perforée 8 canaux E.I.A., de contrôler numériquement les 1, 2 ou 3 axes (dont 2 en simultané), de tous les équipements industriels ; avec positionnement et usinage aussi bien en ligne droite qu'à 45°.

Ses circuits sont entièrement transistorisés et enfichables, avec un nombre restreint de composants assurant une sécurité de fonctionnement élevée.

Son adaptation est aisée sur la plupart des équipements mécaniques.

La programmation incrémentale ne nécessite aucune modification des pratiques courantes de quotation.

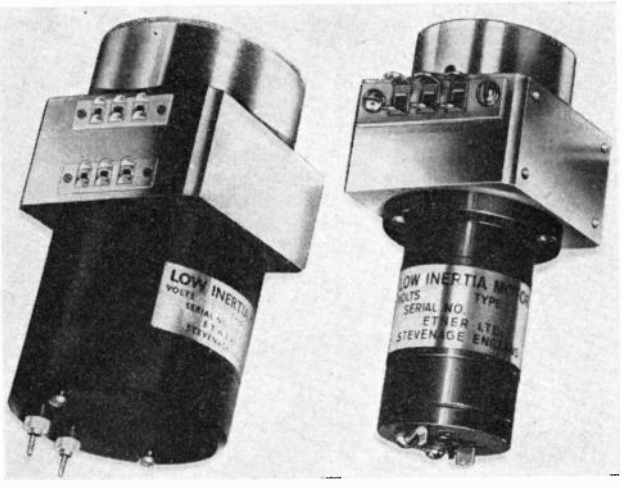
La vitesse des moteurs pas à pas est de 2 000 pas/s, l'accélération et la décélération sont automatiques.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 405.

POTENTIOMÈTRE DE PRÉCISION COMMANDÉ PAR MOTEUR INTÉGRATEUR

La Société anglaise ETHER Ltd., produit des potentiomètres à moteur qui se composent de moteurs intégrateurs à faible inertie couplés à des potentiomètres de précision par l'intermédiaire de réducteurs. Des moteurs de 2,54 cm ou de 5,08 cm ∅ peuvent être employés ; le plus gros démarre sous des tensions comprises entre 8 mV et 160 mV, et sa constante de temps est de 12 ms. Les ensembles résultants peuvent être montés dans des systèmes de pilotage automatique à bord d'avions-cibles, dans des systèmes d'asservissement des stations météorologiques éloignées et dans la plupart des systèmes enregistreurs d'information.

Le moteur de 5,08 cm commande le potentiomètre par l'intermédiaire d'un réducteur contenu dans un bloc central en alliage léger ; le réducteur emploie des engrenages en acier inoxydable ayant des rapports compris entre 10:1 et 3 125 000:1. Le contact glissant du potentiomètre est commandé par l'intermédiaire d'un embrayage qui patine ; une commande manuelle pour remettre à zéro le contact glissant du potentiomètre, et des butées du contact réglables peuvent être éventuellement prévues.



Potentiomètres Ether Ltd.

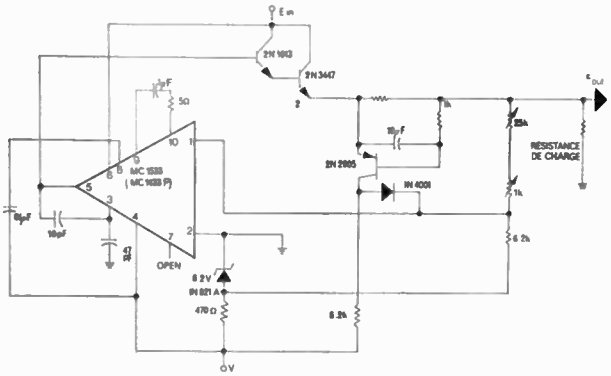
Les potentiomètres ont des résistances comprises entre 100 Ω et 20 kΩ (800 Ω et 5 kΩ représentent les valeurs normales) ; des métaux précieux sont utilisés dans la fabrication des enroulements et des contacts glissants. Le nombre moyen de tours est de 2 000. La linéarité normale d'intégration du potentiomètre est de 0,25 %, et chaque section du potentiomètre (on peut avoir des ensembles à 2 sections, 4 sections ou 6 sections) est d'une linéarité normale de 0,15 %. Lorsque le rapport de réduction est de 1 000:1 ou davantage, il est possible d'obtenir une précision globale d'intégration égale à 0,5 %. Les tensions de commande c.c. du moteur sont de 1,5 V, 6 V, 12 V ou 24 V et l'ensemble peut fonctionner par des températures comprises entre −10 °C et +70 °C ; il pèse 680 g.

Le potentiomètre à moteur peut servir de multiplicateur de signaux dans un système d'asservissement, de mémoire dans des systèmes calculateurs, ainsi que pour la conversion de tension ou de courant en résistance. Grâce à la très haute précision d'intégration réalisée avec des rapports de réduction appropriés et à la grande linéarité tension/vitesse des moteurs lorsque ceux-ci sont soumis à des charges réduites, les ensembles peuvent être employés pour produire des signaux analogiques précis. Dans de telles applications, l'enroulement du potentiomètre est alimenté à partir d'une source de tension distincte ; l'alimentation totale appliquée aux bornes du moteur (intégrale tension/temps) apparaîtra alors sous forme de tension de sortie aux bornes du potentiomètre.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 406.

UN NOUVEAU MONTAGE RÉGULATEUR DE TENSION

Une association de circuits discrets et de circuits linéaires monolithiques intégrés constitue ce régulateur de tension stable assurant la protection contre les courts-circuits.



Le montage utilise l'amplificateur opérationnel MC 1533 de MOTOROLA, fonctionnant en driver et amplificateur à seuil de détection, il associe à deux transistors H.F. au silicium, une diode de référence de tension zener de 6,2 volts, et une diode de redressement.

Présentant un gain élevé, une faible dérive et un facteur de rejection d'alimentation élevé, le MC 1533 convient particulièrement à ce type d'application en régulateur de tension. On peut l'utiliser soit en source de tension fixe de sortie, soit avec deux tensions d'entrée pour obtenir en sortie une tension variable entre 0 et 25 volts.

MOTOROLA enverra, sur simple demande, sa note d'application AN-248 donnant tous les détails sur le principe et les méthodes de réalisation de ce régulateur de tension, ainsi qu'un certain nombre d'autres applications.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 407.

CONDENSATEURS AU TANTALE POUR COUCHES MINCES, COUCHES ÉPAISSES, CIRCUITS HYBRIDES

La Société AIR TRONIC vient de développer une gamme complète de condensateurs au tantale type CM en 5 tailles différentes allant jusqu'à 220 μF et 50 volts et pouvant supporter temporairement une température de 250 °C.

Ces condensateurs sont formés d'un bloc parallélépipédique comportant, à la partie inférieure, deux métallisations en nickel étamé permettant de les souder directement sur un support en céramique ou en silicium, par passage au four.

Un condensateur de 1 μF a comme dimensions 3,2 mm × 1,8 mm et une épaisseur de 1 mm, et un condensateur de 220 μF 9,5 mm × 12 mm × 4 mm.

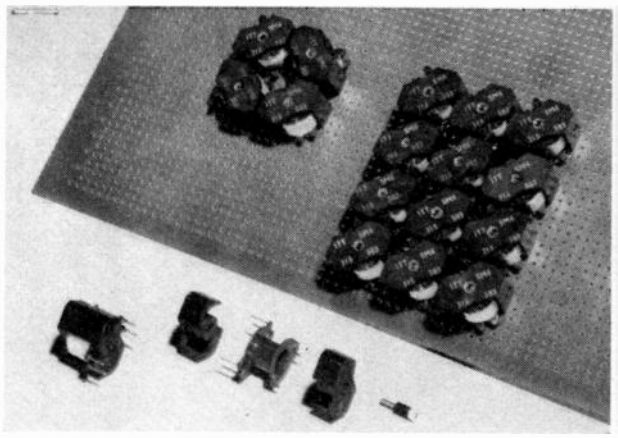
Ces condensateurs sont fabriqués en bande, ce qui permet une automatisation complète. Leurs prix, en 1969, seront inférieurs à ceux des séries militaires CCTU en boîtiers hermétiques.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 408.

UNE NOUVELLE GAMME DE POTS FERRITE RECTANGULAIRES I.T.T.

Une nouvelle gamme de pots ferrite rectangulaires (Type S.M. 6), pour implantation directe sur circuit imprimé sans aucune pièce supplémentaire, est maintenant disponible chez ITT. Ces éléments fournissent des performances équivalentes à un pot de 18 × 11 mm, suivant normes IEC, mais présentent un encombrement plus réduit que celui des pots ferrite conventionnels. Cet assemblage comprend deux demi-pots, une bobine avec des cosses moulées et, si nécessaire, un noyau plongeur.

Les cosses de connexion ont 4,7 mm de longueur pour pouvoir s'adapter sur un circuit imprimé de 1,59 mm d'épaisseur. Les bobines sont disponibles avec 4 ou 6 cosses, au choix. Les cosses de connexion sont au module de 2,54 mm, l'espacement des cosses étant égal à la diagonale d'un



Pots ferrite ITT

carré de 2,54 mm de côté. La hauteur maximale du pot de 12,5 mm permet un espacement standard du circuit imprimé.

Les nouveaux pots ferrite ITT sont disponibles en quatre qualités de ferrite : SA 502, SA 503, SA 601 et SA 611. Les deux premiers sont destinés à l'application d'inductance, les deux derniers à la fabrication de transformateurs. En ce qui concerne l'inductance, les noyaux centraux sont creusés et polis, pour avoir un entrefer qui assure un ajustage progressif des caractéristiques.

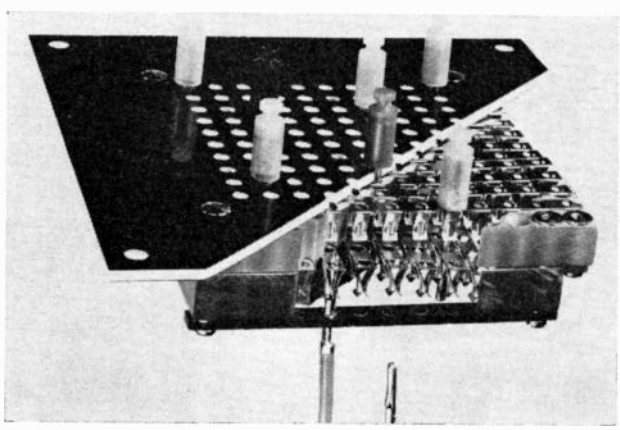
Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 409.

MATRICES DE PROGRAMMATION « PINBOARD » A-MP*

Ce matériel a été étudié pour donner une solution économique et simple aux problèmes de contrôle et de programmation des installations électriques ou électroniques qui se posent à toutes les professions. Les matrices de programmation A-MP sont essentiellement constituées par deux blocs en XXXP, percés d'alvéoles circulaires dans lesquels viennent se loger des contacts. Ceux-ci se présentent en deux nappes superposées de barrettes parallèles. Les barrettes supérieures et inférieures, orthogonales étant mises en contact par l'intermédiaire de broches simples ou à diode.

Le branchement des matrices avec les circuits extérieurs se fait par l'arrière. Ces matrices sont disponibles en deux types, le type « 10 » et le type « 30 ».

Les matrices type « 10 » peuvent présenter toutes les combinaisons possibles dans la limite de 40×100 contacts (4 000 trous).



Matrice Pinboard A-MP

● Le branchement avec les circuits extérieurs se fait par embouts « Taper Pin » A-MP.

● Elles peuvent être équipées de lampes témoin montées en dérivation, en série ou être indépendantes.

● Les barrettes de contact peuvent être utilisées sans coupure sur toute une ligne, ou être coupées jusqu'à obtenir un branchement point à point ; pour chaque barre ou portion de barre, il peut y avoir deux contacts de branchement.

Les matrices type « 30 » existent en modèle standard ou non.

Le type « 30 » standard, disponible sur stock en 9 dimensions, ne comporte qu'un nombre réduit de combinaisons.

Le type « 30 » non standard permet, à partir d'éléments standard, d'obtenir un nombre plus important de combinaisons par coupure des barres et adjonction d'éléments complémentaires.

● Le branchement des matrices de programmation type « 30 » se fait par broches standard MATE-N-LOK*, connectées à l'extrémité des barres et verrouillées sur une barrette.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 410.

NOUVEAUX SUPPORTS D'ESSAIS POUR BOITIERS TO

BARNES CORP. (représenté en France par SPETELEC), est spécialisé dans les supports pour circuits intégrés, flatpacks, DIP ou en boîtiers TO. Ces supports s'adaptent sur les connecteurs universels RD-86 permettant de tester rapidement une grande bande variété de circuits intégrés.

Ses nouveaux supports miniatures de la série MFO conviennent aux transistors et aux circuits intégrés en boîtiers TO. Ils possèdent un index de repérage, des entrées guidées facilitant une insertion rapide, des contacts auto-nettoyants de 10 mΩ permettant 50 000 insertions et admettant un courant maximal de 1 A.

Les contacts sont en cuivre béryllium, plaqués or sur nickel et le corps du support est en polysulfone, silicone ou teflon FEP permettant des essais entre —65° et 150° ou 200 °C.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 411.

PHOTOCHROMES THOMSON

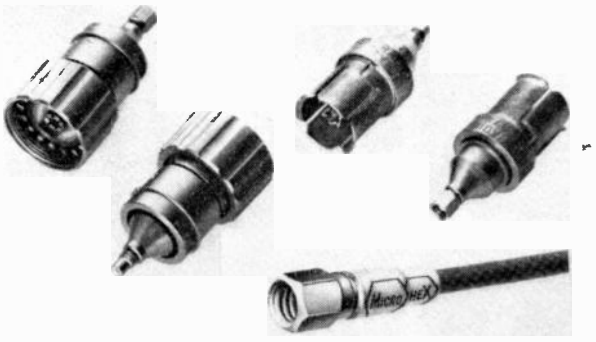
Le photochromisme est une propriété caractérisant des substances qui changent réversiblement de couleur sous l'action de radiations électromagnétiques proches du spectre visible, en passant d'un état incolore ou peu coloré à un état coloré.

Les applications de ce phénomène sont très intéressantes. Contraitement à la photographie classique, la photochromie permet d'obtenir, sans révélation de films, des images de grande résolution. Dans le domaine des calculateurs numériques, il est possible de l'utiliser pour réaliser des mémoires temporaires, le nombre de bits par unité de surface étant très supérieur à celui obtenu par les systèmes classiques. L'effacement est immédiat en utilisant une radiation appropriée.

Par ailleurs, il existe une autre famille d'applications particulièrement importante : la visualisation. Alors que la plupart des écrans cathodiques actuels ne peuvent garder l'information que pendant un laps de temps très court, il est possible, en impressionnant un écran photochromique, de conserver une image de quelques secondes à plusieurs heures, selon le matériau particulier choisi, en fonction du besoin.

NOUVEAUTÉS SEALECTRO

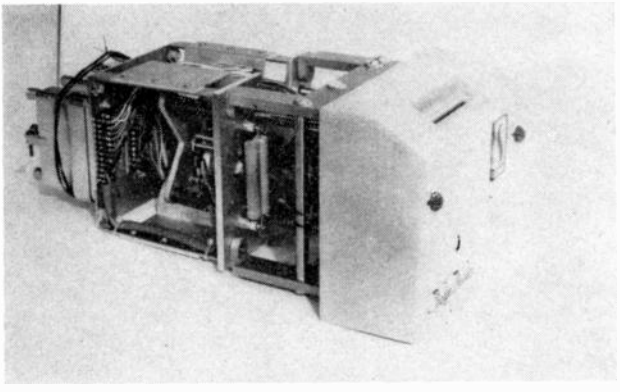
Réplique du CONHEX, le MICROHEX est actuellement le plus petit connecteur coaxial 50 Ω garantissant un TOS 1,2 jusqu'à 4 GHz. Il existe en versions vissable, encliquetable ou à enfichage lisse disponibles sur stock.



Adaptateurs SEALECTRO et connecteur Microhex

L'adaptateur Con-Hex a été conçu spécialement pour réaliser les connexions entre les fiches BNC et les nouveaux connecteurs miniatures en voie de généralisation dans les nouvelles fabrications. Il évite ainsi la multiplicité des cordons de raccordement.

D'autre part, SEALECTRO tient maintenant en stock des adaptateurs à très faible TOS permettant de réaliser des mesures sur des lignes General Radio ou Hewlett-Packard.



Lecteur de badge SEALECTRO

Enfin, un LECTEUR DE BADGE 10 × 10 entièrement automatique bénéficie des mêmes avantages que les LECTEURS SEALECTRO 82 ou 51 colonnes : séparation totale des fonctions mécaniques et électriques évitant, entre autres, l'encrassement des contacts par les cartes.

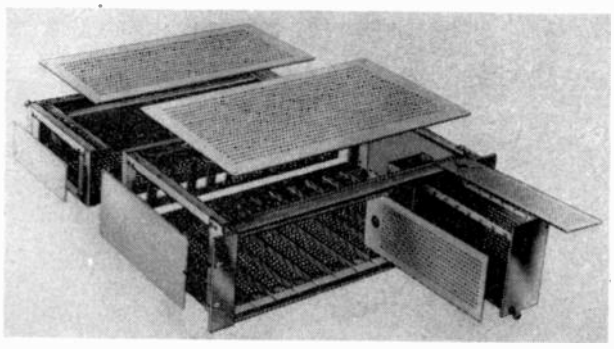
Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 412.

UN NOUVEAU CHASSIS PLUG-IN POUR APPAREILS ÉLECTRONIQUES

La RDT-Ing. ROSSELLI DEL TURCO, représentée en France par SERIEL, 48, rue Victor-Hugo, 72-Clamart, Téléph. 736.25.55, a présenté au dernier Salon un assortiment varié de châssis, racks et composants mécaniques pour l'électronique.

On s'est intéressé particulièrement à un nouveau châssis, plug-in, le Nimext, qui peut être considéré comme une extension du standard américaine NIM, puisque tous ses éléments sont interchangeables avec la production américaine dans les hauteurs de 5 à 3 unités système 19", les seules prévues dans le standard américain ; dans le modèle dont il est question, on a ajouté d'autres dimensions et d'autres possibilités de montage.

Le châssis contient des tirois pour 12 modules au total ; à ce châssis sont fixés un panneau porte-connecteurs, un boîtier pour l'alimentation, démontable par l'arrière, et une boîte qui porte le câblage et les connecteurs coaxiaux pour les sorties des tiroirs (extender). Ces accessoires qui peuvent être montés de façons diverses, assurent une grande souplesse au système Nimext.



Nouveau châssis RDT - Rosselli

En outre, le châssis peut être disposé pour l'enfichage des cartes des circuits imprimés, au lieu des tiroirs, et même dans ce cas, on a prévu différentes possibilités de montage.

Le système de construction de ce châssis permet aisément de réaliser, sur demande du client, d'autres systèmes de montage tels que montages avec cartes et tiroirs.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 413.

UN HAUT-PARLEUR SANS ORGANES MOBILES

Une société britannique construit un haut-parleur « ionique » reproduisant parfaitement les sons ; cette société est probablement la seule du monde qui fabrique de tels haut-parleurs.

Le son est produit par de l'air fortement ionisé contenu dans une cellule de quartz. L'ionisation est obtenue en introduisant dans la cellule une électrode reliée à un oscillateur à 27 MHz. Cette fréquence est modulée par l'entrée audio et fait varier d'une façon exactement proportionnelle le volume d'ionisation, engendrant ainsi des ondes de pression qui sont transformées en sons par un cornet exponentiel.

Il n'y a pas d'organes mobiles et le système est complètement apériodique en dehors des caractéristiques du cornet ; il donne une réponse uniforme allant jusqu'à 50 kHz et au-delà, exempte de toute résonance et donnant une parfaite reproduction des transitions.

La fréquence d'arrêt du cornet est de 1 500 Hz. Sa sortie utile commence à 2 000 Hz environ et, au-dessus de 3 000 Hz, sa réponse linéaire est parfaite.

Le haut-parleur ionique est combiné à un haut-parleur de basse fréquence monté dans une armoire en contre-plaqué de teck.

La réponse de l'ensemble en fréquence est de 30 Hz à 30 kHz et la puissance consommée, de 20 W.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 414.

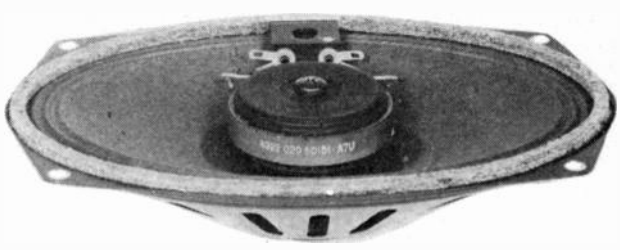
NOUVEAUX HAUT-PARLEURS ITT DE DIMENSIONS RÉDUITES

Le nouveau haut-parleur elliptique plat, ITT du type LPF 1319 (13×19 cm) a une profondeur de montage de 4 cm ce qui permet de le suspendre au mur comme un tableau. Son système magnétique (8 000 gauss) est disposé à l'intérieur de l'espace du diaphragme.

Ses caractéristiques principales sont :

Courbe de réponse 90 à 12 000 Hz.
Puissance de sortie 5 W pour la parole et la musique.
Impédance 4 Ω.

Le haut-parleur à large bande LPB 128 ayant également une impédance de 4 Ω est utilisé pour des enceintes haute fidélité subminiatures conformément au principe des enceintes fermées. Le système est capable de reproduire la gamme de fréquences de 60 à 15 000 Hz obtenue normalement en utilisant deux haut-parleurs combinés à travers un filtre séparateur.



Le radiateur acoustique, avec un diamètre de 128 mm et une profondeur de 6 cm seulement, est muni d'un système magnétique de 12 000 gauss, ce qui garantit un rendement acoustique excellent même s'il est incorporé dans des enceintes miniatures. La puissance de sortie s'élève à 15 W pour la parole et la musique.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 415.

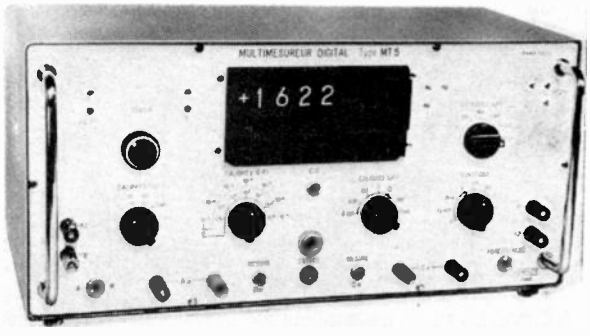
VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE DIGITAL V.D. 1000 LEMOUZY

Bien connu sur le marché, le voltmètre électronique type MT 5 de LEMOUZY à lampe, pour courant alternatif et continu, vient d'être pourvu d'un dispositif à affichage numérique.

Rappelons-en les principales caractéristiques :

— résistance d'entrée de 10^{14} Ω en continu ;
— courant-grille de 10^{-13} A ;
— impédance d'entrée de 1 000 MΩ à 100 Hz en alternatif, bande passante 10 Hz à 10 MHz ;
— possibilité de mesurer la tension-crête ou la tension efficace en conservant l'impédance dans les deux cas et la mémoire de la mesure durant des dizaines de minutes ;
— 4 calibres : 1, 10, 100, 1 000 V. ;
— minimum appréciable : ± 2 mV, maximum 1 500 V. ;
— précision : 0,15 à 0,5 % selon le calibre.

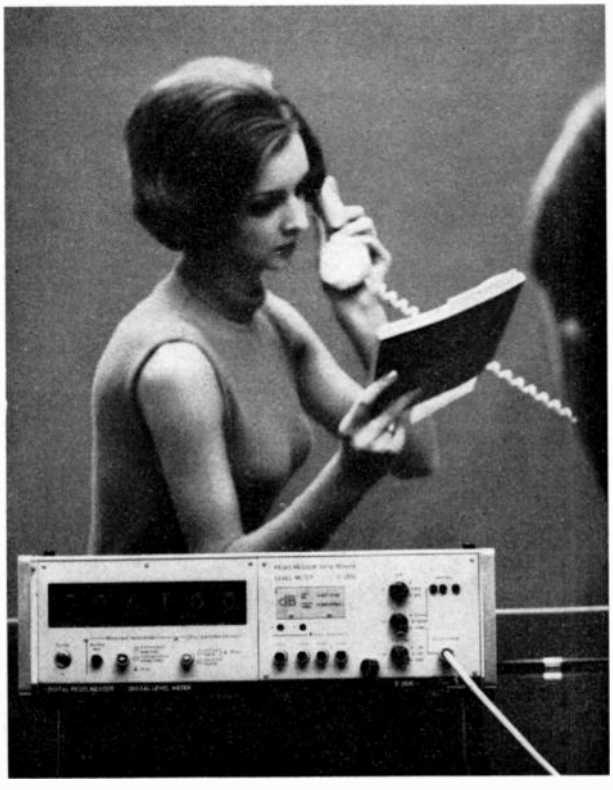
Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 416.



Voltmètre digital VD 1000 Lemouzy

HYPSOMÈTRE DIGITAL A GRANDE PLAGE DE MESURE ET LARGE GAMME DE FRÉQUENCES

Dans la technique de transmission des communications, on recherche une automatisation de plus en plus poussée des travaux de mesure et de contrôle qui sont à effectuer aussi bien au moment de la mise au point et de la fabrication qu'au cours des travaux de maintenance des différents équipements de transmission. Les appareils de mesure



Hypsomètre digital Siemens

numériques qui constituent des éléments importants d'une automatisation prennent, ici également, de plus en plus d'importance. Développé par SIEMENS, l'hypsomètre digital D 2010/D 2014 est le premier dans son genre à pouvoir mesurer avec précision des niveaux compris entre −60 et +20 dB dans la gamme de fréquences de 30 Hz à 120 kHz, à pouvoir afficher le niveau numériquement et fournir sa valeur sous forme codée.

Dans le tiroir analogique de l'hypsomètre digital, la tension à mesurer est acheminée sur un circuit redresseur très linéaire par l'intermédiaire d'amplificateurs à large bande stables et d'un commutateur de gammes à échelonnement logarithmique commandé automatiquement. Le signal redressé est ensuite envoyé sur un convertisseur analogique-numérique incorporé dans l'appareil de base. Le rapport logarithmique, par rapport à la tension de référence définissant le niveau, est obtenu dans un circuit de comparaison par décharge d'un circuit RC. On obtient dans ce circuit l'intervalle de temps proportionnel au niveau et le critère pour le signe ; un signaleur de valeur limite commande le commutateur de gammes de la partie analogique. Le résultat de la mesure, compté en cinq décades, en code binaire, est converti en un code 1 parmi 10 et enregistré dans une mémoire qui commande les tubes d'affichage numérique du panneau indicateur.

L'appareil permet d'effectuer des mesures dans la gamme de −60 à +20 dB ; la plage de mesure de 80 dB correspond, par conséquent, à un rapport de tension linéaire de 1:10 000. L'incertitude de mesure absolue typique de ±0,1 dB est très petite, d'autant plus qu'elle est valable pour n'importe quelle valeur lue et qu'elle n'est pas référée à une valeur maximale comme cela est le cas avec les appareils de mesure analogique. Puisqu'une modification du niveau de 0,01 est encore affichée avec certitude, l'appareil peut être utilisé comme étaleur de niveau pour des mesures relatives. Par ailleurs, il est possible d'y raccorder des appareils pour un traitement électronique ultérieur ou pour la transmission des résultats des mesures (imprimantes ou lignes à grande distance).

Si l'on connecte l'hypsomètre digital à une sortie FI d'un hypsomètre sélectif, située dans sa gamme de fréquences, il est possible d'effectuer des mesures digitales sélectives. C'est ainsi que l'hypsomètre Siemens D 354 permet d'utiliser la totalité de la plage de mesure et la précision de l'hypsomètre digital dans la gamme de fréquences de 200 Hz à 1 620 kHz pour des mesures sélectives. Associé à un générateur de niveau télécommandé, on peut réaliser, en outre, un banc de mesure sélectif automatique et programmable. En raison de sa subdivision en appareil de base et tiroir, l'hypsomètre peut être adapté d'une manière relativement simple à d'autres problèmes de mesure ou à d'autres gammes de fréquences. Des tiroirs pour d'autres applications, par exemple pour des mesures différentielles de niveau, sont en préparation.

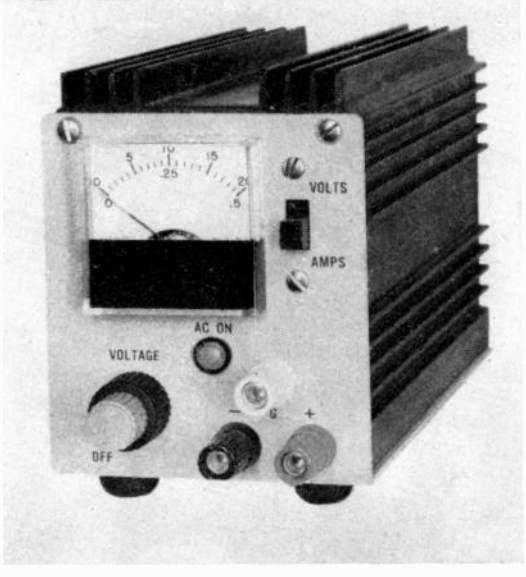
Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 423.

ALIMENTATION STABILISÉE

TRYGON, représenté par ANTARES, annonce la sortie de la série EAL d'alimentations stabilisées qui comporte 4 modèles couvrant la gamme 0 à 50 V, sous des intensités allant de 250 mA à 1 A. Régulation 0,01 %, stabilité 0,05 %.

Elles comportent un galvanomètre avec un interrupteur voltmètre-ampèremètre ; ajustement de tension par vernier.

Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 417.



NOUVELLES LIGNES A RETARD ACOUSTIQUES EN HYPERFRÉQUENCE

La mise au point de nouveaux tranducteurs piézoélectriques obtenus par évaporation de sulfure de cadmium ou d'oxyde de zinc a permis aux laboratoires THOMSON-BRANDT d'aborder le domaine des lignes à retard acoustiques fonctionnant directement en hyperfréquence. Jusqu'ici, pour réaliser de telles lignes, on accumulait de grandes longueurs de câbles ou de guides d'ondes, ce qui conduisait, même pour obtenir un retard restreint, à des dispositifs d'encombrement considérable présentant des pertes importantes.

La vitesse de propagation des ondes acoustiques étant seulement de quelques millimètres par microseconde, le volume d'une ligne à retard acoustique de plusieurs microsecondes est sans commune mesure avec celui des lignes à retard électromagnétiques.

Les laboratoires THOMSON-BRANDT ont présenté au Salon des Composants des échantillons de lignes à retard en saphir fonctionnant à des fréquences s'échelonnant de 100 à 5 000 MHz et dont le volume total, connecteur et circuit d'adaptation inclus, ne dépasse pas 50 cm³ pour un retard de plusieurs microsecondes. La perte d'insertion ne dépasse pas, par exemple, 50 dB pour une largeur de bande de 10 %.

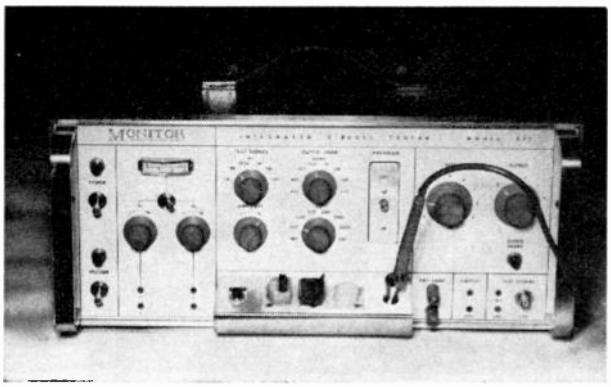
Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 418.

UN TESTEUR UNIVERSEL POUR CIRCUITS INTÉGRÉS

MONITOR SYSTEMS INC. présente son Monitor modèle 851, testeur autonome pour la vérification rapide de tous les circuits intégrés usuels en flat pack, boîtier TO ou configuration dual-in-line.

L'essai fonctionnel complet des DTL, RTL, TTL, ECL et la plupart des circuits linéaires, nécessite moins de 15 secondes par unité.

Des programmes enfichables facilitent le passage d'un type de circuit intégré à un autre.



Testeur universel Monitor Systems

L'alimentation incorporée fournit deux tensions continues indépendantes et flottantes, ajustables de façon continue entre 0 et 15 V. La stabilité de ces tensions est meilleure que 0,5 %, et leur potentiel peut être positif ou négatif par rapport à la masse, avec une protection totale contre les courts-circuits accidentels.

Le niveau des impulsions rectangulaires pour le test dynamique est réglable entre 2 et 6 V ; leur fréquence de recurrence peut être sélectionnée parmi 5 gammes, dont la plus élevée est de 5.10^6 par seconde.

Deux commutateurs à huit positions permettent de choisir les charges résistives et capacitives les mieux adaptées ; il y a possibilité d'y ajouter des charges externes.

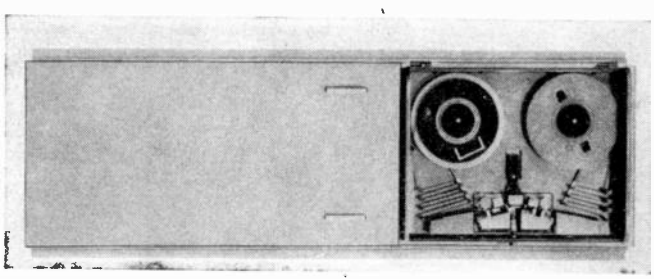
Un test automatique indique les court-circuits éventuels des diodes des portes AND et NAND par un signal lumineux.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 419.

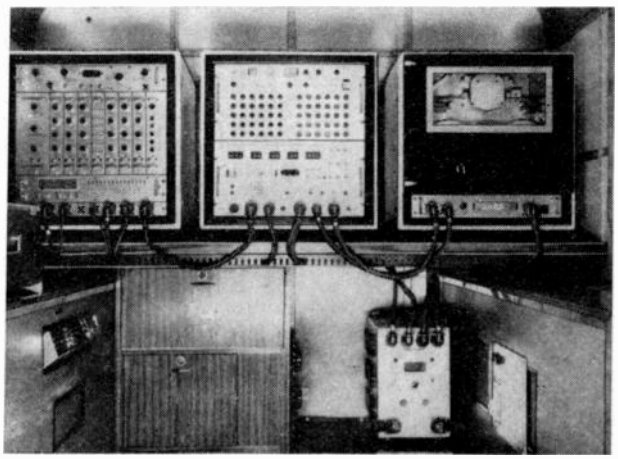
NOUVEAU SYSTÈME NUMÉRIQUE ET TRACEUR NUMÉRIQUE RAPIDE « SERCEL »

SERCEL (Société d'Etudes, Recherches et Constructions Electroniques), vient de livrer à la COMPAGNIE GÉNÉRALE DE GÉOPHYSIQUE les premiers exemplaires de deux matériels nouveaux : le SN 328 et le TNR 90, étudiés et mis au point dans son usine de Nantes.

— Le SN 328 est un appareil d'acquisition de données pour l'exploration sismique. Il est transportable, et permet



TNR 90 Sercel



SN 328 Sercel

d'enregistrer en numérique sur le terrain les informations provenant de capteurs de vibrations.

Les 30 voies de cet appareil sont préamplifiées puis filtrées avant d'attaquer un multiplexeur bas-niveau. La bande passante va de 3 à 250 Hz, la période d'échantillonnage pour chaque voie pouvant être de 1, 2 ou 4 ms ; la vitesse maximale de commutation est de 30 kHz. Pour enregistrer avec précision les signaux sismiques, quel que soit leur niveau, un amplificateur d'échantillon à variation binaire automatique de gain est utilisé à la suite du multiplexeur.

Un ensemble logique de commande de gain comportant une mémoire et une unité arithmétique, permet d'avoir une commande individuelle de gain binaire pour chaque voie, malgré l'utilisation d'un amplificateur unique pour toutes les voies. Ce gain peut varier de 0 à 84 dB par bond de 6 dB.

La sortie de l'amplificateur d'échantillon attaque un convertisseur analogique-numérique de 14 bits + signe. L'enregistreur numérique a une bande de 9 pistes compatible avec tous les ordinateurs. La densité d'enregistrement va jusqu'à 315 bits par cm (800 bpi).

Après avoir été traitées par un ordinateur, les informations enregistrées sur le terrain par le SN 328 doivent être transcrites sous forme de sections, de manière à être interprétables par les géophysiciens.

— Le TNR 90 permet de réaliser à grande vitesse ces sections, et fonctionne indépendamment de l'ordinateur.

Ce traceur rend possible l'élaboration de documents de dimensions maximales 90 × 57 cm, avec une résolution de 0,1 mm. Le film, placé sur un tambour tournant à vitesse constante, est impressionné par une caméra électronique qui imprime à chaque tour une trace sismique dont la largeur peut être choisie entre 0,25 et 10 mm.

Cette caméra se déplace parallèlement à l'axe du tambour, au moyen d'un système de vis mère à billes de haute précision pilotée par un moteur pas à pas. Le chargement et le déchargement du papier photographique sont entièrement automatiques.

Le support des informations à l'entrée est une bande magnétique 1/2 pouce à 7 pistes, enregistrée à densité constante de 219 bits par cm (556 bpi).

En plus du porte-bande et de l'armoire comportant tambour et caméra, le TNR 90 a un pupitre sur lequel sont rassemblés toutes les commandes et les réglages et contrôles mis à la disposition de l'opérateur.

Le SN 328 a été présenté au congrès de l'E.A.E.G. (European Association of Exploration Geophysicists) de Salzbourg, ainsi qu'à la Foire Internationale de Poznan, au mois de juin 1968.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 420.

NOUVELLE INSTALLATION DE FABRICATION DE VERRE OPTIQUE DE HAUTE QUALITÉ

Quatre années de recherche et de travaux de perfectionnement ont amené la Sté CHANCE-PILKINGTON, de Saint-Asaph, au Pays de Galles, à mettre au point un nouveau procédé pour la fabrication de verres optiques de haute qualité, qui permet d'avoir un produit amélioré à un prix réduit.

Ce procédé, connu sous l'appellation de EM, allie la facilité de répétition de la fusion en creuset au faible prix de la fabrication en continu. Les propriétés optiques et physiques de ce verre, fabriqué en bandes étirées ou coulé en blocs, peuvent être déterminées et reproduites avec précision. Le système de fusion porte rapidement les matières premières à des températures très élevées. Le procédé est suffisamment souple pour permettre la fabrication rentable de grandes ou de petites quantités de verres spéciaux.

La nouvelle installation de fabrication de chez CHANCE-PILKINGTON est encore tenue secrète. Elle a remplacé le matériel de fusion en creuset de l'usine et permet d'obtenir du verre dont l'indice de réfraction ne diffère pas de plus de 0,0002 de l'indice voulu et les écarts n'ont pas dépassé 0,003 tout au long de périodes de fabrication étendues.

Des verres optiques spéciaux — tels ceux à bases de terres rares — obtenus par le procédé EM sont déjà exportés à destination des Etats-Unis et de l'Europe. Parmi les acheteurs, on note les fabricants de matériel optique perfectionné, d'objectifs à focale variable pour télévision, de machines à copier et de systèmes de repérage d'avions.

DE NOUVELLES TECHNIQUES AMÉLIORENT LES TUBES IMAGES COULEURS DE R.T.C. - LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC

Mettant à profit l'expérience acquise dans la fabrication des tubes-images et dans leur utilisation, les laboratoires de développement de la RADIOTECHNIQUE COMPÉLEC ont mis au point de nouveaux dispositifs qui améliorent les qualités des tubes-images couleurs R.T.C.

Ces améliorations sont :

— Un nouveau *masque à pas européen*, dont la configuration de la perforation a été optimalisée aux normes 425, 625 et 819 lignes de balayage horizontal pour éliminer les risques d'apparition de « moiré ».

— Un *système autocorrecteur*, destiné à compenser les effets de la dilatation du masque par suite de son échauffement assure la *pureté constante des couleurs.*

— L'extension aux tubes-images couleurs, dès le début de leur fabrication d'ailleurs, du système « *Vision Directe* » assurant l'autoprotection des tubes-images R.T.C. a permis d'éviter l'emploi d'un écran teinté accolé au tube.

— Enfin, de nouvelles dispositions ont été prises en fabrication à Dreux apportant encore d'autres améliorations telles que, par exemple, la réduction de la dispersion moyenne des caractéristiques de blocage entre les trois canons, une meilleure régularité d'émission des canons.

Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 421.

NOUVEL OUTIL PÉDAGOGIQUE : LE TÉLÉCINÉMA

Un télécinéma spécialement conçu pour répondre aux besoins de l'enseignement est présenté au cinquième Salon International des Matériels Audiovisuels.

Beaucoup plus économique que les télécinémas utilisés dans les studios de télévision, ce nouvel appareil a été mis au point et réalisé en commun par les Sociétés HORTSON et THOMSON-TÉLÉ-INDUSTRIE, toutes deux filiales de THOMSON-BRANDT. Il s'adresse à tous les établissements d'enseignement utilisant des moyens audiovisuels, notamment des installations de télévision en circuit fermé.

Cet appareil se compose d'un projecteur 16 mm avec entraînement du film par croix de Malte, procédé qui réduit au minimum l'usure des films, et d'une caméra de télévision « compacte » entièrement transistorisée. L'image donnée par la caméra de télévision peut être reproduite par un nombre quelconque de récepteurs de télévision standard.

Ajoutons que ce nouveau télécinéma pourra également servir à la diffusion, en circuit fermé, de programmes d'information, de distraction ou de publicité, un dérouleur continu de films assurant alors, sans nécessité de surveillance, un fonctionnement permanent.

Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 422.

COMMANDE NUMÉRIQUE DE MACHINES-OUTILS ENSEMBLE PÉDAGOGIQUE ALCATEL

Cet ensemble pédagogique a été conçu par ALCATEL à l'intention des établissements d'enseignement technique, en vue de familiariser les élèves avec les problèmes de programmation et de mise en œuvre des équipements de commande numérique pour machines-outils.

L'ensemble pédagogique comprend :

— une armoire de positionnement point à point,
— une table à chariots croisés.

La commande numérique point à point permet :

— La commande successive des déplacements des deux chariots à vitesse unique réglable manuellement par potentiomètre.

— La sélection et l'utilisation de dix fonctions auxiliaires laissées à l'initiative des élèves. Les informations correspondantes sont mémorisées dans l'équipement électronique et présentées sur les fils de sortie correspondant aux adresses programmées sous forme d'états électriques délivrés par des transistors de puissance actionnant des relais extérieurs.

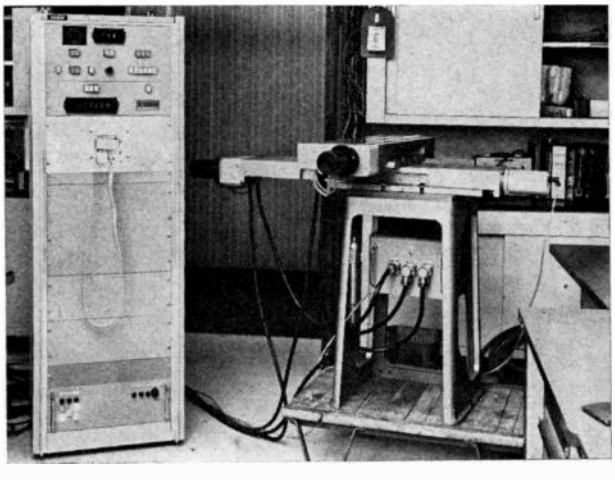
— La visualisation du numéro de la séquence en cours.

— L'introduction des données peut s'effectuer selon le *mode automatique* par bande perforée huit canaux, lue par un lecteur de bande Tally à 25 caractères par seconde. Le fonctionnement du lecteur de bande peut s'opérer, suivant la touche de sélection enfoncée en *Lecture automatique, Lecture bloc par bloc. Lecture par défilement de blocs,* ou *Lecture par saut de bloc.*

— L'introduction des données peut aussi se faire par *Mode semi-automatique* par boutons poussoirs et commutateur à décade. On peut ainsi afficher les déplacements X et Y en grandeur et en signe et les fonctions auxiliaires désirées.

— Les courses des chariots de la *table à chariots croisés* sont respectivement de 300 et 400 mm.

Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 424



COMMUNIQUÉS

NOUVELLE PUBLICATION DE L'U.I.T.

Faisant suite à nos informations d'octobre 1967 et de janvier 1968, nous informons nos lecteurs que l'UIT vient de publier le *Volume VI des Documents de la XI^e Assemblée plénière du Comité Consultatif International des Radiocommunications* (Oslo, 1966).

Le Volume VI contient entre autres, les procès-verbaux des séances plénières, la liste des rapports soumis à l'Assemblée plénière, les résolutions d'ordre général, la liste (avec titres) des textes du C.C.I.R., en vigueur à la fin de la XI^e Assemblée plénière, Oslo, 1966, la liste des documents soumis à l'approbation de cette XI^e Assemblée plénière.

Il a été édité séparément en deux langues (française et anglaise) et son prix de vente est de 45 *francs suisses* (environ 400 pages).

On peut se procurer le volume VI en écrivant au Service des Ventes de l'U.I.T., place des Nations, 1211 Genève 20 — Suisse.

PRIX D'HONNEUR DE LA S.F.E.

L'attribution du Prix d'Honneur de la Société Française des Electriciens n'ayant pu être faite en 1968, est reportée en 1969.

Ce prix est destiné à récompenser un mémoire original se rapportant à la science électrique pure ou appliquée, ou à la technique électrique.

Le sujet du mémoire aura pu faire l'objet d'une communication récente à l'Académie des Sciences, ou à la Société Française des Electriciens, ou d'une thèse de Doctorat, ou du dépôt d'une demande de brevet.

Le Prix comporte l'attribution d'un diplôme, d'une médaille et d'un prix en espèces dont le montant, fixé par décision du Bureau est égal à 100 fois la cotisation, soit, pour 1969, 6 000 F.

Pour le Prix de 1969, les mémoires devront parvenir à la S.F.E. avant le 31 décembre 1968.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser directement à la Sté Française des Electriciens, 10, av. Pierre-Larousse, 92-Malakoff. Tél. 253.14.66.

CONFÉRENCES DU CENTRE DE PERFECTIONNEMENT TECHNIQUE

Dans les Communiqués de l'*Onde Electrique* de mai 1968, nous avions annoncé quatre journées d'études du Centre de Perfectionnement Technique à Lyon, du 25 au 28 juin 1968 sur la *Mesure et l'Automatisme ;* par suite des récents événements, elles sont reportées aux 1^er, 2, 3 et 4 octobre. Elles se tiendront dans la grande salle des Conférences de la Chambre de Commerce et d'Industrie, au Palais du Commerce, place de la Bourse à Lyon.

Elles font suite à celles déjà organisées à Marseille en 1964, à Grenoble en 1965 et à Rouen en 1966.

Commençant l'après-midi du 1^er octobre, elles prendront fin le 4 au soir après une demi-journée consacrée à des visites techniques : Feyzin, Balan (Organico), Vénissieux (Berliet), Solaise (Institut Français du Pétrole), Decines (Progil), Pierre-Bénite (C.N.R.).

Pour tous renseignements complémentaires et inscription, s'adresser au CENTRE DE PERFECTIONNEMENT TECHNIQUE, 80, route de Saint-Cloud à 92-Rueil-Malmaison. Tél. 967-77-95 poste 006.

Le Centre envisage également pour les 26 novembre et 3 décembre après-midi une série de conférences sur L'INFORMATIQUE MÉDICALE.

ACTES DU COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LES FENÊTRES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

L'ouvrage sur le Colloque International sur les Fenêtres Electromagnétiques qui s'est tenu à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique à Paris du 6 au 8 septembre 1967 vient de paraître. Cet ouvrage comporte entre autres :

— les textes des conférences présentées pendant ces trois journées, ainsi que les discussions les ayant suivies et la transcription des échanges de vue intervenus durant la dernière session consacrée à la « Table Ronde ».

— six textes proposés au Comité d'Organisation du Colloque mais qui n'ont pas été présentés.

Le prix unitaire de ce document est de 40 F, port compris. Sur demande adressée à la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, 10, av. Pierre-Larousse, 92-Malakoff, et dès réception du montant correspondant, l'envoi en sera fait.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ÉLECTRONIQUE NUCLÉAIRE

Versailles, 10 au 13 septembre 1968

Nous rappelons à nos lecteurs que le Cinquième Colloque International d'Electronique Nucléaire se tiendra au Palais des Congrès de Versailles, 10-12, rue de la Chancellerie, du 10 au 13 septembre 1968. Il est organisé par la SFER, avec la participation de l'Union Internationale de Physique Pure et Appliquée. Cent cinquante communications scientifiques exposées au cours de quinze séances de travail groupant approximativement neuf cents congressistes, seront suivies de discussions.

Le Colloque International sur la Physique des Hautes Energies a eu lieu à Vienne (28 août - 5 septembre 1968). En accord avec le Centre Européen pour la Recherche Nucléaire (CERN), les conférences d'instrumentation qui suivent traditionnellement ce Colloque, seront, cette année, intégrées au Colloque de Versailles. C'est ce qui fait l'ampleur de notre Colloque, qui groupera les représentants d'une trentaine de nations, en étant à la mesure des progrès réalisés dans ce domaine essentiel du développement de la recherche fondamentale.

En France, le développement des grands appareils de physique s'est poursuivi. L'anneau de collision de l'accélérateur linéaire d'Orsay est en service depuis plus d'un an. L'accélérateur linéaire de 300-600 MeV de l'Orme des Merisiers, près de Saclay, a effectué des essais très encourageants et pourra être utilisé par les physiciens dès la fin de cette année.

La France continuera d'exploiter au maximum toutes les possibilités des machines existantes en développant et perfectionnant, en particulier, l'électronique nucléaire qui leur est associée.

Par ailleurs, par sa participation directe à l'infrastructure scientifique des grands accélérateurs européens, la France, en tant que réalisateur et constructeur de grandes chambres à bulles, s'assure le plus grand nombre possible de dispositifs d'expériences.

JOURNÉES INTERNATIONALES DE L'INFORMATIQUE ET DE L'AUTOMATIQUE

Versailles, 23-25 septembre 68

Trois journées internationales consacrées à :

« LA PROGRAMMATION AU SERVICE DES UTILISATEURS DE SYSTÈMES INFORMATIQUES » se tiendront au Palais des Congrès de Versailles les 23, 24 et 25 septembre 1968.

Ces journées sont placées sous le double patronage de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique et de l'Association Nationale de la Recherche Technique.

Pour la première fois, en France, plus de mille utilisateurs de systèmes informatiques venus de France et de l'Etranger confronteront à cette occasion leurs expériences de la programmation. Un système de traductions simultanées en français, en anglais et en allemand sera mis en place dans la salle Richelieu.

Afin de concrétiser la programmation, les constructeurs exposeront également leur matériel sur 1 000 mètres carrés de surface et passeront des programmes à titre de démonstration.

Renseignements et inscriptions : Commissariat Général des Journées Internationales de l'Informatique et de l'Automatique, 37, avenue Paul-Doumer, 75-Paris-16e.

COLLOQUE INTERNATIONAL CALCULATEURS EMBARQUÉS SUR SATELLITES ET ENGINS

Paris, 3-6 décembre 1968

Le Centre National d'Etudes Spatiales, organise à Paris, du 3 au 6 décembre 1968, un colloque international consacré aux calculateurs embarqués sur satellites et engins.

Ce colloque a pour but de faire le point sur ce problème et en particulier, sur les études de systèmes à très grande fiabilité.

De nombreux spécialistes français et étrangers ont été invités à présenter, durant ces journées d'études, des communications sur les sujets suivants :

1. Critères de choix de l'architecture d'un calculateur embarqué et de son langage de programmation, en fonction des besoins particuliers ;
2. Conception de systèmes de traitement embarqués sur satellites ou engins, utilisant un calculateur ;
3. Utilisation d'aides pour l'étude de calculateurs embarqués : simulation, optimalisation booléenne ;
4. Etude de circuits logiques séquentiels redondants autocorrecteurs et à autodiagnostics. Fiabilié fonctionnelle des calculateurs embarqués ;
5. Technique de mise en mémoire : différents types ;
6. Composants et technologie ; fiabilité technologique.

Les participants ayant l'intention de présenter une communication devront se faire connaître dans les meilleurs délais.

Les séances se tiendront dans la salle de conférence du CNRS, 15, quai Anatole-France, Paris-7e. Une traduction simultanée (français-anglais, anglais-français) sera assurée.

Aucun droit d'inscription n'est exigé, mais le nombre de places est limité. Les personnes désirant assister à cette manifestation, doivent adresser la demande d'inscription à la Direction des Relations Extérieures du CNES, Relations Universitaires, 129 rue de l'Université Paris-7e.

INTERNATIONAL CONFÉRENCE on COMPUTER AIDED DESIGN

Southampton, 15-18 avril 1969

La conception assistée par ordinateur, tel est le sujet de la conférence internationale qui aura lieu à l'Université de Southampton du 15 au 18 avril 1969 sous le patronage de l'Institution of Electrical Engineers et autres sociétés anglaises, sous l'égide de l'United Kingdom Automation Council.

Cette conférence couvrira tous les aspects de la question se présentant à l'ingénieur spécialisé dans les programmes pour ordinateurs. Autres sujets relevant de l'aide apportée par l'ordinateur à la conception et conception automatique, hardware, software, programmes d'applications et tous autres problèmes. Conversation entre ingénieur et machine pendant la conception, etc.

L'organisation invite les participants à présenter avant le 15 novembre 1968 le texte de leurs communications dont la longueur est limitée à 3 000 mots et demande que soit envoyé au préalable un résumé de 250 mots au secrétariat de la conférence, I.E.E.,Savoy Place London WC2, le plus rapidement possible.

INTERNATIONAL CONFERENCE on MAGNETICS

Amsterdam, 15 au 18 avril 1969

La conférence Intermag qui a lieu tous les trois ans se tiendra, l'an prochain en dehors des Etats-Unis, au RAI Congrescentrum d'Amsterdam, du 15 au 18 avril 1969. Elle est organisée par le groupe Magnétisme de l'IEEE, le Nederlandse Natuurkundige Vereniging et la division de recherche scientifique et technique du Koninklijk Institut van Ingenieurs.

Les sujets traités seront aussi divers que les accessoires magnétiques pour ordinateurs, l'enregistrement magnétique, les appareils à ferrite pour hyperfréquences, le matériel magnéto-optique, les propriétés des appareils magnétiques, les supraconducteurs, etc.

La conférence Intermag 1969 comprendra les développements nouveaux et fera la distinction entre l'état actuel et les possibilités futures en les comparant aux solutions de problèmes techniques similaires.

Tous autres renseignements peuvent être obtenus auprès du Dr. Th. HOLTWIJK, Executive Secretary 1969 Intermag, Philips Research Laboratories Eindhoven, Pays-Bas.

CONFÉRENCE on SWITCHING TECHNIQUES FOR TELECOMMUNICATION NETWORKS

Londres, 21-25 avril 1969

L'Institution of Electrical Engineers, en collaboration avec l'Institution of Electronic and Radio Engineers et l'Institute of Electrical and Electronics Engineers, a organisé une conférence sur les techniques de commutation des réseaux de télécommunication, à Londres, Savoy Place, du 21 au 25 avril 1969.

Le Comité d'organisation invite les conférenciers à fournir avant le 2 décembre 1968 le texte de leur communication qui devra être limitée à 1 500 mots. Un résumé de 250 mots est à adresser le plus rapidement possible au département Conférences de l'IEE.

Les sujets comporteront les techniques et systèmes de commutation et de contrôle (à l'exclusion des techniques du télégraphe et de la transmission de données) ; contrôle et préparation des circuits ; choix et techniques des futurs systèmes et leur extension suivant les besoins. On pourra également traiter des sous-systèmes, des techniques et de l'emploi de l'appareillage, des aspects hardware et software des systèmes de contrôle, des études de trafic et de la signalisation.

PROGRAMME DES SYMPOSIUMS DE L'IMEKO

Le secrétariat de l'IMECO, BUDAPEST 5 POB 457 (Hongrie) nous fait connaître la liste de ses prochains congrès :

— du 17 au 21 septembre 1968, à Berlin et Rostock (R.F.A.) :
Education supérieure sur la mesure et l'instrumentation.
— du 3 au 5 octobre 1968, à Veszprém (Hongrie) :
Senseurs électro-chimiques.
— du 15 au 17 octobre 1968, à Brunswick (R.F.A) :
Technique de l'extensomètre dans la pesée industrielle.
— en septembre 1969, à Smolenice (Tchécoslovaquie) :
Traitement de l'information dans les systèmes de mesure.
— en septembre 1969 également, à Pau (France) :
Production d'huile et de gaz.
— en juin 1969, à Prague (Tchécoslovaquie) :
4e Symposium sur les photodétecteurs.

Les informations concernant ce dernier symposium sont à demander au Prof. P. Görlich, VEB Carl Zeiss, Jena (R.F.A.).

Notons enfin que le 5e Congrès IMEKO aura lieu en mai 1970 à Versailles, en même temps que la 4e exposition de Mesucora. Nous y reviendrons plus tard.

CONGRÈS 1968 DE LA Sté POPOV

Comme chaque année, la SFER a été invitée à assister à Moscou au Congrès Popov. Notre représentant en a rapporté les résumés des 360 communications qui y ont été faites et les a déposés au Secrétariat de la SFER où ceux de nos lecteurs ayant connaissance de la langue russe pourront les consulter à partir du mois d'octobre.

ASSOCIATION INTERNATIONALE DE CYBERNÉTIQUE

L'Association internationale de Cybernétique, Palais des Expositions, place André-Rijckmans, Namur (Belgique) qui vient de fêter, en présence du Roi, son 10e anniversaire, nous prie de la faire connaître à nos lecteurs.

Elle a pour but d'assurer une liaison permanente et organisée entre les chercheurs qui poursuivent des travaux relatifs à la Cybernétique. Elle s'efforce de diffuser les résultats acquis aussi bien à l'extérieur qu'à l'intérieur de l'Association. Dans ce but, elle a organisé jusqu'ici cinq Congrès internationaux ; les Actes des quatre premiers ont été publiés : ceux du 5e Congrès sont actuellement à l'impression.

Ce dernier congrès s'est tenu à Namur du 11 au 15 septembre 1967. Près de 150 communications de savants et de chercheurs venus de trente pays, y ont été présentées.

Notons enfin que l'Association Internationale de Cybernétique édite une revue trimestrielle « Cybernetica ».

RÉALISATIONS RÉCENTES

AUTOMATISATION ET OPTIMALISATION DE LA CONDUITE D'UNITÉS DE PRODUCTION D'AMMONIAC

La Compagnie des Compteurs, la société Azote et Produits Chimiques (APC ex-ONIA), la Société Chimique des Charbonnages (SCC) et la Société ONIA-GEGI, ainsi que le Laboratoire d'Automatique et de ses Applications spatiales de Toulouse ont entrepris avec l'aide de l'Etat, dans le cadre de l'action « automatisation » de la DGRST, un programme de recherche et de développement qui doit aboutir à la mise au point de la conduite optimale d'unités de production d'ammoniac.

A l'heure actuelle, des études sont menées, à Toulouse, sur une unité industrielle de l'APC équipée d'un calculateur du Groupe Compagnie des Compteurs pour identifier les modèles mathématiques établis préalablement qui permettront de simuler le fonctionnement réel de l'installation et de déterminer les méthodes de conduite optimale.

La nouvelle usine de production d'ammoniac (1 000 tonnes/jour) de l'Ammoniac Sarro-Lorrain, à Carling, dont l'engineering est assuré par la Société ONIA-GEGI et qui sera exploitée par la Société Chimique des Charbonnages, sera la première à bénéficier des résultats de cet important travail confié au Centre d'Automatisme de la CDC et qui met en jeu les méthodes et les matériels d'automatisation les plus modernes.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 425.

CENTRE D'EXPÉRIMENTATION AEG ENTIÈREMENT AUTOMATIQUE POUR LE CAOUTCHOUC, INSTALLÉ CHEZ BAYER

Bayer Leverkusen vient de mettre en service, dans son département technique d'application/caoutchouc, la première installation d'essais et d'informatique entièrement automatique. Ce centre d'expérimentation moderne pour le caoutchouc a été réalisé en collaboration avec la Société AEG. Un ordinateur y contrôle divers appareils de mesure mis au point par Bayer pour vérifier la résistance à la traction, la dureté et l'élasticité d'éprouvettes de caoutchouc. Les données obtenues sont enregistrées, traitées et retransmises sur le procès-verbal par l'intermédiaire d'un téléscripteur.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 426.

LA VEILLE MÉTÉOROLOGIQUE MONDIALE

La veille météorologique mondiale a été officiellement inaugurée cette année.

Grâce aux méthodes actuellement employées des quantités considérables de résultats météorologiques affluent régulièrement à quelques heures d'intervalle, et les réseaux de communication mis en place permettent à tous les pays de tirer parti des observations faites dans l'espace extra-atmosphérique. Ces moyens s'ajoutent aux 8 000 stations météorologiques terrestres et aux 4 000 navires marchands qui prennent part au programme mondial. On a mis au point du matériel alimenté en électricité d'origine nucléaire, capable de fonctionner automatiquement pendant des

années, et pouvant être utilisé sur terre aussi bien qu'à bord de satellites.

Les véhicules spatiaux ont révolutionné la météorologie ; en outre, il a été établi qu'il était possible d'obtenir des renseignements complémentaires à l'aide de centaines de ballons, maintenus à des altitudes fixes dans l'atmosphère et alimentés en électricité par le rayonnement solaire, leurs observations étant transmises par l'intermédiaire de satellites. Il semble aussi possible de créer un réseau océanique de stations automatiques flottantes.

Des ordinateurs sont indispensables pour l'exploitation des renseignements ainsi réunis, et des expériences sont en cours en vue de les utiliser pour établir des cartes qui indiqueraient non seulement les régions où on peut attendre des pluies, mais aussi la quantité de précipitations à prévoir. Trois centres automatiques mondiaux fonctionnent à l'heure actuelle respectivement à Melbourne, Moscou et Washington ; sur plus de 20 centres régionaux prévus, plusieurs sont déjà entrés en service, et le réseau mondial de télécommunications, destiné à transmettre immédiatement les données obtenues, est pratiquement achevé et est en fonctionnement.

De son côté, l'Australie sera dotée d'ici cinq ans d'une chaîne de onze stations météorologiques automatiques qui jalonneront tout le littoral septentrional, du Cap Nord-Ouest (Australie Occidentale) à la région de Brisbane (Queensland). Deux de ces stations fonctionnent déjà.

Ces installations permettront de signaler d'avance l'arrivée des cyclones qui se forment dans l'Océan Indien et la Mer de Corail. Elles transmettront aussi des renseignements aux centres météorologiques régionaux ainsi qu'à la chaîne météorologique mondiale.

CARNET DES SOCIÉTÉS

SOCIÉTÉ LANNIONNAISE D'ÉLECTRONIQUE

La Société Lannionnaise d'Electronique, filiale de la C.G.E., a été fondée en avril 1966. Elle est implantée à Lannion où elle collabore étroitement avec le C.N.E.T. et la Météorologie Nationale.

Elle a conçu et réalisé, pour le Centre d'Etudes de Météorologie Spatiale, une liaison ionosphérique de transmission de signaux APT (Automatic Pictures Transmission) entre les Canaries et Lannion afin de définir un réseau de transmission permettant de regrouper vers un centre d'exploitation unique un ensemble d'images de la couverture nuageuse plus important que celui pouvant être capté en un seul point.

L'équipement « Transapt » (Transmission par voie ionosphérique des signaux APT), fait partie de la gamme de matériels spéciaux de la Société Lannionnaise d'Electronique.

Elle a installé également la station Mini-Rapt des Gambiers (Station de réception de signaux A.P.T. mobiles) et le récepteur de Tahiti, installation complétée par la mise en place, au Centre d'Essais du Pacifique, d'un équipement Transapt.

Tout cet ensemble augmente le champ d'exploitation de la station APT de Tahiti qui décodera simultanément les images reçues à partir des satellites météorologiques aux Gambiers.

Il est intéressant de signaler que le Centre d'Essais du Pacifique a mis récemment, à titre expérimental, des radiobouées en service, étudiées et réalisées par la Société Lannionnaise d'Electronique. Munies d'un émetteur entièrement transistorisé, de faible consommation, ces bouées permettent la localisation, jusqu'à plus de 50 km, de tout objet dérivant. Elles intéressent également les grandes pêcheries (thon en particulier), pratiquant la pêche à la longue ligne.

Enfin, la Société Lannionnaise d'Electronique a conçu et réalisé des stations APT permettant la réception et l'exploitation des images transmises par les satellites météorologiques ATS, en particulier, elle participe au projet EOLE avec le Centre de Recherches de Marcoussis de la C.G.E. et la RADIOTECHNIQUE-COMPELEC.

COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITE SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE PARTICIPATIONS INDUSTRIELLES (ALSPI)

En décembre 1966, la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ et la SOCIÉTÉ HISPANO-ALSACIENNE, devenue depuis la SOCIÉTÉ ALSACIENNE DE PARTICIPATIONS INDUSTRIELLES (ALSPI), avaient annoncé leur intention d'établir entre elles une collaboration étendue à tous leurs domaines d'intérêts communs, collaboration nécessaire pour faire face aux problèmes posés par la mise en vigueur du Marché Commun.

Dans le cadre de cette collaboration, un accord vient d'être réalisé entre les deux Groupes pour le transfert par ALSPI à la C.G.E., par cession à titre onéreux et voie d'apport, de ses deux participations dans le capital de la CABLERIE DE CLICHY et dans celui de la Société ALCATEL. Ces opérations seront soumises aux Assemblées générales extraordinaires des actionnaires des deux Groupes. La C.G.E. disposera ainsi du contrôle de ces deux Sociétés dans des secteurs où elle est déjà fortement implantée, par sa branche CABLES DE LYON d'une part, et par sa filiale la C.I.T. COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS d'autre part.

Le rapprochement ainsi décidé permettra de constituer, au sein de la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ, dans les secteurs des câbles et des matériels de télécommunications, un ensemble d'entreprises représentant un chiffre d'affaires de 1 300 millions de francs et dont l'effectif avoisinera 20 000 personnes.

Enfin la SOCIÉTÉ DE PARTICIPATIONS INDUSTRIELLES (ALSPI) et la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ ont décidé de poursuivre et de renforcer leur politique de coopération résultant du protocole de décembre 1966.

ACCORD BERTIN-SOGEV POUR LE DÉVELOPPEMENT DE LA « FLUIDIQUE »

La Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique (D.G.R.S.T.) a engagé une action pour développer en France l'amplification fluide. Cette technique, également appelée « fluidique », permet de commander un jet fluide possédant une énergie élevée (jet de puissance) au moyen d'un autre jet fluide doté d'une énergie plus faible (jet de commande).

C'est dans le prolongement de cet effort de développement que se situe, dans le domaine des réalisations, l'accord qui vient d'être signé entre la Société BERTIN et la SOGEV, filiale de THOMSON-BRANDT, et par lequel la Société BERTIN apporte notamment à la SOGEV la licence exclusive pour le Marché Commun de ses brevets relatifs à l'amplification fluide.

L'absence de pièce mécanique en mouvement confère aux amplificateurs fluides une remarquable fiabilité car ils sont complètement insensibles aux chocs et aux vibrations.

Des amplificateurs fluides peuvent être réalisés à bas prix en plastique moulé, par exemple, et des techniques spéciales de photogravure permettent de réaliser des circuits complets.

Cette technique s'adresse à tous les domaines de l'automatisme, en particulier à ceux où interviennent des circulations de fluides : aéronautique et espace, marine, chimie, automobile, chemins de fer, machines-outils, manutention, calculateurs pneumatiques, domaine médical, etc.

La longue expérience que possèdent respectivement la Société BERTIN dans les domaines de l'aérodynamique et de l'énergétique, et la SOGEV en mécanique des fluides (technique du vide et haute étanchéité) permet de penser que les deux firmes vont prendre une place importante dans le développement attendu de la fluidique appliquée à tous les secteurs de l'industrie.

Renseignements : O.E. Service. Cerclez le n° 427.

NOMINATIONS A CGCT

Le conseil d'administration de CGCT — Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques —, dans sa séance du 28 juin 1968, a porté M. Georges GOUDET à sa présidence en remplacement de M. Paul Queffeleant, qui avait demandé que son mandat de président ne soit pas renouvelé. M. G. Goudet a été président de la SFER en 1966.

UN DÉPARTEMENT D'INFORMATIQUE A LA SINTRA

Depuis quatre ans, la SINTRA poursuit un effort technique et financier pour développer des équipements de visualisation à tube cathodique utilisés comme périphériques ou terminaux d'ordinateurs et destinés à la gestion, au calcul scientifique et au contrôle de processus industriels.

En raison de l'accroissement du chiffre d'affaires dans ce domaine, la SINTRA, vient de regrouper, dans un département autonome d'Informatique, ses moyens d'étude, de production et de commercialisation correspondants.

Renseignements : O.E. Service, cerclez le n° 428.

LA COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ÉLECTRICITÉ SE TRANSFORME EN HOLDING

Le Conseil d'Administration de la CGE vient d'approuver la cession par la Société BOUSSOIS SOUCHON NEUVESEL (B.S.N.) à CGE de la moitié des actions de la Société EUROPÉENNE D'ISOLATEURS EN VERRE (SEDIVER) (50 % du capital) possédées par B.S.N.

Cette opération permettra à la CGE d'être intéressée, par sa filiale la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRO-CÉRAMIQUE ainsi qu'à travers SEDIVER, à l'ensemble du secteur des isolateurs, tant en porcelaine qu'en verre.

Une Assemblée générale extraordinaire approuvera avant la fin de l'année les apports ainsi réalisés, ainsi que ceux effectués par la Société ALSACIENNE DE PARTICIPATIONS INDUSTRIELLES (ALSPI) à CGE, récemment décidés et qui concernent les actions des Sociétés « CABLERIE DE CLICHY » et « ALCATEL ».

Pour permettre les concentrations et rationalisations industrielles entre les deux câbleries que la Compagnie va, de ce fait, contrôler, le Conseil a décidé leur fusion par apport de la branche Cables de Lyon à la Société « Câblerie de Clichy » qui prendra la dénomination « CABLES DE LYON — ALSACIENNE ».

Une fois réalisées ces opérations de regroupement, ainsi que la transformation du CENTRE DE RECHERCHES de Marcoussis en Société Anonyme — actuellement en cours — les activités industrielles directement exercées par la CGE ne représenteront plus qu'une très faible fraction de celles de l'ensemble du Groupe. Pour parfaire le caractère de holding industriel de la CGE, qui n'a cessé de s'affirmer au cours des vingt dernières années, le Conseil a décidé d'apporter dès maintenant les dernières activités industrielles et commerciales directes de la Compagnie à de nouvelles filiales créées à cette occasion.

MARCONI INSTRUMENTS HOMOLOGUÉ PAR LE B.C.S.

Le BRITISH CALIBRATION SERVICE (B.C.S.), récemment constitué, vient d'homologuer le Laboratoire de Mesures de Marconi Instruments à St-Albans (Angleterre) en ce qui concerne une gamme étendue de mesures en courant continu et aux basses fréquences. Le Laboratoire est maintenant autorisé à émettre des certificats d'étalonnage B.C.S. pour ses appareils ; les termes de l'homologation sont tels que l'autorité et l'intégrité de ces certificats seront reconnues dans le monde entier, leur statut étant comparable à celui des certificats émis par le National Physical Laboratory en Grande-Bretagne ou le National Bureau of Standards en Amérique.

En dehors des services d'étalonnage conformément aux normes homologuées B.C.S., Marconi Instruments dispose d'un service d'étalonnage pour un certain nombre d'autres mesures, entre autres, tension, puissance et impédance haute fréquence, sur une gamme de fréquences atteignant la région des hyperfréquences. Ces mesures ne peuvent encore être homologuées par le B.C.S., toutefois un certificat d'étalonnage privé est délivré en tant que document de contrôle.

La succursale française de MARCONI INSTRUMENTS LTD., est située 40, rue de l'Aqueduc, Paris-10e.

GRUNDIG S'IMPLANTE EN AUTRICHE

La firme Ouest-allemande Grundig vient de prendre une participation importante dans la « Minerva », la plus ancienne maison autrichienne spécialisée dans la fabrication de récepteurs radio et de téléviseurs. On estime, dans les milieux spécialisés, que la société Grundig souhaite développer ainsi ses échanges avec les pays de l'Est.

Rappelons que de nombreuses firmes allemandes sont déjà établies en Autriche, spécialement dans le Hausruck, où la diminution de l'exploitation minière a entraîné un excédent de main-d'œuvre.

L'AEC HONORE LES PIONNIERS FRANÇAIS DE L'ÉNERGIE NUCLÉAIRE

Au cours d'une cérémonie qui s'est déroulée le 11 juin à Washington, le président de la Commission Américaine de l'Energie Atomique, a remis au C.E.A. un prix de 35 000 dollars symbolisant la contribution apportée par Frédéric Joliot, Hans Halban, Lew Kowarski et Francis Perrin à la naissance de l'énergie atomique. Ce prix sera partagé entre les lauréats ou leurs héritiers.

Le texte de la citation accompagnant la remise du Prix souligne que « La recherche expérimentale poursuivie par cette équipe en 1939 et en 1940, de même que les considérations théoriques avancées par Francis Perrin, ont joué un rôle important à l'aube des recherches sur la fission nucléaire. Les découvertes faites concernant l'émission de neutrons au cours du processus de fission, de même que le calcul des sections efficaces ainsi que des masses critiques de substances nucléaires et de modérateurs, ont servi à démontrer la réaction de fission en chaîne. L'attachement à leur œuvre dont ces savants firent preuve en temps de guerre devant la fortune adverse, eut comme conséquence l'heureux déroulement d'une importante expérience menée en 1940 à Cambridge, Grande-Bretagne, qui apporta la démonstration expérimentale qu'une réaction de fission en chaîne pourrait se développer dans un mélange homogène d'eau lourde et d'oxyde d'uranium ».

C'est le 30 janvier 1939, que Frédéric Joliot, confirmant les résultats obtenus par Frisch, obtenait une preuve physique de l'explosion des noyaux d'uranium provoquée par un neutron. Avec ses collaborateurs du Collège de France, Hans Halban et Lew Kowarski, il établit, le 8 mars 1939, la possibilité d'une réaction de fission en chaîne divergente susceptible de libérer des quantités prodigieuses d'énergie. Ces résultats furent confirmés, une semaine plus tard à New York, par l'aboutissement des travaux de Fermi et de ses collaborateurs. De son côté Francis Perrin démontrait alors l'existence de dimensions critiques permettant une réaction en chaîne divergente et donnait les premières méthodes de calcul de ces dimensions critiques.

Après les péripéties qui marquèrent le transport des 180 litres d'eau lourde — constituant alors le stock mondial — de Norvège en Grande-Bretagne, via la France, Hans Halban et Lew Kowarski obtinrent, dans un laboratoire de Cambridge, la preuve expérimentale de la possibilité de la réaction en chaîne au moyen d'un mélange d'uranium et d'eau lourde.

En attribuant ce Prix, les Etats-Unis semblent avoir fait un geste reconnaissant formellement le passé historique de la France dans le domaine nucléaire (ce qui n'était pas le cas lors de la publication en 1945 du rapport SMYTH, le Livre Blanc américain sur l'énergie atomique) ; bien plus, il constitue une reconnaissance de la place occupée désormais par la France dans le domaine nucléaire, tant civil que militaire.