

L'ONDE ÉLECTRIQUE

revue mensuelle de la

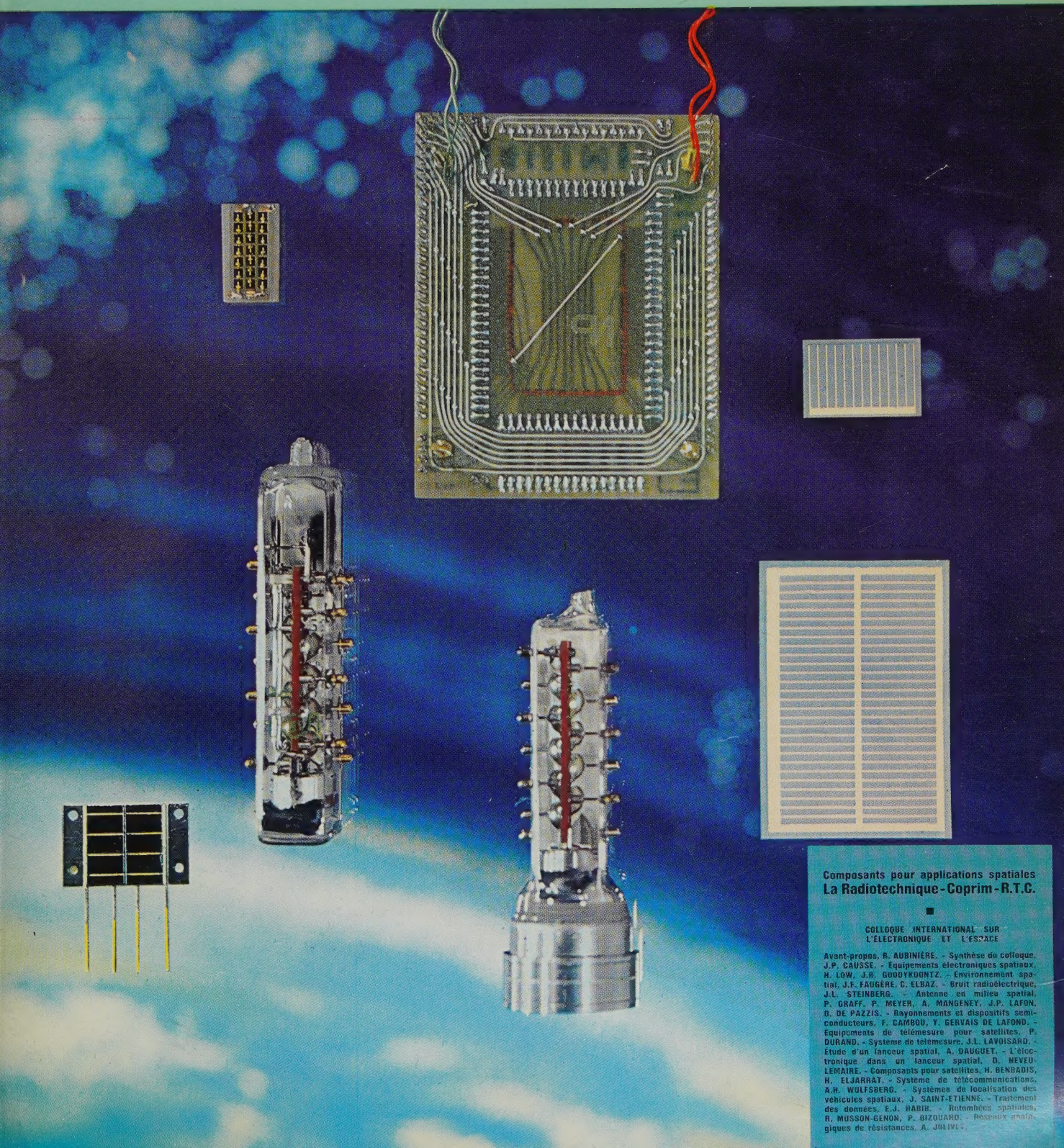
SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

PUBLIÉE PAR LES ÉDITIONS CHIRON, PARIS

47^e ANNÉE - N° 488

NOVEMBRE 1967

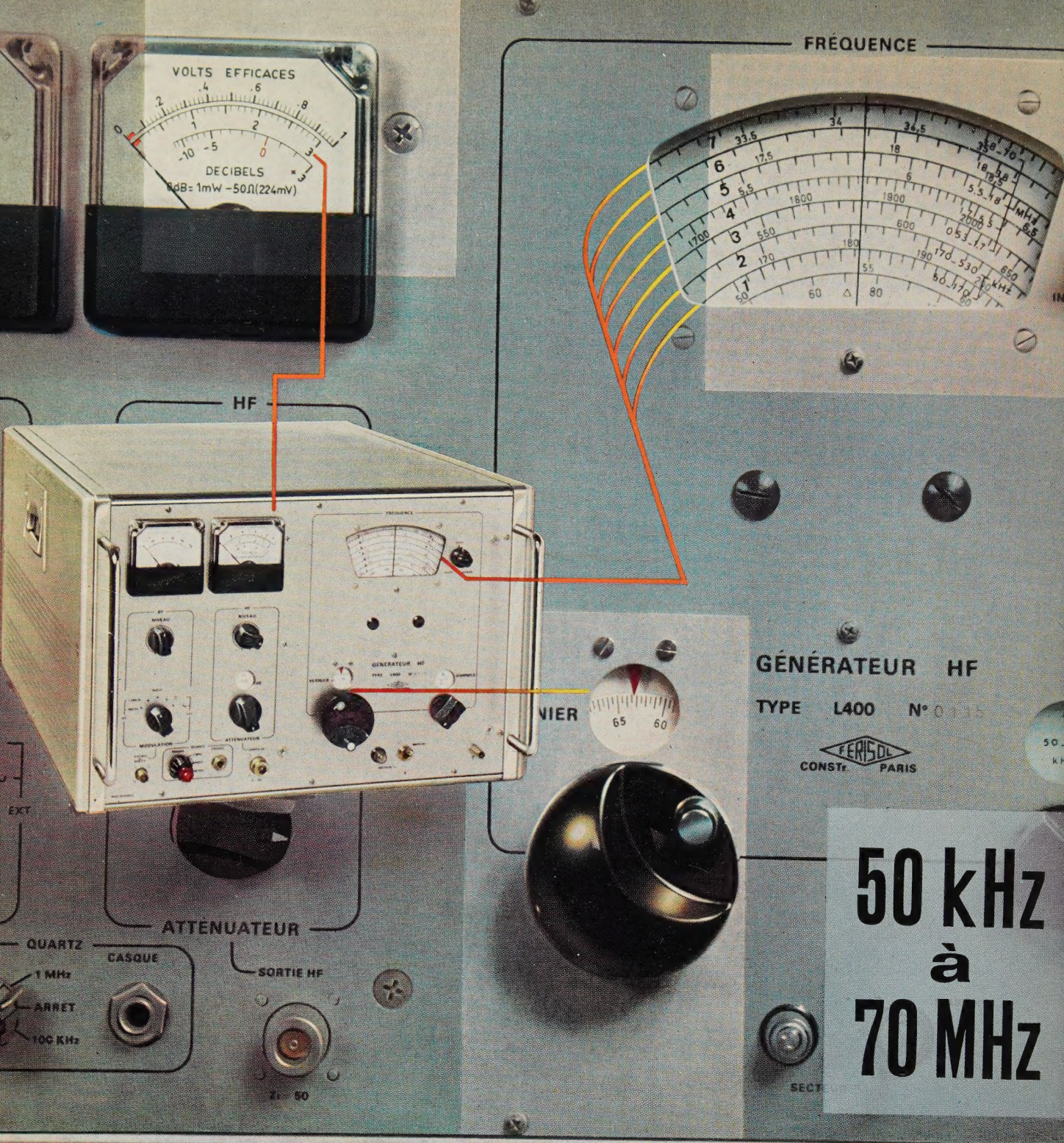
P R I X : 10 F



Composants pour applications spatiales La Radiotechnique-Coprim - R.T.C.

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

Avant-propos, R. RUBINIÈRE. - Synthèse du colloque, J.P. CAUSSE. - Équipements électroniques spatiaux, H. LOW, J.R. DODDYKONTZ. - Environnement spatial, J.F. FAUGÈRE, C. ELBAZ. - Bruit radioélectrique, J.L. STEINBERG. - Antenne en milieu spatial, P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENY, J.P. LAFON, D. DE PAZZIS. - Rayonnements et dispositifs semi-conducteurs, F. CAMBOU, Y. GENVAIS DE LAFOND. - Équipements de télémétrie pour satellites, P. DURAND. - Système de télémétrie, J.L. LAVOISARD. - Étude d'un lanceur spatial, A. DAUGUET. - L'électronique dans un lanceur spatial, D. NEVEU-LEMAIRE. - Composants pour satellites, H. BENBADIS, H. ELJARRAT. - Système de télécommunication, A.H. WILFSBERG. - Systèmes de localisation des véhicules spatiaux, J. SAINT-ETIENNE. - Traitement des données, E.J. HABIB. - Retombées spatiales, R. MUSSON-GENON, P. BIZOUARD. - Résistances analogiques de résistances, A. JOLIVET.



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 μ V 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

Société Anonyme
au Capital de 7.160.000 F

18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél. 923-08-00 +

Télex : 25.705

Adresse télégraphique :
Feritrappes - France

Délégation régionale :
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél. 42-11-88



ÉTS GEFFROY ET CIE - INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR



des économies certaines...

UN NOUVEAU FRÉQUENCEMÈTRE COMPTEUR AUTOMATIQUE

TYPE **HA 300**

avec **préamplificateur** incorporé dans le
TIROIR CONVERTISSEUR 520 MHz

0 à 51 MHz en direct (1 entrée CONTINU, 1 entrée ALTERNATIF)
jusqu'à 3 GHz avec tiroirs Convertisseurs Enchassables.
Jusqu'à 12 GHz avec Oscillateur de Transfert.

SENSIBILITÉ :

1 mV jusqu'à 50 MHz } avec préamplificateur-convertisseur
10 mV jusqu'à 520 MHz } type HAF 600
50 mV jusqu'à 3 GHz

QUARTZ PILOTE : Stabilité :

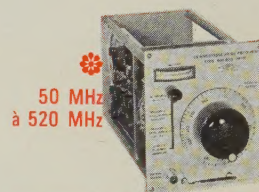
$2 \cdot 10^{-9}$ par heure, $5 \cdot 10^{-9}$ par jour, $5 \cdot 10^{-8}$ par semaine.

MÉMORISATION DES RÉSULTATS :

Commande de porte automatique, manuelle ou extérieure.
Mesures des fréquences, des périodes, des durées, des rapports de fréquences.

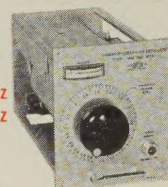
UTILISATION : Compteur totalisateur, standard de fréquences, chronomètre, quotientmètre, diviseur BF, etc...

Autres dispositifs auxiliaires : Enregistreur imprimant décimal type BG 200 - Convertisseur digital/analogique type HDA 100 - Transcripteur pour imprimante ADDO-X, etc...



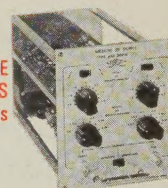
50 MHz
à 520 MHz

TYPE
HAF 600



300 MHz
à 3 GHz

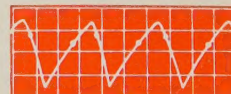
TYPE
HAF 700



MESURE
DES DURÉES
1 μ s à 10⁶s

TYPE
HAT 300

Dispositif
de
surveillance



ETS GEFFROY ET CIE - INGÉNIEUR-DOCTEUR-CONSTRUCTEUR

Société Anonyme
au Capital de 7.160.000 F
18, Avenue Paul-Vaillant-Couturier
78 - Trappes - Tél. 923-08-00 +

Télex : 25.705

Adresse télégraphique :
Feritrappes - France

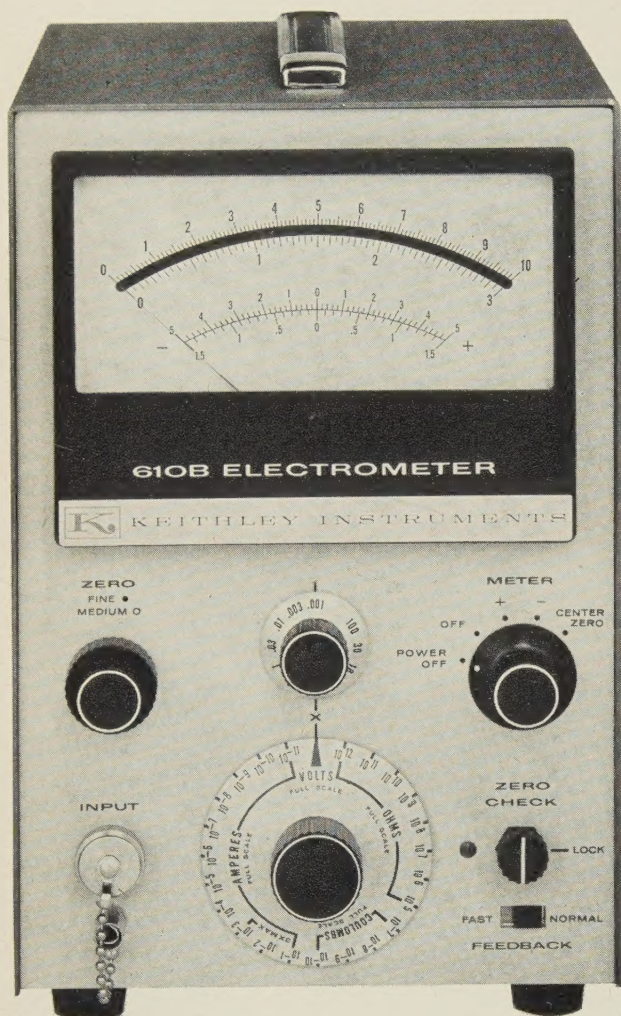
Délégation régionale :
281, Rte d'Espagne
31 - Toulouse - Tél. 42-11-88

nouveau!

L'ÉLECTROMÈTRE

KEITHLEY 610 B

EST MAINTENANT FABRIQUÉ DANS LE SEIN DU MARCHÉ COMMUN



Cet appareil aux possibilités multiples est un véritable laboratoire "Courant continu."

Utilisable comme :

Voltmètre électromètre :

1 mV à 100 V. p.e.
Précision 1% - 11 gammes
R d'entrée : 10^{14} ohms

Picoampèremètre :

10^{-14} A à 0,3 A p.e. 28 gammes

Gigamegohmmètre :

- 1°) 10^{14} ohms à 100 ohms p.e. - 25 gammes par la méthode à courant constant (source incorporée)
- 2°) jusqu'à 10^{18} ohms en "picoampèremètre" + source extérieure de Haute Tension.

Coulombmètre :

mesure les charges, de 10^{-12} à 10^{-5} Coulombs p.e.

L'appareil possède :

- 1°) Une sortie pour enregistreur 3 V. 1 MA.
- 2°) Une sortie amplificateur de "gain unité" (à 0,005% près) pour adaptation d'impédances (R d'entrée : 10^{14} ohms)

L'électromètre version "Batterie"
Type 601 KEITHLEY offre, en outre,
l'avantage d'une autonomie totale
ainsi qu'un circuit de garde pouvant
être porté jusqu'à 1.500 V. par rapport
à la masse du coffret (mesures flottantes)



TYPE
601



KEITHLEY INSTRUMENTS
REPRÉSENTÉ
EN FRANCE PAR LES **ETS RADIOPHON**

148, AV. DE MALAKOFF-PARIS 16° - TÉL. 553 32.50 • TX: 25849 RADIOPHON
SUD-EST : 78, MONTÉE DES SOLDATS - CALUIRE (RHONE) • TÉL (16.78) 29.50.12

L'ONDE ELECTRIQUE

Société Française des Électroniciens et des Radioélectriciens

RÉDACTION

S. F. E. R., 10, avenue Pierre-Larousse, 92 - MALAKOFF
Tél. 253-04-16.

Président du Comité de Rédaction, M. A. FLAMBARD,
Ingénieur Militaire en Chef.

Président du Comité de Lecture,
M. E. ROUBINE, Professeur à la
Faculté des Sciences de Paris.

Rédacteur en Chef,
M. J. DUSAUTOY, Ing. E. S. E.
Tél. 225-24-19.

*

ÉDITION

ÉDITIONS CHIRON S. A.,
40, rue de Seine, 75 - PARIS 6^e.
Tél. 633-18-93.

Abonnement (1 an, soit
11 numéros), chez l'éditeur :
France 68 F. — Étranger 78 F.
C. C. P. PARIS 53-35

Pour les membres de la S.F.E.R.
voir au verso extraits des statuts
et montant des cotisations.

*

PUBLICITÉ

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

*

Sur notre couverture

Composants pour applications
spatiales :

Cellules solaires en couches
minces CdTe

Cellules photovoltaïques au
silicium pour senseurs satellites
D1C et D2

Photomultiplicateurs XP 1220
et PM 425 L

Plan mémoire pour satellite D2

LA RADIOTECHNIQUE
COPRIM - R.T.C.

51, rue Carnot, 92-Suresnes
Tél. 772.51.00

47^e année

Novembre 1967

10 F

N° 488

SOMMAIRE

Colloque international sur l'Electronique et l'Espace.

Avant-propos - R. AUBINIÈRE	1251
Synthèse du colloque sur l'Electronique et l'Espace J.P. CAUSSE	1252
Disciplines impliquées dans l'étude d'équipements électroniques spatiaux H. Low, J.R. GOODYKOONTZ	1255
Description de l'environnement spatial ; illustration de ses effets sur les matériaux. J.F. FAUGÈRE, C. ELBAZ	1263
Le bruit radioélectrique dans l'espace - J.L. STEINBERG	1269
Connaissances actuelles sur le fonctionnement d'une antenne dans le plasma spatial P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. de PAZZIS	1272
Synthèse des résultats sur le colloque de Toulouse 1967. Action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs F. CAMBOU, Y. GERVAIS de LAFOND	1277
Réduction de la consommation des équipements de télémesure pour satellites P. DURAND	1287
Systèmes de télémesure à faible consommation J.L. LAVOISARD	1291
Du rôle de l'électronique dans la conception, le développement et l'exploitation d'un programme de lanceur spatial A. DAUGUET	1295
L'électronique dans un lanceur spatial ; conditions d'ambiance, choix et utilisation de composants D. NEVEU-LEMAIRE	1300
Sélection unitaire de composants à usage spatial pour satellite D ₂ H. BENBADIS, H. ELJARRAT	1305
Système de télécommunications et de traitement de données du module de commande du projet Apollo. A.H. WULFSBERG	1312
Précision et rapidité dans les systèmes de localisation de véhicules spatiaux J. SAINT-ETIENNE	1318
Le traitement des données transmises par les satellites scientifiques de la NASA. E.J. HABIB	1322
Les retombées spatiales : exemple d'une société industrielle R. MUSSON-GENON, P. BIZOUARD	1331
Contribution à l'étude théorique des réseaux analogiques de résistances A. JOLIVET	1334
Correspondance	1339
Vie de la Société : Colloque international sur la télévision en couleur	1343
Information : Documentation technique et communiqués	1344

SOCIÉTÉ FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIOÉLECTRICIENS

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président (1967)

M. J. J. MATRAS, Ingénieur Général des Télécommunications.

Président désigné pour 1968

M. A. FESSARD, Professeur au Collège de France.

Vice-Présidents

MM. E. ROUBINE, Professeur à la Faculté des Sciences de Paris (E.S.E.).

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

M. THUÉ, Ingénieur en Chef des Télécommunications.

Secrétaire Général

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

Secrétaires Généraux Adjointes

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

A. PROFIT, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

Trésorier

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

Secrétaires

MM. P. GUICHET, Ingénieur à la C.A.E.

M. FENEYROL, Ingénieur des Télécommunications au CNET.

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

GROUPES RÉGIONAUX

GRUPE 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.

GRUPE DE BRETAGNE

Président. — M. L. J. LIBOIS, Ingénieur en Chef des Télécommunications, Directeur du Centre de Recherches du C.N.E.T. de Lannion.

Vice-Présidents. — M. J. MEVEL, Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes. — 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.

GRUPE DE L'EST

Président. — M. R. GUILLIEN, Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Secrétaire. — M. E. GUDEFIN, Maître de Conférences à l'E.N.S.E.M.

GRUPE 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. J. MOUSSIEGT, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Grenoble.

GRUPE 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.

GRUPE DE MARSEILLE

Président. — M. Th. VOGEL, Directeur de Recherches au C.N.R.S.

Secrétaire. — M. J. GIRAUD, Ingénieur des Télécommunications.

GRUPE 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.

GRUPE 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 Synlec.

Secrétaire général. — M. BIREBENT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

SECTIONS D'ÉTUDES

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

EXTRAITS DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société FRANÇAISE DES ÉLECTRONICIENS ET DES RADIO ÉLECTRICIENS a pour but :

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au Président une demande écrite appuyée par deux membres, non étudiants, de la Société*.

2° Être agréé par le bureau de la Société.

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

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

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., C.C.P. Paris 697.38.

Particuliers résidant en France	40 F
Particuliers en cours d'études, résidant en France et âgés de moins de 25 ans	20 F
Particuliers résidant à l'étranger : 40 F + 5 F pour frais postaux	45 F
Particuliers en cours d'études, résidant à l'étranger et âgés de moins de 25 ans : 20 F + 5 F pour frais postaux	25 F
Sociétés ou Collectivités, à leur gré	200 F ou 500 F ou 1000 F

Changement d'adresse : joindre 1,50 F à toute demande.

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

** Cette publication est la revue « l'Onde Electrique ».

RÉSUMÉS DES ARTICLES

SOUS ENSEMBLE D'ÉQUIPEMENT SPATIAL ★ FIABILITÉ

DISCIPLINES IMPLIQUÉES DANS L'ÉTUDE D'EQUIPEMENTS ELECTRONIQUES SPATIAUX, par H. Low et J.R. GOODYKOONTZ. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1255 à 1262).

Le vol spatial a imposé à tous les types d'équipements électroniques des exigences accrues pour la réalisation simultanée de missions complexes, le poids et l'encombrement sensiblement réduits et une fiabilité considérablement améliorée. L'environnement spatial impose des conditions spéciales aux équipements électroniques, quelquefois moins sévères, et dans quelques cas, exceptionnelles. En tenant compte de ces contraintes, on étudie les règles à suivre et les objectifs de construction des équipements spatiaux. A titre d'illustration, on décrit un sous-ensemble d'équipement spatial.

ENVIRONNEMENT SPATIAL ★ MATÉRIEL EMBARQUÉ ★ SATELLITES D1A, FR1

DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT SPATIAL, ILLUSTRATION DE SES EFFETS SUR LES MATÉRIEAUX, par J.-F. FAUGÈRE et C. ELBAZ. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1263 à 1268).

Lors de la description de l'environnement spatial où se trouve le matériel embarqué, les auteurs illustreront chaque paramètre par un exemple provenant soit de l'expérience du Centre National d'Etudes Spatiales, soit de la NASA.

Les particules piégées dans le champ magnétique terrestre ont causé une dégradation sensible des cellules solaires au silicium placées sur le satellite D1-A.

Les rayonnements électromagnétiques ultraviolets ont peu à peu « vieilli » les peintures du satellite FR-1.

Les conditions de vide et de cyclage de température sont illustrées par les relevés de températures sur orbite pour FR-1 et D1-A.

Enfin, l'effet des micrométéorites sur la surface est illustré par des expériences faites par la NASA.

BRUIT RADIOÉLECTRIQUE ★ RÉCEPTEURS DE SATELLITES

LE BRUIT RADIOÉLECTRIQUE DANS L'ESPACE, par J.-L. STEINBERG. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1269 à 1271).

On passe en revue les différentes sources de parasites et de bruit qui peuvent gêner les récepteurs satellisés fonctionnant sur fréquences relativement basses (<50 MHz par exemple). Les émissions terrestres naturelles ou non perturbent les récepteurs du fait de non-linéarités des amplificateurs. Les émissions cosmiques dont l'origine n'est pas encore comprise, spécialement au-dessous de 1 MHz, semblent interdire l'usage de ces bandes pour les communications entre satellites.

ANTENNE DANS LE PLASMA SPATIAL

CONNAISSANCES ACTUELLES SUR LE FONCTIONNEMENT D'UNE ANTENNE DANS LE PLASMA SPATIAL, par P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY, J.-P. LAFON, O. DE PAZZIS. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1272 à 1276).

Le calcul des caractéristiques d'une antenne immergée dans un plasma pose des problèmes qui sont l'objet de nombreuses études actuelles. Les principaux points sont : l'étude de la gaine d'ions qui entoure l'antenne et rompt l'homogénéité du plasma ; calcul de l'impédance ; phénomènes de résonance et d'infinité d'indices dus aux singularités de l'équation de dispersion du plasma et bruit thermique.

Dans cet article est fait le point des connaissances acquises sur ces divers problèmes en insistant particulièrement sur les travaux en cours en France et notamment au C.N.E.T. et à l'observatoire de Meudon.

RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES ★ DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS

SYNTHÈSE DES RÉSULTATS SUR LE COLLOQUE DE TOULOUSE 1967 SUR L'ACTION DES RAYONNEMENTS SUR LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS, par F. CAMBOU et Y. GERVAIS DE LAFOND. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1277 à 1286).

Les auteurs tirent les conclusions des communications présentées au Colloque de Toulouse. Les effets à caractère négatif et les possibilités positives de l'action des rayonnements dans les semiconducteurs y furent examinés.

ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE ★ RÉDUCTION DE LA CONSOMMATION

RÉDUCTION DE LA CONSOMMATION DANS LES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE POUR SATELLITES, par P. DURAND. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1287 à 1290).

Cette communication étudie les diverses techniques utilisables pour réduire la consommation des équipements de télécommande embarqués sur satellite, ainsi que les limitations de ces techniques vis-à-vis des considérations de poids, de fiabilité, d'immunité au bruit et de rapidité des circuits.

Seront en particulier analysés :

- les bistables et compteurs à faible consommation ;
- les circuits logiques de décodage à consommation pulsée ;
- les circuits analogiques ;
- le rendement des alimentations et les techniques d'alimentation pulsée.

Ces techniques, appliquées aux équipements de télémé- sure des satellites ESRO II et D2, ont permis d'obtenir une consommation totale d'environ 600 mW pour des ensembles comprenant de l'ordre de 600 transistors.

SUMMARIES OF THE PAPERS

ANTENNA IMMERSSED IN A PLASMA

EXISTING KNOWLEDGE OF THE FUNCTIONNING OF AN ANTENNA IN THE SPATIAL PLASMA, by P. GRAFF, P. MEYER, A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. DE PAZZIS. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1272 to 1276).

The calculation of the characteristics of an antenna immersed in a plasma sets problems which are at the present the object of many studies. The main points are : the study of the ion sheath which sunounds the antenna and breaks the homogeneity of the plasma ; calculation of the impedance ; phenomenons of resonance and of refractive index infinity due to the singularities of the dispersion equation of the plasma ; thermal noise.

In this paper the knowledge obtained on these various problems is accounted for. We insist on the outstanding researches in France and particularly at the CNET and Paris-Meudon Observatory.

NUCLEAR RADIATION ★ SEMICONDUCTOR DEVICES

SYNTHESIS OF RESULTS ON RADIATION ACTION ON SEMICONDUCTOR DEVICES, TOULOUSE SYMPOSIUM 1967, by F. CAMBOU and Y. GERVAIS DE LAFOND. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1277 to 1286).

Authors give the findings of communications presented during the Toulouse Symposium. Negative effects and positive possibilities of radiation action on semiconductors were pointed out.

TELEMETRY EQUIPMENTS ★ DECREASING POWER REQUIREMENTS

DECREASING POWER REQUIREMENTS OF TELEMETRY EQUIPMENTS FOR SATELLITE, by P. DURAND. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1287 to 1290).

This paper describes the various techniques which can be used to reduce the power requirements of telemetry equipments for satellites, and the limitations of these techniques as regards weight, reliability, noise immunity and speed of the circuits. Among the techniques described :

- Low power flip-flops and counters,
- Decoding logic circuits with pulsed power,
- Analog circuits,
- Power supply efficiency and pulsed power supplies.

These techniques are used in the telemetry systems of the ESRO II and D2 satellites and have allowed an overall power consumption of 600 mW for equipments including approximately 600 transistors.

RELIABILITY SPACE EQUIPMENT SUBSYSTEM ★

PROBLEMS IN THE DESIGN OF ELECTRONIC EQUIPMENT FOR SPACE, by H. Low and J.R. GODYKOONTZ. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1255 to 1262).

Space flight has imposed on all types of electronic equipment unprecedented demands for simultaneous achievement of sophisticated missions, substantially reduced weight and volume, and greatly increased reliability. Space environment imposes special requirements on design of electronic equipment, sometime more severe than for ground equipment but usually more severe and in some instances unique. In the context of these constraints, the disciplines and objectives of design for space equipment are discussed. As an illustration, a space equipment subsystem is described.

SPACE ENVIRONMENT ★ BOARD APPARATUSES ★ D1A AND FR1 SATELLITES ★

DESCRIPTION OF SPACE ENVIRONMENT, ILLUSTRATION OF ITS EFFECTS ON MATERIALS, by J.F. FAUGÈRE and C. ELBAZ. L'Onde Electrique NOV 1967 (pp. 1263 to 1268).

During the description of space and spacecraft environment the authors will illustrate each parameter by an experiment of either the Centre National d'Etudes Spatiales or the NASA.

Particles trapped in the magnetic field have significantly damaged the silicon solar cells experiment on the D1-A satellite.

A description of FR-1 satellite thermal coating ageing by the UV electromagnetic radiation is given.

Orbital temperature curves for FR-1 and D1-A are given to illustrate the thermal cycling in space vacuum.

Finally micrometeoritic effects on surfaces are illustrated by NASA experiments.

RADIOELECTRIC NOISE ★ SATELLITE-BORNE RECEIVING SYSTEMS

RADIOELECTRIC NOISE IN SPACE, by J.L. STEINBERG. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1269 to 1271).

The various sources of interference and noise which can influence the design of satellite-borne receiving systems at frequencies lower than 50 MHz are reviewed. Natural and mademade radiation from the Earth produce perturbations via non-linearities in the amplifiers. Noise of cosmic origin, at frequencies lower than 1 MHz, still unexplained, prevents the use of these frequencies for communications between spacecrafts.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE ★ FAIBLE CONSOMMATION

SYSTÈMES DE TÉLÉMESURE A FAIBLE CONSOMMATION, par J.-L. LAVOISARD. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1291 à 1294).

Les systèmes de télémessure destinés aux satellites scientifiques doivent avoir une consommation compatible avec le faible niveau d'énergie disponible à bord. Il en résulte des problèmes généralement aggravés par la présence d'un nombre élevé de voies et la nécessité d'un fonctionnement permanent, mais facilités par la lenteur relative des télémessures.

La diminution de la consommation peut être atteinte de deux manières :

- soit par utilisation de circuits de base à faible consommation, donc lents ;
- soit par utilisation de circuits de base à plus forte consommation, donc plus rapides, mais fonctionnant en régime pulsé pour la plupart de l'équipement.

Les avantages et les inconvénients de ces solutions sont ensuite analysés.

Enfin sont présentées les solutions adoptées pour les télémessures codées des satellites ESRO 1 et HEOS A ainsi que celle d'une télémessure étudiée et réalisée en maquette pour le CNES.

SATELLITE D2 ★ FIABILITÉ DES SEMICONDUCTEURS

SÉLECTION UNITAIRE DE COMPOSANTS A USAGE SPATIAL POUR LE SATELLITE D2, par H. BENBADIS, H. ELJARRAT. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1305 à 1311).

L'étude systématique des mécaniques de défaillance dans les semiconducteurs nous a permis de mettre au point en collaboration avec le Centre National d'Etudes Spatiales, les essais de contraintes thermomécaniques et électriques aptes à mettre en évidence de manière anticipée, les défaillances potentielles des composants semiconducteurs.

Une étude statistique comparative, complétée par des essais de contraintes accélérées, permet d'établir le gain en fiabilité ainsi obtenu.

LANCEUR SPATIAL ★ RÔLE DE L'ÉLECTRONIQUE SPATIALE

LE RÔLE DE L'ÉLECTRONIQUE DANS LA CONCEPTION, LE DÉVELOPPEMENT ET L'EXPLOITATION D'UN PROGRAMME DE LANCEUR SPATIAL, par A. DAUGUET. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1295 à 1299).

Après avoir rappelé la part de l'électronique dans l'ensemble d'un programme de lanceur spatial — importance qui se résume par un pourcentage de dépenses de l'ordre de 40 % — l'auteur passe en revue les diverses phases de la conception d'un projet, de sa réalisation, de sa gestion technique et financière, et de l'exploitation des tirs.

Ces phases forment un cycle de 3 à 4 années, au cours desquelles divers spécialistes appartenant à des disciplines très différentes, empruntent les services d'un même outillage électronique, aussi indispensable pour mener à bien leurs tâches respectives que pour les coordonner entre elles.

ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES POUR ENGINS ★ CONDITIONS D'AMBIANCE DANS LES ENGINS ★ MOYENS D'ESSAIS POUR ÉQUIPEMENTS SPATIAUX

L'ÉLECTRONIQUE DANS UN LANCEUR SPATIAL : CONDITIONS D'AMBIANCE, CHOIX ET UTILISATION DES COMPOSANTS, par D. NEVEU-LEMAIRE. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1300 à 1304).

L'article comprend quatre parties :

Dans la première, on cherche à illustrer la place occupée par l'électronique dans les lanceurs spatiaux.

Dans la seconde, on montre comment les équipements électroniques destinés à un lanceur spatial se différencient des autres équipements électroniques, par des conditions d'ambiance et, éventuellement, par des conditions de poids et d'encombrement. On indique les normes adoptées pour le programme DIAMANT.

La troisième partie est une revue des principaux moyens d'essais et de simulation d'ambiance spatiale dont peuvent disposer les constructeurs d'équipements.

La quatrième partie cherche à dégager de l'expérience acquise, au cours du développement du programme DIAMANT, quelques règles pratiques pour la construction et l'utilisation des équipements électroniques à bord des lanceurs spatiaux.

LIAISONS SPATIALES TÉLÉPHONIQUES ★ TRANSMISSION D'INFORMATIONS

SYSTÈME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS ET TRAITEMENT DE DONNÉES DU MODULE DE COMMANDE DU PROJET APOLLO, par Arthur H. WULFSBERG. L'Onde Electrique NOV 1967 (pp. 1312 à 1317).

Le système de liaison et de transmission d'informations assure la navigation du vaisseau spatial, ainsi qu'une liaison bilatérale pour les informations durant toutes les phases du projet APOLLO de vol lunaire depuis le lancement jusqu'à la récupération.

On décrit les fonctions du système et leurs réalisations en présence d'un environnement sévère et des exigences de fiabilité du programme d'alunissage.

LOCALISATION DES VÉHICULES SPATIAUX ★ PRÉCISION DEMANDÉE ★

PRÉCISION ET RAPIDITÉ DANS LES SYSTÈMES DE LOCALISATION DE VÉHICULES SPATIAUX, par J. SAINT-ETIENNE. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1318 à 1321).

On dresse un tableau des divers usages de la localisation des véhicules : guidage et corrections d'orbite, surveillance et sécurité, raccordement des expériences scientifiques aux données géographiques, prévisions de passages, détermination de constantes astronomiques, géodésie, navigation. On donne dans chaque cas la précision désirée dans la localisation du véhicule et les notions temporelles liées à cette précision (interpolation et extrapolation).

L'ensemble des données numériques ainsi dégagées représentent les objectifs à atteindre par les systèmes de mesures radioélectriques d'une part, par les calculateurs électroniques, d'autre part.

SUMMARIES OF THE PAPERS (continued)

ELECTRONIC EQUIPMENT FOR SPACECRAFT ★ ATMOSPHERICAL CONDITIONS INSIDE SPACECRAFT ★ METHODS FOR TESTING SPACE EQUIPMENT

ELECTRONICS IN SPACE VESSELS : ATMOSPHERICAL CONDITIONS AND THE CHOICE AND USE OF THE COMPONENTS, by D. NEVEU-LEMAIRE. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1300 to 1304).

This article consists of four parts:

In the first, the position occupied by electronics in spacecraft equipment is described.

In the second, it is shown how electronic equipment intended for spacecraft differs from other electronic equipment owing to the atmospheric conditions, and, possibly, in their weight and the space occupied. The standards adopted for the DIAMANT programme are outlined.

The third part comprises a review of the principal methods of testing, and of simulating the atmospheric conditions in space, which are available to the manufacturers of equipment.

In the fourth part, it is sought, on the basis of the experience gained in the course of the development of the DIAMANT programme, to draw up some practical rules for the construction and use of electronic equipment on board spacecraft.

TELEMETRY SYSTEM ★ LOW POWER REQUIREMENT

LOW POWER REQUIREMENT TELEMETRY SYSTEMS, by J.L. LAVOISARD. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1291 to 1294).

Telemetry systems provided for scientific satellites must have their power requirement compatible with the low level energy available on board. Resulting problems are generally increased by great number of links and necessity of a permanent functioning, but are also facilitated by relative telemetry slowness.

Reduction of power requirement may be obtained by two means :

- by using basic circuits of low power requirement, then slow,
- by using basic circuits of greater power requirement, then faster, but functioning in pulsed mode for the greater part of equipment.

Advantages and disadvantages of these solutions are then analysed.

The solutions adopted for ESRO 1 and HEOS A coded telemetry with solution of a studied telemetry, realised in model for CNES are presented.

SPACE COMMUNICATION ★ DATA SYSTEM

COMMUNICATION AND DATA SYSTEM FOR THE APOLLO COMMAND MODULE, by A.H. WULFSBERG. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1312 to 1317).

The communication and data system provides radio circuits for spacecraft navigation and two way voice and data communication during all phases of the project Apollo Lunar flight from launch to recovery the functions of the system and its design to meet the severe environmental and reliability requirements of the lunar landing program are described.

D2 SATELLITE ★ SEMICONDUCTOR RELIABILITY

THE INDIVIDUAL SELECTION OF COMPONENTS FOR USE IN THE SPACE SATELLITE D2, by H. BENBADIS and H. ELJARRAT. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1305 to 1311).

A systematic study of the mechanics of failure in semiconductors enabled us, in collaboration with the National Centre for Space Research, to carry out suitable tests in respect of thermomechanical and electrical strains in order to reveal in advance any possible failure of the semiconductors used as components.

A comparative statistical survey, supplemented by accelerated stress tests, permitted the assessment of the resultant increase in reliability.

SPACE VEHICLE TRACKING SYSTEM ★ DESIRED PRECISION

PRECISION AND SPEED IN SPACE VEHICLE TRACKING SYSTEMS, by J. SAINT-ETIENNE. L'Onde Electrique. NOV 1967, (pp. 1318 to 1321).

The author gives a list of the various uses which can be made of tracking data : guiding and orbit correction, supervision and safety, connection between scientific and geographical data, ephemerides, astronomical constant determination, geodesy, navigation. For each case, the desired precision is given and also the times involved in interpolating and extrapolating operations.

From this numerical data can be defined the performance to be reached by radio measurement systems and electronic computers.

SPACE PROGRAMME ★ ROLE OF SPACE ELECTRONICS

THE ROLE OF ELECTRONICS IN THE CONCEPTION, DEVELOPMENT AND EXECUTION OF A SPACE PROGRAMME, by A. DAUGUET. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1295 to 1299).

After recalling the part played by electronics throughout a space-launching programme, the importance of which is represented by a cost percentage of the order of 40 per cent, the author describes the various phases from the conception of a project to its realisation, including the technical and financial management, as well as the launching.

These phases form a cycle of three to four years, duration, in the course of which various specialists in widely differing sectors avail themselves of the same electronic equipment, which is as indispensable to the successful execution of their respective tasks as it is to their joint co-ordination.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (fin)

RÉPERCUSSION DES ÉTUDES SPATIALES SUR LES AUTRES BRANCHES D'UNE MÊME SOCIÉTÉ

LES RETOMBÉES SPATIALES : EXEMPLE D'UNE SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE, par Dr R. MUSSON-GENON et P. BIZOUARD. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1331 à 1333).

Après un rappel de la notion de « retombées spatiales » selon les points de vue de l'homme politique, de l'industriel et de l'homme de science, la description de la méthodologie imposée par l'activité spatiale permet d'explicitier les répercussions sur le groupe Compagnie des Compteurs des différentes étapes de cette méthodologie.

Un certain nombre d'exemples de retombées spatiales propres au Groupe sont ensuite indiqués.

La conclusion attire l'attention sur le fait que l'activité spatiale en France et à la CDC est relativement récente et que des résultats beaucoup plus prometteurs sont attendus dans les prochaines années.

MÉTHODES ANALOGIQUES ★ RÉSEAUX DE RÉSISTANCES ★ ÉQUATION DE LAPLACE ★

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE THÉORIQUE DES RÉSEAUX ANALOGIQUES DE RÉSISTANCES, par A. JOLIVET. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1334 à 1338).

L'auteur propose un essai sur une nouvelle théorie des réseaux analogiques de résistances. Considérant d'une part un phénomène électrostatique à étudier et d'autre part un phénomène électrocinétique observé sur un réseau de résistances vaguement défini, il montre comment établir, par étapes, une correspondance entre ces deux phénomènes ; correspondance qui est l'âme de la méthode analogique et qui impose au réseau certaines propriétés complétant sa définition première.

La souplesse de cette théorie apparaît dans la grande variété des réseaux qu'elle permet de concevoir.

L'auteur conclut par une brève comparaison avec la théorie classique.

TRAITEMENT DES DONNÉES ★ SATELLITES SCIENTIFIQUES ★ TÉLÉMÉTRIE

LE TRAITEMENT DES DONNÉES TRANSMISES PAR LES SATELLITES SCIENTIFIQUES DE LA NASA, par E.J. HABIB. L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1322 à 1330).

Actuellement, les satellites scientifiques de la NASA transmettent plus de 10^8 données par jour. Cet article expose les méthodes présentement mises en œuvre au Goddard Space Flight Center, pour exploiter ce grand volume d'informations transmises par télémétrie. Ces méthodes comprennent des dispositifs complètement automatiques et des dispositifs partiellement automatiques.

L'article expose aussi les problèmes connexes et les méthodes envisagées pour faire face à cette explosion de données, d'un point de vue analytique.

SUMMARIES OF THE PAPERS (the end)

EFFECTS OF SPACE STUDIES ON THE OTHER DEPARTEMENT OF A SOCIETY

SPACE FALL-OUT : EXAMPLE OF AN INDUSTRIAL SOCIETY, by Dr. R. MUSSON-GENON, and P. BIZOUARD. L'Onde Electrique NOV 1967 (pp. 1331 to 1333).

After reviewing the idea of space fall-out from the point of view of the politician, the industrialist and the scientist, a description is given of the methodology imposed by space activity, explaining the consequential effects on the Compagnie des Compteurs Group of the various stages of such methodology.

A certain number of examples of space fall-out which concern the Group are then provided.

In conclusion, attention is drawn to the fact that space activity in France and at the CDC is relatively recent and that much more promising results are expected in the coming years.

ANALOGUE METHODS ★ RESISTANCE NETWORKS ★ LAPLACE'S EQUATION ★

CONTRIBUTION TO THEORETICAL STUDY OF ANALOG RESISTANCE NETWORKS, by A. JOLIVET, L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1334 to 1338).

The author sets up an essay about a new theory of analog resistance networks.

Considering on the one hand an electrostatic phenomenon to be studied and on the other hand an electrokinetic phenomenon observed on a resistance network, he shows how to establish gradually a correspondence between the two phenomena; this correspondence is the soul of the analogue method and imposes upon the network some properties which complete its first definition.

The adaptability of this theorie appears in the great variety of the networks which it permits to imagine.

The conclusion is a brief comparison with the classical theory.

DATA PROCESSING ★ SCIENTIFIC SATELLITES ★ TELEMTRY

DATA PROCESSING FOR NASA SCIENTIFIC SATELLITES, E.J. HABIB, L'Onde Electrique, NOV 1967 (pp. 1322 to 1330).

More than 10^8 data points per day are presently being received from NASA scientific satellites. This paper describes the methods now in use at the Goddard Space Flight Center for the processing of this large volume of telemetered data. These methods incorporate fully automated systems and non-fully automated systems. It also discusses attendant problems and potential methods for coping with this data explosion from the analysis viewpoint.

COLLOQUE INTERNATIONAL L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

AVANT-PROPOS

PAR

R. AUBINIÈRE

Directeur Général

du Centre National d'Études Spatiales

La Recherche Spatiale a fait naître dans l'industrie un immense espoir qui se concrétise chaque jour davantage par l'apport de techniques nouvelles. Le développement de ces techniques s'est surtout fait sentir dans l'industrie électronique qui, incontestablement, est devenue une industrie de pointe.

Il existe une interaction évidente entre la Recherche Spatiale et l'Électronique. La Recherche Spatiale demande des éléments légers, peu encombrants et sûrs. En s'adaptant à ces différentes contraintes par la miniaturisation et la fiabilité des éléments, l'Électronique s'est placée, en un temps relativement court, à l'avant-garde des techniques. Il n'existe toutefois pas, pour autant, une Électronique Spatiale caractéristique.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens, en accord avec le Centre National d'Études Spatiales, s'est préoccupée des conséquences de la Recherche Spatiale sur l'Électronique et de la manière dont cette dernière a dû s'adapter et se dépasser pour répondre aux exigences et aux contraintes de l'Espace.

Un colloque International sur l'Électronique et l'Espace a donc été organisé à Paris, du 10 au 14 avril 1967, par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens et l'Union des Associations Techniques Internationales, sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques.

Cette manifestation a eu pour but d'étudier comment les nouvelles contraintes imposées par les applications spatiales ont conduit l'Électronique à s'adapter ou à se renouveler. Plus de cent communications ont été présentées au cours de ces journées d'études auxquelles ont pris part 700 spécialistes provenant de 20 pays différents.

La Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens a bien voulu confirmer l'effort entrepris en publiant dans ce numéro de L'Onde Électrique quelques unes des communications les plus marquantes ; que les responsables de la SFER et les organisateurs du colloque en soient vivement remerciés.

SYNTHÈSE DU COLLOQUE SUR L'ÉLECTRONIQUE ET L'ESPACE

PAR

J.-P. CAUSSE

Directeur du Centre Spatial de Brétigny

Mesdames, Messieurs,

Je voudrais, avant d'attaquer la partie « synthèse » de mon exposé, présenter au nom du Comité de Conférences nos très vifs remerciements à tous ceux qui ont participé à ce Colloque. Ce Colloque est un de ceux, je crois, dont l'assiduité a été la plus remarquable, parmi tous ceux auxquels j'ai pu assister.

J'exprime le regret que nous n'ayions pas eu davantage de participants venant de pays proches de la France. Par contre, nous avons eu le plaisir d'avoir tant d'amis qui sont venus de très loin, des Etats-Unis et de l'Union Soviétique, en particulier.

Problèmes des retombées

Les lignes qui vont suivre tenteront de faire une synthèse du Colloque. Il n'est pas inutile de rappeler que nous avons songé initialement à centrer le Colloque sur les aspects de l'interaction entre l'électronique et l'espace, c'est-à-dire en particulier l'influence de l'électronique spatiale sur l'électronique ordinaire, et d'une façon générale à nous demander : qu'est-ce que l'espace a apporté à l'électronique ? Qu'est-ce que l'espace a apporté au développement de la technique et de la technologie ? En d'autres termes, essayer de faire une analyse du problème des retombées dans le domaine de l'électronique.

Ce problème de retombées, en fait n'a été traité dans notre Colloque, mais de façon excellente, que par deux conférenciers, M. WULFSBERG de Radio Collins Company et M. MUSSON-GENON de la Compagnie des Compteurs. J'aurai l'occasion de faire longuement appel au contenu de leurs deux exposés.

C'est l'électronique spatiale, élément majeur du Colloque, qui retiendra spécialement notre attention.

Ambiance spatiale

Dans un premier chapitre, je grouperai un certain nombre de remarques concernant l'ambiance spatiale, c'est-à-dire les contraintes auxquelles sont soumis les divers appareils fonctionnant dans l'espace.

Aujourd'hui cet environnement spatial est bien connu même en France. En ce qui concerne les vibrations, il semble que même le problème soit pratiquement résolu alors que c'était une préoccupation considérable, il y a seulement quelques années.

Dans ce domaine des contraintes apportées par l'espace, l'intérêt primordial semble se porter sur la faible consommation. Ce problème est lié à celui de la miniaturisation, de la complexité et de « l'intelligence » des systèmes et d'une façon générale au problème de la durée de vie. Je pense que ce sont ces deux caractéristiques, faible consommation et durée de vie, qui ont marqué l'essentiel des débats.

Ceci s'éloigne des considérations concernant les calculateurs au sol, où on a tendance à se préoccuper beaucoup des problèmes de rapidité et moins des problèmes de consommation. Il y a, c'est certain, aujourd'hui une double évolution des composants et des techniques de l'électronique, selon que l'on s'adresse soit aux calculateurs, soit à des applications spatiales. De plus, le désir de résister aux bruits de toutes sortes, en particulier ceux qui sont produits par les radiations ionisantes que l'on rencontre dans l'espace, va souvent à l'encontre de la faible consommation. On conçoit que si un dispositif est parcouru par des courants très faibles, n'importe quelle perturbation parallèle est susceptible de l'affecter profondément.

Toujours dans le domaine de l'ambiance spatiale, plusieurs sessions ont révélé l'importance toujours

actuelle de la physique des plasmas aussi bien dans son aspect scientifique que dans son aspect technique. Un exposé remarquable a été fait sur le fonctionnement des antennes de GEMINI dans le plasma, sur tous les essais qui ont été nécessaires, mais il reste encore beaucoup à apprendre dans ce domaine.

Les résultats d'études de radiations ont été très bien présentés au cours du Colloque ; ils produisent ce qu'on pourrait appeler une retombée scientifique ; par exemple, nous avons entendu les conférences de MM. CAMBOU, GLOTIN, GROVALET, rappeler dans quelle mesure ces études de caractère proprement spatial ont fait appel à la physique fondamentale pour essayer d'expliquer les états de surface de ces nouveaux composants que sont les transistors à effet de champ, les MOST, etc.

Ce retour à la physique devrait permettre d'améliorer ces composants dont l'importance n'échappe à personne. On peut dire, en simplifiant, que le MOST ou le MOST-FET constitue, par rapport à l'électronique transistorisée, le genre de progrès que la pentode était par rapport à la triode. Il s'agit de dispositifs dont il est difficile de voir comment ils affecteront les circuits autres que les circuits spatiaux mais il serait bien étonnant qu'il n'y ait pas une utilisation qui déborderait très largement l'utilisation initiale.

Les calculateurs et le traitement des données

Je serais tenté de nommer cette rubrique « présence des calculateurs ». Il est certain que ce Colloque n'était pas du tout consacré aux calculateurs, aux ordinateurs, mais en fait le calculateur est partout présent ! Le nombre de conférenciers qui y ont fait allusion est considérable. Ce n'est plus une question de futur, déjà le calculateur est devenu un outil omniprésent. L'espace a accéléré ce phénomène qui atteindra bientôt toute l'activité humaine.

En ce qui concerne la conception des lanceurs, il faut se souvenir de l'exposé de synthèse de M. DAUGUET et des moyens de contrôle automatique signalés dans un grand nombre de conférences. On peut rappeler aussi les problèmes de gestion, PERT ou autres. M. DAUGUET a indiqué que, par exemple, le planning du lanceur ELDO avait plus de 2 000 événements et qu'il n'était pas concevable de pouvoir tenir un tel planning autrement qu'avec l'aide d'un puissant ordinateur.

Dans le domaine du traitement des données, M. HABIB (NASA) a mis en évidence l'importance d'une nouvelle conception de traitement d'une grande masse de données introduite par l'espace et, peut-être pour la première fois, dans un monde où il n'y avait, en fait, personne pour les traiter. Désormais, tout nouveau problème avec un grand nombre de données sera résolu comme on est amené à le faire dans le domaine spatial.

Fiabilité

C'est un des sujets qui a le plus passionné les auditeurs de ce Colloque, si l'on en juge par leur partici-

pation active et la façon dont les conférences ont suscité des discussions.

Nous avons eu, en particulier, une confrontation extrêmement claire entre les deux méthodes principales, les deux attitudes mentales, pourrait-on dire, concernant la fiabilité. On peut les résumer ainsi : *calculer le risque*, ou bien *diminuer le risque*, c'est-à-dire, diminuer le risque que l'on ne connaît pas.

Calculer le risque est la méthode que l'on applique aux très grands projets. Il y eut un exposé sur APOLLO et, dans ce cas, pour des raisons de sécurité de vie humaine, comme autrefois dans MINUTEMAN pour des raisons de sécurité nationale, les considérations de fiabilité sont absolument présentes dans la totalité des opérations depuis la fabrication du composant jusqu'au système complet.

Cette méthode conduit, à une durée assez longue et le projet APOLLO, assez paradoxalement, utilise une technologie que l'on pourrait considérer comme moins avancée que celle de certains projets plus récents. Par exemple, le projet APOLLO n'emploie pas de circuits intégrés, tandis que le LUNAR ORBITER qui a été commencé plus tard en fait un large usage. Ce paradoxe est dû au fait que l'on a pu prendre des risques sur le LUNAR ORBITER et non sur le projet APOLLO.

L'autre « attitude mentale » consiste à diminuer le risque que l'on ne connaît pas. M. WHITE de la NASA pense qu'il n'est pas question d'adopter une fabrication de composants et une technologie uniquement destinées à un seul projet déterminé ; par contre, il faut, à partir de composants de haute fiabilité existants et de technologies éprouvées, concevoir les circuits en fonction de ces composants et appliquer ces règles de technologie pour le projet particulier. Ainsi l'ingénieur doit-il, à tout instant et à chaque niveau, faire une synthèse entre la conception du circuit sur le plan fonctionnel et la conception de fiabilité. Cette méthode, utilisée dans le cas du satellite IMP-F, est celle vers laquelle actuellement les projets européens ont tendance à s'orienter.

Gestion des programmes et méthodologie

Les deux exposés de M. WULFSBERG et de M. MUSSON-GENON ont montré clairement l'importance de la gestion des projets spatiaux en matière d'organisation. Il y a ce que l'on peut appeler l'organisation dans le temps des projets, c'est-à-dire leur évolution, la nécessité d'études de fiabilité, la nécessité d'une série relativement bien codifiée et bien préparée de projets successifs et le passage à la fabrication qui doit, en fait, être conçue dès le début des études.

M. WULFSBERG a traité de la question de l'organisation propre aux projets spatiaux : il a plaidé pour l'organisation par *projet* (par opposition à l'organisation *fonctionnelle* caractérisée par la pyramide hiérarchique habituelle). Ces méthodes d'organisation, qui tendaient au début à caractériser les projets spatiaux, se répandent rapidement aujourd'hui. Nous pensons qu'il en sera ainsi chaque fois que l'on devra résoudre des problèmes impliquant la participation

simultanée de nombreuses techniques et que l'on voudra donner priorité au succès d'une certaine opération.

Conclusion

A titre de conclusion, je voudrais dire combien nous avons été frappés de voir que le sérieux du travail apparaissait au travers de la totalité du Colloque. L'Espace, c'est l'anti-bricolage, c'est l'évidence ici !

Nous avons vu partout du matériel de grande qualité. Même les expérimentateurs, même les physiciens ont présenté des équipements de contrôle ! Espace est devenu aujourd'hui synonyme de planning,

de contrôle, d'essais ; on aimerait pouvoir dire que l'électronique spatiale c'est l'électronique qui *fonctionne* et qui fonctionne même dans des conditions extrêmement dures.

De toute façon, s'il y a encore bien des difficultés et s'il y a encore des pannes, je pense que l'électronique spatiale a contribué au progrès considérable en ce sens qu'on sait mieux aujourd'hui ce qu'il faut faire pour avoir le maximum de chances de réussir.

Je pense que n'importe quelle industrie qui cherchera à construire quelque chose devant fonctionner à coup sûr, trouvera l'industrie électronique prête, grâce à l'Espace.

DISCIPLINES IMPLIQUÉES DANS L'ÉTUDE D'ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES SPATIAUX

PAR

H. LOW et J.R. GOODYKOONTZ

Electronic Systems Division, TRW Inc.

Redondo Beach (U.S.A.)

1. Introduction

Plus que dans tout autre domaine de la technologie, l'impact du vol spatial sur les règles de construction de l'appareillage électrique a été profond. Le vol spatial a imposé à tous les types d'équipements électroniques des exigences nouvelles telles que la réalisation simultanée de missions complexes, la réduction importante de poids et d'encombrement, et une grande augmentation de la fiabilité.

Par exemple, à l'équipement de traitement des données de Mariner 4, il était demandé de coder automatiquement le relevé photographique de Mars selon une matrice numérique, enregistrer la matrice, puis moduler la porteuse du relais radio avec cette information. Il lui fallait remplir cette mission en excluant presque tout risque de panne et après de nombreux mois passés dans le milieu hostile de l'espace. Le poids de l'équipement ne devait pas dépasser quelques kilogrammes. Il y a moins d'une dizaine d'années, la réalisation d'un équipement de ce genre aurait été impossible. Elle l'est devenu aujourd'hui grâce à une révolution dans la miniaturisation des composants et des circuits et dans les méthodes de montage, connexion et alimentation de ces composants, révolution qui est encore en cours et qui promet de fournir des équipements électroniques encore plus remarquables : plus petits, plus souples, plus fiables.

Presque tous les équipements électroniques modernes peuvent être considérés selon les trois niveaux de groupement de la figure 1. Le premier niveau consiste en éléments individuels tels que modules en boîtier, circuits intégrés du type plat, et composants. Le deuxième niveau consiste en un groupement de plusieurs éléments du premier niveau. Souvent ce groupement se fait par une carte de circuits à deux côtés ou à plusieurs couches. Le troisième niveau est un groupement de plusieurs

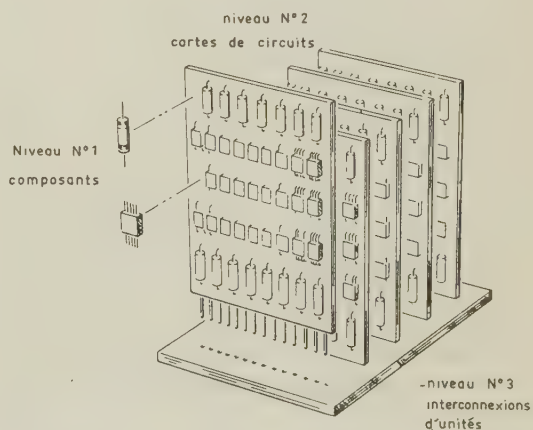


FIG. 1. — Les trois niveaux de groupement

ensembles du deuxième niveau par ses moyens désignés de façon variée (carte mère, matrice ou peigne d'interconnexion ou câblage arrière de panneau). Le groupement du troisième niveau est intégré mécaniquement en une structure d'unité. Pour les unités très simples les groupements des deuxième et troisième niveaux peuvent fusionner. Dans les équipements numériques complexes, un niveau supplémentaire est parfois introduit entre les niveaux 1 et 2.

Quand les équipements sont devenus plus complexes, le troisième niveau a tendu à absorber cette complexité. Les perfectionnements dans les interconnexions d'unités semblant avoir atteint aujourd'hui leur maximum, les nouvelles demandes de complexité doivent être satisfaites de plus en plus dans les groupements de premier et deuxième niveaux.

Dans ce cadre, il est utile de faire une revue générale des contraintes qui sont imposées à la construction des équipements électroniques pour les applications spatiales. Sur cette base, il est possible d'examiner les objectifs généraux des types de construction, en concluant sur un exemple particulier.

2. Contraintes

Le milieu spatial impose des conditions spéciales à la construction des équipements électroniques, dans certains cas elles peuvent être moins sévères que celles des équipements terrestres, mais habituellement elles le sont davantage, et parfois exceptionnellement dures [1, 2]. Le constructeur doit prendre garde aux conditions d'environnement suivantes dans lesquelles son équipement électronique doit fonctionner et survivre :

- Vibrations,
- Vide,
- Micrométéorites,
- Rayons ultraviolets, X et gamma,
- Rayonnement de particules.

Normalement le constructeur n'a pas à se préoccuper de la contamination par l'humidité, les sels ou les moisissures, sauf si l'équipement doit être stocké avant de gagner l'environnement spatial. La température et l'apesanteur sont aussi des contraintes, mais d'importance mineure.

De toutes les vibrations subies par un équipement dans un vaisseau spatial, les plus sévères sont celles qui sont dues au lancement (fig. 2). Bien que les vibrations soient très fortes dans quelques cas, il est facile d'y adapter la construction par des structures appropriées.

Le vide spatial peut avoir deux effets sur l'équipement. D'un côté, il peut se produire une sublimation et une perte des gaz enfermés, d'autre part, des pièces mécaniques peuvent se souder ensemble dans le vide poussé. Les taux de sublimation de la plupart des métaux sont connus et, pour des métaux comme le zinc et le cadmium, le taux est assez élevé pour en interdire l'emploi dans la plupart des applications. Bien que la perte réelle de poids puisse être faible, la substance sublimée peut se déposer sur une autre surface, présentant une menace de

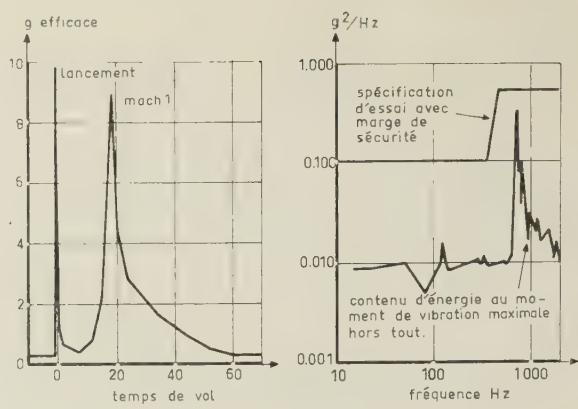


FIG. 2. — Conditions de vibrations typiques.

défaut électrique ou optique. L'effet du vide sur les plastiques peut être beaucoup plus important. Comme beaucoup de ces produits sont relativement nouveaux, des essais spéciaux sous vide sont habituellement nécessaires avant de pouvoir évaluer les pertes de poids.

Le coefficient de frottement statique de l'acier sur l'acier dans l'atmosphère est 0,39, mais dans un vide de 10⁻⁶ mm Hg, il devient 0,78. Dans un vide aussi poussé que celui de l'espace, deux pièces propres en acier se souderont à leurs points de contact. Il faut prendre des précautions spéciales dans l'établissement de tout équipement qui contient des pièces mobiles. Les caractéristiques de réaction du vide sur certaines substances importantes sont données au tableau 1, page suivante.

En général, les équipements électroniques, étant placés à l'intérieur du corps du vaisseau, sont protégés contre les micrométéorites. Dans certains cas cependant, en particulier pour une grande partie de l'appareillage des vaisseaux spatiaux Mariner, il n'y a pas de blindage général. Comme un impact peut détériorer ou même arrêter le fonctionnement, le constructeur doit assurer une protection suffisamment efficace pour empêcher le dommage, ou introduire une redondance fonctionnelle telle que le fonctionnement puisse continuer dans le cas d'un dom-

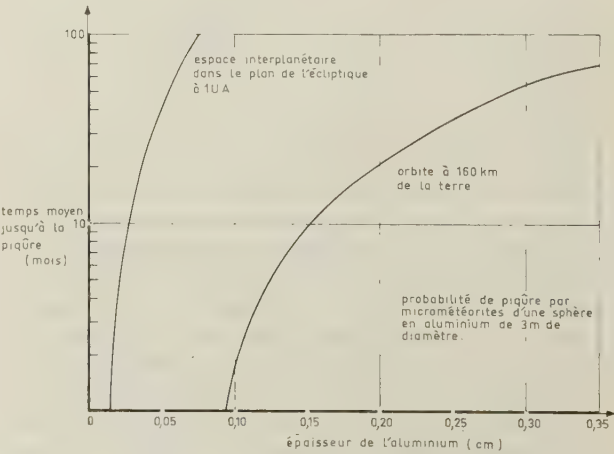


FIG. 3. — Probabilité de piqûre par les micrométéorites.

TABEAU I
Effets du vide sur les corps

Corps	Effets	Recommandations
Cadmium Zinc	Se sublime	Ne pas utiliser ou recouvrir d'époxy ou plastique semblable
Autres métaux ayant une importance technique	Les surfaces glissantes doivent être traitées pour empêcher la soudure.	1. Lubrifier avec MoS ₂ ou WS ₂ . 2. Plaquer un métal mou tel que Au.
Céramiques	Dégazage très faible. (Seulement absorbés et adsorbés gaz et humidité)	Utiliser
Phtalate de diallyle Epoxy Epoxy laminé Polyoléfine irradiée Fluorure de polyvinylidène irradié Polystyrène Polytétra-fluoréthylène Polyuréthane Caoutchouc Viton	Faible dégazage Pas d'effets notables	Utiliser
Epoxy Nylon Résines phénoliques Polyuréthane Mousse de polyuréthane (rigide) Résine silicone Caoutchouc silicone	Dégazage modéré. Isole les contacts électriques, détériore les surfaces optiques. Contrarie les expériences. Pas de changements notables des propriétés des matières	Utiliser avec certaines limitations
Polysulfure Polyuréthane Mousse de polyuréthane (souple) Chlorure de polyvinyle	Dégazage intense. Contamination intense de l'environnement	Ne pas utiliser.

Nota. - Les propriétés des matières apparaissant dans plus d'une catégorie varient suivant leur formulation.

mage. Le degré énergétique des micrométéorites en fonction de leur position dans l'espace est assez connu pour que le constructeur dispose des informations nécessaires (fig. 3).

Hors de l'atmosphère, le rayonnement ultraviolet, environ 10⁴/cm²-s à 1 UA peut détériorer l'équipement électronique, l'effet le plus grave étant l'altération des propriétés électriques provenant de la photodissociation. S'ils doivent être exposés à la lumière du soleil, l'emploi de produits relativement peu affectés par l'ultraviolet est le seul moyen pratique d'éviter ce danger. En général, plus le poids moléculaire d'une substance est faible, moins elle est sensible à la photodissociation. L'énergie dans les gammes X et γ du spectre est négligeable dans l'espace, sauf pendant des protubérances solaires. L'effet de rayonnement de freinage « Bremsstrahlung » peut cependant être nocif ; dans ce dernier, une partie de l'énergie du rayonnement des particules en interaction avec une substance est rayonnée à nouveau sous forme de rayons X et γ. Le fait qu'une telle radiation a une forte pénétration, rend le blindage difficile.

Les radiations primaires proviennent de deux sources, protons des protubérances solaires, et électrons et protons des ceintures de Van Allen. Le flux annuel total de protons venant du soleil au voisinage de la terre est estimé à 10⁸/sm² pour des énergies supérieures à 100 MeV. Si le vaisseau spatial est dans le champ géomagnétique, ce flux peut être réduit de 50 à 100 % selon l'altitude et la latitude.

L'intensité dans les zones de Van Allen variera aussi avec l'altitude et la latitude, atteignant un maximum à des altitudes de 3 000 à 10 000 km au-dessus de l'équateur. Le flux net escompté de protons à forte énergie, dont on peut craindre le plus grand dommage, est approximativement comme il est indiqué dans la figure 4. Les dommages subis, a différents niveaux de rayonnement par différentes substances d'équipement [1, 3] sont indiqués figure 5. Comme pour les dommages dus aux micrométéorites, le constructeur peut introduire une redondance

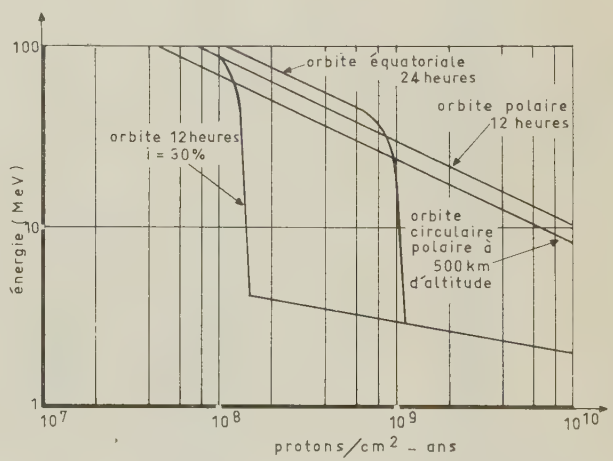


FIG. 4. — Spectres intégraux de protons sur diverses orbites.

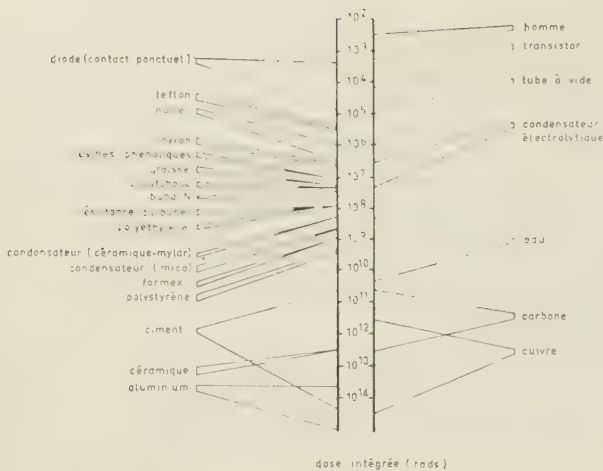


FIG. 5. — Résistance aux radiations de divers types de corps.

suffisante pour que les dommages escomptés des radiations laissent encore le système en état de fonctionnement. Autrement il peut loger l'équipement de façon que les autres éléments du vaisseau spatial protègent son électronique, ou incorporer un blindage suffisant dans les groupements électroniques. La solution de choix, quand elle est possible, consiste à employer des composants qui sont intrinsèquement plus résistants aux radiations, par exemple les piles solaires N/P au lieu de P/N. Les effets obtenus en faisant varier le type de pile solaire et le blindage de verre pour protéger la pile sont montrés à la figure 6. Pour un vaisseau spatial sur une même orbite, il est clair qu'on peut obtenir des résultats supérieurs avec les piles résistant aux radiations seulement si la mission doit durer un an ou davantage.

Une contrainte spéciale due au désir de ne pas contaminer la recherche d'une vie extra-terrestre impose la nécessité de rendre stérile l'équipement à utiliser dans de telles missions. On stérilise soit par la chaleur, soit par contact avec l'oxyde d'éthylène.

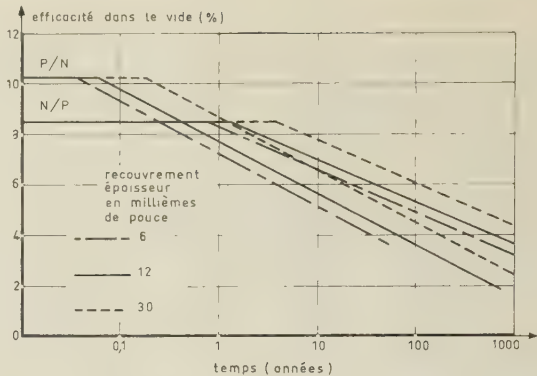


FIG. 6. — Comparaison de la qualité de fonctionnement des cellules solaires.

Malheureusement les deux processus tendent à détériorer les composants électroniques (tableau II). Si l'équipement doit être stérilisé, le constructeur doit prendre certaines précautions, par exemple employer les composants les moins affectés par la haute température.

3. Objectifs

Dans le cadre des contraintes imposées par le milieu spatial, le constructeur doit fournir un équipement qui réalise au maximum les objectifs de haute fiabilité, bas prix, poids et volume réduits, et toutes les conditions spéciales rencontrées au cours de la mission telles que les limites de température empêchant la formation de champs magnétiques induits.

La nécessité de la fiabilité a conduit à éviter les connecteurs enfichés. Comme exemple caractéristique, dans un sous-ensemble (fig. 7), 8 200 composants sont brasés de façon permanente sous la forme de modules « fagot » (groupements du premier niveau) lesquels, de leur côté, sont soudés sur des matrices d'interconnexion en fil de nickel. Dans un autre équipement, les groupements de premier ni-

TABLEAU II
Processus de stérilisation

Processus	Effets du processus	Remèdes
Chaleur sèche 125 °C pendant 24,5 heures	Tue tous les organismes en surface et incorporés dans l'équipement électronique.	
	Crée des tensions dans les modules électroniques.	Adapter les coefficients de dilatation thermique. Utiliser des matières de mise en capsule pour diminuer les tensions
	Dégrade les semiconducteurs au germanium	Utiliser des semiconducteurs au silicium
	Dégrade les accumulateurs.	Stériliser les accumulateurs à l'état déchargé
	Stérilise les surfaces.	
12 % Oxyde d'éthylène. 88 % Fréon 12 à 38 °C humidité relative 35 % pendant 11 h.	Effets mineurs, mais augmentation avec exposition répétée.	Limiter l'exposition au stérilisant. Employer des pièces scellées hermétiquement pour blinder les éléments réactifs.

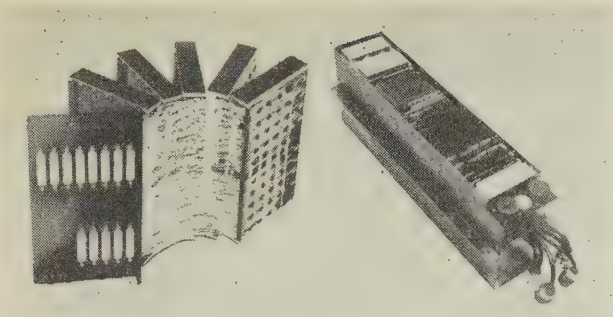


FIG. 7. — Equipement à connexions minimales

veau sont soudés de façon permanente sur des cartes de circuits à plusieurs couches de second niveau, et celles-ci sont connectées par fils enroulés dans une matrice d'interconnexion, formant l'unité du troisième niveau. On a forcé la complexité dans les groupements du second niveau pour réduire celle du troisième niveau. En réduisant au maximum les connexions totales et en évitant les connexions de type enfiché, on a atteint un haut degré de fiabilité. La réduction du nombre de connexions, que cette solution rend possible, améliore considérablement les chances de succès [4], comme le montre la figure 8.

En construisant un équipement de cette façon, il est essentiel que les groupements du premier niveau soient fiables. Le constructeur doit employer des composants ayant les taux de panne intrinsèques les plus bas possibles, groupés de façon à fournir ce

taux de pannes en usage réel. Des données sur la fiabilité de deux systèmes de vaisseaux spatiaux ont été recueillies pendant plus d'un milliard de composant-heures de fonctionnement. Les heures-compo-

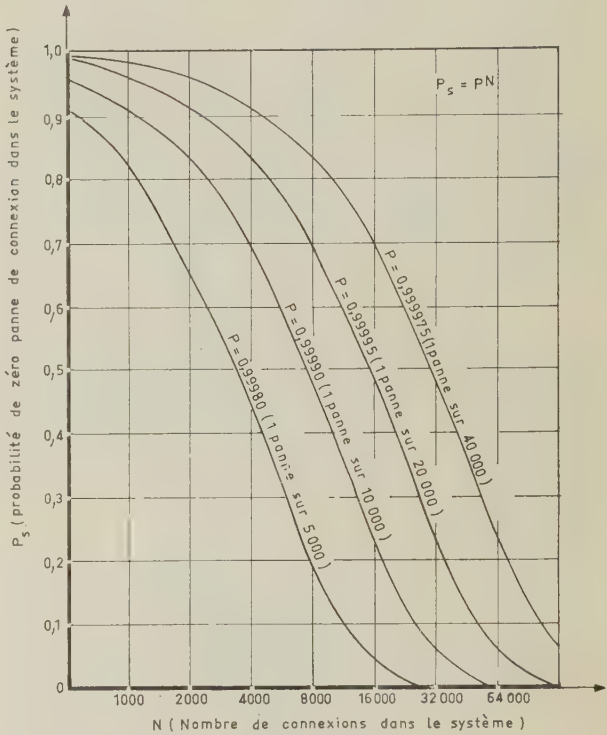


FIG. 8. — Probabilité de pannes de connexion

TABLEAU III
Taux typiques de pannes sur orbites par type de composant

Composant et Type		Heures de fonctionnement	Taux de panne, % par 1 000 heures, niveau de confiance 60 %
TRANSISTORS	Silicium	106 073 965	0,00276 %
	Germanium	6 342 507	0,01418
DIODES	Silicium	385 629 667	0,00052
	Germanium	45 600	1,97368
	Zener	7 508 145	0,01198
	Redresseur commandé	3 163 253	0,02845
	Varactor	420 914	0,21382
RÉSISTANCES	Composition au carbone	74 482 179	0,00120
	Couche métallique	292 450 010	0,00030
	Bobinées	4 374 113	0,02057
	Variables	629 480	0,14297
	Thermistances	4 205 426	0,02140
CONDENSATEURS	Céramique	63 428 620	0,00316
	Verre	22 653 940	0,00397
	Mica trempé	2 926 213	0,03075
	Feuille de tantale	1 030 847	0,08730
	Tantale massif	42 916 870	0,00209
	Plastiques	233 919	0,38474
	Mylar papier	387 862	0,23204
	Filtre d'alimentation	3 173 990	0,02835
	Variables	2 030 671	0,04432
MAGNÉTIQUES	Transformateur	25 782 120	0,00349
	Inductance	1 397 461	0,06440
	Filtre	3 281 707	0,02742
RELAIS	Sans verrouillage	4 039 406	0,02228
	Avec verrouillage	6 051 340	0,01487
CIRCUITS INTÉGRÉS		3 460 128	0,02601

TABEAU IV
Taux typiques de pannes sur orbite par groupe de composants

Composants	Nombre des composants	Heures de fonctionnement	Heures de non fonctionnement	Taux de panne % par 1 000 heures niveau de confiance 60 %
Transistors	13 989	112 416 472	21 669 546	0 00276 %
Diodes	45 855	396 767 579	102 197 375	0,00050
Condensateurs	15 505	141 398 772	38 144 120	0,00142
Résistances	44 541	376 259 818	75 333 262	0,00023
Magnétiques	3 531	30 461 288	9 995 648	0,00295
Relais	1 302	10 090 746	4 256 646	0,00891
Circuit intégrés	542	3 460 128	—	0,02601
TOTAUX		1 070 854 803	251 596 597	

sant ont été appliquées au nombre de circuits et aux composants pour permettre le calcul des taux de pannes comme il est montré sur les tableaux III et IV. Ces taux de pannes sont précieux pour la construction de modèles mathématiques permettant de prévoir la fiabilité qu'on escompte d'un nouvel équipement [5].

Pour évaluer le prix total, la fiabilité est aussi importante que le fonctionnement et le prix de fabrication. Si la fiabilité d'un élément n'est pas suffisante, des éléments identiques supplémentaires peuvent être ajoutés dans une configuration redondante. Une évaluation soignée du prix de la fiabilité correcte assurée à la mission doit être faite de deux façons : en améliorant la fiabilité des éléments individuels et en fournissant des éléments redondants. Si le prix est approximativement égal, le relèvement de la fiabilité individuelle est préférable à cause de l'économie de poids.

Pour la réduction du poids et du volume, les plus grands gains ont été obtenus par les groupements du premier et du second niveaux [6]. Cette tendance va probablement continuer, car les progrès techniques au troisième niveau semblent se ralentir. Les circuits intégrés, les couches minces et le groupement plat ont apporté la plus forte contribution à la réduction des dimensions et du poids des groupements du premier niveau. Les cartes de circuits à deux côtés et à couches multiples [7, 8, 9] constituent la base principale au second niveau. Combinées, ces deux méthodes permettent des réductions de poids dans un rapport de 8 ou 10 sans affecter les autres caractéristiques (fig. 9).

Quelques groupements du second niveau utilisant les techniques de microélectronique sont montrés figure 10. En maintenant la température de fonctionnement dans des limites convenables, le principal problème

thermique est de se débarrasser de la chaleur dissipée par les dispositifs électroniques. Cette difficulté est compliquée sur orbite par le vide et la pesanteur. Seule la conduction peut être effectivement utilisée pour évacuer la chaleur, à moins d'une construction en unités scellées. En général, on évite les

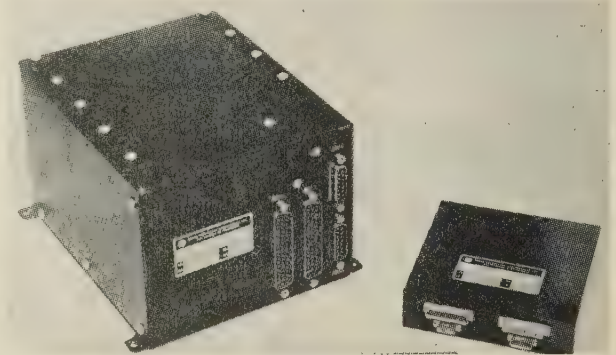


FIG. 9. — Réduction de volume et de poids

	Avant réduct.	Après réduct.
Nombre de pièces	1230	126
Poids	4,2 livres	0,5 livre
Volume	156 in ³	10,3 in ³

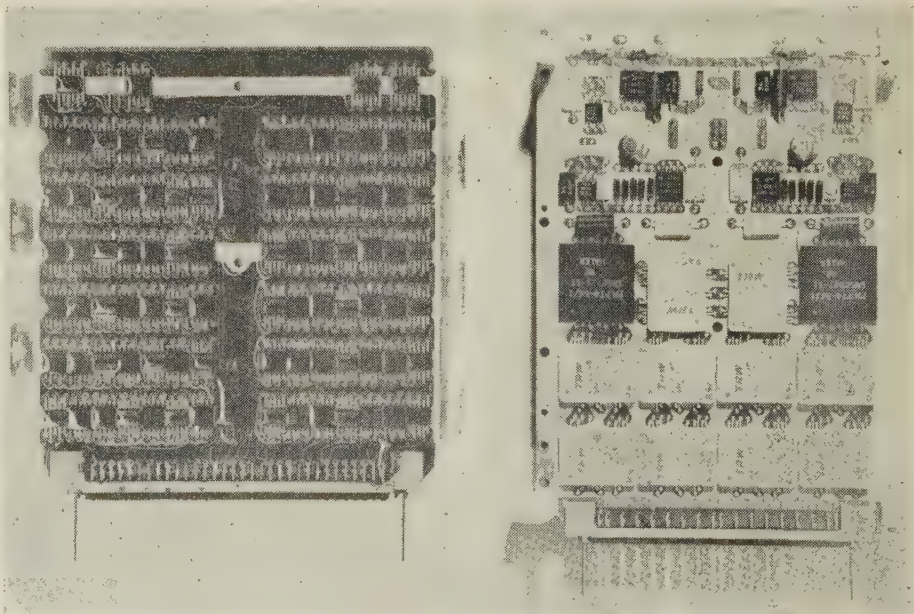


FIG. 10. — Groupements microélectroniques second niveau.

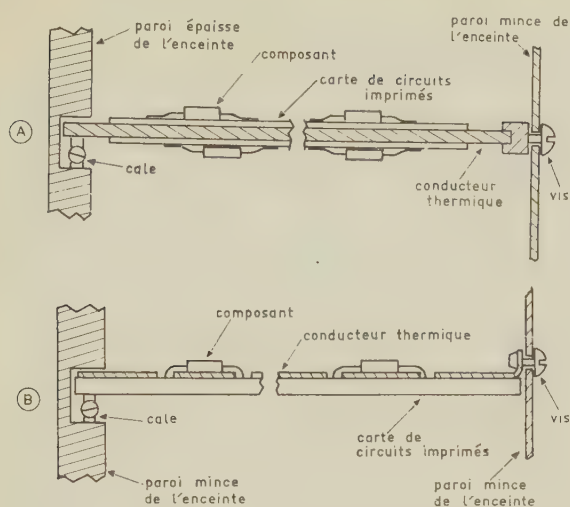


FIG. 11. — Transfert de chaleur par conduction :

A) Cartes de circuits imprimés montées sur un élément de la structure conducteur de la chaleur.

B) Couche conductrice de la chaleur liée à la carte de circuits imprimés.

unités scellées à cause du poids et de la difficulté de faire un bon scellement. On y arrive en assurant un chemin thermiquement conducteur, partant de chaque élément générateur de chaleur et allant vers l'extérieur de l'unité (fig. 11). Le vaisseau spatial lui-même doit alors rayonner l'excès de chaleur dans l'espace.

Eventuellement, comme avec les récents vaisseaux spatiaux Pioneer, l'objectif d'une mission est de

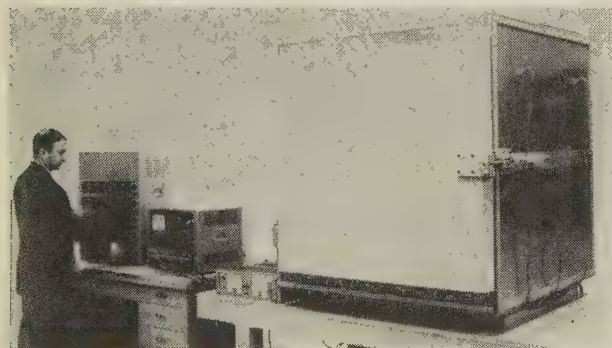


FIG. 12. — Essai des propriétés magnétiques :

Composants typiques	Intensité du champ magnétique
Transistor, TO-5, fils Kovar 3 mm	10 γ
Diode, verre, fils Kovar 3 mm	10 γ
Diode, époxy, fils cuivre	0 γ
Condensateur, céramique, fils cuivre	0 γ
Condensateur, tantale, fils Kovar 12 mm.	50 γ
Résistance, composition, fils cuivre	0 γ
Quartz, en boîtier, fils Kovar 6 mm	100 γ
Relais, en boîtier, non excité	300 γ
Relais, en boîtier, excité	500 γ
Transformateur, tore moulé, non en fonctionnement	10 γ
Transformateur, tore moulé, en fonctionnement	30 γ

Mesure faite dans la chambre d'essai magnétique à 80 mm du centre du composant après exposition à 25 gauss.

fournir des mesures sensibles de champs magnétiques minimes. Dans ce cas, il faut empêcher le vaisseau spatial d'engendrer des champs formant masques, en éliminant ou réduisant au maximum les substances magnétiques dans la construction. Il faut un équipement d'essai spécial pour contrôler les propriétés magnétiques (fig. 12) de toutes les pièces et substances utilisées.

Pour prévoir et construire un équipement électronique spatial en considérant tous ces objectifs, il est désirable et, dans de nombreux cas, indispensable d'appliquer des méthodes spéciales et des dispositions dépassant ce qui est normalement demandé pour un équipement qui reste sur la terre.

4. Exemple d'équipement

Le sous-ensemble d'alimentation d'Intelsat III (fig. 13) est un équipement électronique de vaisseau spatial représentatif. Il est établi de façon à fournir

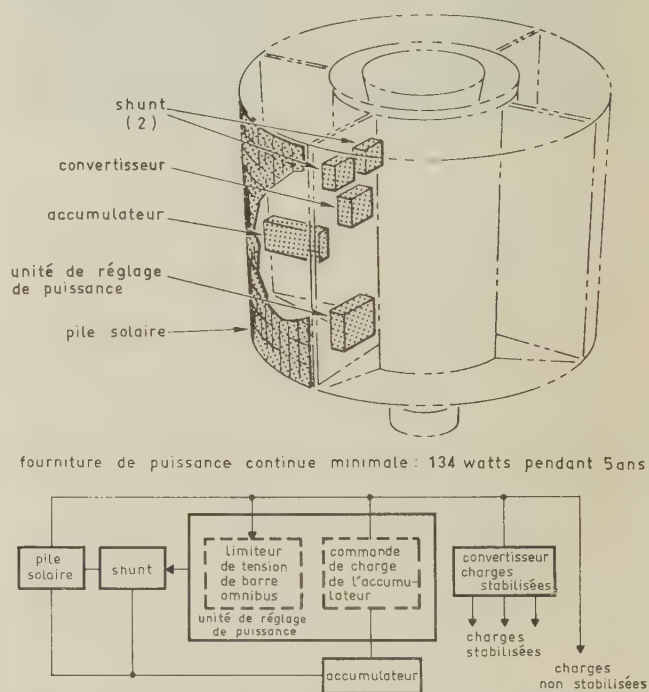


FIG. 13. — Sous-ensemble d'alimentation électrique

la puissance au satellite continuellement pendant cinq ans de fonctionnement sur orbite synchrone de 24 heures. La condition de fiabilité de 0,942 pendant cinq ans a imposé une construction utilisant des composants électroniques de haute qualité du point de vue de la durée de vie et des caractéristiques, la redondance des composants et des circuits, et des concepts de groupement fiable.

La puissance est fournie pendant la lumière du jour par un dispositif comportant 10 720 cellules solaires au silicium N/P, de 2×2 cm recouvertes de couvercles de silice fondue de 0,3 mm et montées sur le corps du satellite. Le nombre et le type de cellules ainsi que leur protection ont été choisis sur la base de la puissance désirée, en tenant compte de la détérioration due aux micrométéorites et aux

rayonnements de tous types pendant une période de cinq ans. En connectant les cellules, on a fait un large usage de la redondance.

Un accumulateur comprenant 20 éléments nickel-cadmium (fig. 14) est fourni pour fournir l'énergie pendant les éclipses.

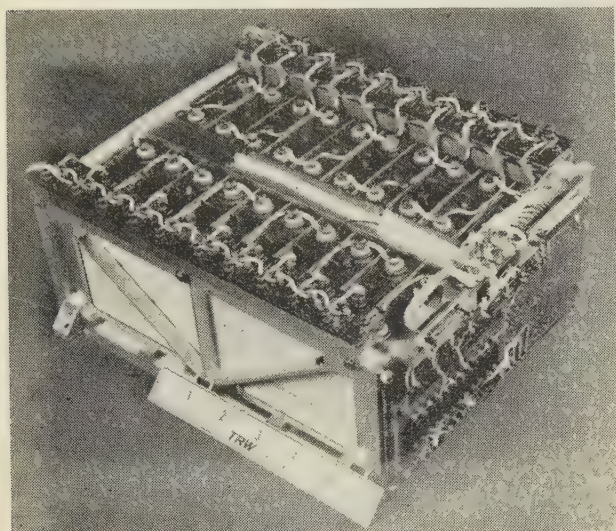


FIG. 14. — Bloc d'accumulateurs

L'électronique de commande (fig. 15) comprend cinq groupements de second niveau contenant environ 800 composants soudés sur des cartes de circuits imprimés. Des radiateurs d'aluminium sont prévus. Les transistors de puissance constituent une difficulté spéciale et sont montés directement sur les parois du groupement du second niveau pour faciliter la dissipation de chaleur. Les cinq groupements du second niveau sont connectés ensemble par un peigne souple. Il n'y a pas de connecteurs enfichés jusqu'à ce qu'on atteigne le troisième niveau, ou unité complète. Au groupement de troisième niveau, on emploie cinq connecteurs enfichés, quatre pour connecter l'accumulateur et la pile solaire, et un pour les essais. L'unité de commande, l'accumulateur et la pile solaire sont interconnectés

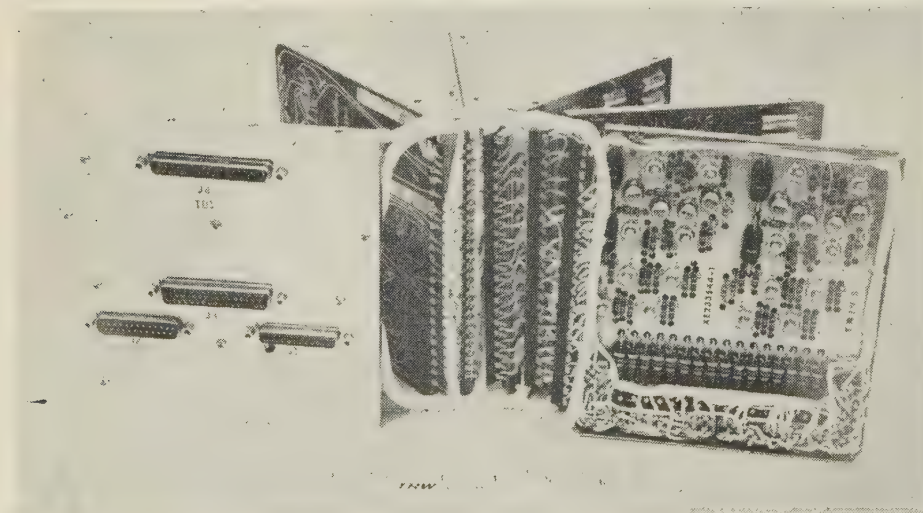


FIG. 15. — Unité de réglage de puissance

par câblage, formant ainsi le sous-ensemble complet d'alimentation du satellite.

Sous bien des aspects importants, ce sous-ensemble intégré illustre les facteurs qui interviennent dans la construction des équipements électroniques destinés à l'espace. Le nombre et le type de cellules solaires et le type de recouvrement protecteur sont affectés par les radiations et les micrométéorites qui seront rencontrés. La dimension de l'accumulateur et les dispositions thermiques sont déterminées en partie par la longueur et la fréquence des éclipses prévues. La fiabilité escomptée, en connexion avec la limite de poids, conduit à l'adoption de composants à état solide, groupements miniaturisés, et confiance presque exclusive dans le câblage dur. On a maintenant une expérience suffisante sur le résultat des contraintes et objectifs de vols spatiaux d'une durée de cinq ans ou moins et nous pouvons espérer le succès des suivants avec un degré de confiance convenable.

REFERENCES

- [1] LEHR S. N., et al. — « Equipment Design Considerations for Space Environment ». Report N° STL/TR-9990-6032-RU000, TRW Systems, One Space Park, Redondo Beach, California.
- [2] PERKINS C. W., et al. — « Radiation Effect on (Monolithic) Microelectronic Circuits ». Hughes Aircraft Co., Fullerton, California; Document N° AD-642-301, U.S. Department of Commerce, Springfield, Virginia 22151.
- [3] KING R. W., et al. — « The Effect of Nuclear Radiation of Elastomeric and Plastic Components and Materials ». Report N° 21, Battelle Memorial Institute, Columbus, Ohio.
- [4] GOODYKOONTZ J. R., et al. — « Microelectronic Connections ». Third International Electronic Circuit Packaging Symposium, University of Colorado, Boulder, Colorado.
- [5] JAMES L. N. — « System Reliability Estimation ». Bell Telephone Laboratories.
- [6] MOORE D. W. — « Interconnections and Packaging - the Most Critical Areas of Microcircuit Application ». 1966, Proceedings, Electronic Components Conference, Washington, D.C.
- [7] KAMENSKY A. — « Performance and Reliability of Plated Multilayer Printed Wiring Joints ». Douglas Aircraft Co., 1966, Proceedings, Electronic Components Conference, Washington, D.C.
- [8] DOUGLAS R. R. — « Manufacturing Process Development for Parallel-Gap Soldering ». TRW Systems, Proceedings, National Electronic Packaging and Production Conference of 1966.
- [9] BURNSTEIN E. B. — « Materials and Processes for Multilayer Printed Wiring Boards ». Westinghouse Defense and Space Center, Proceedings of the National Electronic Packaging and Production Conference 1966.

DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT SPATIAL ILLUSTRATION DE SES EFFETS SUR LES MATÉRIAUX

PAR

J.F. FAUGÈRE et C. ELBAZ

*Centre National d'Etudes Spatiales
Brétigny-sur-Orge*

L'environnement spatial d'un satellite terrestre concerne principalement les domaines suivants :

- les rayonnements électromagnétiques,
- les particules élémentaires,
- les micrométéorites.

Nous allons décrire rapidement chacun de ces domaines en donnant, chaque fois que cela sera possible, un exemple concret tiré de l'expérience acquise par le CNES. Les cas des micrométéorites étant illustré par une expérience faite par la NASA.

1. Les rayonnements électromagnétiques

Nous citerons par ordre d'importance, du point de vue de leurs effets :

- Le rayonnement solaire direct.
- Le rayonnement solaire diffusé par la terre et son atmosphère ou rayonnement Albedo.
- Le rayonnement de la terre.

1.1. LE RAYONNEMENT SOLAIRE DIRECT

La répartition spectrale en dehors de l'atmosphère est proche de celle d'un corps noir à 6 000 °K, la plus connue et la plus utilisée est celle de JOHNSON.

La figure 1 montre la radiance spectrale en fonction de la longueur d'onde pour le spectre de JOHNSON. 2 % de l'énergie totale se situe dans les longueurs d'onde inférieures à 2 200 Å et 10^{-6} de l'énergie, en dessous de 1 300 Å. La connaissance imparfaite que nous avons du spectre solaire dans

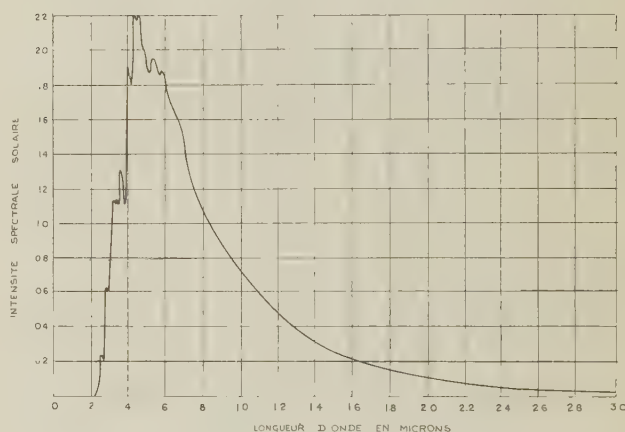


FIG. 1.

l'ultraviolet lointain n'est donc pas très gênante, du simple point de vue énergétique. Le flux solaire moyen est de 140 MW/cm², il fluctue entre le périhélie et l'aphélie de ± 3 %.

1.2. LE RAYONNEMENT SOLAIRE DIFFUSÉ OU RAYONNEMENT ALBEDO

On admet généralement que 36 % du rayonnement solaire qui atteint la terre et son atmosphère est réfléchi de manière diffuse dans l'espace. Ce chiffre est une valeur moyenne car la quantité de rayonnement réfléchi varie avec l'époque et le lieu survolé.

A titre d'exemple voici quelques chiffres. (2)

Cumulus	56 % à 81 %
Altostratus	39 % à 59 %

Terre sèche	8 % à 14 %
Désert	24 % à 28 %
Neige fraîche	80 % à 90 %
Océans	4 %
Forêts	4 % à 10 %

La répartition spectrale du rayonnement Albedo est sans aucun doute différente de celle du rayonnement solaire direct dans les courtes longueurs d'ondes mais ces différences sont négligeables, d'un point de vue énergétique.

1.3. LE RAYONNEMENT DE LA TERRE

La terre et son atmosphère émettent dans l'infrarouge et la répartition spectrale de ce rayonnement dépend beaucoup de l'endroit considéré, de sa température de surface ainsi que de la couverture nuageuse qui s'y trouve. Néanmoins on peut admettre que l'ensemble de la surface terrestre émet comme un corps gris à 290 ° K avec une émittance voisine de 0,93.

Dans les calculs d'énergies, on admet plus généralement que la terre est un corps noir à 250 °K.

La figure 2 montre un spectre typique d'émission obtenu à partir de radiomètres volant sur satellite.

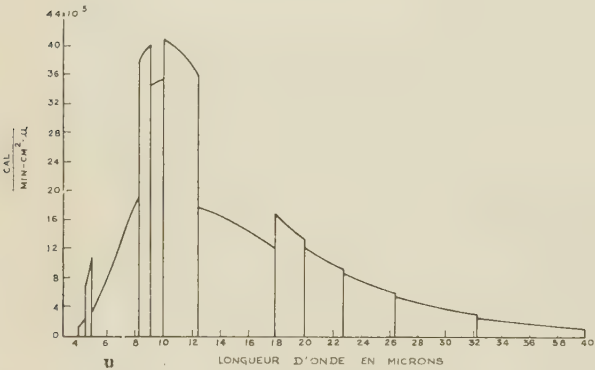


FIG. 2. — Distribution spectrale du rayonnement terrestre provenant de la surface et de l'émission atmosphérique.

1.4. EFFETS DES RAYONNEMENTS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Ces effets s'exercent soit directement : ce sont les effets de vieillissement sur les surfaces, en particulier les revêtements de contrôle thermique, soit indirectement car la structure même du véhicule intervient, ce sont les fluctuations de température sur orbite.

1.4.1. Effets de vieillissement

Cet effet est principalement dû aux rayons ultraviolets et aux rayons X mous qui possèdent une énergie suffisante pour rompre des chaînes moléculaires organiques : à titre d'exemple : à un photon de longueur d'onde de 3 000 Å correspond une énergie de 4 eV/molécule soit 10⁵ calorie/molécule, énergie libre associée à un grand nombre de réactions en chimie organique.

Cet effet peut avoir des conséquences sensibles sur les peintures utilisées pour le contrôle thermique comme le montre le vieillissement mis en évidence sur le satellite FR-1.

Grâce aux températures relevées en vol, on a pu mettre en évidence sur des orbites ayant le même temps d'ombre, pour un même aspect du satellite par rapport au soleil et à des dates différentes, le vieillissement de la peinture blanche (résine silicone et pigment oxyde de titane). La figure 3 montre la surface extérieure de FR-1. On peut voir que, grâce aux expériences de vieillissement faites en laboratoire, le minimum de peinture blanche avait été employé.

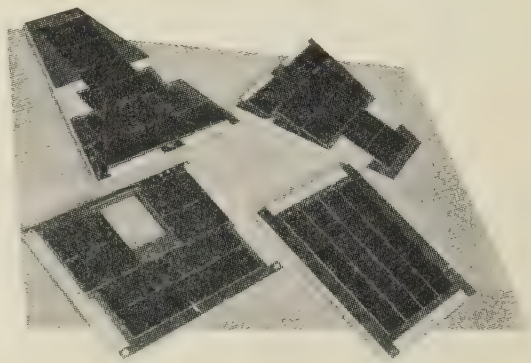


FIG. 3. — Plaques rectangulaires, trapézoïdales et rectangulaires trouées du générateur solaire.

La figure 4 montre l'évolution de l'absorptance solaire avec le temps.

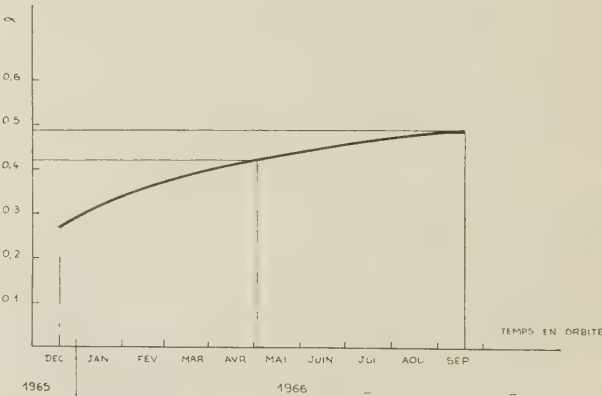


FIG. 4.

1.4.2. Fluctuations de la température.

La figure 5 montre l'évolution des températures sur une orbite à maximum d'ombre pour différents emplacements du satellite FR-1.

La figure 6 montre les résultats des mesures du même genre sur le satellite DIAPASON.

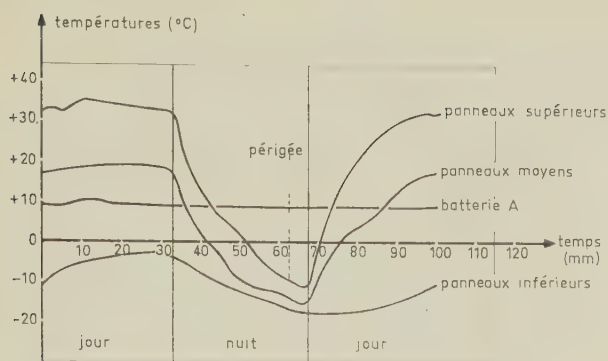


FIG. 5. — Températures en vol satellite FR 1.

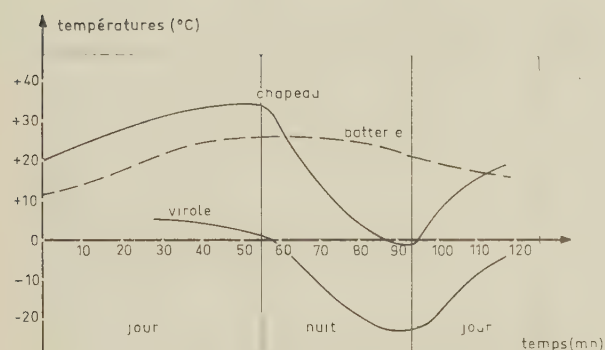


FIG. 6. — Températures en vol satellite D1 A.

2. Les particules élémentaires

Suivant l'éloignement de son orbite, un satellite peut rencontrer différents types de radiations provenant de trois sources possibles :

2.1. LE PLASMA INTERPLANÉTAIRE RAYONNÉ PAR LE SOLEIL

Le vent solaire est principalement constitué de protons dont les énergies sont de l'ordre de quelques keV. Leurs flux sont entre 10^7 et $2 \cdot 10^9$ p/cm².s.

L'énergie des électrons de ce plasma est négligeable (quelques eV). La figure 7 montre qu'un satellite peut être soumis directement à ce flux dans le cas d'une orbite très éloignée de la terre, supérieure à 6 000 km.

2.2. LE RAYONNEMENT GALACTIQUE ET LES ÉRUPTIONS SOLAIRES

Ces deux types de rayonnements consistent en particules très énergétiques avec des flux instantanés importants dans le cas des éruptions solaires mais les doses intégrées sur six mois ou un an sont trop faibles pour être nuisibles aux équipements embarqués.

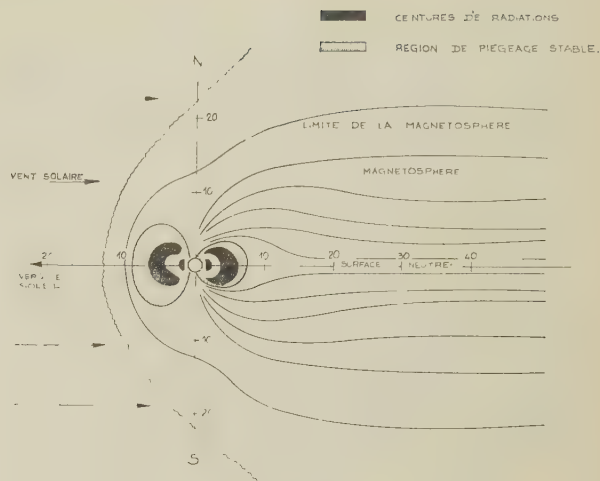


FIG. 7. — Carte du champ magnétique dans le méridien midi-minuit.

2.3. LES CEINTURES DE RADIATIONS

Du côté éclairé, jusqu'à environ 10 rayons terrestres et du côté antisolaire, jusqu'à 8 rayons terrestres, le champ géomagnétique contrôle le mouvement des particules et les confine d'une manière relativement stable dans la zone interne (jusqu'à 3 rayons terrestres) et d'une manière moins stable dans la zone externe (fig. 7).

La zone externe est peuplée d'électrons et de protons d'énergies bien supérieures au MeV. Les flux peuvent varier brutalement avec le temps, en particulier pour les électrons qui suivent l'activité magnétique. Des effets significatifs peuvent donc être observés entre 3 et 10 rayons terrestres pour des missions de longue durée.

La zone interne est peuplée de protons d'énergie de plusieurs MeV avec des flux pouvant atteindre 10^9 p/cm².s., et d'électrons d'énergie supérieure à 0,2 MeV avec des flux pouvant atteindre 10^9 p/cm².s.

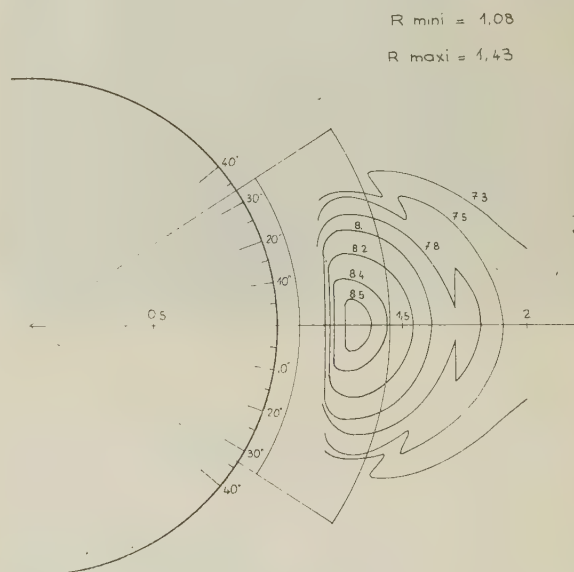


FIG. 8. — Zone balayée par D1 A projetée sur les contours d'intensité constante en électrons > 0,5 MeV.

Ces radiations ont des effets particulièrement nuisibles sur les cellules photovoltaïques des générateurs solaires. La figure 8 montre la zone balayée par le satellite DIAPASON sur une cartographie des flux d'électrons d'énergie supérieure à 0.5 MeV.

2.4. EFFETS DES RADIATIONS SUR LES CELLULES SOLAIRES

La figure 9 montre comment la plaquette expérimentale est fixée sur le corps du satellite. Cette plaquette comporte trois groupes de cellules au silicium de type n/p de résistivité 10 Ω · cm. Le premier groupe a été préalablement bombardé au sol avec une dose de 10¹⁶ électrons de 1 MeV par cm². Cette dose est environ vingt fois plus importante que celle qui correspond à trois mois d'orbite, de cette façon, ses performances ont été très peu affectées par les irradiations en orbite, elles ont donc servi de référence.

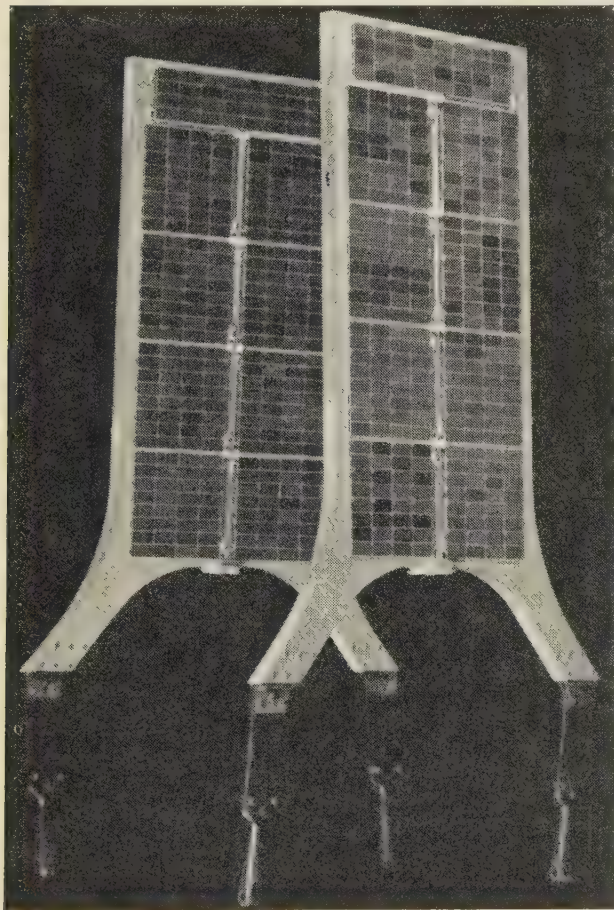


FIG. 9. — Panneau de cellules solaires pour alimentation de satellite D 1.

Les deux autres groupes de cellules n'ont subi aucune irradiation préalable. L'un est formé de cellules nues, dans l'autre les cellules sont protégées par des filtres (Corning Glass) de 150 μ d'épaisseur, la face supérieure comportant une couche antireflet, la face inférieure comportant un filtre interférentiel multicouches pour rejeter les rayons ultraviolets.

Rappelons très rapidement que, lors de l'irradiation d'une cellule photovoltaïque, l'effet de décroissance de la longueur de diffusion l'emporte rapidement, pour un éclairage donné, sur l'effet de création d'un courant d'ionisation. Le courant total délivré par la cellule, au fur et à mesure que la dose de particules reçues augmente, décroît donc selon une loi quasi-logarithmique.

La figure 10 montre qu'entre le 17 février 1966 et le début du mois d'avril de la même année, les courants de court-circuit des cellules avec et sans fenêtres, ont diminué respectivement de 10 % et de 15 %. Les irradiations effectuées en laboratoire ont

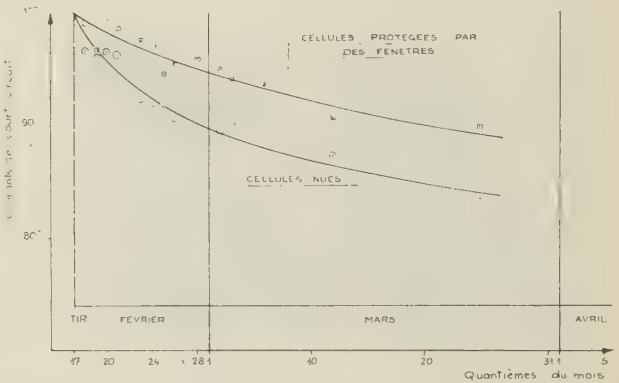


FIG. 10. — Dégradation relative des courants de court-circuit des cellules.

permis de montrer qu'une dose de 10¹⁴ électrons de 1 MeV/cm² provoquait une diminution de 10 % du courant de court-circuit. La dégradation observée montre que les cellules ont été irradiées en vol avec une dose équivalente à 5.10¹² électrons de 1 MeV/cm² - jour.

La figure 11 montre enfin la décroissance logarithmique du courant de court-circuit des cellules nues.

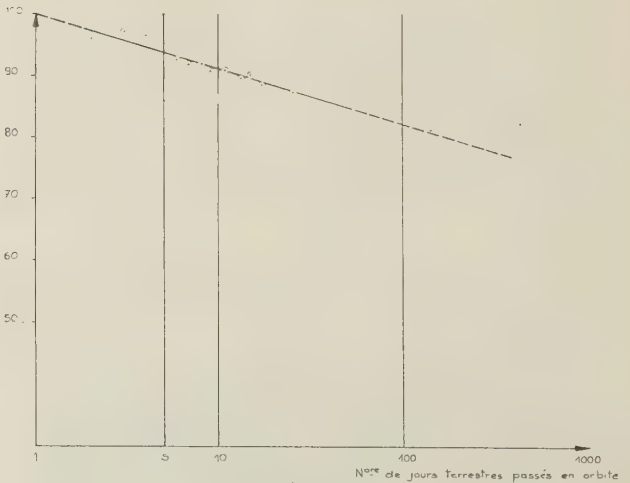


FIG. 11. — Décroissance logarithmique du courant de court-circuit des cellules nues.

3. Météorides

3.1. DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT

Ces particules appelées aussi **MÉTÉORIDES** peuvent grossièrement se diviser en fonction de leur taille, en trois catégories :

Les *météorites*, les *météores* et les *micrométéorites* ou poussières. Moins de 10 % de l'ensemble de ces particules est d'origine astéroïdale, le reste c'est-à-dire plus de 90 % est d'origine cométaire.

- Les premiers, d'origine astéroïdales, sont composés généralement d'un mélange de fer, de nickel et de pierre.

- Les seconds, d'origine cométaire, sont généralement constitués d'éléments minéraux sous forme très poreuse et de densité très faible. La vitesse orbitale de la terre étant de 30 km/s et la vitesse parabolique par rapport au soleil étant de 42 km/s, les vitesses relatives des météorides doivent s'échelonner entre 12 km/s et 72 km/s.

Les densités des météorides peuvent varier entre 2 g/cm³ et 8 g/cm³ pour ceux qui sont d'origine astéroïdales et entre 0,01 g/cm³ et 0,30 g/cm³ pour ceux qui sont d'origine cométaire.

La figure 12 montre un diagramme polaire dans le plan de l'orbite de la terre indiquant le flux observé de météorides, moyenné sur un an. La courbe en trait plein est relative à un observateur terrestre et la courbe en pointillé est relative à un observateur lié au soleil.

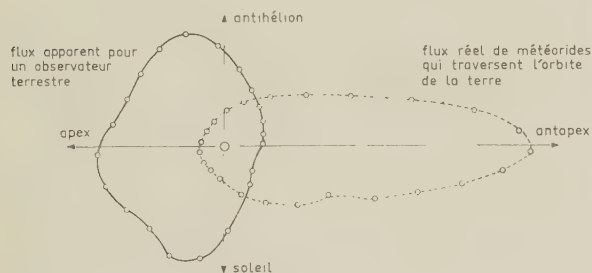


FIG. 12. — Répartition directionnelle des flux de météorides.

La figure 13 montre la fréquence relative des météorides en fonction de l'angle de leurs trajectoires avec le plan de l'écliptique. On peut voir que 90 % des particules arrivent sous un angle avec ce plan de l'écliptique, inférieur à 40°.

Enfin la figure 14 montre, d'après HAWKINS, la répartition du flux en fonction de la masse. La zone en gris donne le domaine d'énergie possible en fonction de la masse.

3.2 EFFETS DES MÉTÉORIDES

Nous mentionnons, pour mémoire, les effets de perforation et de destruction particulièrement dangereux dans le cas des vols habités qui, bien que peu probables, font l'objet de nombreuses études tant aux Etats-Unis qu'en URSS.

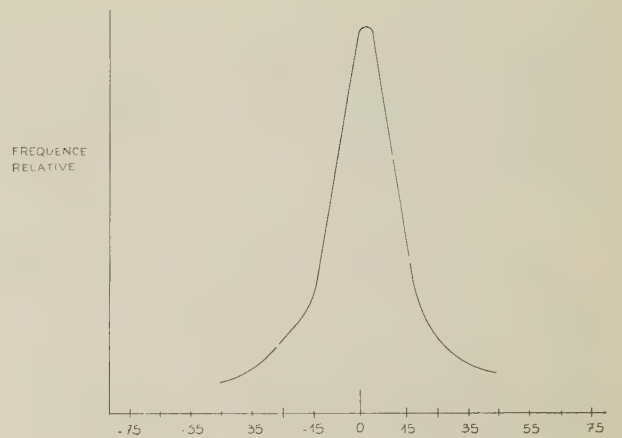


FIG. 13. — Distribution du flux de météorides au voisinage du plan de l'écliptique à la distance Terre-Soleil.

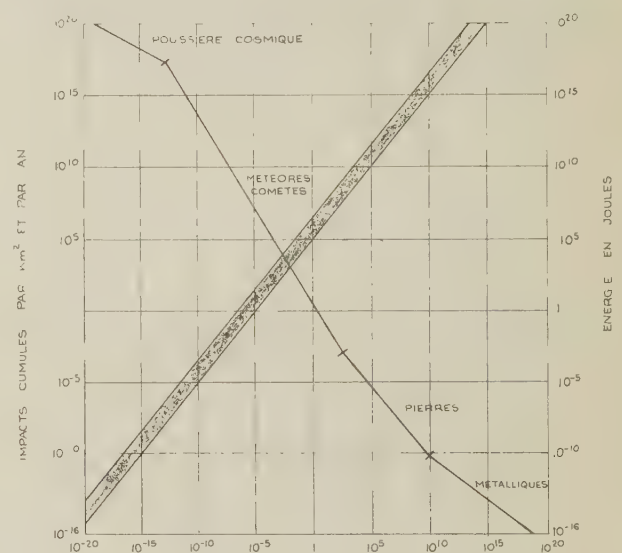


FIG. 14. — Flux d'objets extraterrestres (d'après HAWKINS, 1964).

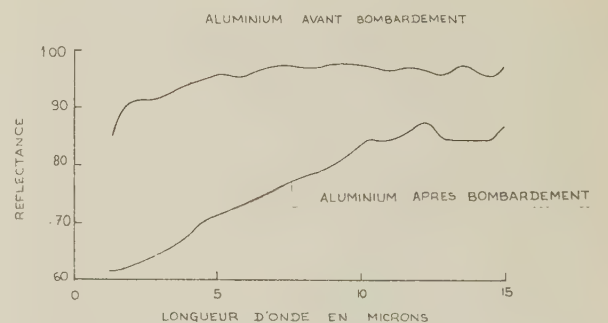


FIG. 15. — Réflectance spectrale en fonction de la longueur d'onde avant et après bombardement par des billes de carborundum à des vitesses de 2,5 km/s.

Les effets d'érosion, par contre, méritent une illustration. La figure 15 montre comment la réflectance spectrale d'un échantillon en aluminium poli peut varier après avoir été exposé à un bombarde-

ment de particules en carborundum de 0,27 mg, à des vitesses de 2,5 km/s. Cette vitesse est petite par rapport aux vitesses réellement rencontrées en vol, mais l'énergie cinétique de ces particules qui est de $1,7 \cdot 10^3$ joules correspond environ à une masse de 10^{-2} gramme, tel qu'on peut le constater sur la figure 14.

BIBLIOGRAPHIE

RAYONNEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE

- The Solar Constant. F. JOHNSON, *Jour. of Meteorology*, Vol. II n° 6, 1954.
- Radiation from planet Earth. I.L. GOLDBERG, USASRD Techn. Rep. 2231.
- Planet Earth as seen from Space. S. FRITZ and H. WEXLER. *The University of Chicago Press*, 1961.
- The electromagnetic radiation environment of satellite. S. KATZOFT, NASA TN D 1360, 1962.
- Dépouillement des températures relevées en vol sur FR-1. Rapport interne CNES 1966. J.P. DELPONT.
- Projet Thermique de D1-A. Rapport interne CNES, 1967. C. ELBAZ.

PARTICULES PIÉGÉES

- Radiations trapped in the Earth's magnetic field. Edité par Billy M. McCornac. Riedel Publishing Co. 1966.
- Model of the trapped radiations Environment. Vette Lucero et White. Vol. I et II. NASA SP 3024. fev. 1966.
- Introduction to Space Science, édité par Wilmot N. Hess. Gordon and Breach.
- Dynamics of the geomagnetic Trap I and II. V.D. PLETNEV, G.A. SKURIDIN, and L.S. CHESALIN. *Kosmicheskie Issledovaniya*, vol. 3 n° 3. 1965.
- Premiers résultats sur le comportement des cellules solaires de Diapason, par B. SAINT-JEAN, *Sciences et Industries Spatiales* n° 5-6 1966.

MÉTÉORIDES

- La poussière cosmique. A. DAUVILLIER, Masson et Compagnie.
- Environmental problems of space flight structures. Meteorides hazard. JOHN R. DAVIDSON. NASA TN D 1943
- A survey of data on microscopic extraterrestrial particles. RICHARD A. SCHMIDT, NASA TN 2719.
- The meteorid environment and its effects on materials and equipment COSBY and LYLE. NASA SP 78.
- Alteration of surface optical properties by high speed micron size particles Michael J. MIRTICH and Herman MARK. NASA LEWIS TP 8-63.

LE BRUIT RADIOÉLECTRIQUE DANS L'ESPACE

PAR

J.-L. STEINBERG

Observatoire de Meudon

1. Introduction

Dans l'Espace, comme sur la Terre, c'est le niveau de bruit ambiant qui limite la capacité et la portée des communications radioélectriques. Nous considérons ici tous les signaux parasites comme des bruits, c'est-à-dire que nous supposerons qu'ils possèdent un spectre quasi-continu. Cette manière de voir les choses, bien qu'incorrecte en toute rigueur, est justifiée par le fait que les sources de parasites radioélectriques, d'origine terrestre par exemple sont si nombreuses que la loi des grands nombres peut leur être appliquée.

Le C.C.I.R. dans ses différentes publications utilise même la notion « facteur de bruit », elle-même liée à la notion « température de bruit », pour chiffrer le niveau des signaux parasites sur différentes fréquences. RAWER [1] utilise aussi, pour la Terre vue de l'Espace, la notion température de couleur.

Pour un équipement de réception placé à bord d'un satellite, deux sortes de parasites peuvent être importants :

1° Ceux qui sont reçus dans la bande de travail. Pour chaque cas, une étude peut être entreprise qui sera limitée à une faible portion du spectre radioélectrique. Pour les fréquences de l'ordre de quelques MHz, l'ionosphère terrestre se comporte comme un blindage assez efficace contre les émissions terrestres : toutes les ondes de fréquences inférieures à f_0F_2 , la fréquence critique maximale, sont, en principe, réfléchies vers la Terre. La physique de l'ionosphère est assez bien connue aujourd'hui pour que des prévisions puissent être faites. Dès que la fréquence de travail est nettement plus faible que f_0F_2 (qui dépend des coordonnées géographiques, de la position et de l'activité du

Soleil), les seuls bruits reçus le seront de l'espace cosmique.

2° Ceux qui sont produits par les non-linéarités résiduelles des récepteurs. Quand un récepteur reçoit deux signaux de fréquences f_1 et f_2 avec des amplitudes V_1 et V_2 , des termes de fréquence $nf_1 + mf_2$ (où n et m sont des entiers positifs ou négatifs) sont produits par des termes d'ordre supérieur à 1 dans la réponse du système. On peut montrer que, dans des conditions très générales, les termes de fréquences $nf_1 + mf_2$ sont proportionnels à $V_1^n V_2^m$ — soit v_{nm} un tel terme. La réjection d'intermodulation

peut être définie comme $\frac{V_{nm}}{v_{nm}}$ où V_{nm} est la valeur que

l'on doit donner à V_1 et à V_2 pour obtenir un terme de fréquence $nf_1 + mf_2$, d'amplitude v_{nm} . Les fréquences de la forme $nf_1 + mf_2$ doivent tomber dans une bande déterminée pour perturber le récepteur. Cette bande passante n'est pas forcément la bande utile de l'appareil, celle dans laquelle il doit fonctionner. Elle peut être nettement plus large si les non-linéarités en cause se situent en aval des circuits de présélection.

Les récepteurs modernes présentent des réjections d'intermodulation de 80 à 90 dB dans la gamme HF (100 kHz - 10 MHz) s'ils ont été spécialement étudiés de ce point de vue. Avec de telles valeurs, il faut que V_1 et V_2 soient très élevés pour produire des v_{nm} notables. Mais on doit malheureusement tenir compte du fait que les fréquences $nf_1 + mf_2$ peuvent être obtenues d'un grand nombre de manières différentes à partir de divers couples (f_1, f_2) . Le terme v_{nm} diminue très rapidement pour de grandes valeurs de n et m quand V_1 et V_2 diminuent. Mais le nombre de couples V_1, V_2 peut augmenter aussi très rapidement si on considère des émetteurs de plus en plus éloignés.

2. Signaux d'origine terrestre

On peut les ranger en deux catégories :

- 1° Les émetteurs de télécommunications,
- 2° Les atmosphériques et parasites industriels.

Les premiers sont généralement dotés d'antennes directives surtout s'ils sont destinés à des liaisons lointaines, donc mettant en œuvre de grandes puissances. Les seconds ne présentent que peu de directivité mais ont un spectre plus continu. C'est ce qui nous permet de les ranger dans une même catégorie, bien que les atmosphériques aient une origine naturelle alors que les parasites industriels sont un produit de l'activité humaine.

2.1. LES ÉMETTEURS DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

Sur les fréquences élevées, ces installations comportent des antennes directives dans le plan vertical (télévision, modulation de fréquence) et/ou dans le plan horizontal (faisceaux hertziens). Bien que l'ionosphère n'affecte que très peu ces ondes, la directivité des aériens est telle que les signaux émis perturberont peu les récepteurs satellisés. Il en est de même pour les émetteurs de télécommunication par réflexion sur l'ionosphère dont les diagrammes de réception sont centrés sur des axes de faible hauteur, justement pour permettre la réflexion des ondes sur les couches ionisées. Dans ce domaine de fréquences, il est clair que mieux la liaison a été étudiée, moins elle risquera de perturber les équipements satellisés. Seuls les lobes secondaires des antennes d'émission risquent d'être quelquefois gênants, car leur angle d'incidence sur l'ionosphère est trop faible pour qu'il y ait réflexion dans leur direction. Il ne faut toutefois pas oublier que l'ionosphère n'est pas un miroir métallique et présente des irrégularités de densité, d'épaisseur, en particulier dans les zones polaire et tropicale.

2.2. LES ATMOSPHÉRIQUES ET LES PARASITES INDUSTRIELS

Ces parasites sont émis par un grand nombre de sources réparties dans certaines régions particulières : zones orageuses ou zones à forte industrialisation. Il y a actuellement peu de données sûres sur l'intensité totale émise vers l'extérieur de la Terre, car toutes, ou presque toutes les mesures ont été faites au sol, dans le guide d'onde formé par la Terre et l'ionosphère. On ne peut que très difficilement en déduire les niveaux à craindre à 1 000 km d'altitude par exemple.

Le passage des parasites à travers l'ionosphère se produit dès que la fréquence dépasse f_0F_2 , ce qui confirme que la plus grande partie du rayonnement traverse les couches sous une incidence faible. Ce sont les satellites Alouette I et II qui ont fourni le plus d'informations sur ces problèmes. Au-dessus des zones industrialisées, les récepteurs de ces satellites sont fréquemment saturés sur les fréquences supérieures à f_0F_2 . Ceci suppose des signaux 40 à 50 dB au dessus du bruit cosmique aux environs de 6 MHz. Mais la question est très loin d'être épuisée, d'autant plus que les données d'Alouette I et II ne semblent pas avoir été analysées de façon systématique à ce point de

vue. Le troisième satellite anglo-américain UK III emporte d'ailleurs un équipement de mesure du niveau de bruit d'origine terrestre.

Quelques mesures ont aussi été publiées par R. HUGUENIN [2] sur 4 et 7 MHz. Ces données ont été obtenues avec des équipements de radioastronomie placés à bord de satellites qui n'ont pas atteint l'altitude prévue et qui circulaient sur une orbite plus basse que le maximum d'ionisation de l'ionosphère. Les températures mesurées sont voisines de 10^5 °K dans la partie de l'orbite éclairée par le soleil et atteignent 10^{10} °K dans la partie non éclairée. L'absorption ionosphérique semble donc jouer un rôle comme on pouvait s'y attendre. Les chiffres ci-dessus ne sont pas, de nuit, trop éloignés de ceux prévus par RAWER [1] : 80 dB au dessus de 300 °K à 3 MHz pour les zones à activité orageuse maximale. Le spectre prévu par cet auteur est tel que l'intensité en décibels baisse de moitié entre 3 et 30 MHz.

3. Signaux d'origine extraterrestre

Ces signaux ont été observés au sol depuis plus de 20 ans. Leur étude constitue une branche de l'Astronomie : la Radioastronomie. Elle nous renseigne sur la structure de l'Univers, de notre Galaxie et nous montre le Soleil et le système solaire sous des aspects entièrement nouveaux.

Les mesures faites au sol ont fourni des cartes très détaillées du Ciel jusqu'à des fréquences aussi faibles

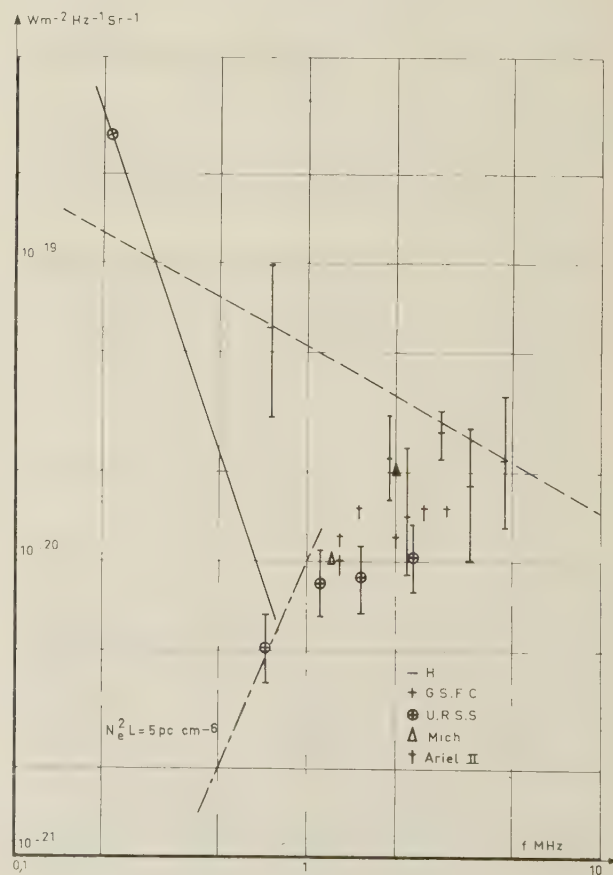


FIG. 1.

que 10 MHz en mettant en œuvre des aériens de plusieurs kilomètres de longueur.

Au dessous de 10 MHz, l'ionosphère commence à perturber les mesures par réfraction, diffraction et absorption du rayonnement reçu. Quelques observations ont pu être faites sporadiquement à des fréquences aussi faibles que 1,6 MHz en Tasmanie où la densité électronique maximale de l'ionosphère a pu atteindre des valeurs assez faibles. Mais en pratique, au dessous de 5 MHz, il faut opérer à partir de fusées ou de satellites.

D'assez nombreuses mesures ont été faites entre 5 et 1 MHz ; aucune n'a fourni de directivité appréciable. On dispose donc de mesures de brillance intégrée sur la voute céleste, exprimées en watts $\text{Hz}^{-1} \text{m}^{-2} \text{sr}^{-1}$. Ces valeurs peuvent être converties en température de brillance au moyen de la relation de Rayleigh :

$$B = 2 \frac{kT}{\lambda^2}.$$

Entre 1 et 4 MHz, la température de brillance est variable et voisine de 10^7 °K. La brillance commence à diminuer vers 2 MHz quand la fréquence diminue. Ce phénomène semble dû à une absorption du rayonnement extragalactique par l'hydrogène ionisé contenu dans notre propre galaxie. Il se continue jusque vers 700 kHz. Les mesures sur 700 kHz sont malheureusement très peu nombreuses. L'une a été obtenue par les Américains au moyen d'une fusée qui a atteint 11 000 km d'altitude et fournit des valeurs inexplicablement élevées. Les autres ont été faites à bord des satellites soviétiques Electron II et IV [3]. Il faut noter que de telles mesures ne peuvent être obtenues sans corrections hasardeuses qu'à une altitude supérieure à 30 000 ou 40 000 km, où la densité électronique de l'ionosphère est assez faible pour ne pas perturber les aériens.

D'autres observations ont été faites plus récemment au moyen de plusieurs sondes spatiales soviétiques (Zond II et III, Venusik II) sur 200 kHz et 20 kHz [4]. Contrairement à toute attente, la brillance observée croît très rapidement quand la fréquence diminue. On obtient $2 \cdot 10^{-19} \text{ W Hz}^{-1} \text{m}^{-2} \text{sr}^{-1}$ à 210 kHz et plus encore à 30 kHz. Le premier chiffre correspond à une température supérieure à 10^{14} °K.

Cette remontée de la brillance est encore inexpliquée. La première interprétation supposait une émission de la Planète Jupiter et les différents aspects de l'expérience pouvaient être expliqués de façon satisfaisante. D'autres observations plus récentes faites, encore par les Soviétiques, au moyen d'orbiteurs lunaires semblent pourtant l'infirmier.

Ces recherches sont difficiles parce que le milieu ambiant est mal connu et nous ignorons souvent comment les systèmes de réception, en particulier les aériens, se comportent, par exemple dans le vent solaire. Du bruit est-il induit par un effet analogue au bruit dit de « temps de transit » dans les tubes ? Et plus prosaïquement, le véhicule spatial avec tous ses dispositifs annexes, tels que convertisseurs, équipements numériques, n'est-il pas très bruyant lui-même ? L'intégration du satellite au sol est-elle valable dans l'espace cosmique ? Pour répondre à toutes ces interrogations, d'autres expériences sont nécessaires.

4. Conclusion

La gamme des fréquences comprises entre 10 MHz et 30 kHz paraît extrêmement bruyante dans l'espace circumterrestre. Aux sources dont nous avons parlé s'ajoutent d'ailleurs des phénomènes locaux, encore mal compris, quand des particules rapides pénètrent le plasma ionosphérique [3]. Mais si l'emploi de ces fréquences paraît peu prometteur pour les communications spatiales de véhicule à véhicule, par exemple, leur étude constitue un immense champ d'expérience scientifique dont on peut attendre beaucoup de résultats dans les années à venir.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] RAWER K. — Communication à l'AGARD, Rome 1965.
- [2] HUGUENIN R. — Harvard College Observatory, Publication of the Space Radio Project. HSR P. 104.
- [3] BENEDIKTOV Y.E. et *al.* — *Isledov. Kosmicheskogo Prostranstva* (Moscou 10-16/6/1965) 581 en russe.
- [4] SLYSH V.I. — *Kosm. Isled.* 4, 1966.

CONNAISSANCES ACTUELLES SUR LE FONCTIONNEMENT D'UNE ANTENNE DANS LE PLASMA SPATIAL

PAR

P. GRAFF, P. MEYER

Département RSR, CNET

A. MANGENEY, J.P. LAFON, O. de PAZZIS

*Service de Radioastronomie Spatiale,
Observatoire de Meudon*

Introduction

Dans les conditions des expériences spatiales habituelles, les antennes sont montées sur des satellites ou des fusées se déplaçant soit dans l'ionosphère, soit dans l'espace interplanétaire. Le milieu dans les deux régions est constitué d'un gaz fortement ionisé, ou plasma. Ce gaz est caractérisé par un comportement collectif lié à l'existence de forces d'interaction à longue portée entre les particules du gaz. Il est, d'autre part, soumis à un champ magnétique B , celui de la terre dans le cas de l'ionosphère, ou celui emporté par le vent solaire dans le cas de l'espace interplanétaire.

Suivant les régions ou suivant les domaines de fréquences, on peut considérer que ce plasma est :

a) isotrope et froid (c'est-à-dire que l'influence du champ magnétique B et de la température T des particules sont négligeables)

b) isotrope et chaud $B = 0, T \neq 0$

c) magnétoactif et froid $B \neq 0, T = 0$

d) magnétoactif et chaud $B \neq 0, T \neq 0$

Dans chacun des cas, le comportement électromagnétique du plasma est représenté par un tenseur de conductivité différent qui possède, en général, une partie réelle représentant les pertes dans le milieu.

Pour interpréter les résultats des mesures faites avec une antenne à bord de fusées ou de satellites, il importe donc de connaître le comportement de cette antenne dans le milieu, c'est-à-dire, plus précisément, son impédance pour chacun des modes électromagnéti-

ques qui peuvent se propager dans le plasma, son bruit propre lorsqu'elle est plongée dans ce milieu et son diagramme de rayonnement. Toutes ces propriétés vont évidemment dépendre de la vitesse V avec laquelle le porteur se déplace à travers le plasma. Notons qu'en général V est compris entre la vitesse thermique des ions et celle des électrons, ce qui permet de faire les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1) les ions sont considérés comme immobiles
- 2) le satellite est immobile par rapport aux électrons.

Les propriétés d'une antenne dans le vide sont assez bien connues. Dans ce rapport, on passera en revue les principaux effets liés à la présence du plasma.

Un excellent exposé de synthèse a été récemment publié (BACHYNSKI 1966) ⁽¹⁾ auquel on pourra se référer pour une bibliographie détaillée ; seules les références qui ne s'y trouvent pas seront citées, les autres étant indiquées par leur numéro dans ce rapport.

On considérera successivement les effets de gaine, les effets diélectriques, les singularités de l'équation de dispersion et le bruit propre de l'antenne dans un plasma.

1. Les effets de gaine

Le premier effet du plasma environnant est de créer autour de l'antenne une région fortement inhomogène.

⁽¹⁾ BACHYNSKI MP, RCA Victor Research Report n° 7801/50 1966.

En effet, comme la mobilité des électrons est beaucoup plus grande que celle des ions, l'ensemble antenne-satellite, s'il était à un potentiel nul par rapport au plasma, recueillerait plus d'électrons que d'ions. Pour qu'il y ait équilibre électrique, c'est-à-dire pour que le courant collecté soit nul, il faut donc que le satellite soit porté à un potentiel négatif, appelé potentiel flottant. Celui-ci repousse les électrons et crée autour du satellite et de l'antenne une région comprenant essentiellement des charges positives, région qui est appelée gaine.

L'existence de cette région, fortement inhomogène, soulève deux séries de questions :

- 1) quelle est la structure de cette gaine ?
- 2) quelle est son influence sur les propriétés de l'antenne ?

Il est supposé que les électrons sont « maxwelliens » (c.à.d. $n_e(\vec{r}) = n_0 e^{e\Phi/kT}$; T température du plasma), que les ions ont une charge égale, au signe près, à celle des électrons et que la surface du corps conducteur est une équipotentielle et a un potentiel Φ_0 par rapport au milieu.

Lorsque le corps conducteur est en mouvement par rapport au plasma, le problème se complique car le mouvement crée une asymétrie dans la forme de la gaine.

Dans le cas où les dimensions du corps (antenne) sont de l'ordre de la longueur de Debye, ce qui est le cas le plus général, mentionnons les calculs de J.C. TAYLOR (1967). Le résultat important est que les ions sont focalisés à l'arrière du corps, dès que le potentiel pris par le corps devient trop important.

Lorsqu'il existe un champ magnétique, le problème se complique encore, l'antenne, au cours de son déplacement, coupe les lignes de forces du champ magnétique, et il s'y développe un potentiel électrostatique donné, dans le cas d'une antenne cylindrique, par la loi de LAPLACE :

$$(V \times B) \cdot L$$

(V : vecteur vitesse du porteur, B : champ magnétique, L : vecteur porté par l'antenne, et de longueur égale à la plus grande longueur de l'antenne).

L'effet de ce terme $V \times B$ est de déformer la gaine et de la rendre approximativement conique. Si l'antenne est assez longue, l'une de ses extrémités se met au potentiel 0 par rapport au plasma et collecte tous les électrons qui l'atteignent, tandis que l'autre extrémité se met au potentiel (BVL) et est entourée d'une gaine très importante. Il n'existe pas d'étude théorique rigoureuse sur la structure de la gaine, compte tenu de l'effet du champ magnétique. Par contre, un certain nombre d'expériences de simulation sont conduites en laboratoire (SHKAROFSKI, 1965 ; OSBORNE-KASHA, 1967).

1.2. INFLUENCE DE LA GAINÉ

Quant à l'étude théorique de l'influence de la gaine sur le comportement de l'antenne, nous ne mentionnerons que les travaux les plus récents sur la question (BUCKLEY, 1966 ; LARSON 1966 ; SESHADRI-CHEN 1966).

Le problème se pose de la manière suivante : si l'on soumet la gaine à un potentiel alternatif (par exemple excitant l'antenne), comment répond-elle et comment va être modifiée la structure du champ électromagnétique rayonné par l'antenne.

Il existe deux types de méthodes pour étudier ces problèmes :

a) l'un, assez phénoménologique, consiste à représenter la gaine par une couche vide entourant l'antenne, le plasma étant considéré, à l'extérieur, comme homogène. Les champs à l'intérieur de la gaine sont alors reliés aux champs à l'extérieur par des conditions de continuité, analogues à celles que l'on écrit habituellement pour la surface de séparation entre deux diélectriques (cf. par exemple PAVKOVITCH 1966).

b) l'autre, plus rigoureux, consiste à étudier le mouvement exact des électrons dans le potentiel créé par l'antenne. Ce potentiel Φ se décompose en fait en deux parties : la première Φ_0 est celle existant en l'absence de tout potentiel sinusoïdal (c'est-à-dire le potentiel flottant de l'antenne) ; la deuxième, $\delta\Phi$ est liée précisément à ce potentiel sinusoïdal. Lorsque ce dernier est petit par rapport au potentiel flottant, le problème peut être décrit par une équation de VLASSOV linéarisée pour la perturbation δf de la fonction de distribution des électrons (cf. BUCKLEY, 1966).

Pour Φ_0 , on prend évidemment la solution du système (1) ou bien une répartition du potentiel plus simple, mais toutefois assez voisine.

L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de tenir compte des modifications de la collecte des électrons due au potentiel alternatif.

On peut alors montrer que le modèle de gaine vide n'est valable que si la fréquence de collision n'est pas trop faible (BUCKLEY 1966). L'un des effets les plus caractéristiques est que la présence de la gaine diminue fortement le couplage antenne-ondes de plasma ; (En effet, ainsi que nous le verrons ultérieurement, pour une antenne rayonnant dans un plasma homogène chaud, une partie importante de l'énergie rayonnée l'est sous forme d'ondes de plasma). Cela semble d'ailleurs confirmé par l'expérience (cf. HARP, 1966).

Un autre effet, d'ailleurs lié au précédent, est la disparition de toute résonance à la fréquence de plasma (BUCKLEY 1966).

2. Effets diélectriques

Le plasma est ici considéré comme un diélectrique plus ou moins complexe et le problème fondamental est la détermination de la distribution du courant excité à la surface de l'antenne (généralement un cylindre). Rappelons que, dans le vide, on peut utiliser les méthodes suivantes : (cf. ROUBINE 1949 ; KING 1956).

1° Méthode F.E.M. La plus simple est celle dite de la force électromotrice ; le courant est supposé *a priori* avoir une forme telle que :

$$I(z) = A \sin K_0(|Z| - h) \text{ avec } K_0 = 2\pi f/c$$

(f étant la fréquence).

La constante A est déterminée en calculant l'impédance par le travail de la force diélectrique $E_z(z)$ le long de l'antenne.

Les autres méthodes utilisent le fait que $I(z)$ satisfait à une certaine équation intégrale de la forme :

$$f(z) = \iint_{\text{cylindre}} I(z') K(z-z') dz'$$

où $f(z)$ est l'excitation et $K(z-z')$ un certain noyau singulier. On peut distinguer trois types de solution.

2° *Méthode itérative*. En utilisant la singularité de K , on trouve une première approximation de $I(z)$, servant de point de départ à l'itération.

3° *Méthode des moments* (DUNCAN, 1960). L'équation est réduite à une équation matricielle équivalente. Le nombre d'inconnues est alors élevé et il est nécessaire d'utiliser un ordinateur.

4° *Transformation de Fourier* (MORSE et FESHBACH, 1953). Si le cylindre peut être supposé infini, la méthode conduit à une simple convolution. Pour une antenne semi-infinie, on peut encore résoudre l'équation grâce à la technique de WIENER-HOPF. Pour un cylindre de longueur finie, une extension de cette technique permet une résolution approximative.

La possibilité d'étendre ces diverses méthodes pour une antenne dans un plasma dépend du type de plasma.

1° Dans le cas d'un *plasma isotrope froid*, l'extension est aisée.

2° Dans le cas d'un *plasma isotrope chaud*, la dispersion spatiale complique le problème.

La troisième méthode a été utilisée par SESHADRI(167) pour un cylindre infini. Il a obtenu plusieurs modes de propagation. COOK et EDGAR(175) par contre ne retiennent qu'un seul mode, ce qui leur permet d'utiliser la 1^{re} méthode pour calculer la résistance de rayonnement. GALEJS(170) insiste sur la présence de deux modes, et exprime le courant sous la forme

$$A \sin K_A(h-|Z|) + B \sin K_B(h-|Z|).$$

Il calcule l'impédance moyennant quelques hypothèses physiques plausibles.

En fait, il semble que l'excitation des différents modes dépende des conditions du contact antenne-plasma. Il faut noter également que toutes les études citées ont été faites dans le cadre de l'approximation hydrodynamique et non à partir de l'équation de VLASSOV.

3° Dans le cas d'un *plasma magnétoactif froid*, la difficulté est due à l'anisotropie du milieu. En particulier, on ne sait pas écrire le noyau $K(z-z')$ de l'équation intégrale ci-dessus, sauf dans le cas d'un plasma uniaxial qui a été étudié par HURD(171) au moyen de l'extension de la technique de WIENER-HOPF. On est conduit malheureusement à des calculs extrêmement compliqués et un grand nombre de restrictions sont nécessaires. Un perfectionnement de cette solution paraît cependant possible. Un autre cas d'exception est celui d'une antenne alignée sur le champ magnétique. GRAFF (1967) a étudié le cas d'une antenne infinie sans effectuer la séparation entre modes

interne et externe. AOKI(174) a étudié le cas d'un cylindre fini, par la même méthode que HURD, dans le cas quasidiagonal et non résonnant. Le cas d'une inclinaison quelconque a été exploré par AMENT(165), grâce à une technique variationnelle. Tous ces calculs particuliers donnent une idée de la physionomie de la solution générale qui reste à trouver.

4° Enfin, dans le cas d'un *plasma magnétoactif chaud*, aucun résultat n'a été publié jusqu'à présent, bien que des expériences récentes indiquent l'importance de la température (292), (306).

Une fois la distribution du courant trouvée, il est possible de calculer l'impédance, les diagrammes de rayonnement, etc. Des calculs ont été faits par divers auteurs, en prenant une distribution de courant *a priori*. Les faits saillants qui en résultent sont : dans le 2^e cas, une contribution importante des ondes de plasma (119) et de la gaine ; dans le 3^e cas, une contribution importante au rayonnement provenant du champ proche ou quasistatique (150) ; dans les 2^e et 3^e cas, il semble aussi que l'approximation hydrodynamique soit insuffisante et que le recours à l'équation de VLASSOV soit nécessaire (KUEHL, 1967).

3. Les singularités des équations de dispersion

Lors de l'étude des antennes en milieu ionisé, on se heurte à deux types de singularités caractéristiques de la propagation des ondes dans le milieu.

1° Les premières, trouvées expérimentalement par la présence de transitoires particulièrement importants, peuvent être expliqués par le fait que la vitesse de groupe s'annule (§ 3.1).

2° Les secondes interviennent lors du calcul théorique de l'impédance et sont liées aux valeurs infinies prises par l'indice dans certaines conditions (vitesse de phase nulle) (§ 3.2).

3.1 LES FLÈCHES DE RÉSONANCES

Au voisinage de certaines fréquences, les ionogrammes d'Alouette présentent des transitoires caractéristiques appelées flèches de résonance (*) (fig. 1).

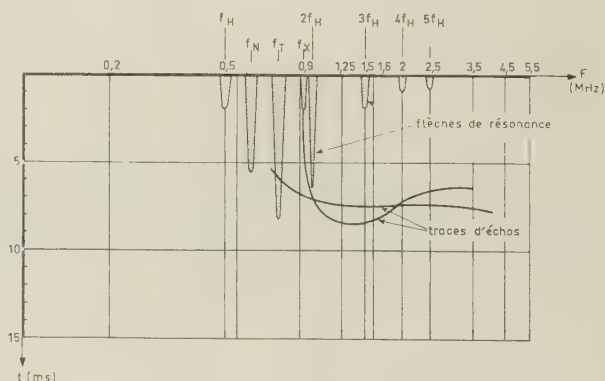


FIG. 1. — Allure d'un ionogramme d'Alouette II, montrant les traces d'échos et les flèches de résonance.

(*) en anglais : spikes.

montrant que le récepteur reste excité pendant plusieurs millisecondes après extinction de l'émission. Les expérimentateurs KNECHT et al. 1961 ; CALVERT et GOE, 1963 ; LOCKWOOD, 1965 ; CALVERT et VAN ZANDT, 1966, montrent que ces transitoires, après élimination de phénomènes parasites dus à l'appareillage, se produisent systématiquement à des fréquences caractéristiques du milieu local.

3.1.1 Singularités de la réponse du plasma

L'interprétation des résonances par des ondes stationnaires ($\vec{K} = \vec{O}$) n'est pas satisfaisante. Le fait à traduire étant que l'énergie émise reste sur place, il est logique, pour trouver les fréquences de résonance, d'adjoindre à la relation de dispersion

$$D(K, \omega) = 0 \quad (1)$$

la relation suivante :

$$\vec{\nabla}_K D(\omega, K) = 0 \quad (2)$$

qui exprime la nullité de la vitesse de groupe. Ce point de vue a fait l'objet de publications récentes (STURROCK 1965, *a* et *b* ; DEERING et FEJER, 1965). NUTTALL (1965 *a*) note que $D(\omega, K)$ étant le dénominateur de la transformée de FOURIER $G(\omega, K)$ de la fonction de GREEN $G(r, t)$, la résolution du système (1) et (2) donne les pulsations singulières (points de branchement) de la fonction $G(r, \omega)$, laquelle n'est autre que la réponse du plasma à une excitation $\delta(r) e^{i\omega t}$. Dès lors, un pas important est franchi puisqu'on a calculé les singularités de la réponse du plasma à une antenne particulière représentée par la distribution $\delta(r) e^{i\omega t}$. L'étude la plus exhaustive des singularités de la fonction $G(r, \omega)$ a été faite par DOUGHERTY et MONAGHAN (1965) qui traitent le cas d'un plasma homogène anisotrope chaud sans approximation électrostatique. Ils trouvent divers modes singuliers f_i, K_i , groupés autour des fréquences $f_H, nf_H, f_T, f_p, f_o, f_z$. On découvre aussi une structure fine des résonances qui est peut-être responsable des figures d'interférences présentes sur certains ionogrammes (CALVERT et VAN ZANDT, 1966).

3.1.2 Développements complémentaires.

Les études rappelées ci-dessus ne mettent pas un terme aux problèmes posés par les résonances. Nous noterons les points suivants :

1° la quantité reçue est un courant $I\omega_M(t)$, lié à l'impulsion émise $V\omega_M(t)$ de pulsation ω_M , par une relation :

$$I\omega_M(t) = \int_0^t Z_T^{-1}(t-t') V\omega_M(t') dt'$$

où Z_N caractérise le système émetteur-récepteur couplés par l'antenne et le plasma. Le fait constaté est que, une fois l'impulsion $V\omega_M(t)$ éteinte, $I\omega_M(t)$ continue d'exister sous forme de fonction décroissante de t , détectée pendant plusieurs millisecondes. Un tel

courant transitoire correspond à une singularité de la transformée de FOURIER $Z_T^{-1}(\omega)$ en un point ω de partie réelle voisine de ω_M . $Z_T^{-1}(\omega)$ est une fonction connue de l'impédance d'antenne Z_A . On n'aura donc de renseignement quantitatif sur le plasma que si on sait calculer Z_A à l'aide de la fonction de GREEN $\vec{G}(\vec{K}, \omega)$, c'est-à-dire si on a résolu le problème de l'antenne, au moins au voisinage des résonances ; la seule publication posant le problème en ces termes est, à notre connaissance, celle de NUTTALL (1965 *b*).

2° Les singularités de la fonction de GREEN ne rendent pas compte de certaines résonances, en particulier $2f_T$ et d'autres, signalées par CALVERT et GOE (1963) pour $f_H < f_N$ et $2f_H < f_N$.

3° On peut montrer que les modes correspondant à $K = 0$ sont très sensibles aux inhomogénéités du milieu (DOUGHERTY et MONAGHAN, 1966)

4° Il est nécessaire, en toute rigueur, de tenir compte de la vitesse du satellite (SHKAROFKY et JOHNSTON 1965).

3.2 ANTENNES COURTES

Dans le cas d'une antenne courte dans un plasma froid magnétoactif, une difficulté vient du fait que l'indice peut être infini dans certaines directions. Il se produit ce que l'on appelle la « catastrophe infinie ». La puissance émise calculée devient infinie ; un nombre important de travaux a été consacré à ce point particulier (WEIL et WALSH (131), STARAS (123) et LAFON). L'origine en est une idéalisation exagérée soit du plasma, soit de l'antenne. LEE et PAPAS ont suggéré qu'une meilleure définition de la puissance rayonnée éliminerait cette singularité. Toutefois leur explication ne paraît pas au dessus de toute controverse.

Un autre point également controversé est celui de l'existence du rayonnement quasi statique découvert par BALMAIN (150).

Ces problèmes sont actuellement en cours d'étude, en particulier à Meudon.

4. Bruit propre d'une antenne dans un plasma

Une antenne placée dans un plasma reçoit non seulement le rayonnement que l'on désire mesurer, mais aussi le rayonnement thermique du plasma. Par conséquent, il est indispensable d'avoir un ordre de grandeur de ce rayonnement thermique.

En particulier, ANDRONOV (1966) a montré que, sur des fréquences inférieures à 1 MHz et pour le plasma interplanétaire, on pouvait atteindre, pour la plupart des antennes, une température effective supérieure à la température du rayonnement cosmique.

Deux méthodes générales de calcul sont actuellement utilisées. La première consiste à calculer les fluctuations du champ électrique ou du courant dans le plasma. Le calcul n'est vraiment simple que si le plasma est en équilibre thermodynamique.

Tout revient à calculer la fonction d'autocorrélation

du champ électrique ou du courant, c'est-à-dire :

$$\langle E\alpha(t+\tau, \vec{r}') E\beta(t, \vec{r}) \rangle \text{ ou } \langle J\alpha(E+, r') J\beta(t,) \rangle$$

α et β représentent les indices de projection sur un repère, $\langle \rangle$ symbolisent la valeur moyenne.

BUDDEN et DANIELL (1965), ainsi que HAUS (1961 et 1962) calculent une moyenne dans le temps, alors que N. ROSTOKER (1961) calcule une moyenne d'ensemble.

BUDDEN et DANIELL (1965) généralisent le théorème de Nyquist pour un milieu caractérisé par un tenseur de conductivité σ_{ij} . HAUS (1962) imagine un circuit électronique en équilibre thermodynamique avec le plasma, et applique le théorème de Nyquist à ce circuit.

ROSTOKER (1961) lui, utilise une moyenne d'ensemble et est conduit à utiliser la fonction $D_2(X, E; X', E)$, telle que $D_2(X, t; X', t') dX dX'$ représente la probabilité pour que le plasma soit dans l'état X à l'instant t et dans l'état X' à l'instant E' (X représente l'ensemble des coordonnées d'espace et de quantité de mouvement). Il calcule D_2 par approximations successives et il ne reste plus qu'à calculer :

$$\langle E\alpha(\vec{r}, t) E\beta(\vec{r}', t') \rangle = \iint E\alpha(\vec{r}, t) E\beta(\vec{r}', t') D_2(X, t; X', E') dX dX'$$

La seconde méthode consiste à exprimer l'influence des particules chargées du plasma sur l'antenne et d'en calculer les fluctuations.

La première méthode de calcul commence à être au point et la plupart des auteurs obtiennent des résultats concordants. Il reste à calculer quelle partie de ce bruit l'antenne recueille.

La seconde méthode, c'est-à-dire la recherche de l'influence des charges sur une antenne fait l'objet d'études à Meudon. Il reste à connaître les ordres de grandeur du bruit thermique pour différents plasmas et pour différentes fréquences.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] BERNSTEIN T.B. et RABINOWITZ I.N. — *Phys. Fluid.*, **2**, 112 1959.
- [2] BUCKLEY R. — *Proc. of the Royal Soc.*, **290**, 186, 1966.
- [3] HARP R.S. — Report 1175 Microwave Lab. Stanford Univ. Stanford Cal. USA, 1964.
- [4] LARSON R.W. — Report 7000-25 T University of Michigan USA, 1967.
- [5] OSBORNE-KASHA M.A. — *Canad. J. Of Phys.*, **45**, 263, 1967.
- [6] SESH ADRI S.R., CHEN C.L. — *IEEE Trans. AP.*, **14**, 715, 1966
- [7] SKHAROVSKI I.P. — *Astronautica Acta*, **11**, 169, 1965.

- [8] TAYLOR J.C. — *Planet. Space Sci.*, **15**, 155, 1967.
- [9] ROUBINE E. — Cours de ligne HF et d'antennes-ESE, 1949.
- [10] KING R.P.W. — The Theory of linear antennas - Harvard University Press Cambridge mars 1956.
- [11] DUNCAN R.H. and HINCHLEY E.A. — Cylindrical antenna theory. *Jour. of Res. N.B.S.*, vol. 64 D, n° 5, 569, 1960.
- [12] MORSE M. and FESHBACH H. — Methodes of theoretical Physics MacGraw Hill 1953, ch. 8, 1953.
- [13] KUEHL H.H. — Computation of the resistance of a short antenna in a warm plasma. *Radio Science*, **2**, 73, 1967.
- [14] BERNSTEIN I.B. — Waves in a magnetic field. *Phys. rev.*, **109**, **1**, 10-21, 1958.
- [15] KNECHT R.W. et al. — First pulsed radio soundings of the topside of the ionosphere. *J. Geoph. Res.*, **66**, **9**, 3078-3081, 1961.
- [16] CALVERT W. et GOE G.B. — Plasma resonances in the ionosphere. *J. Geoph. Res.* **66**, **22**, 6113-6120, 1963.
- [17] LOCKWOOD G.E.K. — Plasma and cyclotron spike phenomena observed in top-side ionograms. *Can. J. of Phys.*, **41**, 190-194.
- [18] FEJER J.A. and CALVERT W. — Resonance effects of the electrostatic oscillations in the ionosphere. *J. Geoph. Res.* **69**, **23**, 5049-5062, 1964.
- [19] JOHNSON T.W. et NUTTALL L.J. — Cyclotron harmonic signals received by the Alouette Topside sounder. *J. Geoph. Res.* **69**, **11**, 2035-2314.
- [20] LOCKWOOD G.E.K. — Excitation of cyclotron spikes in the ionosphere *Can. J. of Phys.*, **43**, 291-297, 1965.
- [21] WALLIS G. — On the harmonics of the gyrofrequency observed on topside ionograms. *J. Geoph. Res.* **70**, **5**, 1113-1117.
- [22] STURROCK P.A. — Dipole resonances in a homogeneous plasma in a magnetic field. *Phys. of Fluids*, **8**, **1**, 88-96.
- [23] DEERING W.D. et FEJER J.A. — Excitation of plasma resonances by a small pulsed dipole. *Phys. of Fluids*, **8**, **11**, 2066-2079.
- [24] NUTTALL J. — Singularities of the Green's function for a collisionless magnetoplasma. *Phys. of Fluids*, **8**, **2**, 286-296.
- [25] NUTTALL J. — Theory of collective spikes observed by the Alouette topside sounder. *J. Geoph. Res.* **70**, **5**, 1119-1225.
- [26] SHKAROVSKI I.P. et JOHNSTON T.W. — Cyclotron harmonic resonances observed by satellites. *Phys. Rev. Letters*, **15**, **2**, 51-53.
- [27] CALVERT N. et VAN ZANDT T.E. — Fixed frequency observations of plasma resonances in the topside ionosphere. *J. Geoph.* **71**, **7**, 1799-1813, 1966.
- [28] DOUGHERTY J.P. et MONAGHAN J.J. — Theory of resonances observed on ionograms taken by sounders above the ionosphere. *Proc. Roy. Soc. juill.* 1966, 214-234.
- [29] LAFON J.P. — *L'Onde Electronique*, **45**, 1404 1965.
- [30] WEIL H., LAFON J.P. — A paraître (Radio Sc.).
- [31] ANDRONOV — Recherche cosmique E. 4, 1966, 558-567.
- [32] BUDDEN et DANIELL — *L'Onde Electrique* décembre 1965, 1409-1415.
- [33] ZAUS — *Journal of applied Physics* 1961, vol. 32 n° 3, 493.
- [34] HAUS — *Journal of applied Physics* 1962, vol. 33, n° 8, 2572.
- [35] ROSTOKER — Nuclear Fusion 1961, vol. 1, 101-120.
- [36] GRAFF P. — *Ann. Téléc.* 1967, vol. 22, 3-13.

SYNTHÈSE DES RÉSULTATS SUR LE COLLOQUE DE TOULOUSE 1967 : ACTION DES RAYONNEMENTS SUR LES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS

PAR

F. CAMBOU et Y. GERVAIS DE LAFOND

*Centre d'Etude Spatiale des Rayonnements
de la Faculté des Sciences de Toulouse*

1. Introduction

Le Colloque de Toulouse se plaçait dans le cadre des Journées d'Électronique qui organisent chaque année une exposition à caractère scientifique et technique et un Colloque Scientifique International relevant d'un domaine particulier de l'Électronique.

Organisé par trois Laboratoires de l'Université de Toulouse : le Centre d'Étude Spatiale des Rayonnements, le Laboratoire de Génie Électrique et le Laboratoire de Physique des Solides, ce Colloque avait comme objectif de permettre une confrontation et une mise au point des derniers résultats sur l'action des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs ; l'orientation actuelle de certains des Laboratoires organisateurs posait, au premier plan, l'intérêt des recherches appliquées destinées à la détermination de la fiabilité des composants par rapport aux rayonnements spatiaux.

Le rayonnement particulaire provoque des modifications dans le réseau cristallin par un déplacement des atomes du cristal, hors de leur position d'équilibre, ou par une ionisation des atomes. Cette interaction rayonnement-cristal et les phénomènes qui en découlent sont fonction à la fois de la nature, de l'énergie et du flux du rayonnement reçu par le cristal.

Dans ces conditions, on peut, pour résumer les résultats présentés dans ce congrès, utiliser la classification suivante :

— Données sur le rayonnement spatial.

— Aspect fondamental de la production des défauts dans les semiconducteurs sous l'impact nucléaire.

— Action « en volume » des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs.

— Action « en surface » des rayonnements sur les dispositifs à semiconducteurs.

Ce Colloque a rassemblé 250 participants comprenant la grande majorité des spécialistes de cette nouvelle discipline scientifique qui relève à la fois de l'électronique, de la physique des solides, de la physique nucléaire et même, sous certains aspects, de la géophysique.

Pour chiffrer le succès de ce Colloque, plus encore que le nombre des participants, il est significatif de citer l'importance de certaines délégations étrangères : États-Unis : 26 participants ; URSS : 19 participants ; Grande-Bretagne : 11 participants.

2. Données sur le rayonnement spatial

Des données nouvelles concernant le rayonnement spatial ont pour origine la multiplication des expériences « particules » à bord de satellites, de fusées ou même de ballons-sonde. Ces expériences ont permis de chiffrer les intensités de rayonnements qui régissent l'environnement spatial, à condition de ne considérer que les particules dont le seuil en énergie est assez élevé (de quelques keV, ou de quelques dizaines de keV).

Du point de vue des contraintes, l'étude des rayonnements spatiaux peut se diviser en deux chapitres principaux :

- Le plasma interplanétaire (ou vent solaire) et le rayonnement cosmique galactique plus ou moins perturbé par les éruptions solaires ;
- Le rayonnement propre à l'intérieur de la magnétosphère et essentiellement le rayonnement piégé et les précipitations aurorales.

2.1. LE PLASMA INTERPLANÉTAIRE ET LE RAYONNEMENT COSMIQUE

Avant l'époque des satellites, BIERMANN avait prévu, d'après l'observation des comètes, la présence d'un plasma émis en permanence par le soleil et dont la pression est suffisante pour dissocier partiellement les comètes, faisant ainsi apparaître une queue projetée dans le prolongement du soleil. Ce plasma qui s'appelle « vent solaire », transporte avec lui, comme l'a suggéré PARKER, les lignes de force du champ magnétique interplanétaire. Compte tenu de la rotation du soleil, ces lignes de force, qui correspondent à la propagation du plasma solaire, ont la forme de spirales d'Archimède.

Les idées théoriques de BIERMANN et PARKER ont reçu une éclatante confirmation expérimentale avec les mesures de GRINGAUZ à bord des sondes spatiales LUNICK I, II, et III et VENUSIK I, et celles de BRIDGE du MIT et SNYDER du JPL sur EXPLORER XVIII et MARINER II et EXPLORER X. Plus récemment d'autres mesures ont été effectuées en particulier avec la série VELA, satellites circulaires pour lesquels seule une faible partie de la trajectoire est dans le milieu interplanétaire mais qui sont équipés de spectromètres à faible seuil.

Les mesures les plus récentes ont montré que la vitesse du vent solaire ne descendait jamais en dessous de 320 km/s même en période de soleil calme. Les flux d'ions sont de l'ordre de $3 \cdot 10^8$ /cm²/s. Leur énergie thermique inférieure à 10⁵ °K, ce qui correspond à des vitesses petites par rapport à celle du vent solaire. Les ions sont essentiellement des protons dont les densités sont de l'ordre de 10 particules/cm³ mais on a caractérisé aussi la présence d'ions d'hélium dans une proportion qui varie de 1 à 10 %. Compte tenu de

la faible densité ionique et pour de telles températures, on peut considérer que le plasma est presque complètement ionisé.

Les électrons doivent être présents dans le vent solaire pour assurer la neutralité du plasma mais leurs énergies doivent être de l'ordre de l'électron-volt et ils n'ont jamais été identifiés expérimentalement.

L'intensité du champ magnétique à la surface du soleil, d'après les observations de magnétographes solaires, est évaluée à 10⁺⁵ γ ; elle diminue comme l'inverse du cube de la distance héliocentrique et, si le milieu interplanétaire était vide, ce champ aurait au voisinage de la terre une valeur de 10⁻²γ. Le plasma émis radialement au soleil emporte avec lui un champ magnétique gelé et empêche l'intensité du champ de diminuer aussi rapidement. Ainsi les mesures de NESS sur l'IMP I indiquent qu'à des distances de l'ordre de 200 000 km de la terre, le champ magnétique est de 5 γ.

Lorsque des taches apparaissent sur le soleil, ce champ magnétique interplanétaire augmente et peut atteindre plusieurs dizaines de gammas et les protons du vent solaire dont l'énergie, en période de soleil calme, est de 0,5 keV, ce qui correspond à une vitesse de 320 km/s se trouvent accélérés jusqu'à des vitesses de 800 km/s soit une énergie de 3,5 keV. Le flux augmente aussi, et peut atteindre 2 · 10⁹ particules/cm²/s.

Le vent solaire qui correspond à un écoulement continu de plasma supersonique est, en outre, traversé par des particules chargées rapides qui constituent le rayonnement cosmique galactique dont la source se situe dans l'émission des autres étoiles de la galaxie et dans l'explosion des supernovae. L'intensité de ce rayonnement, constitué en grande partie par des protons, est modulée par le cycle solaire, en outre, le milieu interplanétaire peut être traversé par des flux importants de protons rapides émis lors des sursauts du soleil. En effet, une éruption solaire observée par des méthodes optiques se présente comme une croissance soudaine de l'intensité lumineuse solaire, par exemple, dans la raie H α de l'hydrogène ; elle dure quelques minutes et est suivie d'une décroissance lente ; certaines de ces éruptions s'accompagnent d'une forte augmentation de l'émission radioélectrique du soleil dans une large plage de fréquences, d'une augmentation de l'émission X solaire et d'une

TABLEAU I
Comparaison du flux cosmique galactique et du flux d'origine solaire.

Année	Nombre d'évènements	Rayons cosmiques solaires (particules/cm ²)		Rayons cosmiques galactiques (particules/cm ²)
		E > 30 MeV	E > 100 MeV	
1956	2	8 × 10 ⁹	8 × 10 ⁸	1 × 10 ⁸
1957	4 ou 5	4 × 10 ⁸	1,5 × 10 ⁷	7 × 10 ⁷
1958	6	1 × 10 ⁹	1,4 × 10 ⁷	6 × 10 ⁷
1959	4	7 × 10 ⁹	5,2 × 10 ⁸	6 × 10 ⁷
1960	8	5 × 10 ⁹	4,1 × 10 ⁸	8 × 10 ⁷
1961	5	2,7 × 10 ⁸	3,3 × 10 ⁷	1 × 10 ⁸
Total	30	2,1 × 10 ¹⁰	1,8 × 10 ⁹	4,7 × 10 ⁸

émission de protons très rapides dont les énergies sont comparables à celles des rayons galactiques.

Le tableau I représente les résultats des évaluations effectuées par WEBBER pour la dernière période d'activité solaire (1956-1961) des flux galactiques de grande énergie et les flux de rayonnements dus aux éruptions solaires. Ce tableau montre que 30 événements en 6 ans ont fourni un flux de $2,1 \cdot 10^{10}$ particules/cm², soit 50 fois plus environ que le flux de particules galactiques. Ces chiffres fixent l'importance d'un bombardement à haute énergie auquel risque d'être soumis un vaisseau spatial lors d'un sursaut solaire.

2.2. LE RAYONNEMENT CONFINÉ DANS LA MAGNÉTOSPHÈRE

La magnétosphère (fig 1) représente une cavité dans le vent solaire dont les limites correspondent à l'équilibre entre la pression dynamique du plasma et la pression magnétique, dû au champ terrestre.

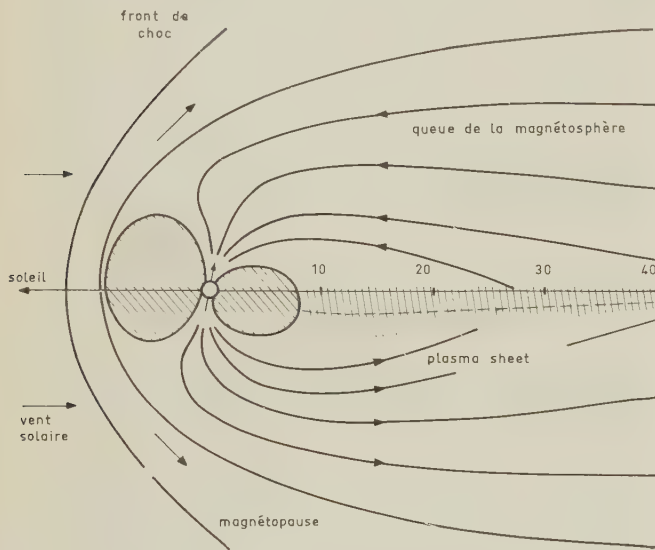


FIG. 1. — Carte de la magnétosphère.

Pour le Géophysicien, deux régions jouent un rôle capital :

- la zone de transition où sévit une interaction plasma-champ magnétique qui a pour effet de modifier le spectre et la répartition des particules chargées et qui est responsable d'un processus d'accélération ;
- la partie arrière de la magnétosphère dont les limites sont mal connues et où pourrait se situer l'origine des particules précipitées (essentiellement dans les régions comprises entre 60 et 80° de latitude) qui constituent les radiations aurorales.

Les ceintures de radiations piégées à l'intérieur de la magnétosphère constituent la composante la plus nuisible du rayonnement spatial car les flux de protons (d'énergie supérieure au MeV) et d'électrons (d'énergie supérieure à 200 keV) peuvent atteindre 10^9 particules/cm²·s. La multiplication des expériences « particules » à bord de satellites et de fusées-sonde ont permis de déterminer les cartes de la popu-

lation d'électrons et de protons rapides piégés dans ces ceintures ; celle-ci dépend des conditions géophysiques, en particulier du coefficient K_p qui fixe l'agitation magnétique. Il est néanmoins possible, à l'heure actuelle, de calculer la dose de rayonnements subie par un satellite qui traverse ces régions avec une précision qui suffit pour déterminer la fiabilité de l'engin. Par contre, l'origine et la stabilité de ces radiations piégées ne sont pas encore connues.

Les figures 2 et 3 dues à O'BRIEN représentent la répartition des particules dans l'espace en fonction de l'énergie.

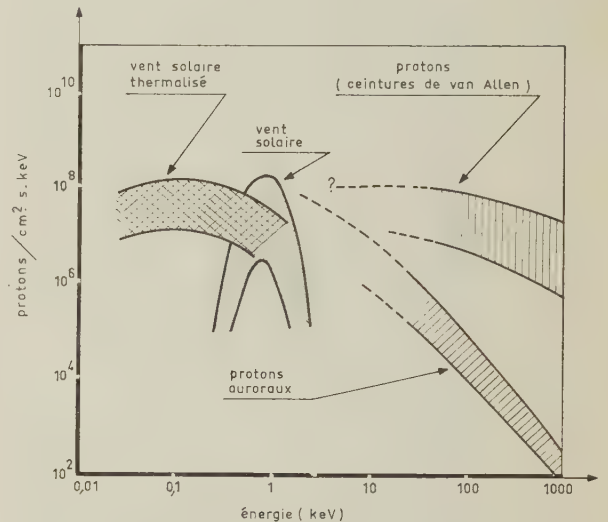


FIG. 2. — Répartition des protons dans l'espace, en fonction de leur énergie (d'après O'BRIEN).

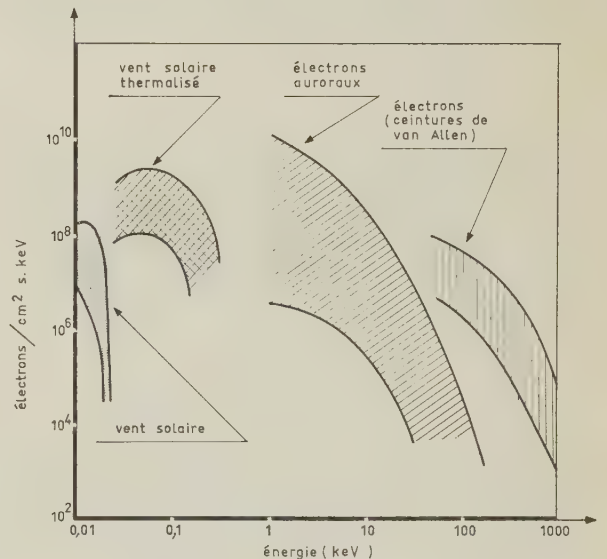


FIG. 3. — Flux des électrons dans l'espace, en fonction de leur énergie (d'après O'BRIEN).

3. Aspect fondamental de la production de défauts dans les semiconducteurs sous l'impact nucléaire

Les défauts ont pour origine les collisions entre les particules incidentes et les atomes du réseau cristallin

semiconducteur. Si l'énergie transmise à l'atome cible est supérieure à une énergie seuil (égale à 25 eV pour le silicium et le germanium), l'atome est éjecté de sa position d'équilibre et placé dans un site interstitiel, laissant une lacune dans le réseau. Les deux propriétés affectées sont surtout la conductivité et le temps de vie des porteurs minoritaires. La figure 4 illustre les modifications subies par la conductivité de monocristaux *N* et *P* de silicium irradiés par des neutrons rapides. La conductivité est liée à la concentration en porteurs (*n* ou *p*) et à la mobilité (μ_n ou μ_p) :

$$\sigma = n.e. \mu_n + p.e. \mu_p$$

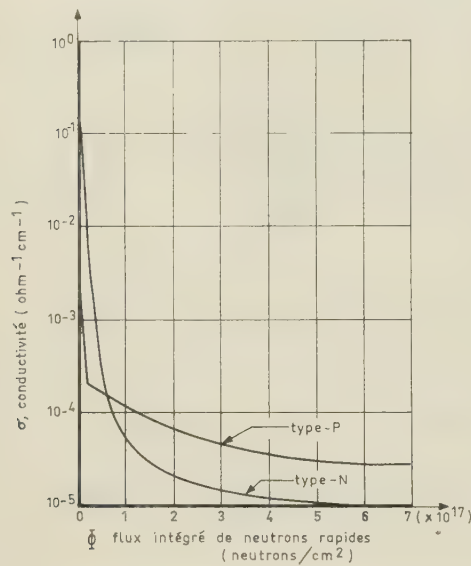


FIG. 4. — Dégradation de la conductivité du silicium, en fonction du flux de neutrons reçus.

La production de défauts a pour effet d'introduire dans le cristal de nouveaux centres de recombinaison pour les porteurs mobiles et il en résulte une diminution du temps de vie des porteurs minoritaires. C'est la réduction du temps de vie des porteurs minoritaires qui est la cause majeure de la dégradation des transistors. La dégradation du temps de vie des porteurs peut s'écrire :

$$\frac{1}{t} = \frac{1}{t_0} + \phi/K_t$$

où ϕ est le flux de particules incidentes et t_0 le temps de vie avant irradiation. K_t , la constante de dégradation du temps de vie, doit être déterminé pour chaque semiconducteur parce qu'il est influencé par de nombreux paramètres : l'énergie et le type de la particule incidente, le type et la résistivité du matériau semiconducteur, la température, la nature du dopant et des impuretés.

G.C. MESSENGER (1) a tenté d'établir un modèle mathématique où, à chaque défaut, est associé deux niveaux de recombinaison ; la courbe théorique trou-

vée pour la variation de K_t en fonction de la résistivité s'accorde bien avec les résultats expérimentaux (fig. 5 et 6). Cependant, les variations dans le dommage en fonction de tous les autres paramètres sont loin d'être comprises et interprétées. Le nombre de conférences de mise au point (6) et de communications (17) présentées sur ces études reflètent l'actualité de ces recherches. Ces études traitent d'abord du processus primaire de production de défauts, puis de leur évolution en fonction du temps et de la température (migration suivie de guérison).

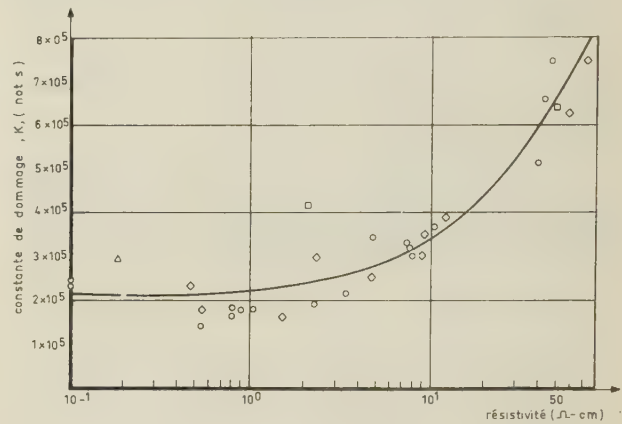


FIG. 5. — Constante de dégradation du temps de vie des porteurs minoritaires en fonction de la résistivité, dans un cristal de silicium de type P.

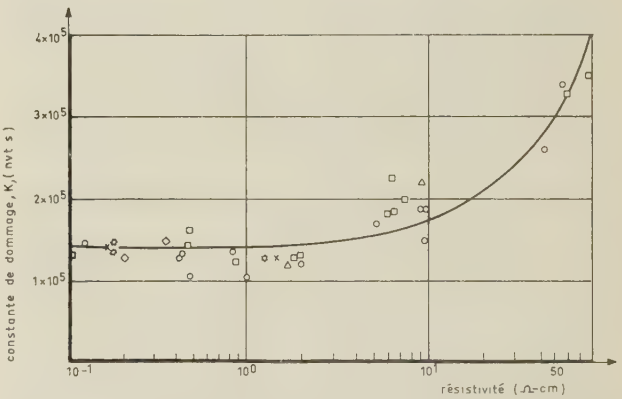


FIG. 6. — Constante de dégradation du temps de vie des porteurs minoritaires en fonction de la résistivité, dans un cristal de silicium de type N.

3.1. DÉTERMINATION DES DÉPLACEMENTS ATOMIQUES

Le défaut le plus simple qui puisse être créé est le *défaut primaire ponctuel* : l'atome en position interstitielle et la lacune qui lui est associée. Il est possible, actuellement, de suivre la formation de ces défauts : ceci est le résultat de recherches qui utilisent des monocristaux semiconducteurs de grande pureté et des techniques avancées. Lorsque l'énergie communiquée à l'atome-cible par la particule incidente est suffisante pour qu'il puisse déplacer à son tour un ou plusieurs atomes, il se produit une « cascade » de déplacements atomiques ; il en résulte la création de défauts localisés de dimensions importantes. Les di-

(1) Nortronics Applied Research Department USA.

mensions des « pointes de déplacements » sont fonction de l'énergie moyenne communiquée à l'atome cible. Dans le cas d'un choc consécutif à une diffusion purement coulombienne particule-noyau (irradiation électronique, par exemple), l'énergie moyenne de recul du noyau est faible et le défaut créé est de petites dimensions, il peut être considéré comme ponctuel. Dans le cas d'un choc « nucléaire » particule-noyau (neutrons, protons de grandes énergies), l'énergie de recul du noyau peut atteindre des valeurs considérables ; GERVAIS de LAFOND a calculé l'énergie moyenne transmise à des noyaux de silicium au cours d'une diffusion élastique — interférence de la diffusion coulombienne et de la diffusion nucléaire pure — par des protons dont l'énergie est comprise entre 20 MeV et 20 GeV ; la figure 7 illustre ces résultats et montre qu'à 3 GeV, l'énergie moyenne des ions

irradiant du germanium *N* par des protons de 3 GeV, une variation concave de la mobilité des porteurs en fonction du flux, en début d'irradiation, et cette variation traduit la présence de régions isolantes créées sous l'impact des particules incidentes. Les dimensions de ces régions sont évaluées à 1000 Å. Des résultats analogues ont été obtenus avec le germanium *P* et le silicium *N* et *P* et ont été présentés par D. DASPET qui avait expérimenté avec des protons de 3 GeV et par S.R. NOVICOV⁽³⁾ qui irradiait avec des neutrons rapides.

Le processus de production des déplacements atomiques est lié à la structure cristalline de l'échantillon : l'orientation de la particule incidente par rapport aux plans cristallins a une influence non négligeable sur la production de défauts. C'est le phénomène de « canalisation ». Les atomes de recul, émis au cours des chocs, ont un parcours anormalement long lorsque la direction du parcours est proche de celle des plans de moindre densité.

G. DEARNALEY⁽⁴⁾ a donné une interprétation à ce phénomène en considérant globalement le potentiel répulsif des rangées d'atomes dans le cristal : les ions chargés positivement sont soumis à ce potentiel et se meuvent préférentiellement entre les rangées d'atomes. Ce mouvement « dirigé » a pour conséquence un parcours plus long et une perte d'énergie spécifique plus faible. En outre, si la particule chargée frappe le cristal parallèlement à la direction des rangées de moindre densité, elle perd la majeure partie de son énergie par interaction coulombienne avec le potentiel global associé à la rangée d'atomes et subit un minimum de chocs nucléaires directs avec les atomes : il en résulte un minimum de dommage. La figure 9 résume les mesures effectuées avec des ions d'iode de 51 MeV bombardant un cristal d'or. Le

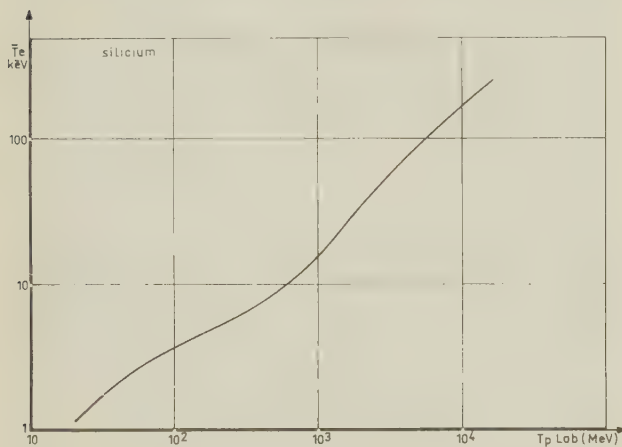


FIG. 7. — Énergie moyenne de recul d'un noyau de silicium après une diffusion élastique proton-noyau, en fonction de l'énergie du proton prise dans le système du laboratoire.

silicium de recul est de 50 keV : on doit donc s'attendre à une production de déplacements atomiques sous forme de « pointe de déplacements ». C'est ainsi que D. DASPET⁽²⁾ a fait apparaître (fig. 8), en

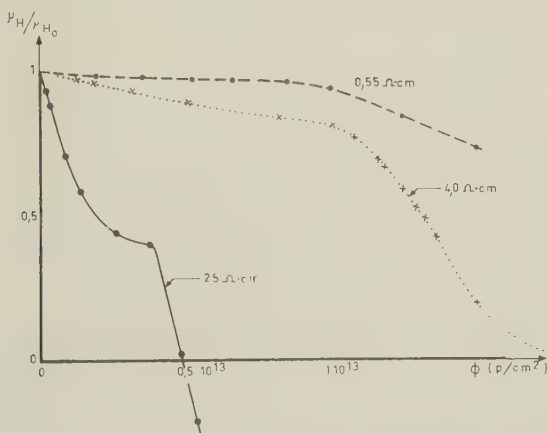


FIG. 8. — Dégradation de la mobilité des porteurs majoritaires dans un cristal de silicium irradié par des protons de 3 GeV, pour trois valeurs de la résistivité du cristal de silicium.

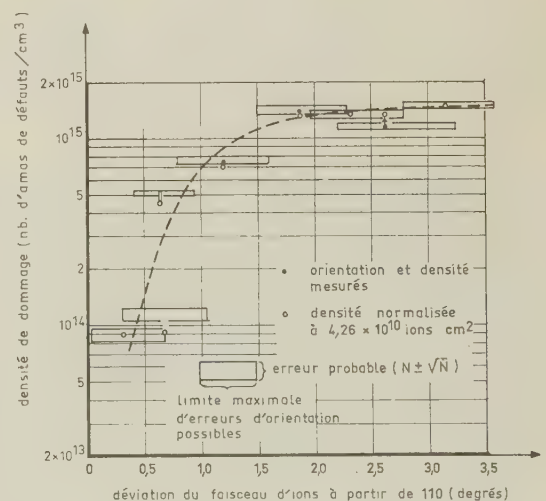


FIG. 9. — Densité de défauts produits dans un cristal d'or irradié par des ions d'iode de 51 MeV, en fonction de la déviation angulaire du faisceau d'ions par rapport à la direction 110.

⁽²⁾ Centre d'Etude Spatiale des Rayonnements. Université de Toulouse, France.

⁽³⁾ Ioffe physico-technical Institute, Leningrad, URSS.

⁽⁴⁾ Nuclear Physics Division, A.E.R.E. Harwell, England.

dommage était observé au moyen d'un microscope électronique, en fonction de l'écart angulaire entre la direction du faisceau d'ions et la direction 110. Le dommage est réduit par au moins un ordre de grandeur. Cette propriété pourrait être utilisée pour augmenter la durée de vie des détecteurs au silicium à barrière de surface, employés à la détection des ions lourds.

Le phénomène de canalisation est un moyen pour localiser les impuretés ioniques présentes dans le cristal en position interstitielle, cette méthode proposée par W.M. GIBSON (5) peut atteindre une précision de mesure de 10^{13} atomes/cm³. La canalisation est un aspect de l'anisotropie dans le dommage ; il s'y ajoute l'anisotropie provenant de l'énergie seuil de déplacement atomique. L'énergie seuil dépend de la direction dans laquelle l'atome cible est éjecté, c'est le résultat qu'obtint P.C. BANBURY (6) en irradiant des monocristaux semiconducteurs par des électrons de faible énergie (proche du seuil) sous différentes incidences. Le taux d'enlèvement $dn/d\phi$ en porteurs majoritaires dans la direction 111 est supérieur au taux d'enlèvement dans la direction 100 pour du germanium irradié par des électrons d'énergies inférieures à 1 MeV. (fig. 10).

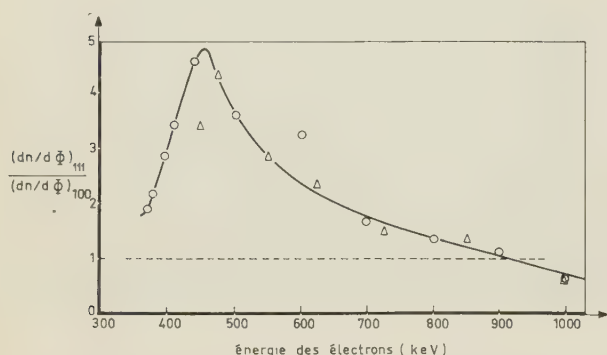


FIG. 10. — Taux d'enlèvement en porteurs majoritaires dans la direction 111 par rapport au taux d'enlèvement dans la direction 100.

Les phénomènes traités jusqu'ici sont dus au déplacement « dynamique » (terminologie de V.S. VAVILOV (7)) des atomes hors de leurs sites d'équilibre. Un certain processus de formation de défauts existe en dessous du seuil d'énergie de déplacement et ne s'explique pas par le déplacement « dynamique ». Il est suggéré que dans les déplacements à basse énergie, il puisse s'établir une « accumulation » d'énergie d'excitation. La formation de défauts dans les halogénures alcalins irradiés par des rayons X ou des électrons de faibles énergies conduisit J. VARLEY à la conception d'un modèle de déplacement par ionisation multiple des atomes ; le déplacement serait dû à l'instabilité des atomes plusieurs fois ionisés.

(5) Institut de Physique. Université d'Aarhus. Danemark.

(6) J.J. Thomson Physical Laboratory, Université de Reading. Grande-Bretagne.

(7) P.N. Lebedev Institute of Physics. Moscou. URSS.

3.2. EVOLUTION DES DÉFAUTS

A 0 °K, les lacunes et les interstitiels créés sont immobiles, mais très vite — dès que la température atteint 10 °K — ils deviennent mobiles et diffusent à travers le réseau cristallin pour former des complexes avec d'autres défauts ou avec d'autres lacunes et interstitiels. Il résulte donc de la diffusion des défauts primaires la formation de nouveaux types de défauts et une annihilation partielle des défauts primaires ; c'est le phénomène de migration-guérison. L'étude de ce mécanisme se poursuit dans de nombreux laboratoires et fait appel à des techniques expérimentales avancées :

— mesures de résonance électronique de spin, entreprises de façon systématique par le laboratoire de la General Electric à Schenectady (G.D. WATKINS).

— mesures de photoconductivité dans le germanium, (pour compléter la résonance électronique de spin qui n'est utilisable que dans le silicium), effectuées à la Brown University (J.J. LOFERSKI) et à l'Ecole Normale Supérieure (M. CHERKI).

— irradiation à très basses températures (J.W. MACKAY).

Les résultats présentés par ces laboratoires confirment ceux qui avaient déjà été obtenus. Les complexes lacune-impureté ou interstitiel-impureté sont nettement plus stables que les défauts primaires ponctuels (lacunes et interstitiels). Dans le silicium irradié par des électrons, la majorité des défauts stables sont des associations lacune-oxygène. En l'absence d'impuretés, la stabilité des lacunes et des interstitiels est faible et le cristal de silicium présente une bonne tenue à l'irradiation. Des cristaux de grande pureté sont employés pour des dispositifs particuliers, tels les détecteurs de particules. Un très récent résultat de O.L. CURTIS, présenté par G.C. MESSENGER, paraît cependant apporter des données nouvelles sur l'influence des impuretés sur la stabilité des lacunes et des interstitiels : O.L. CURTIS montre en effet que la dégradation du temps de vie des porteurs minoritaires ne dépend pas du type du dopant ni de la concentration en oxygène : ce résultat bouleverse des idées qui semblaient pourtant bien établies.

L'instabilité des défauts primaires ponctuels est une propriété du silicium et du germanium. Cette propriété ne se retrouve pas dans un second groupe de semiconducteurs comprenant en particulier GaAs : dans ce groupe, les défauts primaires introduits par les électrons sont stables. Cette fragilité de l'arseniure de gallium au bombardement par des électrons de faibles énergies limite la durée de vie des lasers GaAs fonctionnant par pompage électronique.

Des travaux effectués aux USA et en URSS ont montré que le mode d'interaction entre les défauts primaires et les impuretés pouvait être modifié par l'introduction d'impuretés mobiles en position interstitielle (lithium dans le silicium, par exemple). Cet effet est utilisé pour augmenter la stabilité des cellules solaires irradiées.

Les effets d'une irradiation brève ont fait l'objet de plusieurs communications. L'intérêt fondamental de ces études concerne la guérison instantanée qui

suit l'irradiation. H.J. STEIN ⁽⁸⁾ a montré que la guérison des défauts consécutive à une irradiation brève de neutrons est contrôlée par les « pointes de déplacements » produits par les neutrons dans le cristal de silicium.

4. Action en volume dans les dispositifs à semiconducteurs

Cette partie comprenait 15 communications sur les dispositifs à porteurs minoritaires : les transistors classiques P-N-P et N-P-N et les cellules solaires. Une étude particulière est effectuée en fonction du type et de l'énergie de la particule incidente.

Dans les transistors, le gain en courant h_{FE} apparaît toujours comme étant le paramètre le plus sensible pour la mesure de la dégradation due aux rayonnements. Ce paramètre est utilisé comme critère de choix des transistors, du point de vue de leur tenue aux radiations. Le seuil de tolérance fourni par la firme MOTOROLA pour ses dispositifs est approximativement de 10^{12} neutrons/cm² et de $3 \cdot 10^5$ à $3 \cdot 10^5$ rads. Des nomographes ont été construits pour permettre de donner une évaluation de la dégradation du gain en courant dans les transistors commerciaux, connaissant la fréquence de coupure, le gain en courant avant irradiation et le flux de neutrons par cm² (fig. 11 et 12). Ces nomographes sont construits à partir des données concernant la dégradation des propriétés électroniques fondamentales en volume — conductivité et temps de vie des porteurs minoritaires —. Des études fondamentales ont été faites pour la prévision

de la dégradation en volume des transistors, les paramètres qui sont à la base de cette prévision sont : le gain en courant, le temps de transit dans la base et la pente de la courbe donnant le temps de transit dans la base en fonction de l'inverse du courant émetteur.

Une seconde technique de sélection est présentée par H.L. OLESEN ⁽⁹⁾ : elle consiste à pré-irradier les transistors par une source de rayons gamma de ⁶⁰Co. Après cette irradiation, des tests électriques sont effectués et tous les transistors présentant une dégradation de I_{CBO} et de h_{FE} inacceptable sont rejetés. Enfin, les transistors retenus sont chauffés entre 150 °C et 300 °C pendant 10 à 15 mn pour guérir les défauts introduits pendant la préirradiation. Outre ces méthodes de sélection systématique, les critères généraux ont pu être fixés pour améliorer la tenue des transistors ; les transistors les plus « résistants » à l'irradiation sont ceux qui présentent les caractéristiques suivantes :

- une base étroite et une très grande fréquence de coupure,
- un gain en courant h_{FE} initial de grande valeur,
- une protection de la surface par une couche de passivation,
- au cours de l'irradiation, les transistors devront, de préférence, être dans l'état « saturé » plutôt que dans l'état « bloqué » ou « passif ».

Malgré ces recherches, on se trouve toujours dans l'obligation d'accepter la dégradation des transistors comme inévitable ; mais elle est prévisible, cela permet de définir un circuit électrique capable de compen-

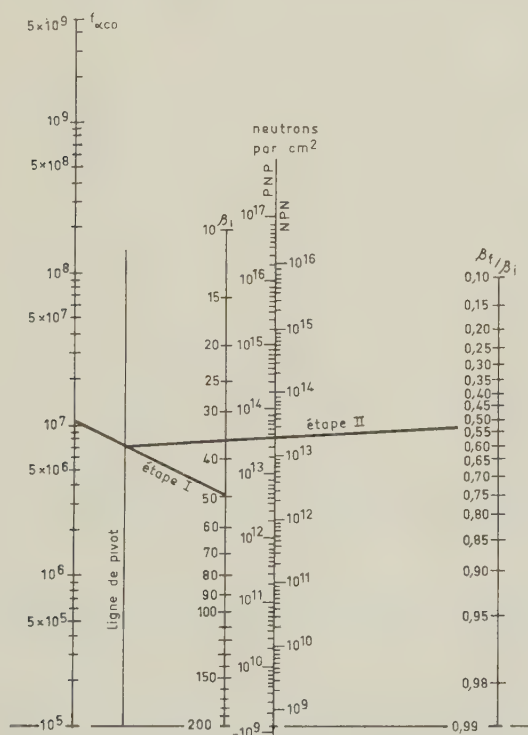


FIG. 11. — Dégradation du gain en courant d'un transistor. Nomogramme pour les transistors au germanium.

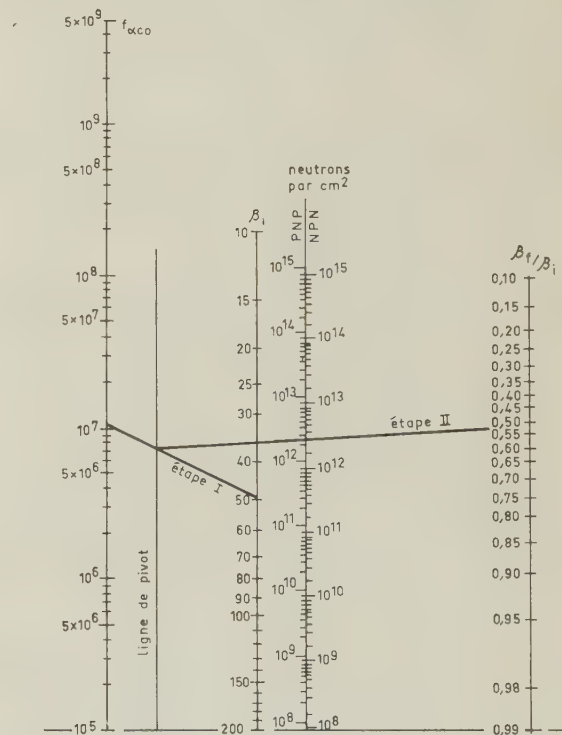


FIG. 12. — Dégradation du gain en courant d'un transistor. Nomogramme pour les transistors au silicium.

⁽⁸⁾ Sandia Laboratory, Albuquerque, New Mexico USA.

⁽⁹⁾ General Electric Compagny, Philadelphia, Penna. USA.

ser les dérives des transistors. L'approche est identique à celle qui est utilisée pour prévenir les modifications des paramètres des transistors dues aux variations de température.

Les *cellules solaires* sont particulièrement sensibles aux rayonnements de l'espace.

Une première méthode pour améliorer leur tenue aux rayonnements est de diminuer la concentration en oxygène. Le CESR et le CNES ont obtenu des résultats intéressants en électrons de 4 MeV : deux types de cellules solaires au silicium ont été irradiées : un lot comprenait des cellules standard (tirage CZOCHRALSKI), l'autre lot était composé de cellules obtenues sous zone flottante et en atmosphère d'hydrogène. La figure 13 fait apparaître une bien meilleure tenue du rendement des cellules du second lot par rapport au rendement des cellules du premier lot.

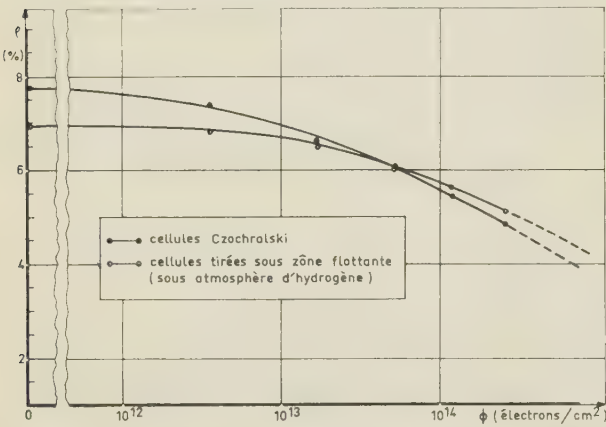


FIG. 13. — Dégradation du rendement de cellules solaires au silicium obtenues sous zone flottante et atmosphère d'hydrogène, comparée à la dégradation de cellules classiques.

Une autre méthode de durcissement consiste à doper la base de la cellule avec une impureté capable de réduire le dommage par interaction directe avec les défauts : c'est le principe de l'introduction contrôlée d'impuretés de lithium.

Enfin, une autre possibilité, mise au point par le groupe de l'U.S. Naval Research Laboratory (J. FARADAY, R. STATLER) consiste à effectuer un recuit isochrone de cellules pré-irradiées en laboratoire.

Bien que de nombreuses informations aient pu être obtenues en laboratoire sur la dégradation des cellules, grâce aux accélérateurs d'électrons et de protons, il est impossible de simuler parfaitement l'environnement spatial avec ses domaines étendus d'énergies. Il est donc très utile d'étudier la dégradation sur les satellites en orbite : cette étude fut menée systématiquement sur de nombreux satellites en particulier sur FR 1, Relay I, et Relay II.

Prenons le cas de ces deux derniers satellites où plusieurs types de cellules furent étudiées avec des protections diverses. La figure 14 présentée par R. WADDEL ⁽¹⁰⁾, illustre la dégradation du courant de court-circuit en fonction du temps passé sur orbite,

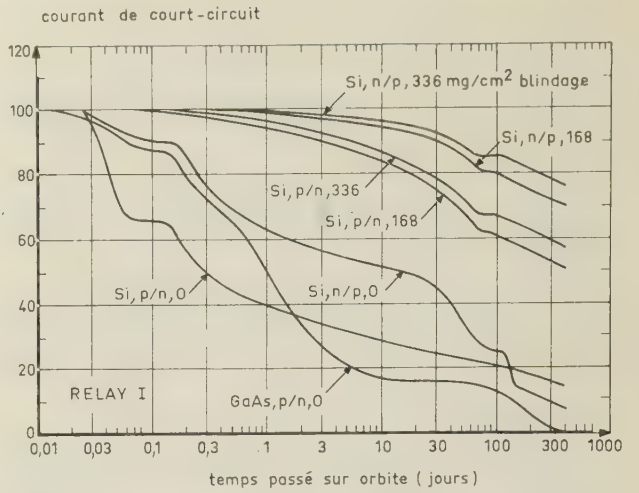


FIG. 14. — Dégradation du courant de court-circuit de cellules solaires placées sur Relay I, pour différentes épaisseurs de protection.

pour plusieurs types de cellules solaires et pour différentes épaisseurs d'écran de protection. Les orbites de RELAY se situaient en majeure partie dans la ceinture interne de Van ALLEN (3 000 km au-dessus de l'équateur). Ces études montrent qu'en moins d'un jour, 75 % du courant de court-circuit a disparu pour les cellules au silicium et à l'arseniure de gallium (cellules non protégées). Une protection de 19,1 mg/cm² augmente 100 fois la durée de vie des cellules.

La notion de l'équivalence entre les rayonnements, relativement aux effets produits sur un système électronique, pose un problème où interviennent de nombreux paramètres que l'on peut diviser en deux groupes :

- les paramètres propres aux rayonnements (nature énergie, mode d'interaction, flux instantané),
- les paramètres du système électronique, c'est-à-dire les caractéristiques physiques contrôlant son fonctionnement et sa structure.

R.R. BROWN ⁽¹¹⁾ fit une synthèse des résultats obtenus sur l'influence du type et de l'énergie de l'irradiation. Il en déduit une « équivalence de déplacement » à partir de la dégradation du gain en courant h_{FE} et de la tension de saturation V_{CE} (sat). Le tableau II fournit l'équivalence, relative à h_{FE} , pour cinq types de particules. Le tableau III donne l'équivalence pour des protons et des électrons de plusieurs énergies avec les rayons gamma du ⁶⁰Co comme référence. Ce tableau fait apparaître l'importance du paramètre électrique choisi pour la définition de l'équivalence.

5. Action en surface des rayonnements sur les semiconducteurs

Tous les dispositifs à semiconducteurs sont sensibles aux effets d'ionisation en surface dus au bombardement par des rayonnements ionisants. Les dispositifs les plus sensibles à ces effets sont les transistors à

(10) Goddard Space Flight Center. USA.

(11) The Boeing Compagny. Seattle, Washington USA.

TABLEAU II

Equivalence de déplacement suivant le type et l'énergie de la particule, d'après R. R. BROWN

Particle type and Energy	Alpha Particle (5 MeV)	Proton (1 MeV)	Neutron (Reactor Spectrum)	Electron (1 MeV)	Gamma Ray (⁶⁰ Co)
Alpha Particle (5 MeV)	1	3.5	1.4×10^3	$*7 \times 10^3$	1.5×10^5
Proton (1 MeV)	2.9×10^{-1}	1	4×10^1	$*2 \times 10^3$	4.3×10^4
Neutron (Reactor)	7.1×10^{-3}	2.5×10^{-2}	1	$*5 \times 10^1$	1.1×10^3
Electron (1 MeV)	$*1.4 \times 10^{-4}$	$*5 \times 10^{-4}$	$*2.0 \times 10^{-2}$	1	$*2.2 \times 10^1$
Gamma Ray (⁶⁰ Co)	6.7×10^{-5}	2.3×10^{-6}	9.1×10^{-4}	$*4.5 \times 10^{-2}$	1

(*) Transistor cans of 0.17 gm cm⁻².

TABLEAU III

Equivalence des protons et des électrons par rapport aux rayons gamma du ⁶⁰Co pour la variation du gain en courant et celle de la tension de saturation, d'après R. R. BROWN.

Energy on Silicon	⁶⁰ Co Equivalences	
	for $\Delta [V_{CE}(\text{sat})]$	for $\Delta(h_{FE}^{-1})$
1-MeV Proton	1.6×10^5	1.3×10^5
16-MeV Proton	5.3×10^4	4.7×10^4
100-MeV Proton	1.1×10^4	1.0×10^4
1.7-MeV Electron	1.4×10^2	1.3×10^3
1-MeV Electron	7.0×10^1	6.5×10^1
0.53-MeV Electron	3.5×10^1	2.9×10^1
⁶⁰ Co Gamma	1	1

porteurs majoritaires : pour ces dispositifs, les effets se manifestent à partir de très faibles doses d'irradiation :

- quelques 10¹² électrons/cm² suffisent pour produire des courants de fuite non négligeables,
- 10¹² n/cm² pour les neutrons rapides,
- entre 3 · 10⁵ et 3 · 10⁶ rads pour les gammas.

La figure 14 illustre la dégradation du gain en courant h_{FE} de transistors commerciaux soumis à des irradiations en neutrons et en gamma respectivement, et fait apparaître une dégradation importante au delà de 10¹² n/cm².

H. L. HUGHES ⁽¹²⁾ présente deux modèles pour expliquer le comportement en surface des transistors au silicium non passivés et des transistors au silicium passivés par une couche d'oxyde.

Le premier modèle explique avec succès les effets des rayonnements sur les transistors non-passivés et encapsulés dans un boîtier rempli de gaz (fig. 15) : le champ électrique existant entre le boîtier et la base dépose les ions du gaz sur la base et sur le collecteur pour les transistors NPN et PNP respectivement (fig. 16). La surface du semiconducteur se charge au niveau de ces régions, soit par absorption des ions,

soit par transfert de la charge des ions aux impuretés préexistantes à la surface. Il en résulte une inversion, une déplétion ou une augmentation de la couche superficielle.

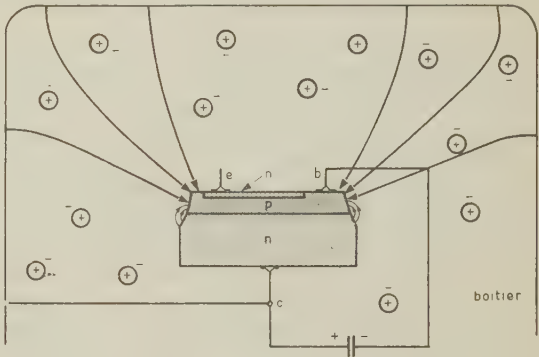


FIG. 15. — Effets d'ionisation dans le boîtier d'un transistor NPN.

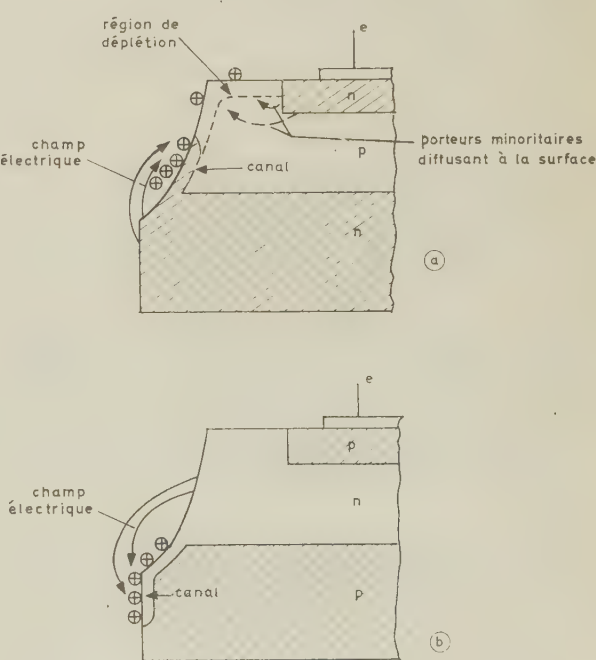


FIG. 16. — Effets de surface à la surface de transistors MOS.

(12) U.S. Naval Research Laboratory USA.

Le deuxième modèle permet de comprendre les effets de surface dus aux rayonnements sur des dispositifs passivés par une couche d'oxyde (SiO_2) : l'élément de référence pour ces études est le transistor MOS. Le principe de fonctionnement de ce dispositif est fondé sur la modulation de la conduction superficielle par le champ électrique apparaissant entre la grille et le substrat.

L'irradiation a pour effet :

1. de modifier la capacité du dispositif au niveau de la couche d'oxyde,
2. de modifier la densité en états de surface à l'interface Si-SiO_2 .

Deux méthodes sont utilisées pour assurer un fonctionnement de longue durée des transistors à effets de champs placés dans un environnement de rayonnements ionisants : utilisation d'une protection éliminant les particules ionisantes de basses énergies, et recherche d'une amélioration de la tenue des dispositifs aux rayonnements.

Pour les MOST commerciaux, une méthode de durcissement consiste à maintenir constamment polarisées en inverse les jonctions substrat-source et substrat-drain, ce qui diminue l'influence des courants de fuite. Une autre méthode (V. DANCHENKO)⁽¹³⁾ consiste à faire subir préventivement aux MOST des cycles répétés d'irradiations suivies de guérison (fig. 17). Des circuits supportant mieux l'irradiation sont obtenus en remplaçant dans les transistors à grille isolée (MOS) la couche isolante SiO_2 par une couche isolante de nitrure de silicium (MNST : Metal Nitride Silicon Transistors) ou bien par une couche isolante de « poly-silicium » (PSFET : Poly Silicon Field Effect Transistor).

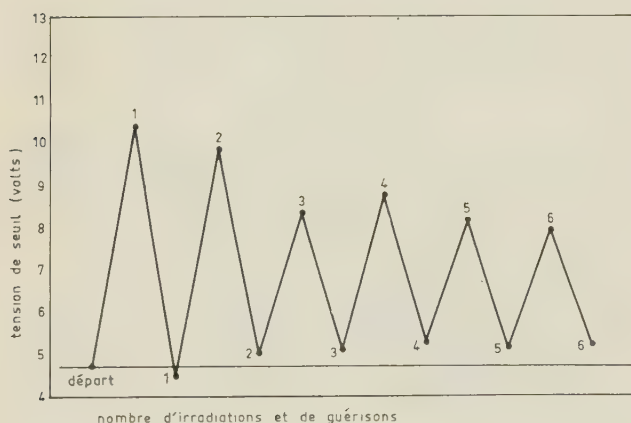


FIG. 17. — Durcissement de MOS FET à canal P, par pré-irradiations et guérisons successives.

En outre, pour de faibles niveaux d'injection (< 10 nA), il est très intéressant de remplacer les MOST par des FET à jonction-grille et à canal de conduction de type P qui sont alors beaucoup plus résistants.

Plusieurs modèles ont été proposés pour expliquer la dégradation des caractéristiques des MOST. Pour une irradiation par des rayons X, le modèle qui paraît être le mieux adapté aux observations expérimentales est celui qui fut proposé par le Laboratoire de Génie Électrique de Toulouse. On suppose, dans ce modèle, que l'irradiation a pour effet d'engendrer dans la silice des électrons libres et des charges positives fixes avec un taux de génération g . En outre, en cours d'irradiation, la cathode émet un courant d'électrons. Dans ces conditions, en régime permanent, sous irradiation la couche de silice comportera une zone de charge d'espace voisine de la cathode et une région neutre ayant une densité d'électrons libres $n = g \cdot \tau$, τ étant la durée de vie des électrons. Suivant qu'à l'instant initial de l'irradiation le courant d'émission de cathode sera plus grand ou plus petit que le courant de volume, la charge d'espace sera négative ou positive. Les résultats expérimentaux montrent que celle-ci est positive.

6. Conclusion

Le colloque de Toulouse a permis une confrontation et une mise au point sur les effets « à caractère négatif » des rayonnements nucléaires sur les semi-conducteurs. Une importante contribution dans le domaine fondamental s'est dégagée ; le problème de l'anisotropie dans le déplacement atomique liée à la structure ordonnée des cristaux semiconducteurs apporte des éléments nouveaux dans la connaissance de la physique des interactions atomiques et débouche sur des applications pratiques inattendues. Dans la partie « appliquée », l'accent a été mis sur la recherche d'une meilleure tenue des dispositifs embarqués à bord des engins spatiaux : les cellules solaires et les circuits intégrés. Bien que les circuits intégrés classiques permettent de satisfaire une grande partie des besoins, il apparaît, selon J. LACOUR⁽¹⁴⁾ que l'avenir appartient aux circuits intégrés à transistors FET pour les missions de longue durée et aux circuits intégrés à transistors MOS pour les missions de courte durée.

Enfin, le colloque a mis en lumière les possibilités « positives » de l'action des rayonnements dans les semiconducteurs : le dopage des semiconducteurs par transmutation nucléaire n-Si dans le silicium ou n-Cd dans le tellure de cadmium, le dopage par bombardement ionique et l'amélioration de la rapidité de commutation des diodes par bombardement apparaissent comme des applications pratiques immédiates.

(13) N.A.S.A. Goddard Space Flight Center USA.

(14) Service d'Electronique C.E.N. Grenoble, France.

RÉDUCTION DE LA CONSOMMATION DES ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉMESURE POUR SATELLITES

PAR

P. DURAND

Intertechnique — Plaisir

1. Introduction

La puissance disponible à bord d'un petit satellite scientifique, — type ESRO 2, ou D2 — est relativement limitée et, en particulier pour l'ensemble de télémessure, il est intéressant de réserver, autant que possible, l'énergie aux émetteurs.

C'est ainsi que, pour ESRO 2, la télémessure dispose de 2,5 W en permanence, dont 1 W est nécessaire à l'émetteur (200 mW de puissance rayonnée) et 750 mW à l'enregistreur magnétique.

Le codeur de télémessure proprement dit consomme 600 mW, pour un nombre de composants de très loin supérieur au total des composants du reste de la télémessure (500 transistors, 1 000 diodes, 1 500 résistances).

En ce qui concerne le codeur D2, les chiffres sont légèrement supérieurs, mais du même ordre. Il s'agit bien entendu d'électronique lente, la fréquence de bit étant de 128 Hz et la plus haute fréquence utilisée dans les programmeurs, aux environs de 2,5 MHz.

Cependant, compte tenu du rendement du convertisseur continu-continu, voisin de 60 %, l'électronique du codeur ESRO 2 consomme en moyenne 0,75 mW par transistor.

Les problèmes à résoudre portent sur :

- l'amélioration du rendement d'alimentation,
- l'augmentation des charges résistives dans l'électronique et, en général, réduction de la consommation instantanée,

- l'utilisation d'alimentations pulsées,
- la logique à transistors complémentaires.

2. Amélioration du rendement d'alimentation

En ce qui concerne le rendement de l'alimentation, et spécialement des convertisseurs continu-continu, il faut remarquer qu'il augmente avec la puissance fournie. Plus précisément, pour une puissance totale donnée, il diminue quand le nombre de convertisseurs augmente, en raison des pertes aux primaires, des diodes de redressement et éventuellement des régulations.

Il y aurait donc a priori intérêt à traiter le problème au niveau satellite, comme cela est fait sur D 2 : un convertisseur commun alimente l'ensemble de télémessure (codeur, enregistreur) et d'autres organes du satellite. C'est une solution rationnelle, mais qui comporte certaines obligations :

Figurer des caractéristiques d'alimentation, au niveau satellite, doit se faire très tôt dans l'étude et, par suite, manque de souplesse. Toute modification rendue nécessaire en cours d'étude met en cause plusieurs sous-ensembles. La généralisation des circuits intégrés devrait cependant faciliter une standardisation.

Les gains en poids, volume et rendement obtenus sont diminués par les filtrages rendus nécessaires sur chaque tension, au niveau de chaque sous-ensemble.

Les boucles de masse multiples deviennent difficiles à éviter, sinon par une étude approfondie des interconnexions satellite.

3. Diminution de la consommation instantanée des circuits

L'un des moyens les plus simples consiste à augmenter les impédances de charge des circuits logiques. Les transistors et diodes sélectionnés pour les applications « Satellite » sont, en général, spécifiés en gain à 100 et même 10 microampères.

Les circuits logiques type sont représentés sur la figure 1.

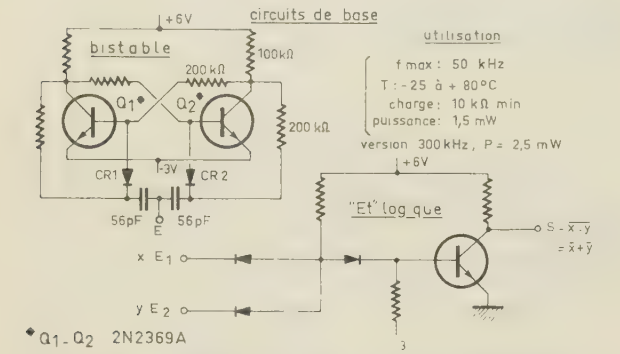


FIG. 1. — Circuits logiques de base, à faible consommation.

Le bistable est du type dit *lent* ($f_{max} = 50$ kHz et consomme 1 mW).

Le circuit à diode est un circuit « Et » classique.

Cette technique est appliquée aussi souvent que possible, mais on se trouve très vite limité par les constantes de temps dues aux capacités de câblage. On peut remarquer que l'électronique à faible consommation se heurte aux mêmes obstacles que l'électronique ultra-rapide.

La situation est la même à 100 kHz avec 100 kΩ d'impédance, qu'à 100 MHz avec 100 Ω, pour les fronts positifs, en logique positive (les constantes de temps maximales acceptables étant de l'ordre de 1 μs et 1 ns respectivement).

En réalité, la situation est presque plus défavorable. En effet, nous sommes amenés à utiliser des transistors rapides à bord des satellites, en raison de leur meilleure tenue aux radiations. Par suite, les fronts négatifs obtenus ne suivent pas la même loi d'augmentation que les fronts positifs. Les couplages capacitifs entre circuits ont des effets plus importants sur des impédances élevées.

Il faut également remarquer qu'il existe toujours des parasites rapides dans un satellite, et ces deux considérations nous amènent à parler de l'immunité au bruit des circuits logiques.

Dans le cas typique d'un bistable, les parasites collectés sur les résistances de collecteur ou de base augmentent avec ces résistances, et la marge de blocage $V_{BE} - V_{CE}$ peut devenir insuffisante. Il faut alors inclure des résistances de polarisation permettant de porter la marge à 1,2 ou 1,5 V (fig 2).

De même, dans les circuits logiques « Et » et « Ou », on est amené à créer des seuils supplémentaires grâce à des diodes en série dans les bases ou les émetteurs.

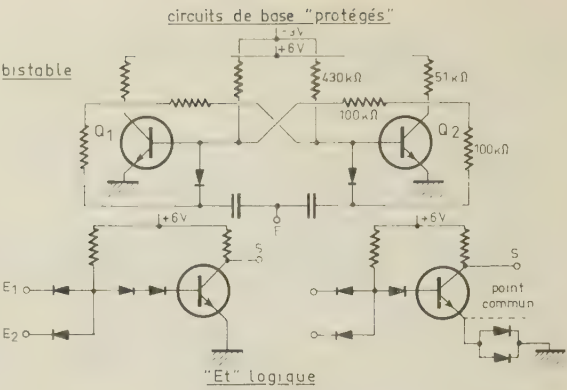


FIG. 2. — Circuits logiques à faible consommation, protégés

Dans la même optique d'augmentation des impédances, signalons l'utilisation des transistors à effet de champ FET ou MOS FET, caractérisés par de hautes impédances d'entrée sur leurs commandes. Ils sont pratiquement généralisés dans les commutateurs analogiques.

Pour mémoire, rappelons que l'étude électronique recherche constamment le meilleur rendement. En particulier, les étages émetteur-asservi sont très rares, les courants base sont « récupérés » (Darlington, par exemple) et l'on tient toujours compte du facteur de forme des signaux à passer, afin de minimiser la consommation moyenne.

4. Utilisation d'alimentations pulsées

Grâce aux seuils que l'on arrive à introduire, la méthode précédente s'applique bien aux circuits logiques lents.

Par contre, elle est inapplicable aux circuits logiques rapides et surtout aux circuits analogiques (rapport signal/bruit inacceptable). On est donc amené à réduire la consommation moyenne de ces circuits, sans diminuer la consommation instantanée, donc en « pulsant » les alimentations.

En ce qui concerne les circuits logiques, le compromis adopté est le suivant :

— les *bistables* devant être alimentés en permanence (compteurs rapides), le sont à partir de tensions réduites, c'est-à-dire en général 3 V au lieu de 6 à 9 V (fig 3). Le gain en puissance est donc de 4 environ.

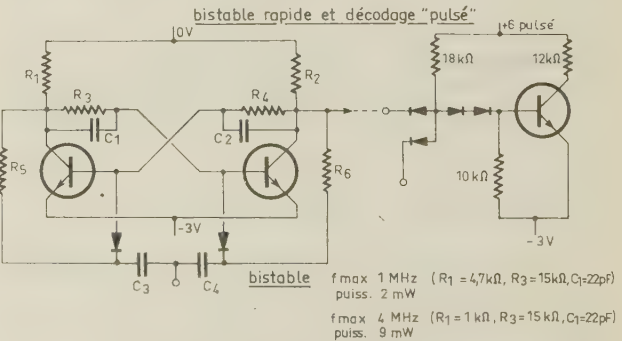


FIG. 3. — Bistable rapide et logique à alimentation pulsée.

Les niveaux logiques sont rétablis, grâce à des inverseurs eux-mêmes alimentés en pulsé, par les ordres les plus lents des décodages envisagés.

— les *circuits logiques* eux-mêmes sont alimentés en pulsé par des ordres communs, correspondant également aux ordres les plus lents des décodages envisagés. Le rendement est donc maximal et le bistable représenté figure 3 a une consommation de 2 mW, avec une fréquence maximale de 1 MHz.

— pour les *circuits analogiques* et les circuits logiques associés, il est facile de pulser les alimentations de chaque ensemble. C'est ainsi que le convertisseur analogique-numérique de ESRO 2 est alimenté pendant seulement 140 μ s, à chaque mot analogique. La figure 4 représente l'alimentation pulsée du codeur ESRO 2. La puissance nécessaire instantanée est de 600 mW et la puissance moyenne de 1/50 mW.

5. Logique à transistors complémentaires

Il est difficile de généraliser ce type de logique, qui serait cependant très intéressant du point de vue consommation.

En effet, lorsque l'on utilise des composants discrets, le volume alloué aux ensembles de télémessure devient vite critique, d'autant plus que, pour obtenir

une fiabilité totale équivalente, il faut introduire des redondances.

En circuits intégrés, il existe des séries intéressantes, mais ayant été développées surtout pour accroître la rapidité des circuits. Pour les fréquences de télémessure envisagées, ces circuits sont trop rapides. Il est cependant probable que les études nouvelles leur feront une large part.

La solution des transistors complémentaires est cependant utilisée dans des cas particuliers où elle est irremplaçable. C'est le cas des circuits d'interface, pour lesquels le contractant principal demande naturellement des impédances de source et des temps de commutation faibles, ainsi qu'une bonne protection contre les surcharges ou courts-circuits.

La figure 5 représente un circuit de sortie type du codeur de télémessure D 2. Les temps de commutation sont inférieurs à 2 μ s. L'impédance de source est de 1 k Ω .

La consommation de l'étage correspond uniquement à la puissance dissipée dans la charge extérieure, et par conséquent est minimale.

Les diverses solutions utilisées ont toutes des inconvénients et ne peuvent être généralisées.

Comme nous l'avons vu, la diminution des consommations élémentaires s'accompagne, en général,

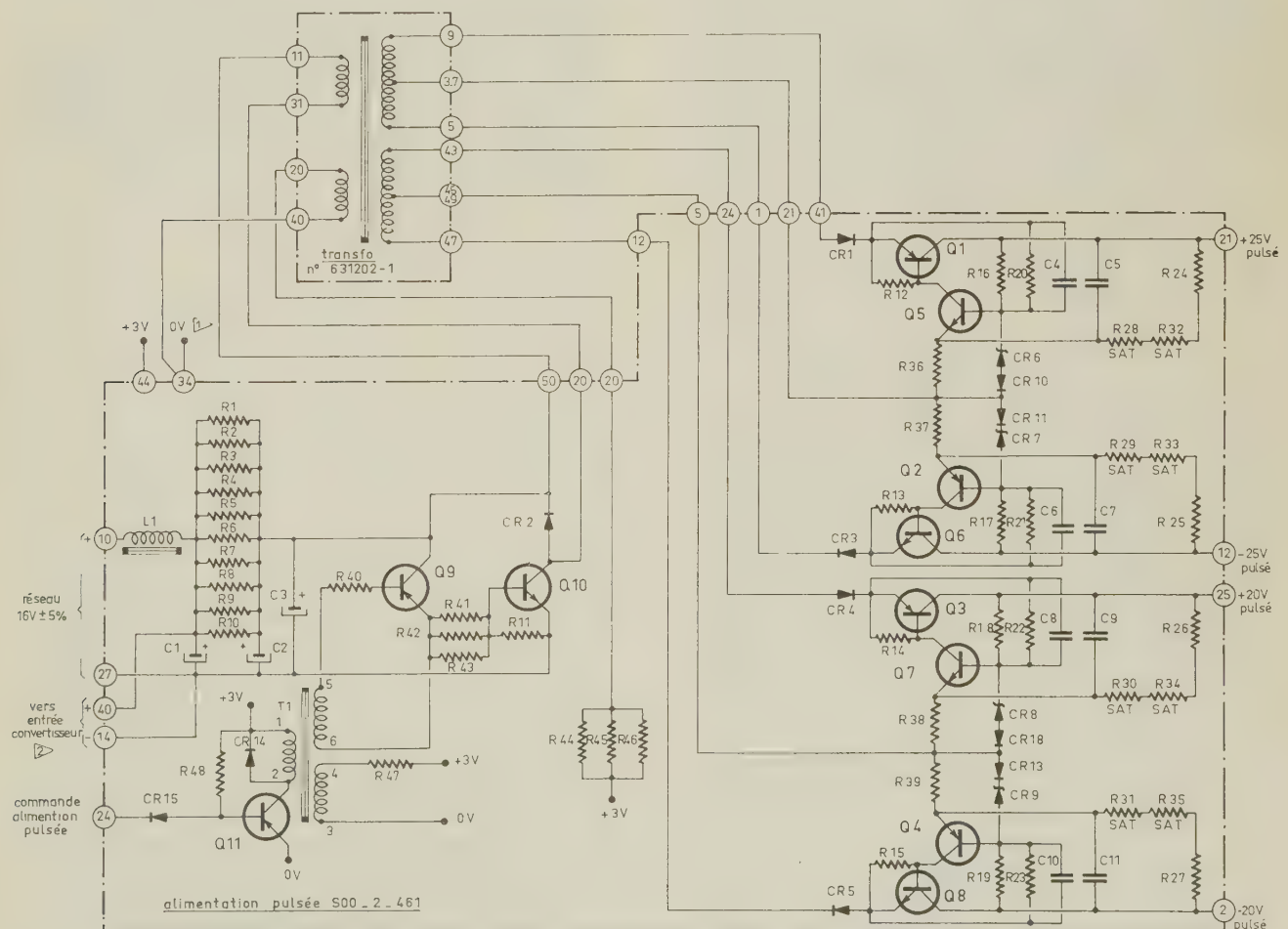


FIG. 4. — Alimentation pulsée type ESRO 2.

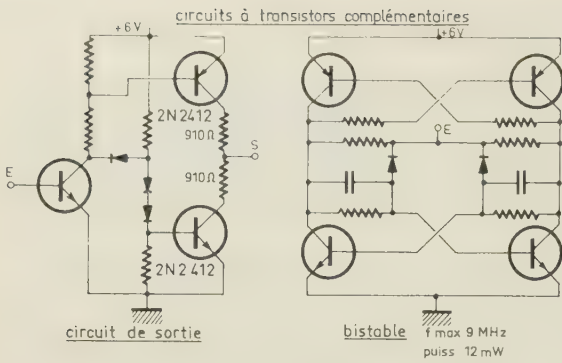


FIG. 5. — Circuit de sortie et bistable à transistors complémentaires.

d'une diminution de l'immunité au bruit. On ne peut y remédier que par l'utilisation de filtres supplémentaires, sur certaines entrées de la télémessure ou sur les alimentations, de réseaux de polarisation, ou de diodes de seuil, c'est-à-dire par une augmentation du nombre de composants.

Ceci est également vrai pour la logique à transistors complémentaires.

La logique à alimentation pulsée va également dans ce sens, quoique moins rapidement.

Enfin, la technique d'alimentation pulsée pour des sous-ensembles importants impose un filtrage destiné à régulariser la consommation vue de l'extérieur, afin de limiter les appels de courant sur le réseau satellite. Ce filtrage implique en général une self et capacités de forte valeur, assez volumineuses, lourdes. De plus, la fiabilité de ces composants est primordiale pour l'ensemble et, par conséquent, le prix de revient — du transformateur en particulier — est très élevé.

En ce qui concerne les électroniques à circuits

intégrés, nous avons choisi pour le codeur D 2 et les nouvelles études une série DTL haute fiabilité, raisonnablement rapide, possédant une immunité au bruit convenable. C'est, de plus, l'une des séries les plus sobres du marché :

4 mW pour un bistable J.K à 2 MHz

1 mW pour une porte « NAND »

On se trouve donc nettement au-dessus des possibilités des circuits à composants discrets.

Heureusement, la logique DTL se prête bien à l'utilisation d'alimentations pulsées pour les décodages.

Nous étudions également la possibilité d'alimenter en pulsé certains bistables des chaînes de comptage, mais, là encore, apparaît la nécessité d'adjoindre un certain nombre de capacités et de diodes qui, sauf emploi de circuits hybrides, font perdre l'avantage en volume apporté par les circuits intégrés.

6. Conclusion

En conclusion, constatons qu'avec les limitations sévères en volume et poids, la consommation est ce qui freine le plus l'utilisation des techniques bénéfiques, de redondances de circuits.

Un « Quad » apporte, par rapport au circuit conventionnel, un facteur 60 à 80 en fiabilité, mais également un facteur 3 à 4 en consommation.

Par conséquent, même si, comme cela semble être le cas, la puissance disponible à bord des satellites augmente avec les progrès des cellules solaires et des batteries, les circuits à faible consommation garderont leur intérêt, en permettant indirectement d'améliorer la fiabilité des systèmes.

SYSTÈMES DE TÉLÉMESURE A FAIBLE CONSOMMATION

PAR

J. L. LAVOISARD

Ingénieur

à la Société Anonyme de Télécommunications

1. Généralités

Les équipements de télémessure destinés aux véhicules spatiaux et, en particulier, aux satellites de recherche scientifique doivent consommer aussi peu d'énergie que possible. Or ces équipements qui ont pour rôle non seulement le multiplexage et la transmission des informations scientifiques mais aussi la surveillance du fonctionnement des matériels de servitude et la mesure des conditions d'environnement, sont le plus souvent très complexes. Assez fréquemment en effet, on demande à l'équipement de télémessure, en plus des fonctions précédentes, de servir d'horloge de bord au satellite et de piloter certaines expériences scientifiques.

Pour des satellites tels que D2 - ESRO 1 ou HEOS A, le nombre de voies analogiques est compris entre 60 et 80, le nombre de voies numériques série ou parallèle est de 40 à 60 et l'équipement délivre pour des usages divers une cinquantaine de signaux différents (signaux d'adresses, de décalage et de synchronisation).

Aussi le soin apporté à maintenir la consommation à un niveau faible est-il l'une des deux contraintes principales (la seconde étant la recherche de la fiabilité) qui dominent l'étude d'un équipement de télémessure pour utilisation spatiale.

Cet objectif peut être atteint de deux manières différentes qui tiennent compte d'une particularité des informations à transmettre : leur lenteur relative. En effet, dans la plupart des cas, les informations transmises en permanence ont un spectre utile qui ne s'étend guère au delà de quelques centaines de hertz et si certaines données doivent être transmises à un rythme élevé, elles sont acheminées soit par un second équipement de télémessure mis en fonctionnement par télécommande aux instants

utiles, soit à l'aide du même équipement dont le rythme de travail est modifié (télémessure à format adaptable).

La première solution au problème de la réduction de la consommation est l'utilisation de circuits de base à faible consommation tels que : matrice de décodage à transistors série, circuits logiques à transistors complémentaires qui permettent effectivement de minimaliser la consommation mais qui, par contre, ont l'inconvénient de faire usage de composants conventionnels et qui, par suite, sont volumineux, nécessitent beaucoup d'interconnexions et semblent finalement moins fiables que des circuits intégrés.

Récemment, de nouveaux types de circuits intégrés à faible consommation sont apparus qui, le plus souvent, utilisent des transistors à effet de champ associés à des résistances très élevées. De tels circuits ont déjà été utilisés pour des applications spatiales mais ils sont peu répandus et ceci entraîne actuellement un manque d'information au sujet de leur fiabilité. D'autre part, l'utilisation d'impédances élevées les rend plus sensibles aux parasites et à la diaphonie. Enfin, le plus souvent, ils sont inaptes à satisfaire aux conditions d'interface imposées (niveaux, temps de commutation, impédances).

La seconde solution, qui a été adoptée à la SAT pour les équipements de télémessure PCM destinés aux satellites scientifiques, consiste à utiliser des circuits intégrés à consommation moyenne, fonctionnant en régime d'alimentation pulsé pour la plus grande partie de l'équipement. Cette solution comporte d'ailleurs deux variantes qui peuvent être utilisées indépendamment ou conjointement, suivant les cas.

qui n'est pas indispensable et la nécessité pour tous les équipements scientifiques de pouvoir travailler au rythme plus élevé et en régime pulsé.

— Il n'y a pratiquement pas de limite théorique à la réduction de la puissance consommée que l'on peut obtenir par ce moyen. Cependant si l'on veut utiliser des circuits intégrés à consommation moyenne, le rythme du fonctionnement pulsé se trouve limité à quelques centaines de milliers de bits par seconde, et en fait, dans la plupart des cas, on ne va pas aussi loin car il est inutile de diminuer la valeur moyenne de la partie pulsée de la consommation très en dessous de la partie permanente et inévitable.

3. Exemples d'équipements fonctionnant en régime pulsé

3.1. MAQUETTE DE TÉLÉMESURE SPATIALE RÉALISÉE SUR MARCHÉ D'ÉTUDE CNES

C'est une télémesure PCM comportant : 58 voies analogiques, 9 entrées numériques série, 8 entrées numériques parallèles.

Le rythme est de 320 bits par seconde (7 bits d'information suivis d'un bit de contrôle de la parité constituant un mot de 8 bits).

On y emploie un fonctionnement pulsé au rythme de 50 000 bits par seconde et l'exploitation rationnelle du format se traduit par l'existence de quatre cadences de pulsation différentes :

- la cadence 1 qui correspond aux mots affectés aux voies analogiques,
- la cadence 2 qui correspond aux mots « numériques »,
- la cadence 3 qui correspond aux organes communs pulsés,
- la cadence 4 qui s'applique aux cas de 48 voies analogiques sous-commutées.

Les circuits intégrés sont alimentés à travers des interrupteurs à transistors à partir d'une source +3 volts, le codeur est alimenté par un convertis-

seur d'alimentation fonctionnant à 50 kHz et dont le rendement est meilleur que 60 %.

La consommation totale est de 140 milliwatts. Sans le fonctionnement pulsé elle serait de 2 500 milliwatts environ.

3.2. TÉLÉMESURE DU SATELLITE ESRO 1

C'est une télémesure PCM comportant :

- 80 voies analogiques,
- 26 voies numériques série,
- 24 voies numériques tout ou rien.

Cette télémesure délivre un message continu à 320 bits par seconde et, sur ordre de télécommande, délivre en plus un message à 5 120 bits par seconde pour transmettre des informations scientifiques intéressant la zone aurorale. Les mots comportent 8 bits d'information.

Dans ce cas, la solution adoptée consiste à interrompre l'alimentation des circuits inutilisés à chaque instant, en ce qui concerne le fonctionnement à cadence rapide, et à pulser le fonctionnement au rythme de 5 120 bits par seconde pour le message à cadence lente.

Le rapport de 16 entre le rythme de codage et celui de sortie ne permet pas une économie considérable de puissance consommée mais a, par contre, l'avantage de permettre l'utilisation du même convertisseur analogique numérique fonctionnant à la même vitesse pour les données transmises ensuite à cadence lente ou élevée.

Afin de prélever le maximum de puissance sur la tension +16 volts du satellite, les consommations pulsées sont fournies par deux convertisseurs d'alimentation mis en fonctionnement ou stoppés suivant les besoins :

— l'un d'entre eux sert à alimenter tous les circuits intégrés intervenant dans la génération des signaux d'adresse, le prélèvement et le multiplexage des informations numériques à cadence lente ;

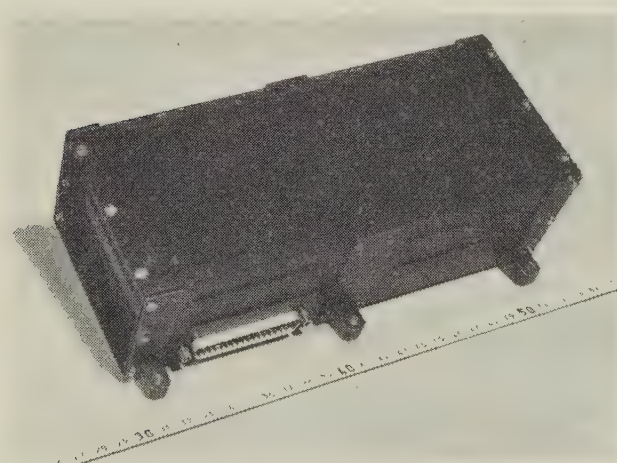


FIG. 2. — Photographie des équipements de télémesure ESRO 1.

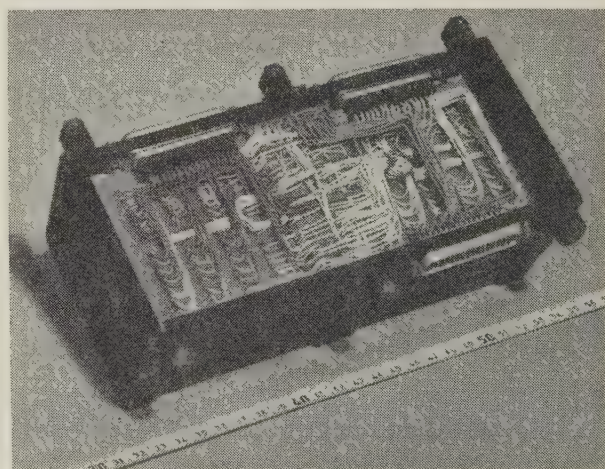


FIG. 3. — Photographie des équipements de télémesure ESRO 1.

— l'autre sert à alimenter le convertisseur analogique-numérique et la matrice de décodage des ordres de prélèvement des voies analogiques.

La consommation est de 450 milliwatts en cadence lente et 875 milliwatts en cadence rapide, elle aurait été respectivement de 3 000 et 4 000 milliwatts environ si le fonctionnement n'avait pas été pulsé.

Le poids total de l'équipement est de 3,5 kg.

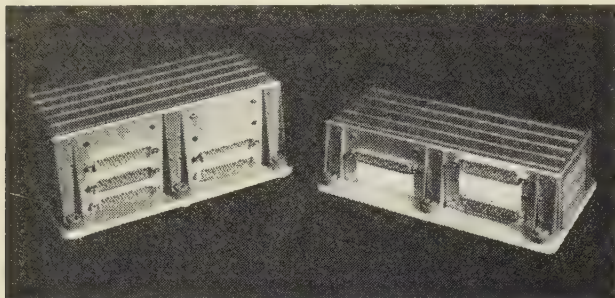


FIG. 4. — Photographie des équipements de télémétrie HEOS A.

3.3. TÉLÉMESURE DU SATELLITE HEOS A

C'est une télémétrie PCM comportant :

- 64 voies analogiques,
- 66 voies numériques série.

Elle délivre un message à 12 bits par seconde. Les mots comportent 8 bits d'information et la durée d'une sous-séquence est de 384 secondes, soit près de 6 minutes et demie.

Il était proposé, à l'origine, un fonctionnement pulsé au rythme de 6 144 bits par seconde qui permettait de ramener la consommation, estimée à

2 600 milliwatts, à 210 milliwatts. Cependant certains équipements scientifiques ne pouvant fonctionner au rythme requis et la réduction de la consommation n'étant pas un problème très important pour ce satellite, il fut finalement décidé de ne pulser que la partie de l'équipement relative aux voies analogiques ; c'est-à-dire la matrice de décodage correspondante, les commutateurs et le convertisseur analogique-numérique. La consommation qui en résulte est de 1 200 milliwatts. Le poids de cet équipement est de 2,8 kg environ.

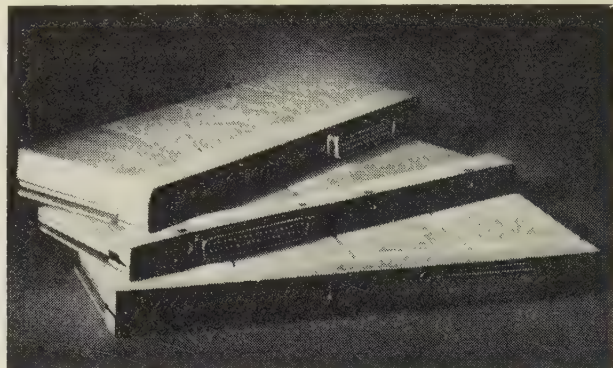


FIG. 5. — Photographie des équipements de télémétrie HEOS A.

L'une des particularités de cette télémétrie est la possibilité de multiplier par 32 le rythme de fonctionnement, de manière à accélérer les essais de cet équipement ou de ceux qui lui sont associés.

Il faut signaler encore qu'afin d'éviter des appels importants de courant au moment du fonctionnement pulsé, il a été prévu dans l'équipement un système d'emmagasinage de l'énergie dans un réseau redondant de condensateurs qui limite les fluctuations de consommation au cours du temps à moins de 25 % de la valeur moyenne.

DU ROLE DE L'ÉLECTRONIQUE

dans la conception, le développement et l'exploitation d'un programme de lanceur spatial

PAR

A. DAUGUET

*Ingénieur E.S.E.,
Docteur ès Sciences Physiques,
Société pour l'Etude et la Réalisation d'Engins Balistiques*

1. Introduction

A titre de préambule à cet exposé et aux exposés que vont faire mes collègues de la présente session, je voudrais situer, sur le plan économique, l'importance relative de l'industrie électronique dans un programme de lanceur spatial. A cet effet, je citerai les conclusions d'un compte rendu de la Commission des Sciences Aérospatiales du Sénat Américain paru récemment :

« Pour les « boosters », c'est-à-dire les lanceurs proprement dits, la part des dépenses qui revient à l'industrie électronique est de 40 à 45 % (études et réalisations comprises).

Pour les « spacecrafts » ou véhicules spatiaux (c'est-à-dire les satellites ou les étages propulsifs dont la mission commence à partir d'une satellisation accomplie), ce pourcentage se situe entre 70 et 75 %.

Enfin, pour les réseaux de poursuite (mais cela est sans doute moins surprenant), le pourcentage est de 90 % environ ».

Des statistiques comparables peuvent être faites en Europe, et en tous cas, sur les données du seul programme français, nos résultats recoupent parfaitement les chiffres américains.

Le pourcentage de 40 %, appliqué aux seuls lanceurs, résume donc sans commentaire l'importance de l'électronique, à laquelle seront dévolues les fonctions de système nerveux, de mémoire et de décision du lanceur.

Ces diverses fonctions vitales vous seront décrites dans les exposés qui vont suivre.

Je voudrais pour ma part insister davantage sur le rôle que joue l'électronique en dehors des orga-

nes propres du lanceur, et la part qui lui revient non seulement pendant les quelques minutes qui précèdent et que dure le tir, mais pendant la période de conception, de développement, de gestion et d'exploitation : c'est-à-dire depuis une date qui se situe environ trois à quatre années avant le tir jusqu'à une date qui se situe trois à quatre mois après le tir.

2. La phase de conception

L'apport le plus important de l'électronique à la phase de conception du lanceur est constitué, sans conteste, par l'ordinateur électronique.

Ici encore je citerai un ordre de grandeur de caractère économique : l'élaboration d'un projet détaillé de lanceur, par un bureau d'études de deux cents personnes environ, représente une dépense de calculs arithmétiques de 25 % à 30 % environ du prix total de l'étude. De plus, cette situation évolue très vite : depuis six ans, le bureau d'études auquel j'emprunte ces informations statistiques a vu accroître sa consommation d'heures de calcul au rythme exact du doublement par an, la saturation n'étant encore qu'à peine entrevue.

Les spécialistes de toutes les disciplines scientifiques qui coopèrent au programme de lanceur ne peuvent éviter de recourir aux services de l'ordinateur, la seule condition étant que leurs problèmes soient posés dans un langage particulier, qui tend d'ailleurs à devenir universel.

L'utilisation de ce langage commun n'est pas la seule marque imprimée dans les habitudes de l'ingénieur. La façon même de formuler les problèmes et d'organiser les calculs est changée. Alors que, pendant des siècles, l'ingéniosité des mathématiciens

s'était employée à rendre solubles, ou intégrables, les systèmes d'équations du physicien ou de l'ingénieur, afin d'en permettre la résolution manuelle, il n'est plus nécessaire aujourd'hui de savoir si les équations sont transcendantes ou non, ou si le nombre d'opérations élémentaires, ou de cas de calcul à considérer, est énorme.

La conception d'un lanceur est particulièrement justiciable de ce nouveau mode de travail.

En effet, toutes ses parties composent un édifice éminemment critique ; le choix de chaque paramètre — et il y en a des centaines — a dû faire l'objet d'une « optimisation » extrêmement serrée : il n'est pas étonnant que tout calcul effectué sur l'ordinateur, pour le compte des spécialistes de la propulsion, de la résistance des matériaux, de l'aérodynamique, du pilotage, du guidage, etc., et, bien entendu, pour le financier et l'administrateur, peut se ramener le plus souvent à la recherche d'un extremum.

En citer trois revient d'ailleurs à les citer tous :

- Maximum de masse satellisée,
- Maximum de probabilité de bon fonctionnement (ou de fiabilité),
- Minimum de prix et délais.

Passons rapidement en revue les principales phases de conception du projet.

A partir des données de la mission à remplir, une première ébauche est obtenue par une extrapolation sommaire d'étages propulsifs déjà réalisés et bien connus ; on définit l'« empilement », c'est-à-dire le nombre et la nature des étages (propergol solide ou liquide), leurs masses au départ, la poussée de leurs moteurs.

La première opération vise à confirmer les performances attendues et le premier programme arithmétique, dit « programme d'optimisation de trajectoires », est mis en route.

Ce programme a pour but de définir la trajectoire unique qui permet de placer la charge utile maximale sur l'orbite imposée. Le résultat du calcul est un programme de vol (loi d'attitude de l'engin) et une masse en orbite. Ce programme comporte une vingtaine d'équations différentielles du premier ordre, fonction d'une vingtaine de variables principales. Ces équations expriment le mouvement du centre de gravité de l'engin, soumis aux forces de propulsion d'une part, aux forces de gravité et aux forces aérodynamiques d'autre part ; un système d'équations dites « associées » impose à la trajectoire engendrée d'appartenir à une famille particulière de courbes, telle qu'à chaque instant, toute variation du programme de cap rende stationnaire la valeur de la masse mise sur orbite. Cette condition suffit à imposer la masse en orbite maximale.

Le programme existe soit à deux dimensions, pour les besoins d'un calcul rapide, soit à trois dimensions, pour des tirs « tous azimuts ».

L'intégration des équations du mouvement et du système associé se fait par itérations, avec un pas

convenablement choisi. Pour obtenir une seule trajectoire, correspondant à un jeu complet de paramètres caractéristiques, il convient d'effectuer une centaine de fois cette intégration, ce qui revient à tirer « en chambre » une centaine de trajectoires.

On voit que la recherche de cette « trajectoire optimisée », extremum unique d'une multiple infinité de trajectoires possibles, n'est rien autre qu'un vaste tâtonnement, convenablement dirigé pour atteindre une convergence aussi rapide que possible.

Mais cette opération sera elle-même répétée plusieurs milliers de fois, chaque fois que l'on remettra en cause la valeur d'un quelconque paramètre constructif de l'étage. Sur un laps de temps de 2 à 3 ans, on peut dire que l'on aura « tiré en chambre » plusieurs centaines de milliers de trajectoires.

Après ce premier calcul de performances qui confirme la « faisabilité » de la mission, le projet va changer de mains un grand nombre de fois.

Tout d'abord, l'aérodynamicien et le spécialiste de la propulsion vont, chacun de leur côté, reprendre plus finement la partie du projet qui les concerne et confirmer le budget des forces s'exerçant sur chacun des étages.

Pour le premier, un programme complexe représentera l'effet de la forme du carénage, des empenages et autres parties de la cellule sur lequel il peut encore décider. Il n'aura recours aux essais en soufflerie que bien plus tard, et à partir d'une quasi-certitude : il est inutile de rappeler le prix élevé de tels essais.

Le spécialiste de la propulsion utilisera un programme de type analogue représentant, cette fois, l'écoulement du jet dans la tuyère, les températures critiques en divers points de celle-ci. La forme du col et du divergent sera revue et le calcul confirmera la valeur de l'impulsion spécifique à chaque instant du vol.

Enfin, l'une des étapes les plus importantes de cette phase d'architecture générale du lanceur est constituée par l'étude de résistance mécanique de la structure. Il y a lieu de confirmer le choix des matériaux, de leurs épaisseurs, la forme des raidisseurs, etc., et surtout, de tenir compte des modifications profondes de la résistance de ces matériaux sous l'effet des échauffements, soit propulsifs, soit cinétiques.

Il n'est pas question pour le spécialiste des structures de se permettre de grandes marges de sécurité car tout alourdissement entraînerait l'annulation des performances. Aucune « optimisation » n'est donc plus critique que la sienne ; son programme de calculs (qui consiste à découper l'engin en fines tranches parallèles) est l'un des plus complexes et l'un de ceux pour lesquels l'absence de l'ordinateur est le plus inconcevable.

A tous les stades du projet, un retour au programme de calcul des charges de structure sera nécessaire et, notamment, lorsque l'étude du pilotage sera terminée.

Nous arrivons au point où le lanceur va être équipé de ses divers organes (où l'électronique de bord va jouer le rôle essentiel) et en premier lieu de ceux qui contrôlent le mouvement autour du centre de gravité, pour respecter le programme d'attitude imposé.

Les couples de pilotage peuvent être engendrés de diverses façons : servomoteurs actionnant les tuyères, injection de liquide dans la tuyère, déviant le jet principal, etc.

Dans un premier temps, on se borne à « dimensionner » ces organes, de telle sorte que les couples moteurs soient suffisants en regard des couples résistants (notamment aérodynamiques). Aussitôt se pose le problème de la stabilité du système asservi et, cette fois, l'outillage électronique le mieux adapté à ce problème est le calculateur analogique.

En effet, alors que l'ordinateur est bien adapté à la solution de problèmes où une haute précision est nécessaire (de l'ordre de 10^{-5}), et où la vitesse du calcul n'est pas imposée, le simulateur analogique représentera mieux les phénomènes dont la bande passante peut être large mais où la précision relative peut être limitée à 10^{-3} environ. Il permettra d'étudier l'effet de tous les « modes » de vibration de la structure, du ballottements des liquides, etc.

Il n'est pas rare d'utiliser, à cette fin, des installations comportant plusieurs centaines d'amplificateurs, plusieurs dizaines de générateurs de fonction, de multiplieurs, etc., et bien entendu des traceurs de courbes et tables de recopie.

Lorsque la simulation des étages pilotés avec le seul calculateur analogique est terminée, on en vient à la substitution progressive, à certaines boucles du simulateur, des éléments réels qu'elles représentent : en particulier, servomoteur hydraulique et gyromètre.

Par ailleurs, le modèle même de la structure que l'on avait représenté par des fonctions de transfert, est étudié « grandeur nature » sur un banc d'essais dynamiques où une structure identique à celle du lanceur est mise en vibration pour une détermination expérimentale des modes.

Toutes les différences constatées sont de nouveau introduites dans le modèle analogique qui sera constamment retouché au cours de la progression de l'étude, et aussi du développement.

Enfin, le système le plus sophistiqué est atteint avec l'étude du guidage.

Le premier stade de cette étude est l'évaluation statistique des dispersions, sans lesquelles le guidage lui-même ne serait pas nécessaire. (En effet, des « programmes en boucle ouverte » peuvent suffire, comme c'est le cas pour DIAMANT, si l'on ne requiert pas une précision très grande, encore que l'étude des dispersions est toujours nécessaire pour prédire cette précision).

Le problème consiste à évaluer les probabilités élémentaires d'imprévis sur tous les paramètres, internes ou externes, et d'en combiner les effets.

La synthèse se fait en un programme arithmétique complexe, utilisant des séries de nombres aléatoires et connu sous le nom de « méthode de Monte-Carlo ».

L'ordinateur est à nouveau l'instrument de prédilection, d'autant plus que, dans un deuxième stade, il lui sera demandé de fournir les corrections au programme nominal de génération des trajectoires, face à ces événements extérieurs.

En fait, chaque angle d'attitude est assorti d'une matrice de dérivées partielles par rapport à toutes les déviations possibles, et le stockage de ces matrices est à la base de la plupart des procédés de guidage des lanceurs, c'est-à-dire de ce que l'on appelle « loi de guidage », loi qui sera mise en œuvre pendant le tir par un calculateur fonctionnant en temps réel, soit extérieur (guidage radio), soit intérieur (guidage inertiel).

Afin de confirmer ces lois de guidage, la simulation arithmétique du vol guidé est entreprise alors, obtenue par exemple en faisant « dialoguer » le vrai calculateur de guidage (qui sera utilisé pendant le tir) avec l'ordinateur chargé de représenter à la fois l'engin imparfait et le monde extérieur perturbé. Elle permet d'envisager toutes les imperfections, voire même toutes les défaillances intérieures et tous les accidents d'ordre extérieur, comme les rafales par exemple.

Mais l'étude du guidage ne s'arrête pas là ; un guidage trop parfait, peut mettre à rude épreuve le système de pilotage et compromettre sa stabilité. Pour représenter de tels problèmes, la tendance actuelle est de « marier » l'ordinateur et le simulateur analogique, qui sont couplés par un convertisseur arithmétique-analogique. On atteint alors une représentation particulièrement fine du vol du lanceur.

3. La période de développement

C'est une période de construction et d'essais partiels intensifs.

Les mêmes outils que nous avons décrits pour la période de conception continuent leur fonction durant cette période.

Les services nouveaux à mettre à l'actif de l'électronique sont de deux ordres principaux :

- les moyens d'essai et de mesure,
- les moyens de gestion.

Chez tous les industriels coopérant au projet, les bancs d'essais sont équipés de moyens de mesure et de synthèse électroniques, seuls capables d'effectuer un grand nombre de tests simultanés et de les traiter.

Une partie de ces moyens fait partie de l'outillage ordinaire de l'industriel mais, pour la plus grande partie, ils sont construits en même temps que les sous-ensembles auxquels ils seront attachés, étant reliés fonctionnellement à ces sous-ensembles à tous les stades des essais et jusqu'à l'heure même de la

mise à feu. C'est ce qu'on appelle l'« appareillage moniteur » ou la « console de mise en œuvre ».

Alors que les calculatrices électroniques servant pendant la phase de conception sont, le plus souvent, universelles, les consoles sont des unités spécialisées qui suivront chaque sous-ensemble dans tous ses déplacements. Pendant le tir, ces mêmes consoles, servies par un agent chargé de leur surveillance, seront reliées à une machine de synthèse qui sera, soit une calculatrice spécialisée de contrôle automatique avant tir, soit — et cela est une tendance générale — par un nouvel ordinateur qui, lui, est attaché au champ de tir.

Seule cette procédure permettra le traitement simultané dans les dernières secondes, de quelques milliers de mesures, et aussi d'envoyer à tous les organes du lanceur les centaines de stimuli qui permettent de les mettre à l'épreuve. La philosophie de ces contrôles est évidente : on augmente dans des proportions considérables, la probabilité de bon fonctionnement en vol si, d'avance, on élimine tous les cas qui se sont révélés défavorables avant l'instant de mise à feu. De là vient l'intérêt des programmes de contrôles extrêmement riches et aussi proches que possible de l'instant de départ.

Mesure et synthèse électroniques sont à l'œuvre à tous les stades d'essais partiels, pendant la construction, pendant la qualification, pendant la réception du matériel, avant et après l'expédition, avant et après le montage dans le hall d'assemblage, avant et pendant le montage au champ de tir.

Je n'insisterai pas sur la philosophie des essais et mesures, mais dirai un mot de leur application à la fiabilité.

Cette branche moderne de la probabilité appliquée voit son plein essor pendant les phases de développement d'un lanceur. Ceci est surtout vrai pour les sous-ensembles composés d'un grand nombre de pièces élémentaires identiques entre elles (comme les calculatrices de bord) parce que l'on connaît bien leurs fiabilités élémentaires que l'on a pu déterminer en respectant la « loi des grands nombres » ; mais ceci est vrai aussi d'ensembles composés de parties dissemblables qui n'ont pas toujours pu faire l'objet de tests de durée de vie systématique et dont les fiabilités élémentaires sont seulement estimées par le calcul, ainsi que les fiabilités des liaisons entre ces parties.

La fiabilité globale possède, bien entendu, ses programmes arithmétiques propres, auxquels, après une époque de défiance, le maître d'œuvre du lanceur a de plus en plus recours.

Le mérite de ces programmes est d'être réversibles : ils permettent de reconstituer, après essais d'ensembles, certaines fiabilités élémentaires mal connues.

Ils permettent surtout d'optimiser les marges de sécurité et les redondances nécessaires, afin que ces précautions lourdes et coûteuses soient utilisées de la façon la plus efficace.

Enfin, c'est pendant la phase de développement qu'apparaît une application nouvelle de l'électronique, celle de la gestion des programmes de lan-

ceurs : le traitement automatique des planifications et des coûts s'est imposé, bon gré mal gré, d'une façon maintenant irréversible.

Nous avons, bien entendu, parlé de la méthode « PERT » ; les réticences du début s'expliquent assez bien : alors que la gestion d'un processus industriel de fabrication en grande série se justifiait par la bonne connaissance des données (durées des opérations élémentaires et liaisons temporelles de ces opérations entre elles), on pouvait se demander quelle serait l'efficacité d'une méthode traitant d'opérations pour la plupart aléatoires et constamment remises en cause.

Il est un fait qu'un programme PERT de lanceur — par exemple, celui du lanceur du programme européen ELDO et ses dérivés, où l'on traite 2 à 3 000 opérations élémentaires — fait apparaître un « chemin critique » éminemment fluctuant et qui, sur le diagramme représentatif, se déforme presque quotidiennement.

Ce phénomène n'est autre que la représentation visible de tous les aléas d'une entreprise où l'étude joue le rôle primordial. Le diagramme PERT constitue le moyen d'information le plus approprié. Il permet au maître d'œuvre d'apporter des soins particuliers au point le plus faible, et de disposer de synthèses aussi actuelles que les données mêmes qui lui parviennent, et dont l'importance ne se juge pas isolément.

Bien que le programme PERT soit un des plus modestes sur le plan de la consommation d'heures de calcul arithmétique, on ne conçoit pas comment ce traitement pourrait être fait autrement que par l'ordinateur.

4. La phase d'exploitation

Sans aborder les phases de préparation du tir et de lancement qui feront l'objet essentiel des exposés suivants, et dont nous avons déjà parlé à propos du contrôle avant tir, nous terminerons par la phase la plus méconnue, celle de l'exploitation, phase qui commence aussitôt après la publication des dépouillements des mesures en vol.

L'aboutissement de cette phase n'intervient pas avant trois à quatre mois, au cours desquels tout le système sera minutieusement comparé au modèle élaboré avant le tir.

Avant de décider les modifications éventuelles que devra subir le lanceur pour ses prochains essais, ou les extrapolations qui en seront faites pour les prochains programmes, il convient de rebâtir le modèle et de le rendre conforme à la réalité.

Tous les auxiliaires électroniques qui ont servi aux phases de projet et de développement, tous les programmes arithmétiques vont à nouveau fonctionner et une vaste reconstitution du vol aura lieu.

Il n'est pas toujours immédiat de remonter des effets aux causes. Mais ici encore, les méthodes itératives, les tâtonnements dirigés où l'instrument électronique excelle, donneront presque toujours l'explication des anomalies enregistrées. Souvent même,

ces anomalies seront révélatrices de troubles qui auraient pu être graves ; on y remédiera à la première occasion, même si le tir est réputé réussi.

Il faut dire que cette méthode d'exploitation intégrale du tir n'est en rien différente des processus utilisés lors des essais partiels antérieurs, que ces essais soient faits au sol, ou eux-mêmes en vol.

5. Conclusion

Peu d'entreprises mettent à contribution une diversité de disciplines aussi grande que la construction d'un lanceur spatial. Il est remarquable que

l'électronique, qui met à la disposition de ces disciplines un outillage commun qui leur est désormais indispensable, joue en même temps le rôle d'un ciment qui assure leur cohésion.

Dans l'industrie des lanceurs comme dans bien d'autres industries, l'électronique imprime profondément son langage, ses méthodes, et l'habitude nouvelle de substituer au travail sur modèles réels, le travail sur modèles mathématiques. En cela, elle contribue à cette tendance générale qui consiste à transférer vers le bureau d'études, une part plus grande des tâches de « mise au point » qui revenaient autrefois à l'atelier ou au laboratoire.

L'ÉLECTRONIQUE DANS UN LANCEUR SPATIAL

CONDITIONS D'AMBIANCE

CHOIX ET UTILISATION DES COMPOSANTS

PAR

D. NEVEU-LEMAIRE

*Chef du Département Diamant
S.E.R.E.B.*

1. Place de l'Électronique dans un lanceur spatial

L'utilisation heureuse de l'électronique dans un lanceur spatial résulte d'un certain nombre de précautions de la part des constructeurs. Mon exposé se limitera au cas des lanceurs spatiaux et traitera des conditions d'utilisation et, par conséquent, des conditions de fabrication des équipements de bord.

Cependant, en guise d'introduction, je voudrais montrer pourquoi l'électronique occupe une si grande place dans l'équipement des engins. Ecartons, tout d'abord, le cas des équipements radio-électriques qui sont, dans l'ensemble, bien évidemment, des équipements électroniques : chaîne de télémesures, récepteur de télécommande, répondeur de trajectographie, et abordons le cas des chaînes fonctionnelles : guidage, pilotage, circuits séquentiels et pyrotechniques. Dans ces chaînes, les fonctions de puissance, comme par exemple la mise en mouvement des tuyères des propulseurs, ne sont pas remplies par l'électronique mais par des systèmes électromécaniques, hydrauliques ou pneumatiques. Par contre, les fonctions de commande sont généralement remplies par des ensembles électroniques : calculateurs de guidage, élaborateurs d'ordres de pilotage, asservissement des centrales inertielles, programmeurs de précision, convertisseurs statiques, etc.

Cependant l'électronique n'est pas la solution universelle pour toutes les fonctions de commande, l'expérience montre que, pour l'élaboration d'un ordre simple, une solution mécanique peut conduire à une réalisation plus légère et plus économique. Dès que l'élaboration des ordres est plus complexe, la solution électronique est seule utilisée.

Je vais donner quelques exemples pour éclairer ces idées. L'affichage et la conservation fidèle d'une position angulaire sont facilement obtenus par un potentiomètre ou par un selsyn. Dans le lanceur DIAMANT, on avait à afficher avec précision une position angulaire qui représentait l'assiette du lanceur et qui devait évoluer suivant une loi rigoureuse, en fonction du temps. La solution mécanique nous conduisait à une réalisation légère, inférieure à 3 kg, précise au 1/10 de degré environ, ce qui était largement suffisant, et très économique.

La solution électronique conduisait à un poids presque double, à une précision qui pouvait être meilleure, mais pas nécessaire dans le cas présent, et à un prix dix fois supérieur. De la même façon, pour remplir la fonction simple de commutation à 900 points/seconde dans la chaîne de télémesure, deux solutions de commutateurs étaient en présence : un commutateur mécanique et un commutateur électronique. Les qualités de ces appareils, dans notre cas, étaient équivalentes, mais le commutateur mécanique était trois fois plus léger, les prix étaient dans un même rapport.

Mais revenons aux équipements électroniques. Ils doivent être insensibles aux parasites électriques qui cheminent dans les câblages de la case d'équipements et ne pas dériver sous l'effet des variations de température ou de tension d'alimentation. Ces systèmes électriques comprennent donc des circuits spécialisés d'alimentation et de protection qui les alourdissent et qui pénalisent les plus simples

On peut résumer les caractéristiques comparées des solutions électroniques et des solutions mécaniques (au sens large) en disant que les équipements mécaniques se rencontrent pour les organes de puis-

sance et pour les organes de commande où on élabore des lois très simples et où une très grande précision n'est pas exigée : dans ce cas, on dispose d'un système peu coûteux, fidèle, insensible aux parasites et permettant un isolement électrique total entre plusieurs circuits (c'est une des raisons pour lesquelles les relais électromagnétiques sont tant utilisés sur les engins) ; par contre, les équipements électroniques sont utilisés pour l'élaboration des lois et des fonctions logiques plus complexes ou pour obtenir une précision aussi grande que l'on veut. C'est pourquoi les lanceurs spatiaux, devenant de plus en plus perfectionnés, l'électronique y occupera une place sans cesse plus importante.

2. Conditions particulières d'utilisation

Dans quelles conditions particulières sont utilisés les équipements électroniques des lanceurs spatiaux ? L'équipement doit d'abord supporter l'ambiance qui précède le tir, puis celle qui correspond aux phases propulsées et aux phases balistiques : état d'apesanteur.

Avant le tir, les conditions d'ambiance dépendent du lieu de lancement : bord de mer, désert. Ses caractéristiques climatiques doivent, par conséquent, être fixées aux constructeurs des équipements. Comme ces conditions d'utilisation ne permettent pas de faire une distinction entre les équipements de bord et les équipements sol, nous n'insisterons pas davantage.

Au cours du vol, les équipements de bord subissent diverses contraintes dont la plus sévère provient des vibrations mécaniques transmises par la structure. Les autres contraintes sont dues à l'accélération, dans une certaine mesure aux vibrations acoustiques, aux chocs, aux variations de température, au vide de plus en plus poussé. Si les niveaux sont faciles à évaluer pour les accélérations, les températures et le vide, il n'en est pas de même pour les vibrations et les chocs, mal connus à la source et dont le niveau varie énormément avec l'emplacement considéré.

2.1. VIBRATIONS MÉCANIQUES

Les vibrations mécaniques ont pour origines, d'une part le fonctionnement des moteurs, d'autre part, la formation de la couche limite qui excite les structures externes. Elles ont une durée de quelques minutes correspondant aux phases propulsées et à la traversée de l'atmosphère. Au moment où il a fallu définir, en France, les niveaux des vibrations mécaniques pour les premiers équipements spatiaux, on ne disposait pas de résultats expérimentaux de tirs au banc ou en vol et les structures des fusées n'étaient pas encore fabriquées. On a dû fixer des niveaux forfaitaires, à partir de données trouvées à l'étranger et en admettant de vérifier, a posteriori, ces niveaux lors des premiers tirs d'engins.

On a fixé des niveaux pour les équipements considérés individuellement et pour les ensembles comme, par exemple, une case d'équipements. Ils diffèrent d'un facteur correspondant au coefficient

d'amplification maximal admis pour la résonance de la fixation de l'équipement. Ces niveaux, qui représentent l'enveloppe de ce que l'on pouvait rencontrer, ont les valeurs suivantes pour le lance-satellite DIAMANT.

Pour les équipements : vibrations linéaires sinusoïdales de :

5 à 20 Hz :	± 5 mm d'amplitude
20 à 50 Hz :	± 8 g crête
50 à 100 Hz :	± 10 g crête
100 à 1 000 Hz :	± 15 g crête
1 000 à 2 000 Hz :	± 20 g crête

le balayage en fréquence est logarithmique, il dure 10 mn de 5 à 50 Hz, puis 20 mn de 50 à 2 000 Hz sur chacun des trois axes.

Pour les ensembles : tels qu'une case d'équipements, les niveaux sont environ quatre fois plus faibles suivant l'axe longitudinal et dix fois plus faibles selon un axe transversal.

En fait, les vibrations en vol sont diverses et on peut admettre que les résonances sont très nombreuses d'où la notion de vibration complexe qui a été introduite dans les essais de qualification. Les niveaux forfaitaires utilisés pour le lance-satellite DIAMANT sont les suivants :

Pour les équipements : vibrations linéaires complexes : densité d'accélération $0,07 \text{ g}^2/\text{Hz}$, soit 12 g efficaces dans la bande 20 à 2 000 Hz, durée 3 mn par axe. Pour les ensembles : $0,07 \text{ g}^2/\text{Hz}$, soit 12 g efficaces de 20 à 2 000 Hz, selon l'axe longitudinal et $0,02 \text{ g}^2/\text{Hz}$, soit 6,3 g efficaces de 20 à 2 000 Hz, selon un axe transversal, durée 3 mn par axe.

Ces niveaux forfaitaires sont finalement intéressants, car ils ont été appliqués à la plupart des fusées construites en France et on a pu vérifier qu'ils étaient, dans tous les cas, supérieurs aux niveaux mesurés en vol. On a pu mettre au point tous les équipements pour ces niveaux sans rencontrer de difficulté insurmontable. On a ainsi une normalisation des essais en vibration.

Cependant, pour certains équipements de télémesures, susceptibles d'être ajoutés sur une fusée entre deux essais et, par suite, de ne pas être intégrés selon le processus habituel, les niveaux de qualification en vibration sont quelquefois supérieurs aux niveaux indiqués précédemment.

2.2. ACCÉLÉRATIONS

L'accélération résulte soit de la poussée des moteurs, soit de la force centrifuge lorsqu'on utilise une stabilisation par rotation. Dans le premier cas, elle est longitudinale et appliquée quelques minutes, dans le second cas, elle est transversale et peut subsister très longtemps. Dans le cas du lance-satellite DIAMANT, sa valeur maximale, due à la propulsion des premiers étages, est de l'ordre de 10 g et de 40 g pour le dernier étage. Les accélérations centrifuges qui dépendent de l'éloignement de l'équipement par rapport à l'axe de la fusée et de la vitesse de rotation, peuvent atteindre 40 g sur DIAMANT.

2.3. VIBRATIONS ACOUSTIQUES

Les vibrations acoustiques ont d'abord pour origine la propulsion et se transmettent par l'air jusqu'à Mach 1. Elles ont ensuite comme origine la couche limite qui excite les structures, mais elles ne sont alors plus différentes des vibrations mécaniques. Leur niveau croît jusqu'à Mach 1 puis décroît. Elles ne sont généralement pas gênantes pour les équipements embarqués et ont fait rarement l'objet de qualifications.

2.4. CHOC'S

Des chocs de toutes natures se produisent au cours du vol : séparations d'étages, mise à feu d'étages, explosions de boulons et de vérins pyrotechniques, etc. Ces chocs sont transmis, plus ou moins amortis aux équipements. Comme pour les vibrations mécaniques, un niveau forfaitaire a été fixé. Pour le lance-satellite DIAMANT, on a choisi 30 g, 10 ms.

2.5. VARIATIONS DE TEMPÉRATURE

Les variations de température qui affectent les équipements d'un lanceur ont pour origine l'arrêt de la ventilation, au moment du largage du cordon ombilical, qui leur assurait un équilibre thermique. A partir de ce moment-là, les équipements peuvent s'échauffer par le rayonnement ou la conduction de la structure externe soumise à l'échauffement cinétique, ou bien encore être refroidis par le voisinage de réservoirs cryogéniques, ou encore être soumis au rayonnement solaire. Ils s'échauffent aussi sous l'effet de l'énergie électrique qu'ils consomment. En raison de leur inertie calorifique, leur échauffement est limité à une dizaine de degrés au cours des quelques minutes de vol.

Dans le cas particulier d'une case d'équipements de dernier étage, dont la durée d'utilisation peut correspondre à quelques orbites, les problèmes thermiques sont plus délicats et on ne peut plus compter sur la seule inertie calorifique pour limiter les variations de température.

2.6. VIDE

Le vide s'établit progressivement au cours du vol et si la case d'équipements n'est pas étanche, il s'étend à l'intérieur, mais avec un retard sensible.

A 50 km d'altitude la pression extérieure est de 1 torr.

A 90 km d'altitude la pression extérieure est de 10^{-3} torr.

A 450 km d'altitude la pression extérieure est de 10^{-8} torr.

A 700 km d'altitude la pression extérieure est de 10^{-9} torr.

Le vide peut être dangereux pour le fonctionnement d'équipements haute fréquence en raison des risques d'amorçage dans une certaine plage de pression qui est obligatoirement traversée par le lanceur : Loi de Paschen.

2.7. POIDS ET ENCOMBREMENT

Les autres conditions particulières relatives aux équipements de lanceurs spatiaux concernent le poids et l'encombrement. Sur les lanceurs légers, type DIAMANT, lorsque le diamètre de la case d'équipements est inférieur à un mètre, la place disponible est limitée et toute augmentation du volume des équipements réagit directement sur celui de la case, donc sur sa longueur et, par suite, sur son poids : 10 kg supplémentaires sur la case DIAMANT réduit de 1 kg la masse satellisable. D'où l'effort en poids et en encombrement qui avait été demandé aux constructeurs des équipements DIAMANT. Pour les fusées de plus gros diamètre, ces considérations ne sont plus valables pour les cases interétages, mais si, sur un lanceur évolué, le dernier étage est piloté ou même guidé, le poids d'équipements de la case du dernier étage est directement équivalent au poids satellisé et tout kilo gagné sur les équipements représente un kilo de plus à satelliser.

3. Moyens d'essais et de simulation des conditions d'ambiance

Les simulations des conditions d'ambiance représentent une phase importante dans la mise au point des équipements des lanceurs.

3.1. VIBRATIONS MÉCANIQUES

Les vibrations mécaniques sont créées à l'aide d'excitateurs électromagnétiques susceptibles de transmettre aussi bien des vibrations sinusoïdales que des vibrations complexes dans la gamme 5 à 2 000 Hz. Leur capacité peut être très importante et on trouve maintenant, en France, des excitateurs de 125 000 Newton permettant des vibrations sinusoïdales de 20 g crête avec une masse de 700 kg : cette masse comprend l'ensemble à essayer, son support et l'équipage mobile de l'excitateur. Avec le même excitateur et la même charge, on peut obtenir 20 g efficaces ou 60 g crête en vibrations complexes. Le principe de l'excitateur est analogue à celui du haut-parleur : une bobine, supportant l'ensemble à vibrer, est parcourue par un courant variable. Elle se déplace dans un champ continu créé par le courant continu d'une bobine fixe. Le courant variable provient d'un amplificateur basse fréquence de grande puissance commandé par un générateur de signaux.

Ces installations existent dans les laboratoires spécialisés, mais de nombreux constructeurs d'équipements possèdent leurs propres excitateurs adaptés à leurs besoins.

3.2. ACCÉLÉRATIONS

Les accélérations sont produites par des centrifugeuses : bras tournant, supportant l'équipement à essayer. On trouve des centrifugeuses de toutes les dimensions. Un problème délicat est la transmission entre l'équipement et le matériel de contrôle des mesures à bas niveaux qui doivent passer par des contacts tournants. Si on arrive facilement

à obtenir la valeur de l'accélération souhaitée, les temps de montée en accélération dépendent de la centrifugeuse et ne sont réglables que dans certaines limites.

3.3. CHOCs

Les chocs sont produits par des machines à chocs, constituées généralement d'un plateau sur lequel on fixe l'équipement. Ce plateau, guidé verticalement, tombe sur un matériau particulier : sable, plomb, néoprène, nid d'abeille d'alliage léger, qui donne au choc une forme, une durée et une intensité bien définies : chocs en dent de scie, en sinusoïde, en forme de créneau, etc.

3.4. TEMPÉRATURE

Les essais en température sont réalisés dans des étuves. Mais, dans ce domaine, les essais d'équipements de lanceurs spatiaux n'ont pas posé de problèmes nouveaux.

3.5. VIDE

Le vide est simulé dans des chambres à vide. On en trouve de toutes dimensions mais, pour obtenir un vide poussé dans des conditions économiques raisonnables, on a recours à des chambres de faible volume, suffisantes pour les essais d'équipements. Nous avons vu qu'à 450 km, le vide est de 10^{-8} torr et à 700 km, 10^{-9} torr : c'est ce qu'on appelle l'ultra-vide, c'est dire qu'il est difficile à obtenir. Les chambres à 10^{-5} torr sont courantes. Celles qui permettent d'aller au-delà de 10^{-6} torr sont plus rares et doivent posséder, en plus des pompes mécaniques et à diffusion d'huile, une circulation et un piège à azote liquide. Les matériaux à essayer ne doivent pas dégazer et il faut plusieurs heures pour obtenir 10^{-8} torr. L'évolution de la pression au cours du vol ne peut être simulée. Dans un essai au vide, il faut prendre garde à l'échauffement des équipements à essayer qui doivent évacuer les calories dues à leur fonctionnement par conduction et rayonnement.

3.6. ESSAIS COMBINÉS

Il existe évidemment des installations de simulation d'ambiance beaucoup plus compliquées, comme par exemple celles où l'on fait des essais combinés. Citons, par exemple, le cas des vibrations au chaud ou au froid, ou encore les essais de vibrations en présence d'une accélération. Ce dernier essai a été utilisé pour étudier le comportement en vibrations d'un accéléromètre destiné à détecter une décroissance de l'accélération (fin de propulsion d'un étage). Il a été réalisé en installant un excitateur sur une centrifugeuse. On a trouvé que le seuil de déclenchement, par rapport à la valeur mesurée sans vibration, était 15 % plus élevé pour un niveau de vibrations transversales de 5 g à la fréquence critique de l'accéléromètre. Sur un accéléromètre de même type utilisé sur le DIAMANT n° 1, on a constaté en vol une valeur de seuil 15 à 20 % plus élevée que celle mesurée en laboratoire sans vibration.

4. Mesures à prendre dans la construction et l'utilisation d'un équipement électronique pour lanceur spatial

Dans la dernière partie de cet exposé, que nous abordons maintenant, je vais tenter de rassembler un certain nombre d'idées, résultant de l'expérience des uns et des autres et qui peuvent conduire à dégager quelques règles pratiques pour la réalisation des équipements et leur installation à bord d'un lanceur.

4.1. PROTECTION CONTRE LES PERTURBATIONS ÉLECTRIQUES

Il faut une conception adaptée aux conditions d'utilisation. On doit prévoir des dispositifs destinés à protéger les circuits électriques contre les surtensions parasites qui circulent autour des équipements dans le câblage de la fusée : ces surtensions sont dues à la self-induction des organes électromécaniques. D'autres parasites ont pour origine les circuits fonctionnant en impulsion. Les ensembles numériques sont particulièrement sensibles à tous ces parasites.

On doit aussi prévoir des circuits adaptateurs pour les contrôles qui vont vers l'installation sol ou vers la chaîne de télémétrie. Ces circuits adaptateurs auront pour rôle de protéger l'équipement contre des court-circuits externes ou des mises en parallèle d'impédances parasites.

4.2. CHOIX DES COMPOSANTS

Le choix des composants résulte de la technologie choisie pour l'équipement. Si le constructeur a opté pour la soudure électrique, il utilisera des pièces détachées prévues pour cet usage. Il faut utiliser des composants connus pour supporter des contraintes mécaniques sévères, même si elles ne coïncident pas avec les contraintes que nous avons vues précédemment. Si le constructeur des composants indique des conditions de vibrations, on choisira le type de composant dont les conditions de vibrations sont plus sévères que celles imposées pour l'équipement, car celui-ci sera vraisemblablement le siège de surtensions mécaniques. Enfin, on peut rencontrer des lots défectueux, il est donc nécessaire d'opérer des prélèvements pour vérifier la qualité des composants livrés.

4.3. UTILISATION DES COMPOSANTS

Si le choix des composants est très important, la façon de les intégrer dans un équipement l'est encore plus. On évite de laisser supporter aux composants des contraintes mécaniques, pour cela on utilise la technique de l'enrobage pour réaliser des petits modules interchangeables ou pour noyer les circuits d'une platine d'interconnexion. Toutes les connexions doivent être fixées. Les substances d'enrobage sont très diverses, certaines très dures et très légères (de densité 0,1), d'autres plus molles et plus lourdes. Leur choix dépend de leur utilisation.

Pour permettre le dépannage en cours de mise au point, on utilise souvent des modules enfichables ; dans ce cas, la réalisation des contacts à une

importance capitale, surtout lorsqu'il s'agit d'un ensemble numérique et il est bon de doubler les contacts toutes les fois où cela est possible.

Les soudures font aussi l'objet des plus grands soins : il faut éviter qu'une soudure lâche au cours des essais d'ambiance. Avec la soudure électrique, on obtient des résultats remarquables à condition de régler très fréquemment les machines et d'essayer, avant leur emploi, les soudures témoins faites après réglage.

Les conditions de fixation mécanique des modules sont importantes, on peut, à ce sujet, citer le cas d'un type de relais électromagnétique qui, suivant l'emplacement et l'orientation de ses pattes de fixation, supportait bien ou mal les conditions de vibrations. Sa tenue a été nettement améliorée après l'avoir enrobé d'araldite. Il faut connaître les fréquences propres des composants mécaniques utilisés, car on peut, dans certains cas, être amené à leur prévoir une suspension à l'intérieur même de l'équipement.

Si on doit réaliser une partie mécanique, il faut savoir qu'un équilibrage très soigné des pièces en mouvements peut diminuer considérablement l'influence de l'accélération et des vibrations. Il faut penser aux frottements qui peuvent être augmentés sous l'effet de l'accélération et par conséquent prévoir des moteurs à couples plus importants.

4.4. INSTALLATION DES ÉQUIPEMENTS A BORD

Il faut maintenant s'assurer qu'un équipement, réalisé avec soin et qualifié avec succès, n'ait pas à supporter des contraintes supérieures à ses spécifications, lorsqu'il sera installé à sa place dans la fusée. Les vibrations mécaniques représentent un des points délicats. Il est fréquent de rencontrer, lors des premiers essais en vibrations de structure de case d'équipements, des coefficients d'amplification de plusieurs dizaines à certaines fréquences.

Le constructeur de la case d'équipements doit s'efforcer de diminuer les surtensions de sa structure aux points où doivent être fixés les équipements. Il peut y arriver en la modifiant, mais cela peut ne pas suffire, il faut alors mettre au point une suspension de l'équipement dont la fréquence de résonance sera éloignée de celle de la structure au point de fixation.

Une bonne suspension a un coefficient d'amplification inférieur à quatre, pour sa fréquence de résonance, et amortit les autres fréquences.

Faisons remarquer, cependant, que l'accélération en vol, modifie les caractéristiques des suspensions en les raidissant et, de manière plus générale, modifie les différentes résonances trouvées en laboratoire.

SÉLECTION UNITAIRE DE COMPOSANTS A USAGE SPATIAL POUR LE SATELLITE D₂

PAR

H. BENBADIS et H. ELJARRAT

*Texas Instruments France,
Villeneuve-Loubet*

1. Introduction

En matière de fiabilité pour les applications de semiconducteurs, on peut situer deux extrêmes : d'une part les équipements utilisant un grand nombre de composants — 10 000 à 50 000 — accessibles à la maintenance et pour lesquelles une panne, tout en étant une gêne, ne constitue pas une catastrophe ; d'autre part, les équipements utilisant relativement peu de composants — de 1 000 à quelques milliers — inaccessibles à la réparation et dont une panne est un désastre.

Pour les équipements du premier type, la gestion de leur fiabilité nécessite simplement des données statistiques sur les composants (taux de défaillance, loi de fiabilité...).

Dans les utilisations du type spatial auxquelles est destinée la seconde catégorie d'équipement, la connaissance statistique des populations de composants employés ne suffit pas. Le nombre de composants étant petit, il importe peu de savoir que ces composants proviennent d'une population à taux de défaillance très faible si l'équipement comporte précisément la pièce sur 1 million, qui contient une défaillance potentielle.

La nécessité d'une sélection unitaire apparaît tout naturellement. Dans cette sélection unitaire, dont le but est d'extraire d'une population donnée les composants qui auraient donné lieu à des défaillances précoces, on se propose donc, après avoir identifié chaque composant, d'exercer sur des fractions de population normales des contraintes destinées à éliminer les plus « faibles » mais à ne pas fragiliser les autres. Le choix de ces contraintes et de leur

intensité nécessite une connaissance approfondie des mécanismes de défaillance dans les composants. Cet exposé est limité aux semiconducteurs mais les figures 1 et 2 peuvent s'appliquer à toute production de composants.

La production de dispositifs standards schématisée sur la figure 1 est maintenue dans les normes de qualité par l'intermédiaire du « Contrôle du Proces-

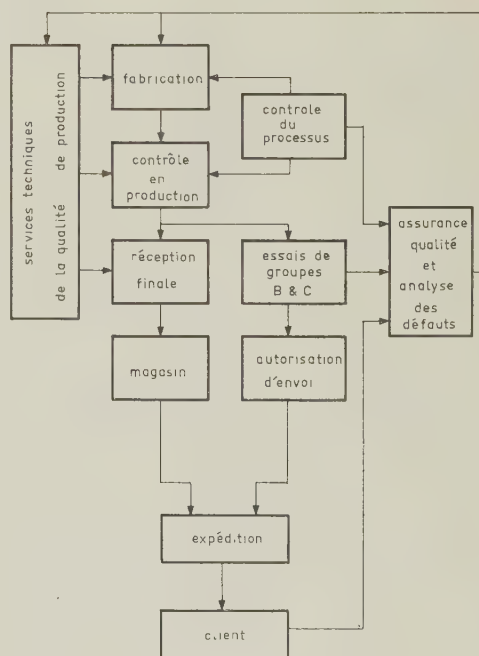


FIG. 1. — Plan de production pour les dispositifs standards

sus », sur la base des spécifications édictées par les services techniques de la Production et de la Qualité. Les expéditions sont conditionnées par la réception finale (Groupe A) et par les essais hebdomadaires statistiques de fiabilité. (Groupes B et C). Les résultats des analyses de défauts sont utilisés systématiquement à corriger et améliorer les méthodes de fabrication.

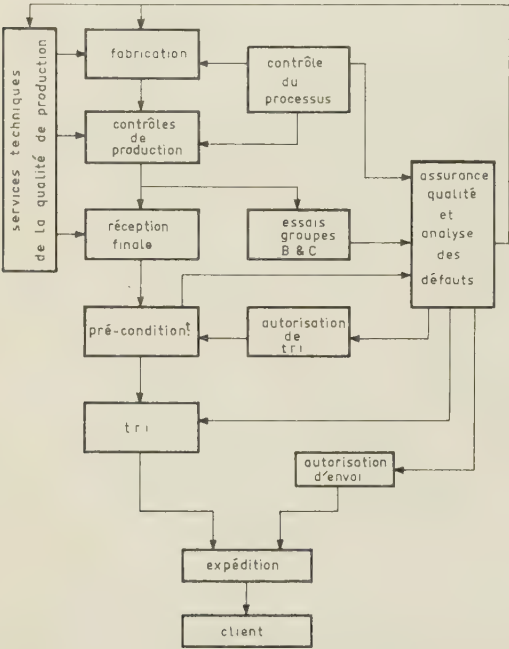


FIG. 2. — Plan de production pour dispositifs à fiabilité spatiale.

La production de dispositifs à « Fiabilité Spatiale » représentée en figure 2 est organisée de façon que le tri unitaire et l'autorisation d'envoi soient dirigés et formulés par le Service Fiabilité, dont fait partie le Laboratoire d'Analyse des défauts.

2. L'analyse de défaillances

La figure 3 décrit d'une façon détaillée la procédure d'analyse des défauts [8]. Cette procédure qui est le fruit de tatonnements multiples aboutit actuellement à l'identification des causes physiques de défauts dans plus de 90 % des cas. L'exploitation des résultats d'analyse nous a permis de répartir les causes de défauts en grandes catégories ainsi qu'il est indiqué sur la figure 4. Le tableau 1 détaille un peu plus ces principaux modes de défaillance.

TABLEAU I

PRINCIPAUX MODES DE DÉFAILLANCE

A — Dégradation surface pastille

- 1. Inversion
- 2. Absorption gaz
- 3. Contamination ionique
- 4. Passivation impropre.

B — Dégradation volume pastille

- 1. Fractures
- 2. Imperfections jonctions
- 3. Migrations métalliques.

C — Soudures — Masque

- 1. Fissures dans le bonding
- 2. Bonding impropre sur contacts métallisés
- 3. Purple plague (composé défini)
- 4. Masque (imperfection contours, mauvais aliage)
- 5. Lacunes d'alliage.

D — Assemblage

- 1. Soudures connexions
- 2. Fil cassé.
- 3. Mauvaise disposition des fils (slack wire)

E — Capotage — Contamination externe

- 1. Scellement capot-embase
- 2. Passages verre-métal
- 3. Contamination surface externe
- 4. Matériau étranger dans le capot.

Cette procédure d'analyse est en constante évolution et d'autres causes de défauts, actuellement noyées dans la catégorie « divers », apparaîtront dans des publications futures du Laboratoire de Recherche de Fiabilité.

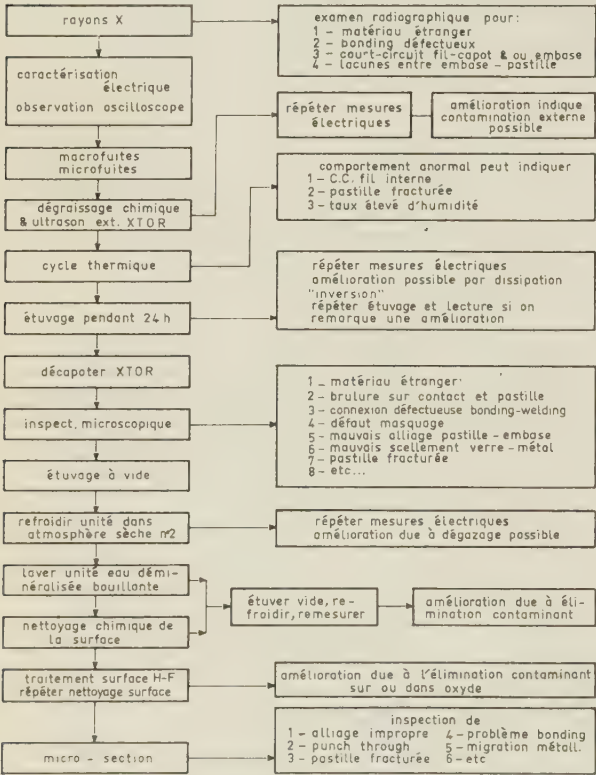


FIG. 3. — Procédure d'analyse des défauts.

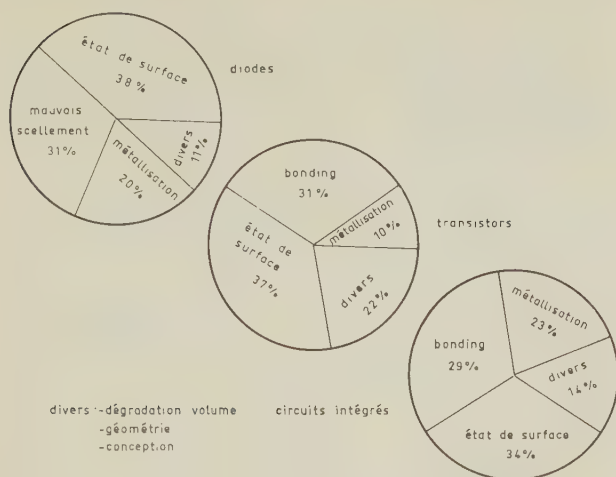


FIG. 4. — Répartition des causes de défaillances.

3. Le processus de sélection

Des ingénieurs et techniciens formés dans ce laboratoire ont constitué, depuis juin 1965, la Section Spatiale qui reste attachée au Service Fiabilité. La connaissance des modes de défaillances a ainsi permis, avec l'assistance de la section Composants du CENTRE NATIONAL DES ETUDES SPATIALES, la mise au point d'essais de contraintes thermomécaniques et électriques, aptes à mettre en évidence, de manière anticipée, les défauts potentiels des semi-conducteurs.

La figure 5 résume le processus de sélection dont l'application est la suivante :

A partir d'un lot extrait d'une population standard, on applique, dans un ordre bien défini, les contraintes décrites et on effectue les opérations indiquées en éliminant, à chaque étape, des pièces qui n'ont pas supporté cette contrainte. Le terme

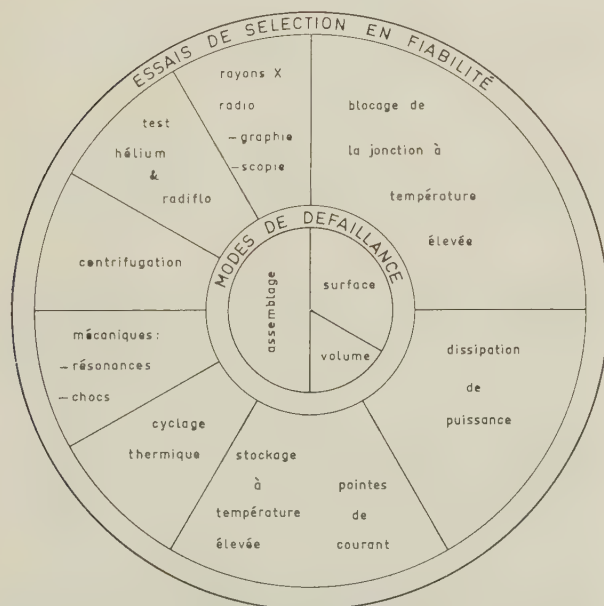


FIG. 5. — La sélection.

« supporté » doit être entendu dans la limite de critères définis précisément à la lumière de la connaissance des mécanismes de défauts.

On notera que chaque pièce du lot traité est suivie individuellement, de sorte que les dispositifs retenus après la sélection ont chacun un dossier propre, en outre, les dispositifs éliminés font l'objet d'analyses destinées à enrichir le « Dictionnaire des Défauts » constamment tenu à jour.

On trouvera en Annexe quelques considérations détaillant la figure 5 sur le choix de certains essais en fonction des types de défauts.

Cette succession d'éliminations serait seulement négative, si comme indiqué au tableau II, un examen critique ne venait se superposer à ces opérations systématiques.

TABLEAU II

COMMENT DISCERNER LES BONNES PIÈCES

En mesurant :

- Les courants inverses
- Le bruit
- Les paramètres directs.

En observant :

- Les caractéristiques électriques à l'oscilloscope et en suivant leur évolution statistique.

En exerçant :

- L'esprit critique de l'analyse des défaillances.

4. Validité

Le bon sens ordinaire permettrait de juger que le processus de sélection qui vient d'être décrit, produit des composants dont le comportement doit être plus fiable que les composants non triés.

Sans entrer dans le détail trop long et compliqué des études qui ont été faites pour vérifier la validité et le bénéfice tiré de la sélection unitaire en fiabilité, nous en résumerons quelques étapes :

1° Etude statistique (fig. 6). La population obtenue par sélection a bien une structure et un comportement homogènes et l'examen des distributions laisse penser que le risque de rencontrer des pièces parasites est négligeable. Les distributions de paramètres établies aux diverses étapes de la sélection et après élimination des pièces reconnues inaptes, présentent un caractère gaussien. Il importe de s'assurer que les décalages constatés ne masquent pas des évolutions erratiques pour certaines pièces, d'un extrême à l'autre de l'étendue. Le coefficient de corrélation calculé $\rho = 0,96$ apporte une confirmation très positive à cet égard.

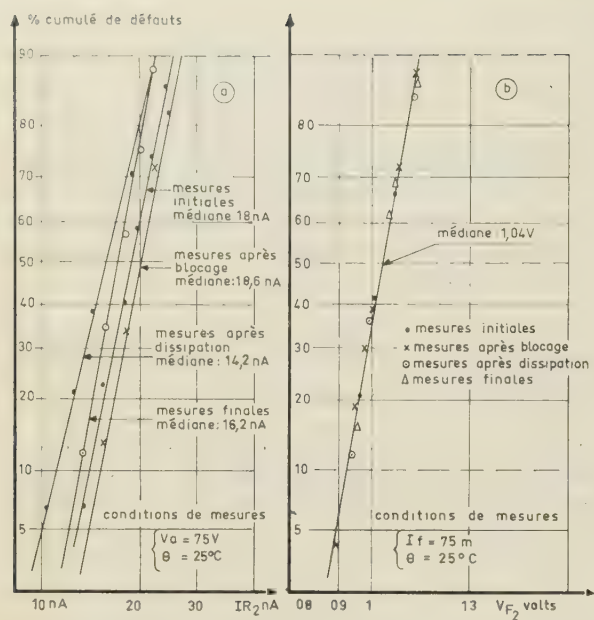


FIG. 6. — Validité du processus de sélection. Evolution statique des paramètres.

2° La figure 7 indique l'efficacité du tri à l'observation oscilloscopique des caractéristiques inverses.

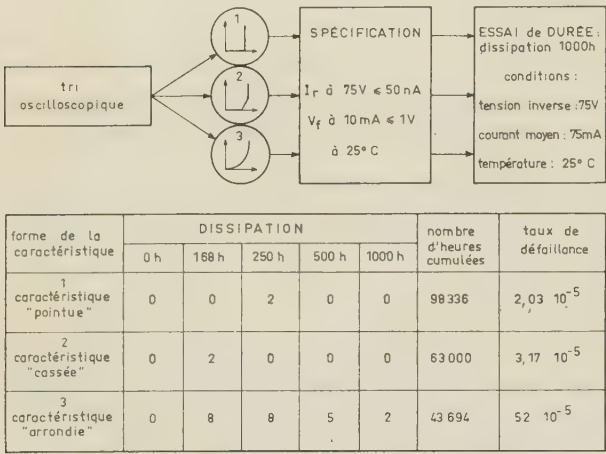


FIG. 7. — Influence de la forme de la caractéristique inverse.

Trois lots de diodes IN 914 ont été constitués à l'examen des caractéristiques inverses suivant les classes 1, 2 et 3 indiquées sur la figure 7. Les trois lots ont subi l'essai d'endurance aux conditions limites. Le rapport des λ expérimentaux entre les classes à caractéristique arrondie (soft knee) et à caractéristique pointue (sharp knee), environ 25, illustre la validité de ce critère de sélection.

Il convient cependant de ne pas interpréter à la lettre l'exemple cité, certaines anomalies notées sur les caractéristiques inverses sont connues physiquement et n'affectent pas la fiabilité des composants.

La figure 8, due à l'amabilité du CENTRE D'ETUDES NUCLEAIRES de Saclay représentant les dia-

grammes de dispersion après irradiation au ⁶⁰Co de deux lots, l'un sélectionné suivant des caractéristiques inverses pointues, et l'autre standard, montre le comportement plus corrélé des composants sélectionnés.

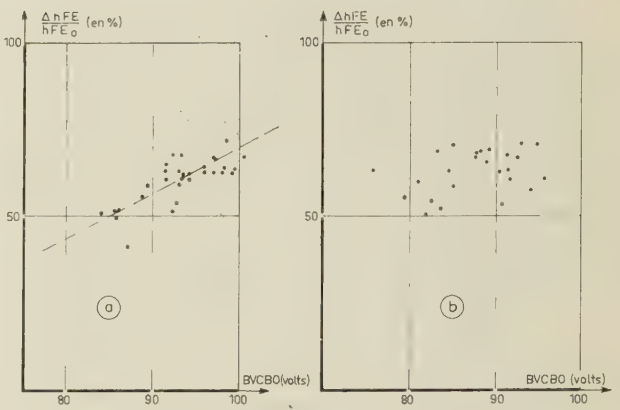


FIG. 8. — Transistors 2N2221

- a) Tension de claquage collecteur base « bonnes » ;
- b) Tension de claquage collecteur base « mauvaises ».

3° Etude comparative d'un lot de composants sélectionnés et d'un lot de composants ordinaires aux essais accélérés (Step Stress). La figure 9 décrit la mise en œuvre des essais destinés à la prédiction du taux de défaillance.

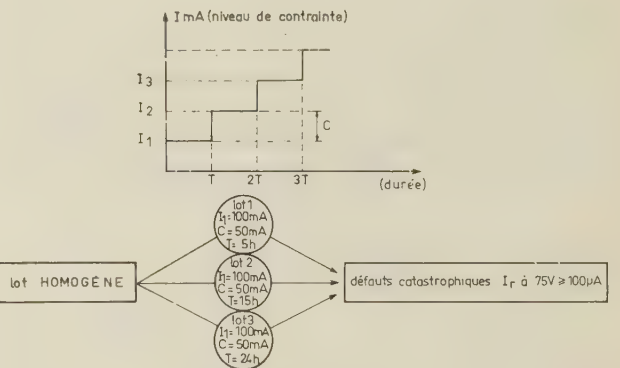


FIG. 9. — Mise en œuvre des essais sous contraintes échelonnées. Conditions de fonctionnement en redressement des diodes 1N914 (Température 25 °C. Tension Inverse 75 V. Courant Moyen 75 µA.

Des échelons de courant redressé de 50 mA ont été adoptés à partir d'un premier niveau à 100 mA. (Le courant limite normalement spécifié pour ce type de diode est 75 mA). Les opérations ont été conduites en parallèle sur trois lots standards et trois lots issus de sélection unitaire en fiabilité (composants destinés au CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES pour D2).

La durée de l'échelon de contrainte pour chaque paire de lots était de 5 h, 15 h et 24 h.

La figure 10 représente, en distribution cumulée type droite d'Henry, la courbe d'apparition des défauts suivant les niveaux et les durées de contrainte,

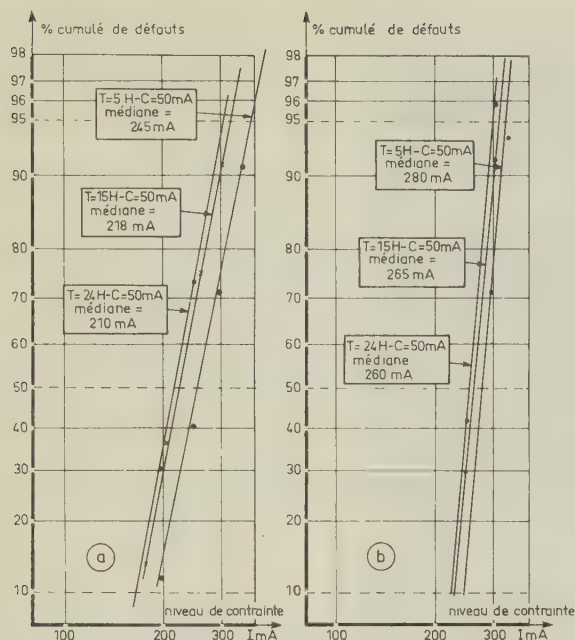


FIG. 10. — Résultats des essais sous contraintes échelonnées.
I. Distributions cumulées d'apparition des défauts catastrophiques.
a) Diodes « production normale » ;
b) Diodes « haute fiabilité » D₂. Cahier des charges : CNES.

le critère de défaut adopté étant : I_R à $75\text{ V} \geq 100\text{ }\mu\text{A}$.

Enfin la figure 11 donne la droite de prédiction de fiabilité pour chacune des catégories de diodes.

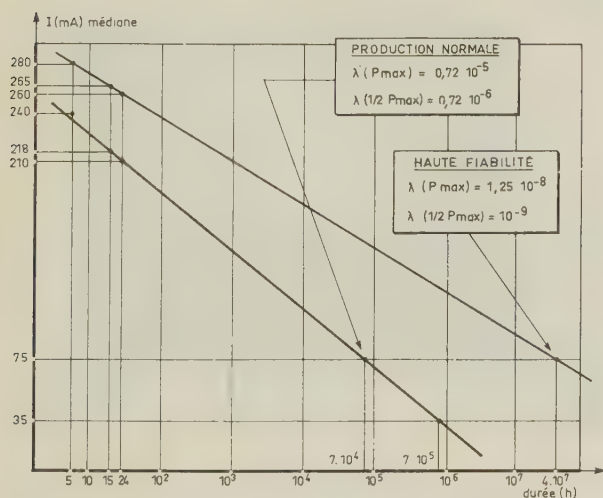


FIG. 11. — Résultats des essais sous contraintes échelonnées.
II. Détermination du taux de défaillance.

Ces droites sont établies en partant des courbes de la figure 10 à un taux de survie de 50 % (tout autre taux de survie aurait donné les mêmes résultats, vu le caractère Log. normal des relevés de la figure 10).

On voit que, au niveau Pmax c'est-à-dire 75 mA, le rapport des λ obtenus par extrapolation est d'environ 1000. Il est vraisemblable que le gain en

fiabilité obtenu par la sélection unitaire décrite ci-dessus se situera entre 100 et 1000.

5. Perspectives d'avenir

Ainsi qu'il a été dit précédemment, le processus décrit est en évolution constante tant pour s'adapter aux technologies nouvelles que pour déterminer des méthodes plus fines et plus efficaces de sélection. Citons parmi ces nouvelles méthodes :

— Des nouveaux essais mécaniques de percussion et de résonances, actuellement en études au Laboratoire de Recherches de Fiabilité de TEXAS INSTRUMENTS FRANCE.

— Une étude détaillée de la corrélation entre le facteur de bruit et les états de surface, dont la publication est en cours de préparation. La figure 12 montre la valeur de la mesure du facteur de bruit comme moyen de diagnostic [11].

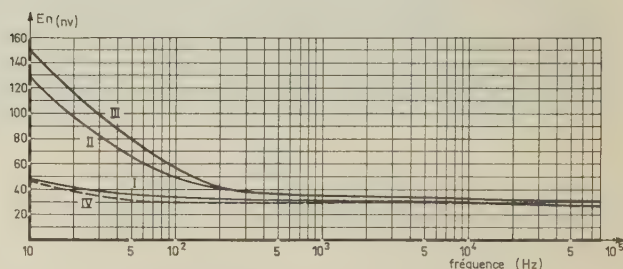


FIG. 12. — Validité des processus de sélection. Essai : blocage - Stockage - Mesure - Bruit.

● Caractéristique en f (fréquence) à 0 h

— Le transistor ne présente pas d'inversion de couche ($I_{cbo} = 0,7\text{ nA}$).

— La réponse en fréquence est indépendante de la polarisation de la jonction collecteur-base (courbe I).

● Caractéristique en f (fréquence) à 144 h.

— Le transistor présente une inversion de couche ($I_{cbo} = 28\text{ nA}$).

— La réponse en fréquence dépend de la polarisation de la jonction collecteur-base (courbes II. $V_{ce} = 5\text{ V}$) III. $V_{ce} = 10\text{ V}$).

● Caractéristique f (fréquence) après 24 h d'étuvage à $200\text{ }^\circ\text{C}$.

— Le transistor ne présente plus d'inversion de couche ($I_{cbo} = 0,6\text{ nA}$).

— La réponse en fréquence est indépendante de la polarisation de la jonction collecteur-base (courbe IV).

— Conditions de mesures. $I_c = 0,2\text{ }\mu\text{A}$, $R_B = 10^3\Omega$.

— L'emploi des irradiations (Electrons, Gamma, Neutrons) comme contrainte sélective [7].

Enfin, parmi les perspectives nouvelles que nous ouvre d'étude des effets des irradiations, nous espérons aboutir non seulement à des processus nouveaux de sélection initiale, mais également à des procédés de guérison ou d'immunisation des semi-conducteurs aux irradiations.

La majorité des études physiques et statistiques décrites dans cet exposé ont été faites dans le cadre du programme D2 avec l'assistance active de la « Division Satellites » du CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES à qui nous tenons ici à exprimer nos remerciements.

ANNEXE

1. Essai de blocage de la jonction à température élevée

Décrivons sommairement le phénomène d'INVERSION de couche par contamination de la surface du semiconducteur.

La figure 13 montre l'action d'une surface chargée négativement sur la densité des porteurs d'un semiconducteur de type n. Les électrons (porteurs majoritaires) sont éloignés de la surface. Il en résulte une zone de charge d'espace avec des ions cristallins positifs immobiles, qui tendent à neutraliser la charge de surface. Si la densité de cette charge de surface est relativement élevée, les trous (porteurs minoritaires) s'acheminent vers la surface pour assurer la neutralité, et une couche conductrice du type p (ou couche d'inversion) est formée à proximité de la surface. De même, des charges positives sur la surface d'un semiconducteur de type p, tendront à créer une couche d'inversion de type n.

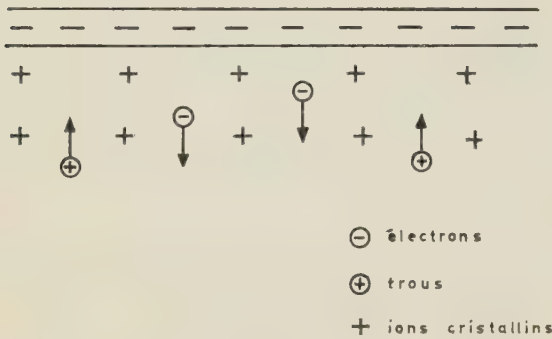


FIG. 13.

Comme nous venons de le voir, des dipôles sont créés et ont tendance à shunter la jonction, produisant ainsi de forts courants inverses.

En soumettant la pièce contaminée à une température élevée, l'énergie KT va affaiblir les dipôles et, par blocage de la jonction, le champ E ainsi établi au voisinage de la zone de charge d'espace, va orienter les dipôles permettant ainsi d'éliminer par simple mesure électrique ou inspection oscilloscopique, les pièces contaminées.

2. Essai de dissipation de puissance

Cet essai dans les conditions maximales spécifiées a pour but de mettre en évidence, grâce à l'action combinée de la température et de l'injection de porteurs à travers la zone de transition, des défauts de contact et des imperfections de volume :

— Circuit ouvert intermittent dû à l'affaiblissement des contacts internes (décelés également par un test de STOCKAGE A TEMPÉRATURE ÉLEVÉE suivi de POINTES DE COURANT).

— Migrations métalliques dans le volume (metal spikes).

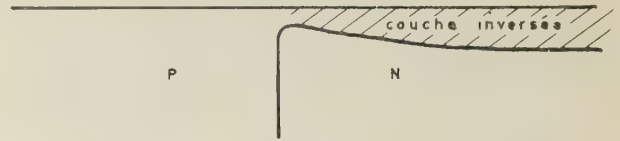


FIG. 14.

— La mauvaise dissipation thermique due à des lacunes dans la soudure pastille-embase, les points chauds, fractures, imperfections de jonction, dislocations, constituent sous l'action de la dissipation, des centres de génération-recombinaison, caractérisés par une dégradation des paramètres électriques.

L'essai de dissipation permet enfin d'accélérer également l'apparition de défauts de surface.

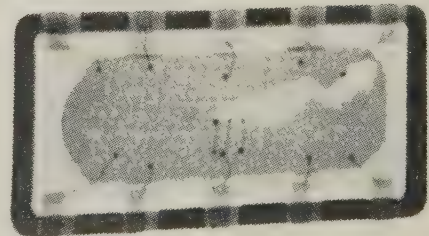
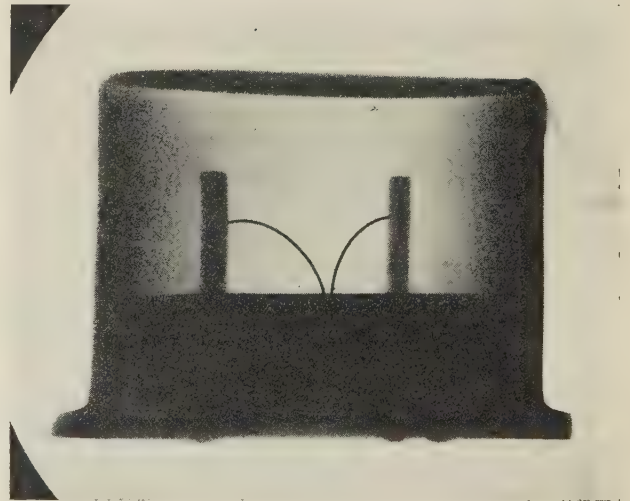


FIG. 15. — Examens radiographiques. De haut en bas : diode, transistor, circuit intégré.

3. Essais thermomécaniques-étanchéité [10]

L'expérience prouve que les essais mécaniques ou d'étanchéité sont nettement moins efficaces lorsqu'ils ne sont pas précédés d'essais thermiques tels que stockage à température élevée ou cycles thermiques.

L'ensemble de ces tests permet de déceler, avec une efficacité certaine, les défauts d'assemblage mécanique (soudure pastille-embase, soudure connexions internes, scellement capot-embase, scellement verre-métal, etc.).

4. Examen radioscopique graphique [9]

Les rayons X se sont avérés un outil excellent permettant d'identifier et d'éliminer :

— *Les matériaux étrangers* : Tout matériau radiographiquement visible ne contribuant pas au fonctionnement de la pièce, toute particule étrangère à la construction normale, de dimension supérieure à 0,03 mm.

— *La géométrie interne* : Disposition inadéquate des éléments actifs qui pourraient créer des faux contacts sous l'action de contraintes mécaniques d'un niveau raisonnable.

— *L'homogénéité* : Toute pièce de construction différente de la majorité des dispositifs constituant le lot.

— *Détérioration physique* : Toute pièce présentant des traces de contraintes, écaillage, craquelure, etc.

Les figures 15 et 16 représentent, à titre d'exemple, des radiographies de composants et la partie « télémanipulation sous rayons X » de l'équipement de radioscopie.

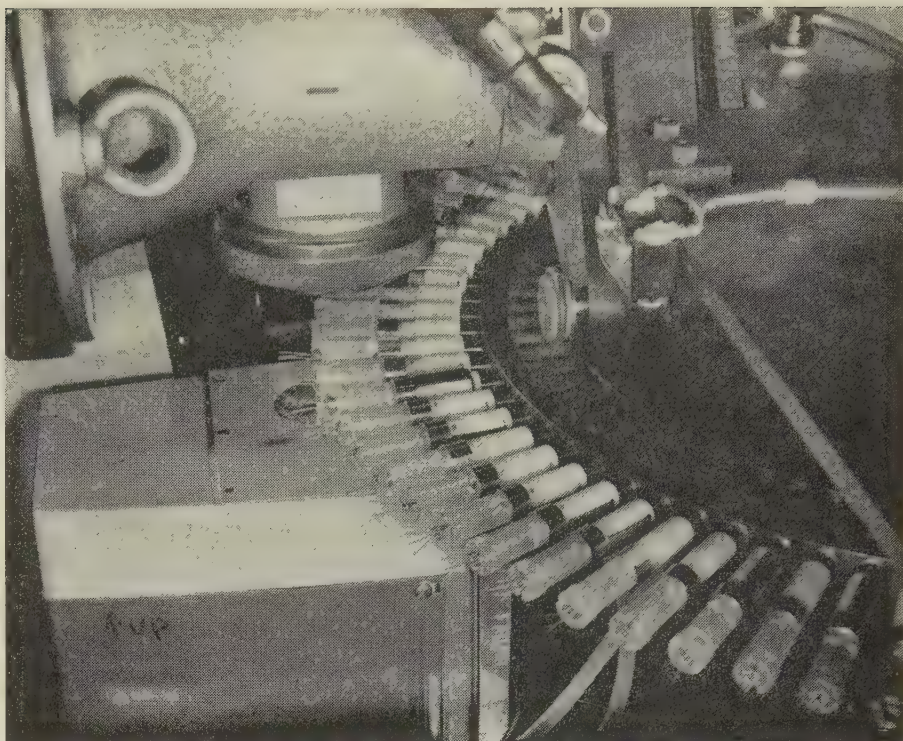


Fig. 16. — Equipement de télémanipulation sous rayons X

BIBLIOGRAPHIE

- [1] PORTER DAVID C. — Failure analysis of electronic parts. *IEEE Trans Reliability*, March, 1965.
- [2] KINGSTON R.H. — Semiconductor surface physics, 1957, University of Pennsylvania Press.
- [3] GREENOUGH K. — Study of failure mechanisms at surfaces and interfaces. Oct. 1962 RADC Contract n° AF 30 (602) 2593.

- [4] SKINNER S.M. and DZIMIANSKI J.W. — Non linear mechanism and stress concentrations. RADC Contract.
- [5] PHILIPS R.G., ANDERSON G.P., ERICKSON R.A. — Fundamental failure mechanism studies. *Physics of failure in electronics* edited by F. Goldberg and J. Vacaaro 1963.
- [6] ZIERDT C.H., MINUTMAN Jr. — Diagnostic techniques in semiconductor device stress response analysis. Contract n° Q 965 x 510 072.
- [7] Quelques aspects particuliers du comportement de transistors au silicium à structure plane soumis au rayonnement γ du ^{60}Co . Exposé de MM. BLIN et LEBER aux Journées d'Electronique de Toulouse, mars 1967.
- [8] La contribution de l'analyse des défaillances à l'amélioration de la qualité dans la fabrication de semi-conducteurs. (Communication interne à publier).
- [9] L'examen non destructif de dispositifs semiconducteurs aux rayons X au service de la fiabilité. (Communication interne à publier).
- [10] Etude de la fiabilité des contacts internes de transistors germanium et silicium. (Communication interne à publier).
- [11] Etude de la fiabilité de transistors silicium par l'analyse corrélatrice du bruit et des propriétés de surface. (Communication interne à publier).
- [12] Etude comparative de divers essais de vieillissement sur des diodes silicium. (Communication interne à publier).
- [13] Détermination théorique et expérimentale de la loi d'apparition des défauts dans les essais d'endurance des semiconducteurs. (Communication interne à publier).

SYSTÈME DE TÉLÉCOMMUNICATIONS ET DE TRAITEMENT DE DONNÉES DU MODULE DE COMMANDE DU PROJET APOLLO

PAR

A. H. WULFSBERG

Spacecraft Systems Division

Collins Radio Company

Cedar Rapids, Iowa

Le projet américain APOLLO pour la pose d'un vaisseau habité sur la Lune utilise une orbite lunaire et un rendez-vous technique de deux vaisseaux spatiaux. Le module de commande est un vaisseau avec trois hommes, capable d'entrer à nouveau dans l'atmosphère terrestre après le voyage lunaire, le module lunaire est un vaisseau avec deux hommes, prévu pour se poser sur la Lune et repartir par ses propres moyens. Une troisième unité, le module de service fournit la propulsion pour les corrections d'orbite à mi-course, la mise sur orbite lunaire et le retour sur la Terre depuis l'orbite lunaire ; il reste attaché au module de commande jusqu'au retour dans l'atmosphère terrestre.

Lancé par la fusée géante SATURNE 5, à trois étages, le module de commande et le module lunaire volent ensemble vers la Lune et se placent sur une orbite lunaire. Le module lunaire qui est alors séparé du module de commande, se pose sur la Lune et, après un bref séjour, revient de lui-même vers l'orbite lunaire pour rejoindre le module de commande. Les deux astronautes de la fusée qui s'est posée sur la Lune rentrent à nouveau dans le module de commande pour le voyage de retour vers la Terre.

La seule liaison entre le module de commande et la Terre durant cette mission longue et complexe est assurée par le système de liaison téléphonique et de transmission d'informations. Les fonctions essentielles du système sont les suivantes :

Navigation. — Assurer la production de signaux de poursuite et de repérage pour déterminer la position du vaisseau spatial et sa vitesse radiale.

Voie téléphonique. — Procurer une voie téléphonique bilatérale avec les stations terriennes pendant la mission et avec le module lunaire durant sa mission.

Transmission de données. — Procurer une liaison bilatérale pour donner des ordres et effectuer des mesures avec les stations terriennes pendant la mission.

Aide pour la récupération. — Emettre en HF et en VHF des signaux de localisation et des liaisons téléphoniques durant la récupération.

En général, le système utilise les techniques hertziennes qui ont prouvé leur efficacité dans les programmes spatiaux précédents avec ou sans passagers. Les communications entre le vaisseau spatial et la Terre à proximité de la Terre et dans la phase de récupération, entre le module de commande et le module lunaire et entre les astronautes en dehors du véhicule (EVA : extra vehicular astronauts), sont assurées au moyen d'une liaison VHF à modulation d'amplitude sur 296,8 MHz et 259,7 MHz.

Les liaisons avec l'espace lointain sont assurées par le système unifié en bande S (USB) qui fournit aussi bien des signaux de poursuite et de localisation que des liaisons téléphoniques et des transmissions de données.

Le système unifié en bande S est un développement du système de trajectographie à porteuse cohérente et localisation pseudo-aléatoire étudié par la Compagnie JPL (Jet Propulsion Laboratories) et utilisé pour l'exploration de la Lune et des planètes par des vaisseaux spatiaux inhabités. La station au sol en bande S unifiée (USB) transmet au vaisseau une porteuse de 2 106,4 MHz, cette porteuse est modulée en phase par un code pseudo-aléatoire servant à la localisation, une sous-porteuse à 70 kHz transmet les données et une autre sous-porteuse à 30 kHz assure la voie téléphonique (fig. 1).

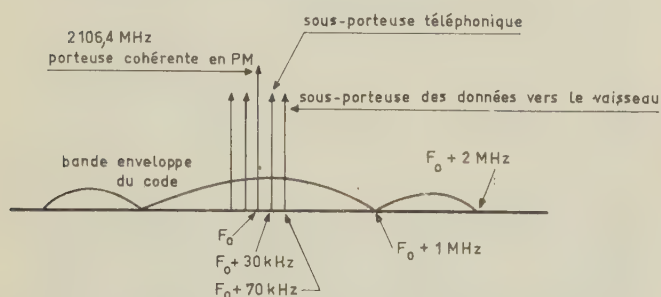


FIG. 1. — Spectre au signal du faisceau vers le vaisseau en bande S.

La durée du bit du code de localisation est de $1,01 \mu s$, la longueur totale du code est de 5 456 682 bits, ce qui permet de localiser sur 800 000 km.

Le répéteur du vaisseau spatial utilise les techniques de la boucle de verrouillage de phase pour retransmettre une porteuse à 2 287,5 MHz qui est en cohérence de phase avec la porteuse reçue (le rapport entre les porteuses arrivant et partant du vaisseau est 221/240). Cette porteuse est modulée en phase par le code de localisation reçu, de façon à permettre une mesure précise de la distance du vaisseau spatial par les stations terriennes. Les variations de fréquence de la porteuse par effet Doppler fournissent directement la mesure de la vitesse radiale du vaisseau. Dans le trajet vaisseau spatial - Terre, cette porteuse est aussi modulée en phase sur une fréquence de 1,024 MHz pour la sous-porteuse de mesure et à 1,250 MHz pour la sous-porteuse téléphonique (fig. 2).

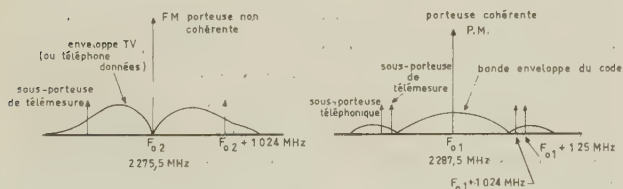


FIG. 2. — Spectre du signal du faisceau vers la terre en bande S.

Dans ce sens vaisseau spatial - Terre, une liaison séparée à porteuse non cohérente à 2 272,5 MHz existe aussi pour la transmission de TV en modulation de fréquence des données additionnelles en temps réel, ainsi que des signaux enregistrés pour des données et du téléphone.

Le système de liaison et de transmission de données est constitué par dix ensembles situés dans la partie inférieure de la baie des équipements du module de commande (figure 3). Tous les éléments utilisent la construction scellée et sont refroidis par conductivité grâce à un montage sur platines dans lesquelles circule un fluide refroidisseur. Le poids total du système est de 89 kg, la puissance moyenne consommée durant la mission lunaire est d'environ 150 W.

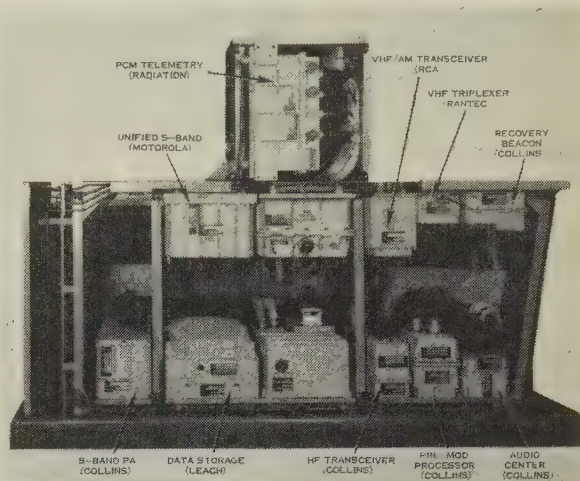


FIG. 3. — Disposition au laboratoire d'essais des ensembles de liaisons des sous-systèmes de données.

Pour simplifier l'explication du système et des fonctions des éléments de l'équipement, des diagrammes séparés sont fournis pour les circuits de guidage et de téléphone utilisés pendant la récupération (fig. 4) et pour les données et les circuits vidéo (fig. 5).

Le central téléphonique comprend des amplificateurs indépendants pour les microphones et les écouteurs, des circuits commutés par la voix, une distribution de circuits permettant à chaque astronaute une intercommunication astronautique, des sélections, des isollements, des amplifications de tous les signaux hertziens du vaisseau spatial. L'émetteur-récepteur à modulation d'amplitude en VHF comprend deux émetteurs et deux récepteurs fonctionnant à 296,8 MHz et 259,7 MHz.

La puissance de sortie de l'émetteur est de 5 W. L'émetteur-récepteur HF pour les liaisons pendant la récupération fonctionne à 10,006 MHz avec une puissance de sortie de 20 W crête en BLU et de 5 W porteuse en modulation d'amplitude compatible ou en ondes entretenues (AM et CW).

Les signaux sont traités dans un étage de prémodulation qui sert essentiellement d'aiguillage et de multiplexeur pour la voie téléphonique et le système de transmission de données. À la réception dans le vaisseau spatial, la voie téléphonique est obtenue en démodulant la sous-porteuse à 30 kHz modulée en fréquence qui est modulée en phase sur le système bande S reçu par l'émetteur-récepteur asservi (transpondeur USB).

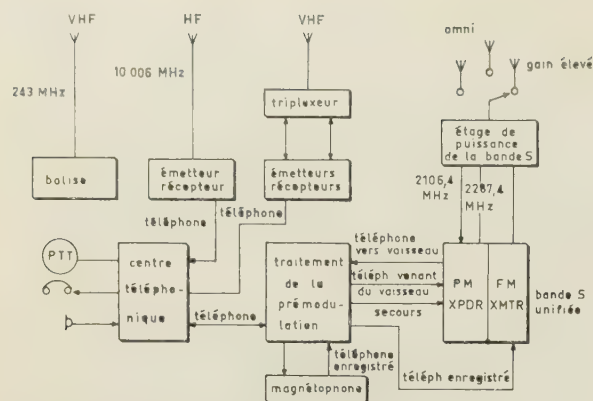


FIG. 4. — Diagramme des circuits utilisés pour le téléphone et la récupération.

La voie téléphonique partant du vaisseau est transmise en modulation de fréquence par une sous-porteuse à 1,25 MHz qui est à son tour modulée en phase sur la liaison en bande S. L'amplificateur de puissance de la bande S utilise des tubes à onde progressive pour assurer une puissance de sortie de 11 W.

En plus, pour assurer des communications directes entre le module de commande et les stations terrestres, ainsi qu'entre le module lunaire et les astronautes hors des vaisseaux, le système du module de commande peut relayer le module lunaire ou les astronautes hors des vaisseaux, et peut enregistrer les communications téléphoniques et les données par l'équipement de stockage en vue de transmissions différées vers la Terre. Le module de commande sera, naturellement, sans liaison avec la Terre quand sa position sur l'orbite lunaire sera derrière la Lune.

La balise VHF de récupération est modulée en amplitude par des signaux carrés à 1 kHz, la puissance de sortie est de 3 W à 243 MHz, un système automatique permet une émission pendant 2 s suivie d'un arrêt de 3 s.

Le signal goniométrique est utilisé en vue directe pendant la récupération.

Les fonctions essentielles des circuits de données et de vidéo sont montrées figure 5. La sous-porteuse transmettant les données vers l'espace est détectée dans l'émetteur-récepteur asservi (transpondeur USB) démodulée dans l'étage de prémodulation et transmise au décodeur de données du vaisseau. Les fonctions essentielles du faisceau hertzien dirigé vers le vaisseau sont de fournir un temps de référence au module de commande des données de navigation et de procurer jusqu'à 64 commandes en temps réel.

L'équipement de télémesure modulé par impulsions codées (PCM Telemetry) reçoit et échantillonne les données analogiques et numériques venant des autres équipements du vaisseau spatial et reproduit ces données en série sur une sortie sans retour au zéro (code NRZ), sortie en PCM. Deux programmes concernant le taux et le code d'échantillonnage sont assurés. En fonctionnement normal, le débit de sortie est de 51,2 kilobits par seconde dans la forme de

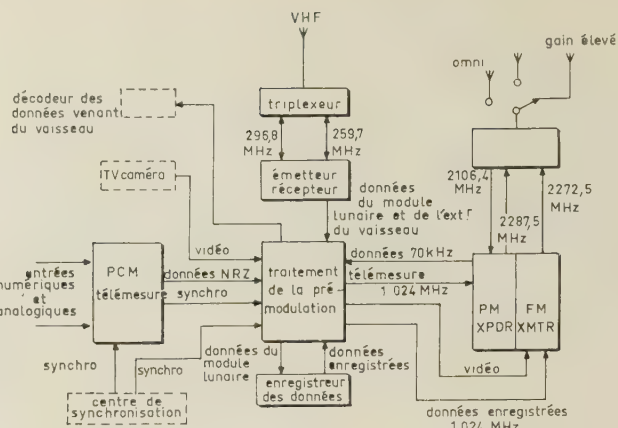


FIG. 5. — Circuits d'information et vidéo. Diagramme fonctionnel.

6 400 mots de 8 bits, 32 bits pour l'identification de la synchronisation, et une entité d'identification de 8 bits. La télémesure a la possibilité d'admettre 365 entrées analogiques parallèles à condition que la tension d'entrée soit comprise entre 0 et 5 V, 304 entrées numériques parallèles et une entrée de mots série digitale de 40 bits. Des sorties de données avec format réduit peuvent être transmises à 1,6 kilobit par seconde avec la même puissance de sortie ou peuvent être utilisées dans l'éventualité où la distorsion des circuits les rend inadaptés pour le mode normal de transmission de la télémesure.

L'unité de télémesure reçoit des signaux de synchronisation à partir de l'équipement de synchronisation du vaisseau spatial ou bien peut opérer à partir d'un générateur d'impulsions interne. Les signaux de données NRZ et les signaux de synchronisation sont transmis à l'étage de prémodulation (Processor) pour émission directe et à l'équipement d'enregistrement.

L'équipement d'enregistrement (DSE : Data Storage Equipment) est un magnétophone à trois vitesses, capable d'enregistrer 5 canaux analogiques et des données numériques à une vitesse de 51,2 ou de 1,6 kilobits par seconde. Le DSE est opérationnel durant les diverses phases de la mission, particulièrement durant l'orbite lunaire. Cinq pistes d'un pouce de large d'un magnétophone sont utilisées pour enregistrer les données et le générateur d'impulsions ; un enregistreur à deux directions à déviation dynamique utilisant des bobines magnétiques assure la conversion des données série parallèle. Les données à 51,2 kilobits sont enregistrées et reproduites à 38 cm/s et lues à 304 cm/s. Les cinq canaux analogiques ont une réponse en fréquence comprise entre 12,5 Hz et 25 kHz, et sont partagés ainsi : trois canaux pour les enregistrements de données scientifiques, un pour le téléphone et un pour l'enregistrement des données de 1,6 kilobit échantillonnées, reçues du module lunaire via le canal VHF à modulation d'amplitude.

L'étage de prémodulation engendre une sous-porteuse à 1 024 MHz qui est modulée en biphase par le train d'impulsions transmis en temps réel, et envoyée au répéteur bande S pour transmission via

le canal modulé en phase cohérente. Les signaux de télémétrie enregistrés modulent en biphase une deuxième sous-porteuse de 1 024 MHz qui est transmise par l'émetteur USB en modulation de fréquence.

La caméra de TV fournit des signaux à 10 images par seconde, 320 lignes non entrelacées par image ou 0,625 image par seconde, 1 280 lignes par image. La largeur de bande vidéo est de 500 kHz. Le signal vidéo est transmis directement par l'intermédiaire de l'étage de prémodulation (Processor) à l'équipement de la bande S pour transmission vers la Terre en modulation de fréquence.

L'étude du système de communication et de transmission de données a été fortement influencée par l'environnement physique unique d'un vaisseau habité et la nécessité de procurer la meilleure fiabilité technique logique avec d'autres paramètres du programme tel que : dimensions, poids, programme et prix. Ces paramètres du programme ont, à leur tour, été influencés par les performances et la fiabilité du système. Lors du programme initial, de grands efforts furent nécessaires pour l'établissement du poids et des dimensions exigés ; un programme réaliste fut établi qui tenait compte de la longue durée des réalisations, des essais, des approvisionnements, de la construction et du coût de l'objectif à réaliser.

Ambiance du vaisseau spatial

L'ambiance physique d'un vaisseau spatial habité est complètement différente de celle expérimentée en aviation ou des expériences au sol. Des vibrations et des accélérations sévères se manifestent principalement durant la phase de lancement. L'atmosphère de la cabine varie depuis les fréquentes variations de chaleur et d'humidité de la FLORIDE pendant la vérification du vaisseau jusqu'au vide poussé rencontré dans l'espace. L'atmosphère normale de la cabine peut être contaminée par les particules liquides ou solides flottant dans le milieu sans gravité. Un système de refroidissement conducteur doit être utilisé pour dissiper la chaleur à travers le système de contrôle du vaisseau. Les équipements de récupération doivent supporter le choc d'une chute dans la mer.

Pour faire face aux nombreux problèmes relatifs à l'ambiance, tous les équipements, à l'exception du magnétophone, sont enfermés dans des boîtiers d'aluminium scellés avec un joint et remplis d'un mélange inerte d'argon et d'azote, après contrôle de l'étanchéité au spectromètre de masse. Pour faciliter le changement des bobines de l'enregistreur durant la construction et le contrôle, aussi bien que pour réduire le poids, l'enregistreur est prévu dans un boîtier scellé contenant un dessiccant, une valve assure l'égalisation des pressions chaque fois que la différence de pression excède 0,179 kg/cm².

L'emploi de boîtiers scellés remplis de gaz inerte procure une protection contre l'environnement, réduit les interférences électromagnétiques et améliore la séparation thermique par conductivité à l'intérieur de l'équipement, simplifie le choix des composants et des matériaux et assure une protection plus grande des équipements lors de leur transport, de leur manipulation et de leur montage.

L'équipement doit résister aux vibrations aléatoires des sections depuis 10 Hz jusqu'à 2 000 Hz avec un niveau maximal de 0,06 g²/Hz, la section intégrée est équivalente à un niveau moyen de 10,9 g efficace. L'emploi intensif d'attaches des composants, de sous-ensembles encapsulés et de structures techniques spéciales fut nécessaire pour obtenir la résistance exigée aux vibrations. Les conditions du refroidissement ont nécessité une attention particulière aux problèmes thermiques de tous les équipements, particulièrement dans l'étage de puissance en bande S, qui est le principal dissipateur de chaleur du système ; des voies adéquates permettant l'évacuation de la chaleur dissipée par tous les composants ont dû être assurées vers les circuits de refroidissement.

FIABILITÉ

Le développement et la construction des équipements de communication et de transmission de données furent conduits avec une recherche de la fiabilité aussi stricte qu'étendue. Les exigences de la fiabilité affectaient la plus grande quantité, sinon tous les aspects du programme depuis les études jusqu'à la construction et les essais des équipements du vaisseau spatial. Les facteurs principaux affectant l'étude des équipements furent l'utilisation étendue de circuits et de composants redondants ainsi que des contraintes inhérentes à l'emploi d'éléments ayant une fiabilité spécialement élevée.

REDONDANCE

Des circuits et des éléments redondants sont prévus pour toutes les fonctions critiques de la mission. La redondance est appliquée de diverses manières telles que la commutation manuelle sur un organe de secours, la commutation automatique avec détection automatique en cas de défaut, l'utilisation de « secours », mode d'exploitation à possibilités réduites mais adéquates, en cas de panne du mode normal ; la redondance de certains organes est obtenue par quadruplage.

ELÉMENTS DE HAUTE FIABILITÉ

Tous les éléments électroniques et électromécaniques furent sélectionnés et acquis par une méthode rigoureuse de haute fiabilité. Cette méthode comprend : des essais de qualification des éléments spéciaux, des fabrications dans des lots définis et identifiables par des procédures de contrôle des qualités spéciales, dans des conditions d'environnement réalisées à 100 %, des essais radioscopiques pour éliminer les pannes par « mortalités infantiles » et par la stabilisation des caractéristiques. Les types de composants et les éléments fournissant l'alimentation furent sélectionnés sur la base de l'expérience de performances fiables dans les conditions d'environnement prévus. Aucun circuit intégré ne fut utilisé par suite du manque de connaissances suffisantes sur leur fiabilité au moment du choix. Des éléments ajustables, tels que les potentiomètres, furent généralement éliminés au profit d'éléments fixes sélectionnés par des essais.

Étude des équipements techniques

Une grande variété de montages techniques a été utilisée dans les équipements de communication et de transmission de données depuis le montage en châssis métallique classique jusqu'au montage « en fagot » qui permet une densité maximale. Quoique certaines parties reflètent les possibilités individuelles et les préférences de conception des constructeurs, les études techniques furent largement déterminées pour être la meilleure approche pratique de l'équipement spécifique et des exigences des circuits. Avec la variété des fonctions des circuits inhérente au système, incluant la vitesse relativement grande des circuits numériques aussi bien que la bande linéaire des circuits qui opèrent depuis le courant continu, les basses fréquences et vont jusqu'aux fréquences du spectre de la bande S, il n'était pas possible d'employer une technique de montage normalisée.

Les équipements suivants illustrent quelques unes des réalisations techniques utilisées dans les systèmes de communication et de transmission de données.

EQUIPEMENT BANDE S UNIFIÉE (USBE)

L'USBE comporte deux répéteurs à modulation de phase indépendants et sélectionnés manuellement avec asservissement de phase (faisceau principal pour les communications lointaines dans l'espace) et un émetteur à modulation de fréquence sans secours. Comme le montre la figure 6, il est construit essentiellement sous la forme d'assemblages de modules utilisant des circuits imprimés. Chaque module est encapsulé dans de la mousse et recouvert de peinture conductrice formant blindage. Les sous-ensembles sont montés directement sur des bases refroidies et sont reliés ensemble par fils soudés pour éliminer les connecteurs.

Les connecteurs extérieurs sont montés sur une platine qui est scellée hermétiquement au sommet du châssis.

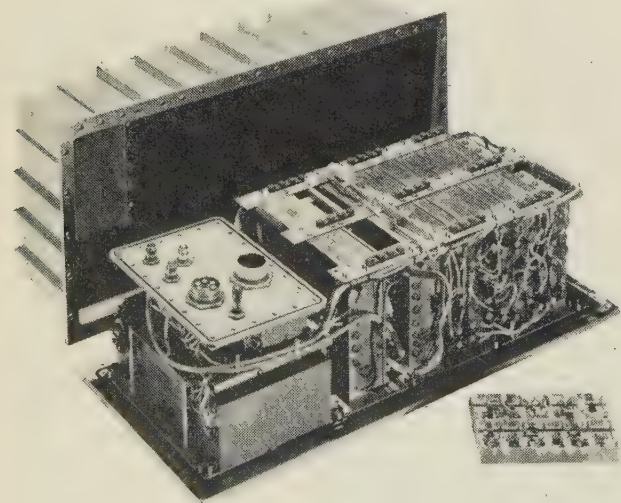


FIG. 6. — Équipement de la bande S unifiée.

TÉLÉMESURE EN MODULATION D'IMPULSIONS CODÉE (PCM Telemetry)

Elle utilise une combinaison de techniques de redondances des plus intéressantes, de façon à obtenir un haut degré de fiabilité. Un emploi abondant est fait de liaisons quadruples entre composants (quad redundancy), des techniques de circuits logiques auto-protégés contre les défaillances, des techniques de logique majoritaire et des techniques de circuits doubles avec détection automatique de panne et commutation automatique en cas de défaut. Comme le montre la figure 7, cet équipement utilise l'assemblage « en fagots » des modules, plus de 20 000 éléments sont contenus dans un volume de 21 dm³. La très faible puissance consommée permet l'encapsulation avec de la mousse très légère (la puissance totale consommée est d'environ 20 W).

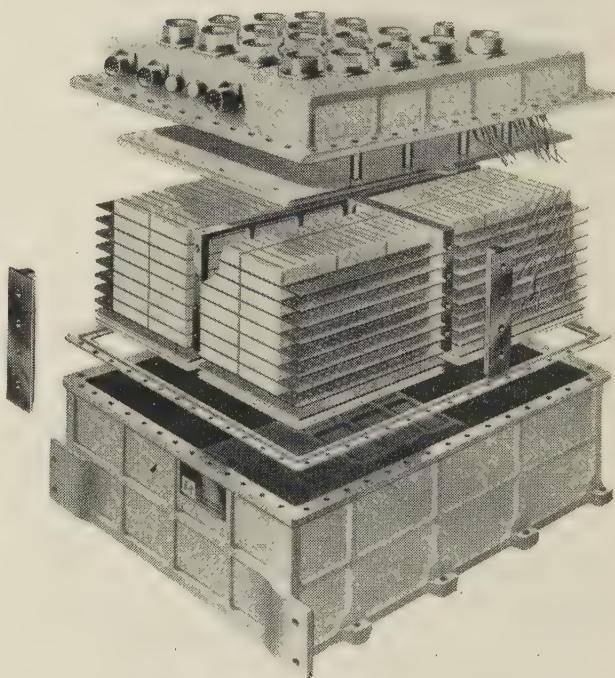


FIG. 7. — Télémessure en modulation d'impulsions codées.

TRAITEMENT DE LA PRÉMODULATION

L'étage de prémodulation (fig. 8) assure le traitement des signaux de contrôle et les fonctions de commutation entre les équipements de téléphone, des données, de l'enregistreur, de l'émetteur et du récepteur. La redondance résulte essentiellement de l'utilisation de modes de secours pour l'émission et la réception du téléphone et des données. Pour permettre la modification d'une liaison sans trop de complications, cette unité est construite en sous-ensembles mobiles enfichables dans le châssis. La puissance dissipée est relativement faible, le moyen essentiel d'évacuation de la chaleur se fait par conduction par les parois des boîtiers.

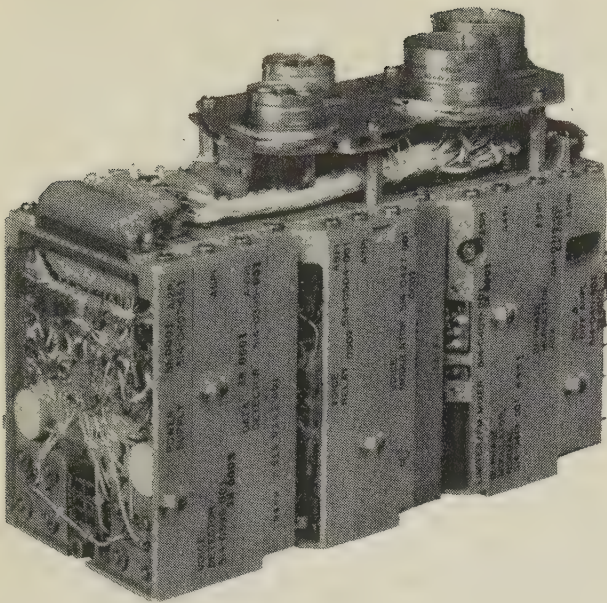


FIG. 8. — Traitement de la prémodulation.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN BANDE S

L'amplificateur de puissance de la bande S comprend deux tubes amplificateurs à onde progressive indépendants fournissant une puissance de sortie de 11 W et de 2,5 W. Des relais coaxiaux permettent l'utilisation d'un quelconque amplificateur avec l'émetteur à modulation de phase ou bien avec l'émetteur à modulation de fréquence ou encore sans amplificateur en modulation de phase. Un triplexeur permet l'émission simultanée des modes FM et PM et la réception des signaux dans le vaisseau spatial avec une même antenne. Les tubes à onde progressive et les composants qui fournissent la principale partie de l'énergie sont montés à la base de l'équipement (fig. 9) ; un nombre de pièces aux structures complexes furent nécessaires pour supporter les autres composants et évacuer la chaleur.

*
* *

Les liaisons et le système de données du module de commande du projet APOLLO furent faits par la Compagnie COLLINS, de Cedar Rapids, Iowa, USA par contrat avec NORTH AMERICAN AVIATION, Inc, Division des systèmes spatiaux d'information, premier adjudicataire de la NASA (National Aeronautics

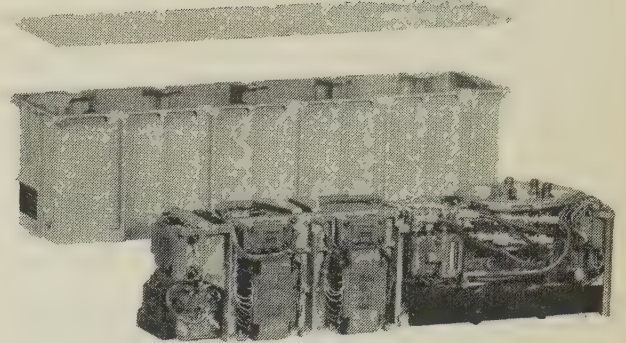


FIG. 9 — Amplificateur de puissance bande S.

and Space Administration) pour les modules de commande et de service.

Les sous-traitants de la Compagnie COLLINS qui ont étudié et fabriqué les éléments principaux du système sont :

- RCA Communication Systems Division, Camden, N.J. : VHF/AM émetteur-récepteur.
- RANTEC CORP., Calabasas, Californie : VHF triplexeur.
- RADIATION INC., Melbourne, Floride : télémètre en PCM.
- LEACH CORP., Controls Division, Azusa, Californie : équipement d'enregistrement des données.
- MOTOROLA, INC, Aerospace Center, Scottsdale, Arizona : équipement en bande S unifiée.

Tous les autres équipements furent développés et fabriqués par la Compagnie COLLINS qui eut la responsabilité de l'ensemble pour l'étude, la mise en place, les essais et la direction du programme de communication et de transmission de données.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] WULFSBERG A.H. — Voice Communication in Space, IEEE Symposium Record, 1965, International Space Electronic Symposium.
- [2] NASA SP-87. — Proceedings of the Apollo Unified S-Band Technical Conference, National Aeronautics and Space Administration.
- [3] MATHISON R.P. — Mariner Mars 1964 Telemetry and Command System, Jet Propulsion Laboratory, TR N° 32-684, 1 June 1965.
- [4] NASA NPC-200-2. — Quality Assurance Provisions for Space Systems Contractors.

PRÉCISION ET RAPIDITÉ DANS LES SYSTÈMES DE LOCALISATION DE VÉHICULES SPATIAUX

PAR

J. SAINT-ETIENNE

Centre National d'Etudes Spatiales, Brétigny

L'avènement de l'ère spatiale a donné aux problèmes de localisation des véhicules une ampleur et une diversité qu'ils n'avaient pas connues auparavant. La dizaine d'années qui vient de s'écouler a vu, d'autre part, les systèmes de mesures radioélectriques et de calcul électronique se développer considérablement et répondre peu à peu aux nouveaux besoins. Je voudrais, au cours de cette conférence, examiner l'évolution de quelques notions anciennes devant les problèmes nouveaux, et dresser un tableau des divers besoins.

Tout d'abord, je veux ici regretter que le terme de localisation ou radiolocalisation adopté par la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens depuis de longues années, soit si peu répandu ; beaucoup de techniciens trouvent plus seyant de parler de poursuite, de trajectographie ou même de tracking. Tracking n'est pas français ; trajectographie non plus : même la dernière édition du Petit Larousse, ouvrage pourtant bienveillant à l'égard des néologismes, ne l'admet pas. Poursuite est irréprochable grammaticalement mais il induit, dans l'esprit des auditeurs ou des lecteurs, l'idée d'un pointage ; or il existe des dispositifs de localisation entièrement statiques, comme les interféromètres en ondes métriques. Je formule donc le vœu que le terme de LOCALISATION soit universellement adopté comme équivalent du terme anglais TRACKING. Ce terme de localisation est, d'ailleurs, d'une signification très générale et couvre toutes sortes d'applications : guidage, reconstitution de trajectoire, prévisions d'orbites, etc.

Le terme de localisation implique l'idée que la position du mobile est mesurée à des instants $t_1, t_2, \dots, t_n$, ou du moins une ou plusieurs de ses coordonnées, dans un système d'axes approprié (fig. 1). Or c'est bien ainsi que fonctionnent tous les dispositifs de localisation radioélectriques (et optiques). A une coordonnée métrique ou angulaire, le localisateur radioélectrique fait correspondre la phase instantanée d'une onde

ou une relation entre les phases d'un groupe d'ondes par rapport à une onde ou un groupe d'ondes de référence.

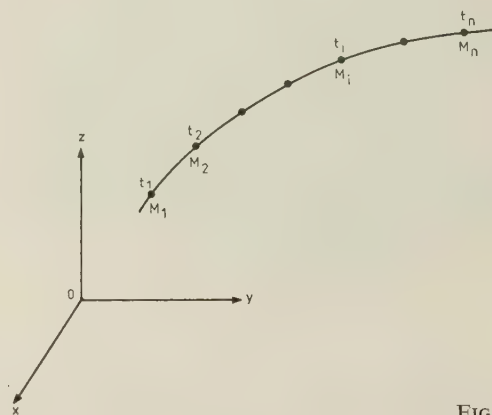


FIG. 1

Une première loi fondamentale commune à tous les systèmes de localisation est que les données de position sont instantanées et que les données de vitesse sont obligatoirement moyennées sur un certain temps $\tau \neq 0$. Je citerai seulement deux exemples pour illustrer ces caractéristiques qui ne sont pas évidentes.

Tout d'abord, une mesure de distance par radar ou par télémètre à laser (fig. 2). On sait que cette mesure revient à déterminer le temps qui s'écoule entre le

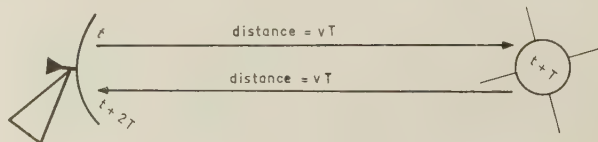


FIG. 2

départ et le retour d'une impulsion. Soit t l'instant de départ, $t+2T$ l'instant de retour et v la vitesse moyenne des ondes (moyenne spatiale et non temporelle) ; la distance recherchée est exactement vT à l'instant $t+T$, quel que soit le mouvement du mobile pendant la durée $2T$.

Deuxième exemple : de même que les positions sont représentées par des phases, les vitesses sont représentées par des fréquences. Or la méthode la plus précise connue pour mesurer une fréquence consiste à compter le nombre de cycles qu'elle dépose dans un compteur pendant une durée τ . Ainsi la donnée dx/dt instantanée n'est pas accessible, mais seulement

$$\left(\frac{dx}{dt}\right) = \frac{x_2 - x_1}{\tau}.$$

On peut s'ingénier à réduire τ mais on ne peut atteindre $\tau = 0$. En effet, la connaissance de x n'est jamais parfaite et implique une limite dans la finesse ou résolution de x ; soit δx cette limite. On en déduit :

$$\delta \left(\frac{dx}{dt}\right) = \frac{\delta x \sqrt{2}}{\tau}$$

inversement proportionnel à τ .

Par conséquent, la donnée de vitesse sera affectée d'une erreur croissant indéfiniment lorsque τ tend vers zéro.

Pour reculer ce phénomène, on utilise des fréquences aussi élevées que possible (équivalentes à des règles très finement graduées) et encore peut-on multiplier l'effet Doppler par un jeu de multiplications et transpositions. Mais, en définitive, pour une erreur finie δv , on devra conserver un $\tau \neq 0$.

Ceci est une caractéristique commune à tous les dispositifs de localisation externes* au mobile : les données directement accessibles et instantanées sont des positions (métriques ou angulaires) ; les données de vitesse sont obtenues par une opération de différence finie.

Si les positions sont instantanées, elles sont toutefois connues avec un retard T , appelé temps d'aberration. Si la grandeur mesurée est la distance radiale, le retard T est connu ipso facto et la mesure peut donc être datée avant tout traitement. Si, au contraire, la grandeur mesurée n'est pas la distance radiale, la correction de date, T , devra être faite au stade du traitement mathématique par un procédé itératif. Notons que ce retard T peut atteindre plusieurs heures pour les sondes interplanétaires.

Les applications spatiales, comme on le voit, nous entraînent dans des domaines nouveaux, avec des ordres de grandeur nouveaux. Ceci m'amène à suggérer que l'on abandonne une distinction classique : localisation

en temps réel, localisation en temps différé. Ces expressions ne signifient plus grand chose à l'âge spatial. La détermination du point d'impact d'une fusée-sonde sera faite, par exemple, en une demi-heure, après sa retombée ; inversement la correction à mi-course d'une sonde interplanétaire implique des mesures pendant, par exemple, 10 jours, avant d'être déterminée et appliquée au véhicule. Ces deux exemples montrent que le temps « réel » peut être beaucoup plus long que le temps « différé ».

Le temps joue pourtant, à divers égards, un rôle fondamental dans les systèmes de localisation. Tout d'abord un système de mesure n'est pas seulement défini par sa précision mais également par son aptitude à fournir un certain nombre de données indépendantes en un certain temps. Cette dernière caractéristique a pris une importance capitale dans les applications spatiales. En effet, hormis les quelques minutes de fonctionnement des propulseurs chimiques des premiers étages des lanceurs, les véhicules spatiaux — satellites ou sondes lointaines — suivent, pendant des durées très longues, des lois de mouvement assez bien connues. Le paramètre temps peut, s'il est utilisé habilement, favoriser l'indépendance des données. L'exemple le plus frappant que l'on puisse en donner, est la détermination de l'orbite d'un satellite à l'aide d'une seule station effectuant seulement des mesures d'effet Doppler (vitesse radiale satellite-station). Le facteur temps aidant, le satellite passera plusieurs fois et sous des présentations diverses en visibilité de la station. A partir d'une orbite nominale, un programme de corrections différentielles permet d'ajuster progressivement les paramètres orbitaux. Si l'on admet que l'on peut attendre plusieurs jours avant de connaître l'orbite, une station unique peut suffire. De même, la mesure d'une ou deux coordonnées (de position ou de vitesse) peut suffire au lieu de trois ou six (position et/ou vitesse complètement connues).

L'appréciation du facteur temps joue donc un rôle absolument fondamental dans la définition d'un système de localisation. Cette appréciation est étroitement liée à la connaissance a priori de la trajectoire suivie et à l'usage qui sera fait des données de mesure. Le moment est venu d'introduire deux notions de temps relatives au traitement des mesures : le temps d'interpolation et le temps d'extrapolation. Pour illustrer ces définitions, supposons que la trajectoire recherchée soit plane (fig. 3). Supposons que les me-

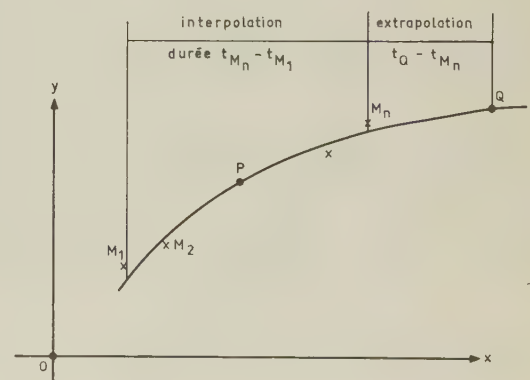


FIG. 3

* Par opposition aux moyens « internes » : plateformes gyroscopiques munies d'accéléromètres déterminant $\vec{\gamma}$, d'où $\vec{v}$ et $\vec{P}$ par intégrations successives.

sures aient fourni un certain nombre de points $M_1, M_2, \dots M_n$. Si l'on désire connaître un point P , le traitement mathématique à effectuer sera une interpolation entre les mesures $M_1, M_2, \dots M_n$. Si l'on désire connaître un point tel que Q , le traitement à effectuer sera une extrapolation.

Ces traitements supposent que, sur un arc $\widehat{M_1M_n}$ ou $\widehat{M_1Q}$, la trajectoire puisse être représentée mathématiquement. Hormis les phases propulsées, les arcs correspondants peuvent être extrêmement longs et correspondre à des temps très grands étant donné la bonne connaissance que l'on a, en général, des lois du mouvement. L'exemple précédent de la station Doppler unique nous a montré tout le parti que l'on pouvait tirer de cette connaissance a priori en admettant d'attendre un certain temps pour obtenir les résultats recherchés.

Chaque fois qu'un problème de localisation est posé, il y a donc lieu, d'une part d'évaluer la précision nécessaire, d'autre part, en fonction de la trajectoire prévue, d'évaluer les durées admissibles d'interpolation et d'extrapolation, puisque ces caractéristiques jouent un rôle fondamental dans la conception et l'exploitation du système de mesure et du système de

calcul. C'est ce que j'ai tenté de faire dans un certain nombre de cas pratiques.

Les tableaux I et II donnent, chacun pour quatre exemples de missions, la nature exacte de la grandeur à déterminer (position, vitesse, accélération) et la précision nécessaire estimée. Ils comportent ensuite une colonne dans laquelle on précise l'usage exact qui sera fait des données, c'est-à-dire l'action envisagée. Dans le tableau I cette action concerne le mouvement du mobile lui-même et ressortit d'une manière générale aux techniques de guidage. Dans le tableau II, il s'agit de reconstitutions ou de prédictions de trajectoire. Enfin ces tableaux comportent une estimation de la durée d'interpolation admissible et de la durée d'extrapolation admissible. Cette dernière doit être comprise exactement comme la durée de vol sans mesure, admissible avant la fin de l'action envisagée, soit, sur la figure 3, la durée de l'arc $\widehat{M_nQ}$ où M_n est le dernier point de mesure et Q le point extrapolé. Il ne faut pas confondre cette durée avec la durée du traitement mathématique qui suit l'obtention du dernier point de mesure M_n . La durée du traitement peut être inférieure (exemple : éphémérides de satellites) ou très supérieure (exemple : détermination du point d'impact d'une fusée sonde).

TABLEAU I

But de la localisation	Nature de la grandeur à déterminer	Précision nécessaire	Action envisagée	Temps d'extrapolation	Temps d'interpolation
Maintien à poste d'un satellite géostationnaire	Positions successives occupées en 24 h	2×10^{-4} ($\Delta r/r$ ou $\Delta \alpha$ radian)	Correction de trajectoire	1 jour	Quelques heures
Correction à mi-course d'une sonde lunaire	Vecteur vitesse	0,1 m/s	Correction de trajectoire	1 jour	Quelques heures
Correction à mi-course d'une sonde interplanétaire	Vecteur vitesse	0,1 m/s	Correction de trajectoire	10 jours	Quelques heures
Prédiction d'impact d'un étage propulsif	Position du point d'impact par rapport à la rampe	quelques 10^{-2} ($\Delta r/r$ ou $\Delta \alpha$ radian)	Arrêt de poussée ou télédestruction	1 seconde	Tout le vol ultérieur supposé balistique

TABLEAU II

But de la localisation	Nature de la grandeur à déterminer	Précision nécessaire	Action envisagée	Temps d'interpolation	Temps d'extrapolation
Raccordement de mesures scientifiques	Position géocentrique (latitude, longitude, altitude)	Quelques km	Raccordements	FU : tout le vol balistique SL : 1 semaine	FU : tout le vol balistique sauf début SL : sans objet
Détermination du point d'impact d'une fusée-sonde	Position géocentrique (latitude, longitude)	Quelques km	Récupération	Tout le vol balistique	Tout le vol balistique sauf début
Ephémérides des satellites	Position par rapport aux stations d'observation	10^{-2} à 10^{-3} ($\Delta \alpha$ radian)	Pointage d'antennes ou d'optiques	1 semaine	2 ou 3 semaines
Etudes de propulsion Pilotage ou autoguidage	Vecteur vitesse vecteur accélération	0,1 m/s 1 m/s ²	Etude	1 seconde	sans objet

FU = Fusée-Sonde SL = Satellite

Le tableau II appelle quelques explications. Suivant l'emplacement du dernier point de mesure M_n (fig. 4), la durée d'interpolation peut aller de quelques secondes à quelques minutes, au maximum tout le vol balistique si M_n est en A , voisin de Q . Quant à l'extrapolation, elle pourra être faite aussi sur l'arc balistique presque complet si M_n est en B , voisin de M_1 . Il faudra néanmoins un certain arc de mesure M_1B (10 ou 20 s) à partir duquel se fera l'extrapolation.

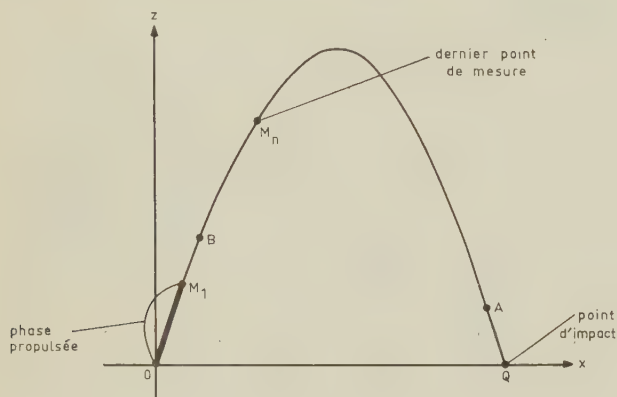


FIG. 4

Il est bien entendu que les tableaux I et II ne visent qu'à dégager des ordres de grandeur approximatifs. Il n'est pas toujours facile de faire la distinction entre le souhaitable et le réalisable. L'un et l'autre évoluent, d'année en année, vers des précisions croissantes et des temps plus courts.

On remarquera, d'autre part, l'absence d'exemple concernant la géodésie par satellites ou la détermination de constantes astronomiques par sondes interplanétaires.

La raison en est que, dans ces applications, le degré de précision est poussé à un très haut point et lié inextricablement aux durées d'interpolation lorsqu'on cherche à mettre en évidence des phénomènes très fins (comme les harmoniques sectoriaux du potentiel terrestre par exemple).

Avant de terminer, je voudrais revenir sur le schéma fondamental (fig. 5). J'ai parlé tout à l'heure de corrections différentielles.

Cette méthode est absolument générale. Le programme de calcul opère par cycles successifs d'itération et tend à ajuster une trajectoire de façon à se rapprocher le plus possible des divers points de mesure. A un instant t_i , le point mesuré est M_i , le point calculé est P_i . Lorsque la convergence du calcul est terminée, il subsiste un écart résiduel entre chaque M_i et chaque P_i ; cet écart caractérise ce que l'on appelle la cohérence interne du système de mesure et

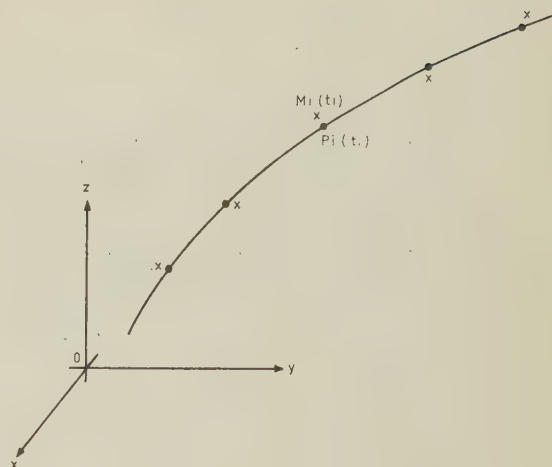


FIG. 5

de calcul. D'une manière absolument générale, on peut décomposer cet écart en trois termes :

- un terme dû aux erreurs de mesure (y compris celles dues à la connaissance imparfaite de la vitesse de propagation des ondes dans les milieux traversés)
- un terme dû aux erreurs de référentiels (emplacement des diverses stations les unes par rapport aux autres et connaissance du temps dans ces stations)
- un terme dû à l'imperfection des expressions mathématiques utilisées pour représenter le mouvement.

Il est toujours très utile d'estimer à l'avance l'importance relative de ces trois termes pour une mission déterminée. Dans les applications spatiales, on rencontre parfois le cas où le premier terme est nettement prépondérant. Cela se produit si les emplacements et les temps sont bien connus en chaque station et si le mobile est soumis à des forces également très bien connues : par exemple, un satellite petit et dense (non sensible au vent solaire) suffisamment éloigné de la Terre (non sensible aux harmoniques mal connus du potentiel terrestre ni au freinage atmosphérique résiduel). On aboutit alors à cette conséquence inattendue que, non seulement les mesures permettent de déterminer la trajectoire, mais en outre que, une fois celle-ci déterminée, la cohérence interne indiquera la qualité des mesures. Cette remarque peut être mise à profit pour corriger les erreurs des instruments si elles sont suffisamment systématiques, ce qui constitue une sorte d'auto-étalonnage du localisateur à l'aide du mobile. Ceci n'est pas qu'une vue de l'esprit, mais a été réellement accompli.

J'espère avoir ainsi fait apparaître quelques-uns des aspects nouveaux introduits par l'espace dans les problèmes de localisation, aspects que l'on doit considérer dans la conception des systèmes de mesure et dans l'établissement des stratégies de calcul.

LE TRAITEMENT DES DONNÉES

transmises par les satellites scientifiques

de la NASA

PAR

E.J. HABIB

Division des Etudes avancées

National Aeronautics and Space Administration (NASA)

Goddard Space Flight Center

1. Introduction

Les installations de traitement des données, au sol, jouent un rôle aussi important dans les recherches spatiales que la construction et la mise en orbite des véhicules eux-mêmes. Bien que les installations au sol puissent être lourdes et encombrantes et qu'elles soient de nature à subir des modifications ou des réparations, dans de nombreuses circonstances, la fiabilité du matériel en exploitation est partie inhérente de la fiabilité de l'ensemble, c'est le cas, en particulier du contrôle des satellites en temps réel. Au fur et à mesure que nous entrons dans l'ère d'une plus grande participation de l'homme à la conduite des expériences spatiales, les conditions imposées aux installations au sol se multiplient.

2. Les systèmes d'information

Dans cet esprit et avec la connaissance déjà acquise au cours des expériences passées, nous sommes en train, au GODDARD Space Flight Center, de nous efforcer de réformer l'ensemble des dispositifs de traitement de l'information y compris les installations au sol et à bord. Notre but est de réussir à disposer d'un ensemble complet fonctionnant d'une manière fiable avant chaque lancement. Comme le montre la figure 1, les installations complètes de traitement des informations sont réparties en cinq endroits distincts : le véhicule, le centre d'acquisition des données, le centre de commande, le centre de traitement des données et les dispositifs mis à la disposition de l'expérimentateur.

Le véhicule spatial est essentiellement constitué d'une plateforme pour l'installation des capteurs et

la conduite des expériences spatiales. L'ensemble d'information commence par ces capteurs, qui convertissent les renseignements en quantités de mesures appelées « données ». Avant leur transmission, ces données sont « traitées » à bord par multiplex, ou directement mises sous forme multiplex et appliquées à la voie spéciale de télémesure.

Après cette étape, les données sont, ou bien stockées dans une mémoire de bord pour transmission différée vers la Terre, ou bien transmises immédiatement. L'émetteur lui-même fait partie de la chaîne d'informations, ainsi que les problèmes de communication qu'il pose ; il en est de même du récepteur de commande qui permet de modifier l'expérience.

Les stations au sol chargées de l'acquisition des données et de la « poursuite » des véhicules, ont la charge de recevoir, d'enregistrer et de retransmettre à destination d'un service collecteur, les données obtenues par télémesure, en plus de leurs fonctions normales. Ces stations élaborent et retransmettent des ordres destinés aux véhicules.

Dans les installations centrales de traitement des données nous trouvons des processus qui travaillent avec des échelles de temps et des appareils différents. Les Centres de commandes des Projets qui s'occupent spécialement de l'état et du bon comportement des véhicules reçoivent les données et les traitements « en temps réel » par des techniques particulières et simplifiées, de manière à pouvoir remédier rapidement aux situations anormales. Les équipements de l'Installation Centrale de traitement des données ont la charge de traiter toutes les données transmises et doivent les envoyer à l'expé-

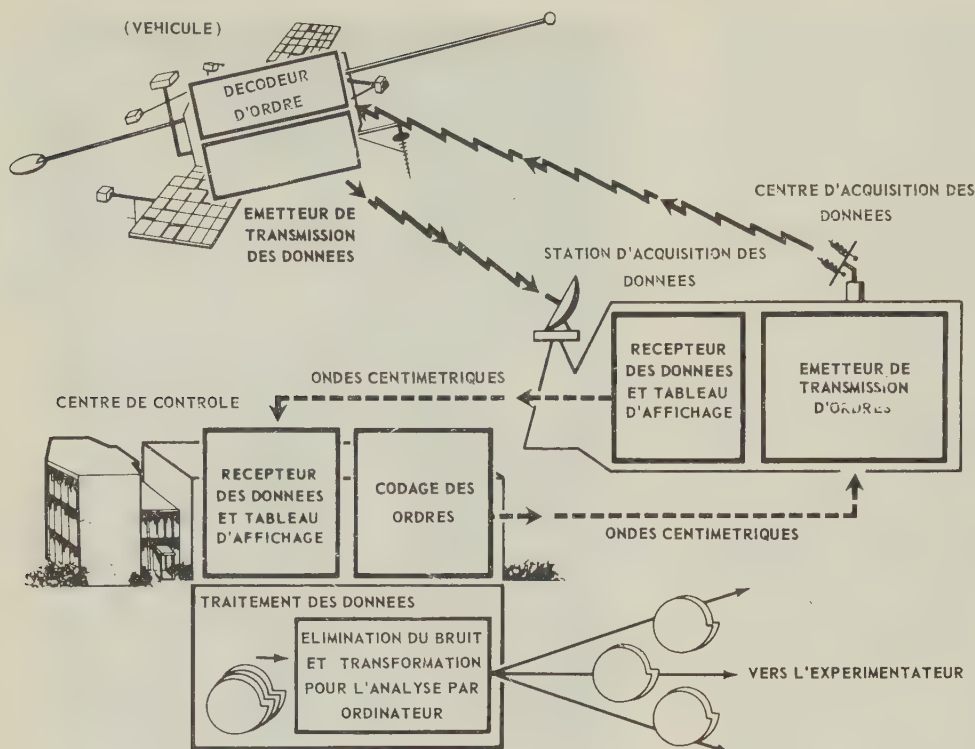


FIG. 1. — Les ensembles de données du Centre Goddard

rimentateur ; ils reçoivent par la poste des bandes magnétiques enregistrées spécialement. Les techniques employées dans cette installation centrale sont beaucoup plus élaborées et beaucoup plus complexes, il en résulte que les renseignements n'atteignent l'expérimentateur qu'après un délai assez long.

L'expérimentateur joue un rôle très important dans le traitement des données. Actuellement, et compte tenu de sa connaissance de la technique, il assure les dernières étapes de la transformation des données qui permettent d'analyser les informations. Les renseignements qu'il nous renvoie nous aident à améliorer nos méthodes, à normaliser les spécifications et à améliorer le fonctionnement du véhicule. Il faut remarquer que des conditions d'ordre économique peuvent imposer qu'il assume cette tâche dans les installations centrales de traitement de données et, éventuellement, en temps réel.

3. Organisation générale

D'après ce qui précède, la tâche paraît assez simple ; ce qui la rend difficile c'est d'une part son

énormité, et d'autre part les risques d'erreurs qui peuvent s'introduire aussi bien dans les transmissions radio que dans les techniques de transformation des données.

Actuellement, le réseau NASA-GSFC destiné à la poursuite et à l'acquisition des données (STADAN) reçoit et enregistre les informations envoyées par 39 satellites. Avec treize stations au sol, nous totalisons plus de deux cents heures de transmission de données par jour, la moitié de ces informations est répartie vers d'autres installations qui n'appartiennent pas à la NASA. Les quinze satellites dont le centre GODDARD est complètement responsable, produisent une moyenne journalière

de deux cents millions d'informations. Chaque information correspond à une seule mesure et comporte approximativement 9 chiffres binaires.

La figure 2 indique la progression de cette énorme masse de données et le nombre de bobines de bande magnétique qu'elle nécessite ; le nombre de satellites mis en jeu est également indiqué. La progression rapide depuis 1965 est principalement due à la série des satellites OGO (Orbiting Geophysical Observatory).

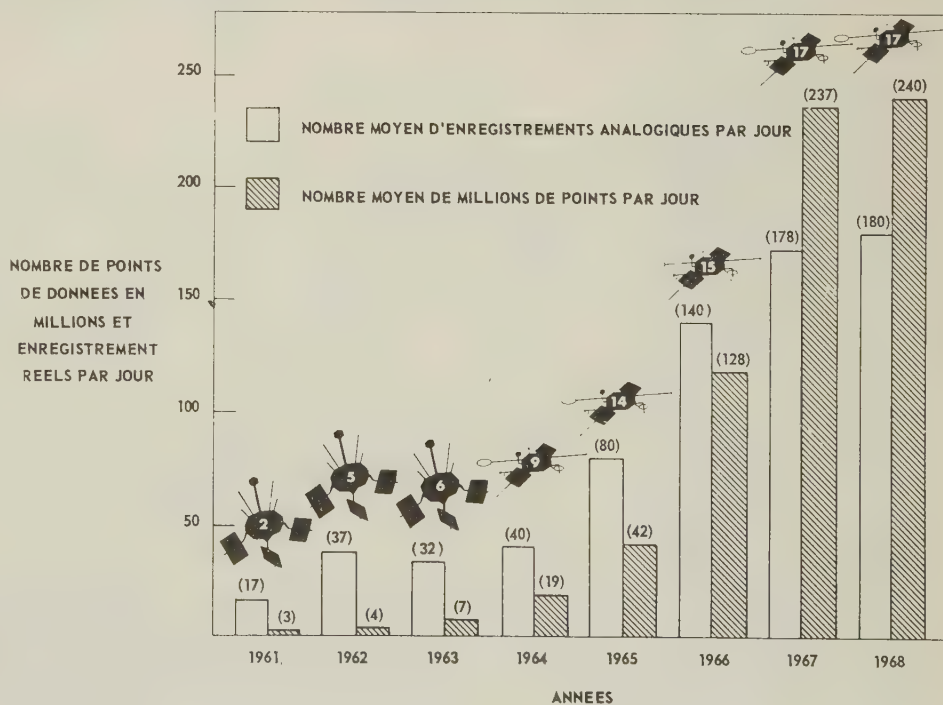


Fig. 2. — L'évolution des données transmises par les satellites.

Le tableau I indique les caractéristiques comparées de plusieurs types de satellites et d'ensembles de télémesure. Le nombre maximal de 610×10^6 données par jour ne sera atteint que si le satellite OGO fonctionne continuellement à sa plus grande vitesse 64 000 bits/s. Une prévision convenable basée sur des rythmes moyens de 8 000 et 10 000 bits/s sur toute une journée, ramène le volume réel des données à 90×10^6 par jour.

Tableau I

Les cadences de transmission
des données par satellites
Millions de points de données par jour

Noms des satellites	Type de télémesure	Maximum	Prévus
Explorer 18 (IMP)	PFM	0.27	0.27
Explorer (S-3c)	PFM	4.3	4.3
Orbiting Solar Observatory (S-17)	PCM	4.5	4.5
Small Standardized Satellites	PCM	4.5	4.5
Orbiting Geophysical Observatory (S-49)	PCM	610.0	90

On aura une idée de l'ampleur de ce volume d'information en examinant la figure 3. On voit, sur la gauche la quantité de bobines de bande magnétique utilisée en une journée par ces satellites. A droite, on voit la quantité de papier qu'il faudrait pour imprimer toutes ces informations. On en conclut immédiatement que l'impression des données ne constitue pas une méthode efficace pour l'analyse du contenu.

Outre la quantité importante d'informations à traiter, il peut arriver que les informations elles-mêmes soient impossibles à détecter par suite des perturbations. Parmi ces perturbations, on peut citer les signaux aléatoires naturels (bruits d'entrée du récepteur ou bruits atmosphérique) et les bruits provenant des installations électriques. La figure 4 représente un signal transmis par modulation PCM (modulation par codage d'impulsions), en présence d'un bruit aléatoire. Remarquer le 6^e bit : sur le tracé brut, il dépasse le niveau moyen du signal. Le niveau de bruit instantané a fait passer le signal

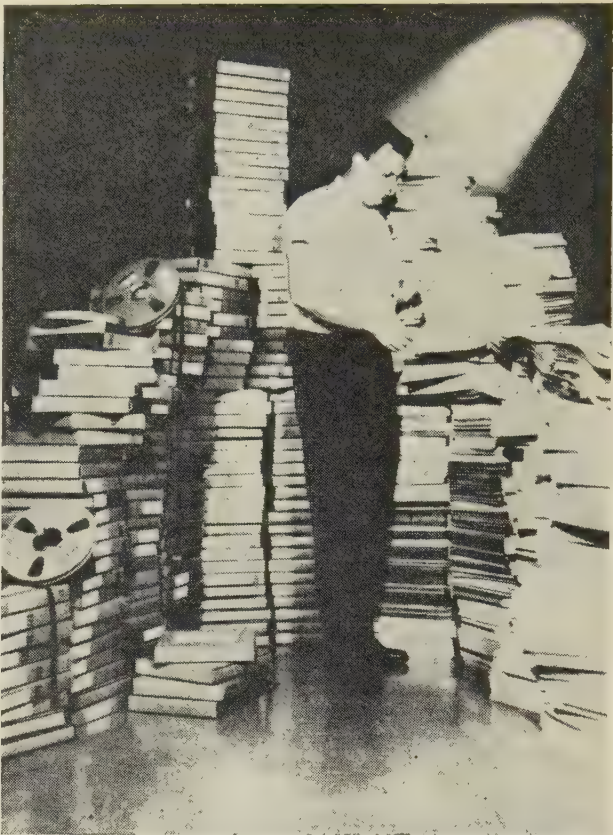


FIG. 3. — Les données recueillies en une journée

d'information de 0 à 1. En plus des perturbations qui viennent modifier le signal, des erreurs sur la prédiction des orbites ou des erreurs, faites par les opérateurs des stations au sol, peuvent provoquer la perte de groupes de données importants, ce qui détruit la continuité et introduit des problèmes de classement chronologique des données.

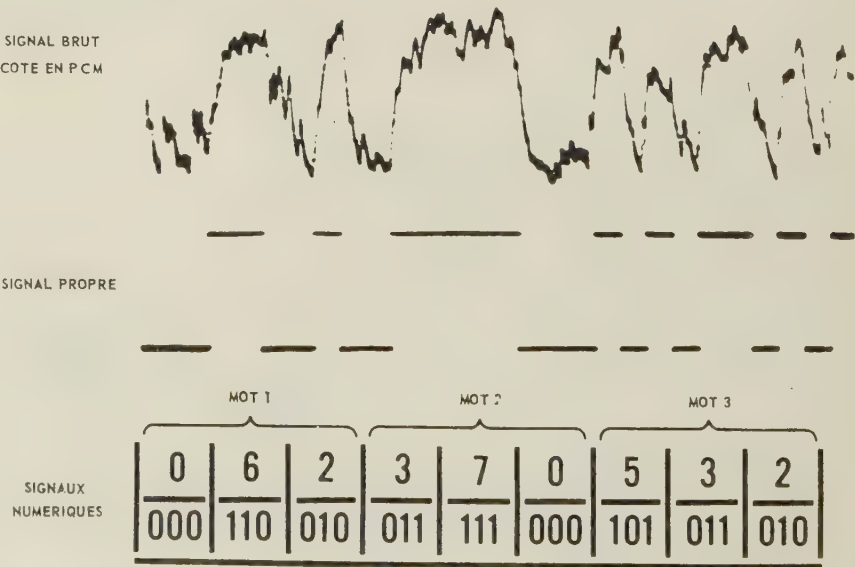


FIG. 4. — Signal brut et signal converti sous forme numérique.

Les expériences acquises au centre de GODDARD ont montré qu'il fallait prendre un soin particulier pour exploiter et contrôler la qualité des appareils de traitement, sinon on risquerait de perdre une certaine quantité d'informations ou d'introduire des erreurs.

Puisque les observations ci-dessus risquent d'être désastreuses pour le déroulement des expériences, l'ensemble de traitement doit être conçu pour fonctionner d'une manière fiable en exploitation normale, malgré les conditions défavorables qui risquent de se présenter.

4. Le programme STARS

Le programme STARS (dispositif de réduction automatique des données transmises des satellites, par télémesure) a commencé en 1960 dans le cadre d'un programme plus étendu destiné à la mise au point d'un ensemble optimal de traitement et de transformation des données de télémesure. Les objectifs du programme STARS doivent être atteints en trois étapes :

— La première étape qui consistait à définir un certain nombre de méthodes de traitement simples pour une charge moyenne, a été atteinte ;

— Les objectifs de la 2^e étape consistent à rendre optimales les méthodes de la première étape, en augmentant leur efficacité et en améliorant le coût de l'opération ; ils doivent aussi améliorer la fiabilité et la rapidité de la transmission des renseignements aux expérimentateurs après l'acquisition des données. L'appareillage STARS II a été construit et nous le décrirons plus loin.

— La troisième étape, celle des objectifs à long terme, concerne le développement de techniques et d'appareillages plus modernes pour le traitement complet des données scientifiques, avec la fourni-

ture aux expérimentateurs de résultats sous la forme la plus significative possible pour faciliter l'analyse et l'interprétation. C'est un objectif très louable qui, en dégagant le contenu essentiel des renseignements, libère l'expérimentateur du fardeau qu'il doit supporter.

5. Circulation des données en cours de traitement

Examinons d'abord, sur la figure 5 les étapes qui doivent être accomplies au cours de la préparation des données de télémesures des satellites pour l'analyse. Ce sont : la réception et l'indexage des bandes magnétiques ; l'examen des bandes ; la conversion des signaux en signaux numériques, y compris la corrélation des temps ; le montage ; le contrôle de qualité ; l'étalonnage ; les corrélations avec d'autres données ; le décodage et, finalement, la répartition entre les différents expérimentateurs. A la réception des bandes qui leur sont destinées, les expérimentateurs effectuent généralement un contrôle de qualité, puis étalonnent et transforment les données de manière à les rendre plus accessibles à l'analyse finale.

5.1. STARS I

Examinons d'abord les techniques du programme STARS I. Toutes les données produites par les expériences scientifiques sont enregistrées systématiquement dans la station au sol, sur des enregistreurs magnétiques analogiques à 7 pistes, en même temps que des indications sur l'heure et d'autres informations utiles. Ces bandes, envoyées par avion au centre GODDARD, constituent la plus grande partie des matériaux de base employés au Centre principal de traitement des données. A la réception, ils sont indexés et placés dans une bibliothèque analogique (voir fig. 5), ils sont ensuite préparés pour être acheminés vers le dispositif d'examen et vers les voies de traitement des signaux.

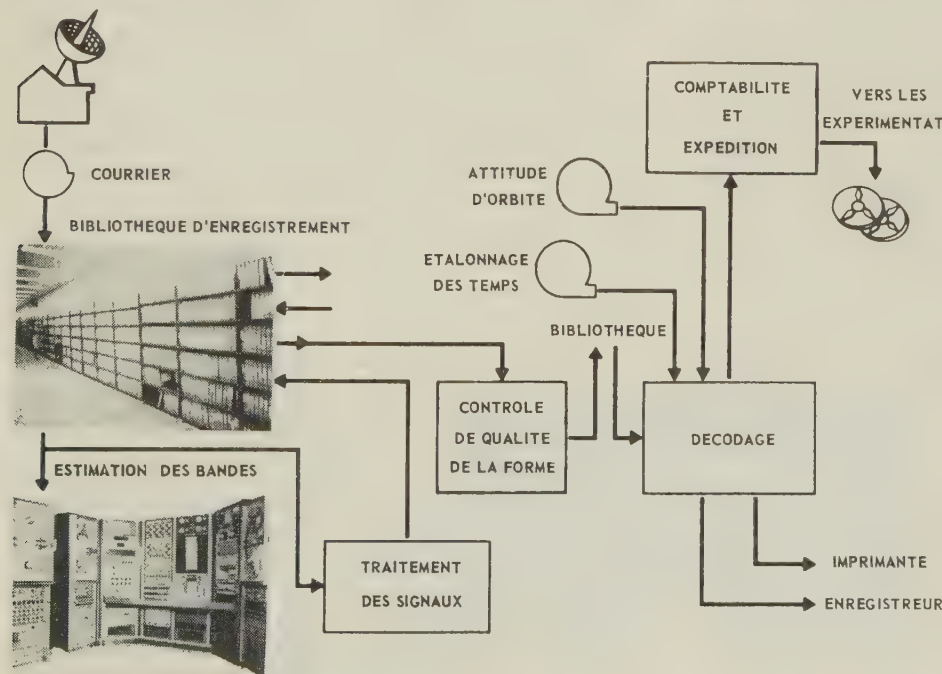


FIG. 5. — Les étapes du traitement des données

Les bandes choisies parmi les envois les plus récents de chaque station sont examinées par des appareils dont une installation est représentée sur la figure 5. Les informations obtenues, à la suite de cette étape, sont destinées à évaluer et à améliorer les caractéristiques de la station au sol.

Toutes les bandes magnétiques sont ensuite dirigées vers les voies de traitement des signaux. Une voie du programme STARS I, destinée aux informations transmises par codage d'impulsions, est représentée sur la figure 6. La bande magnétique est montée sur l'un des deux lecteurs de bandes.

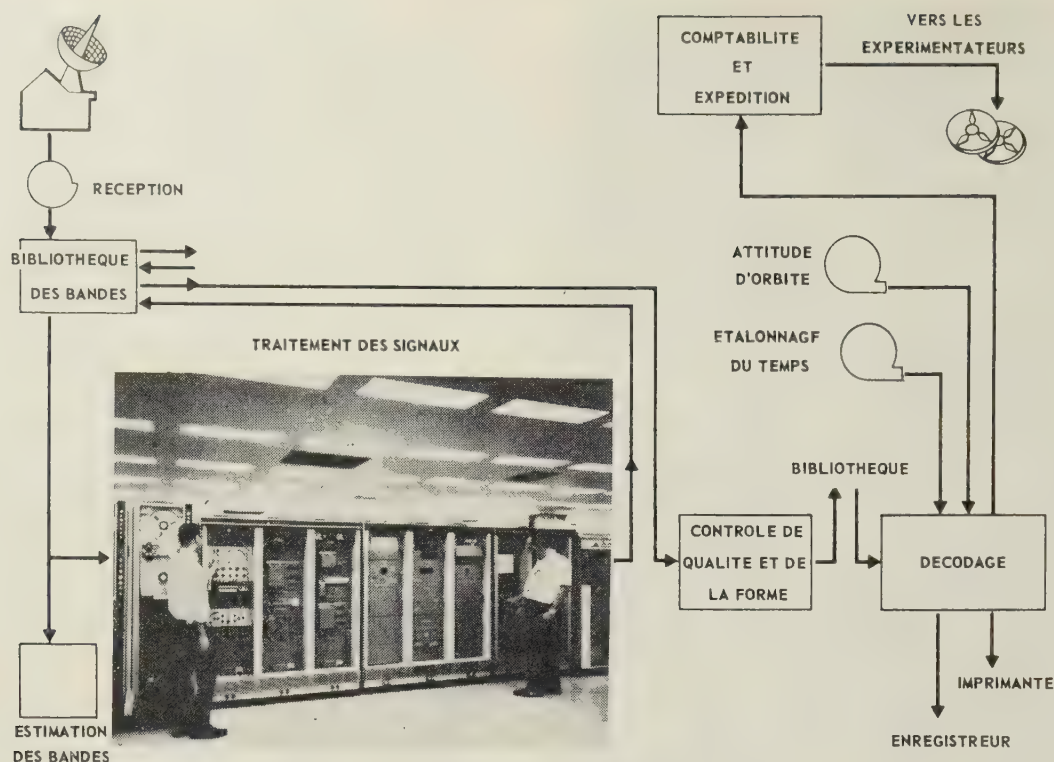


FIG. 6. — Les étapes du traitement des données

de, on en utilise deux pour des questions de fiabilité et de rendement. Les données extraites des bandes sont acheminées vers les trois baies suivantes. Les circuits électroniques de ces baies qui constituent « l'avant » travaillent en synchronisme avec le flux des données ; ils extraient le signal du bruit, le reconstruisent sous une forme nette ; identifient les signaux de synchronisation, décodent, affichent les mots repères ; et transmettent toutes les données à une mémoire magnétique intermédiaire, « la mémoire tampon ».

En même temps, le décodeur de temps qui constitue les trois baies suivantes, utilise plusieurs signaux de base de temps, pris dans les bobines qui ont été lues, pour reconstituer une meilleure représentation de la base de temps de la station au sol telle qu'elle a été associée aux bandes enregistrées. Ce décodeur applique la base de temps soit en synchronisme, soit de manière répétitive à la mémoire tampon, soit selon un code binaire décimal, soit selon un code binaire pur.

Tout l'ensemble : les données, la base de temps et tous les renseignements nécessaires à l'identification, est enregistré sous une forme utilisable par un calculateur, grâce à l'enregistreur numérique indiqué à droite sur la figure.

L'étape suivante du système STARS I de traitement des données est représentée sur la figure 7. Elle comprend un calculateur numérique de grande capacité qui examine et transforme les données enregistrées sur la bande numérique (la bande tampon) obtenue au cours de la précédente étape. La bande est contrôlée de manière à détecter les points de mesure mal transmis ou manquants ; la base de

temps est contrôlée, les erreurs d'indicateur sont étudiées ; puis on enregistre une nouvelle bande « la bande principale ». Ces bandes sont stockées temporairement jusqu'à ce qu'une quantité suffisante permette l'étape suivante du traitement dans l'ordre chronologique.

La dernière étape du traitement consiste à extraire ou à décoder des bandes principales, les données intéressant un expérimentateur quelconque. Ces données sont enregistrées sur un nouveau jeu de bandes « les bandes des expérimentateurs » qui seront fournies à l'expérimentateur en même temps qu'une bande séparée indiquant les corrélations entre la base de temps et les positions en orbite, l'attitude et d'autres données de base ; tous ces renseignements seront fournis sous une forme acceptable pour la plupart des calculateurs numériques. Si on le désire, on pourra étalonner les données au cours de cette étape.

5.2. STARS II

L'examen du précédent diagramme de circulation des données et le temps nécessaire aux différentes opérations prouvent qu'un embouteillage important et coûteux peut se produire par suite du temps qui s'écoule entre la production d'une bande tampon qui risque d'être mauvaise et sa détection. Quelquefois un défaut survenu au cours du traitement ne sera pas détecté avant le contrôle de qualité et il pourra même arriver que ce soit l'expérimentateur lui-même qui détecte le défaut. Le retard dans la détection des défauts entraîne une perte de jours et même de mois de travail qu'il y a lieu de reprendre ensuite.

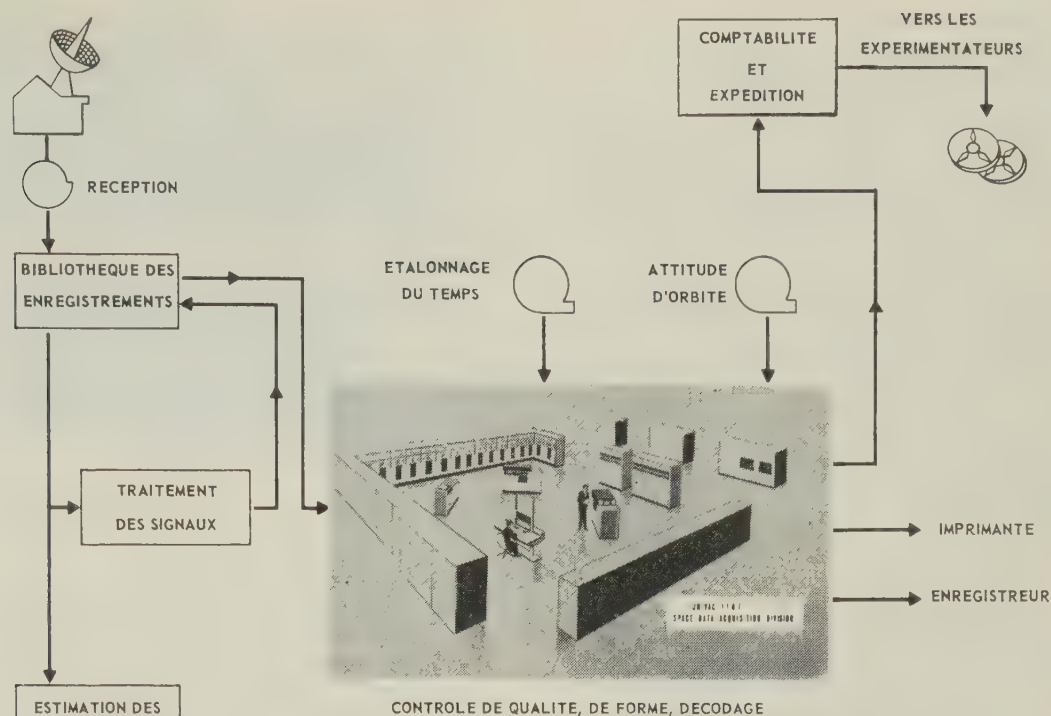


FIG. 7. — Les étapes du traitement des données

Le programme STARS II a été établi pour réduire les erreurs des opérateurs et éviter de perdre du temps. En utilisant un ordinateur « en temps réel », nous avons rassemblé les opérations de contrôle de qualité et de traitement des signaux en une seule opération intégrée ; on élimine ainsi le retard entre l'apparition d'un défaut et sa détection. Nous avons aussi obtenu un fonctionnement automatique, ce qui élimine pratiquement toutes les erreurs des opérateurs (à condition que les programmes soient sans fautes). Trois ensembles ont été construits et installés au centre GODDARD. Deux ensembles sont destinés à la modulation par codage d'impulsions, le troisième à la modulation PFM (Modulation de fréquence par impulsions).

Comme l'indique la figure 8, l'ensemble STARS II associe un ordinateur 3200 de Control Data Corporation avec un équipement programmable de Beckman Inc. Etant donné le manque de temps, nous ne pouvons pas nous étendre sur les détails et sur la manière dont l'ensemble est construit ou exploité.

Nous vous conseillons de vous reporter aux références données à la fin de l'article.

Les principaux sous-ensembles sont les suivants :

- Deux lecteurs de bandes magnétiques commandés par ordinateur.
- Deux circuits de traitement des signaux transmis en modulation par codage d'impulsions qui

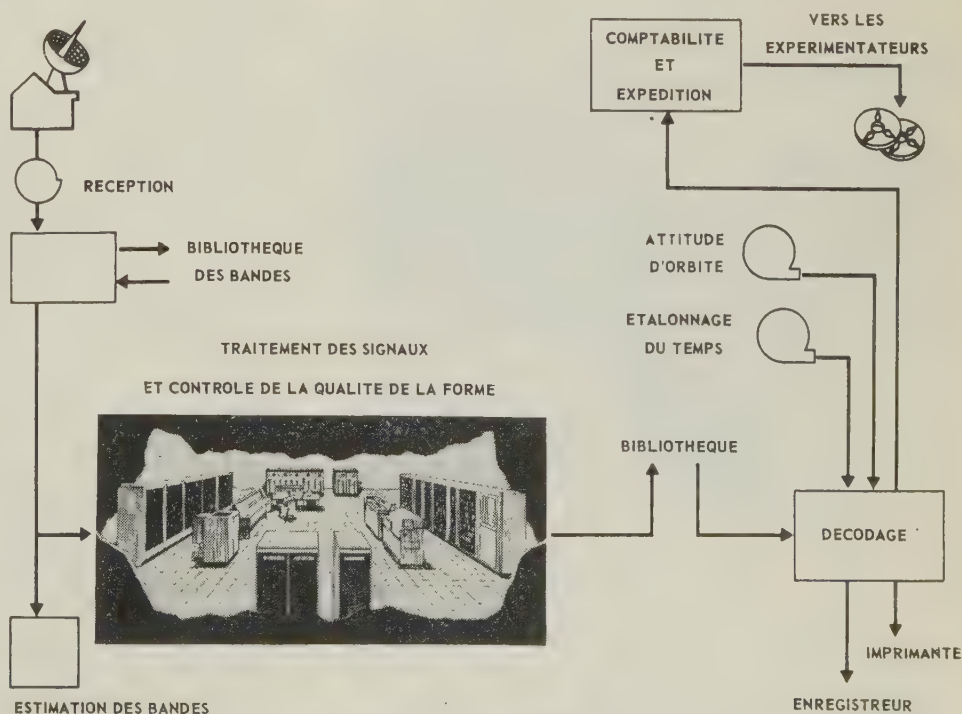


FIG. 8. — Les étapes du traitement des données

peuvent fonctionner en parallèle ou séparément à une cadence comprise entre 1 et 10^6 bits/s.

— Deux corrélateurs de diagramme qui peuvent être commutés entre les systèmes de traitement des signaux.

— Un système décodeur de base de temps, semblable à celui de STARS I, qui peut fonctionner à des vitesses comprises entre 1/8 et 32 fois le temps normal.

— Une mémoire à 4096 mots qui emmagasine à la fois les réglages initiaux et les programmes dynamiques des sous-ensembles précédemment cités. Cette mémoire est directement commandée par le calculateur.

— Un simulateur de modulation par codage d'impulsions à programme contrôlé qui comprend des générateurs de bruit et des générateurs de signaux perturbateurs, tous contrôlables par calculateur.

— Un sous-ensemble de sortie comportant seize convertisseurs numériques/analogiques avec les enregistreurs correspondants (ce nombre peut être augmenté). Les convertisseurs peuvent être alimentés soit par « l'avant » soit par le calculateur.

— Un calculateur CDC 3200 avec une mémoire de 16 000 mots et de 1,25 microseconde, cinq enregistreurs magnétiques numériques, un lecteur de cartes très rapide et une imprimante à 1 000 lignes/minute.

La figure 9 représente une partie de l'ensemble STARS II; elle montre les enregistreurs magnétiques numériques, les deux enregistreurs magnétiques analogiques, le calculateur lui-même, le pupitre de commande du calculateur et son imprimante entrée/sortie et le pupitre de surveillance de la chaîne PCM.

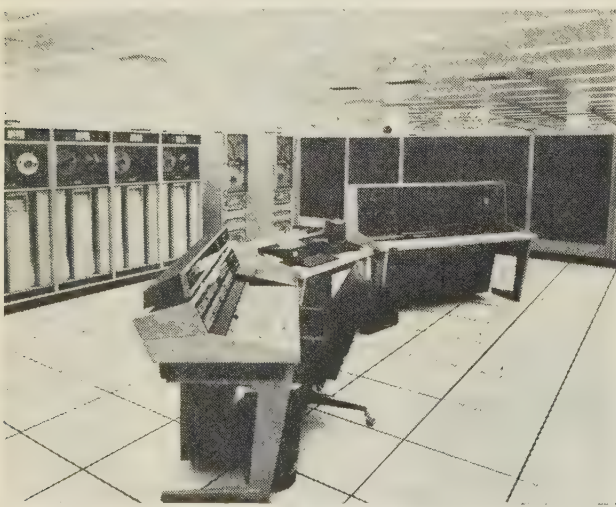


FIG. 9. — STARS II

La figure 10 représente le pupitre de surveillance PCM seul. Ce nom, quoique surprenant, désigne exactement la fonction remplie; nous insistons sur le fait que chaque fonction de commande, qu'il

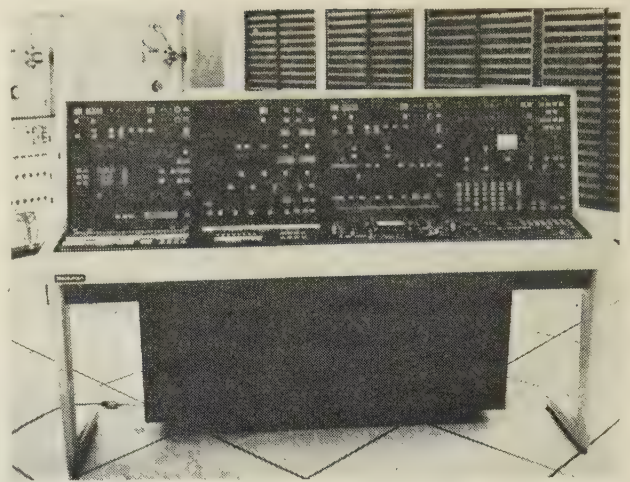


FIG. 10. — Pupitre de maintenance de STARS II

s'agisse d'une valeur décimale comme la cadence des informations, ou bien d'un commutateur sélectif, est commandée par le calculateur. L'opérateur peut, à volonté, passer en commande manuelle pour n'importe quel sous-ensemble en appuyant sur le bouton : calculateur commande manuelle.

Le pupitre de surveillance, qui mesure environ 2 m de largeur, comprend tous les panneaux de commande généralement placés sur les baies des appareils. Ils ont été regroupés ici pour faciliter l'exploitation.

Du côté gauche, en haut du pupitre, se trouve le panneau de commande du sous-ensemble de synchronisation des données PCM, ce sous-ensemble est le Synchronisateur Primaire « A ». Au-dessous, se trouve le panneau de commande de l'appareil d'identification des signaux de synchronisation d'images et de sous-ensemble d'images, ce dispositif très complexe est le Synchronisateur Secondaire « A ». Au-dessous, dans la partie horizontale du pupitre, se trouve le panneau de commande de la mémoire PCM.

Dans la seconde partie se trouvent les panneaux de commande du simulateur PCM et des générateurs de bruit et de fonctions. Dans la partie horizontale inférieure, est située le panneau de commande de la mémoire du simulateur.

Dans la troisième partie se trouvent les panneaux de commande d'un second synchronisateur primaire et, au-dessous, un synchronisateur secondaire moins complexe. La voie « B » est complètement indépendante de la voie « A », ce qui permet de traiter simultanément deux signaux PCM distincts. Sur la face horizontale, un oscilloscope à quatre canaux sert aux opérations de maintenance.

Dans la partie supérieure de la portion de droite, se trouve la commande du décodeur de temps. Ce panneau de commande ainsi que le panneau de commande de l'entrée du sous-ensemble sont directement contrôlés par le calculateur. A droite du panneau de commande d'entrée se trouve le panneau de commande de sortie. La partie horizontale contient les commutateurs arrêt/marche et le sélecteur d'entrée de l'oscilloscope.

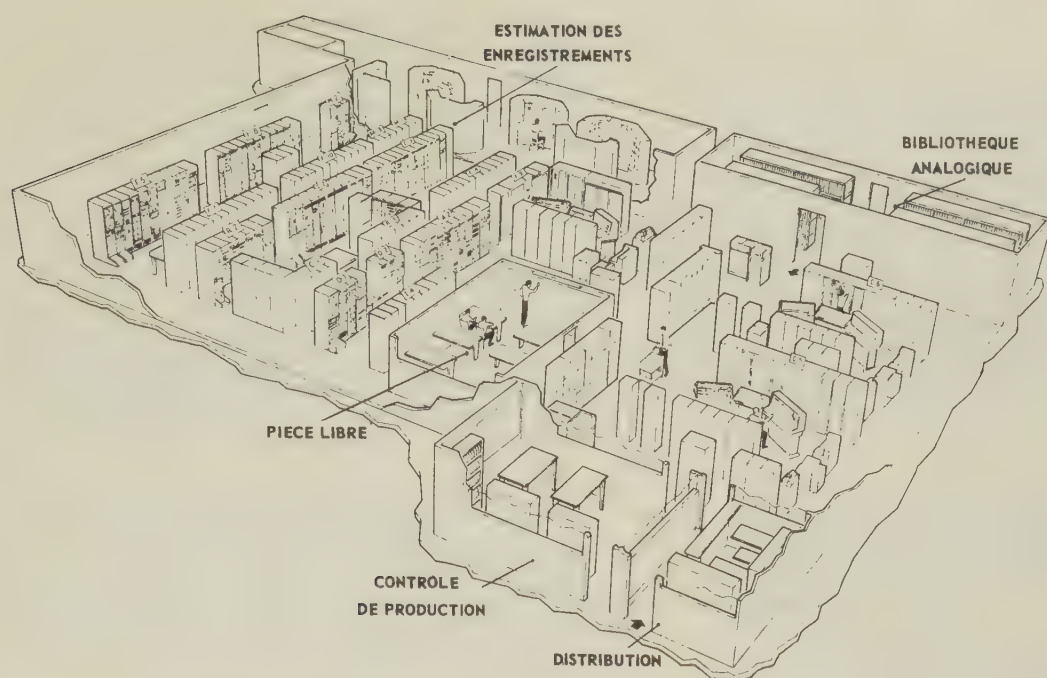


FIG. 11. — Les installations centralisées du traitement des données au Centre de GODDARD.

Sur chacun des panneaux de commande des sous-ensembles, des commutateurs sont repérés : calculateur/commande manuelle. L'opérateur peut, à volonté éliminer le calculateur et passer en commande manuelle en appuyant sur le bouton. On a aussi prévu un commutateur principal calculateur/commande manuelle, disposé à côté des commutateurs marche/arrêt, qui permet d'éliminer complètement l'action de l'opérateur et qui ramène, de ce fait, tout le pupitre de commande sous la surveillance du calculateur.

5.3. RÉALISATION DE L'ENSEMBLE

La figure 11 est une vue cavalière de l'étage inférieur des installations de traitement du Centre GODDARD, elle indique la position des voies de traitement STARS I et STARS II.

A l'étage supérieur se trouvent les calculateurs, comme l'indique la figure 12. Les enregistreurs à bande magnétique du 1108 sont destinés à préparer les nombreuses bandes des différentes expériences.

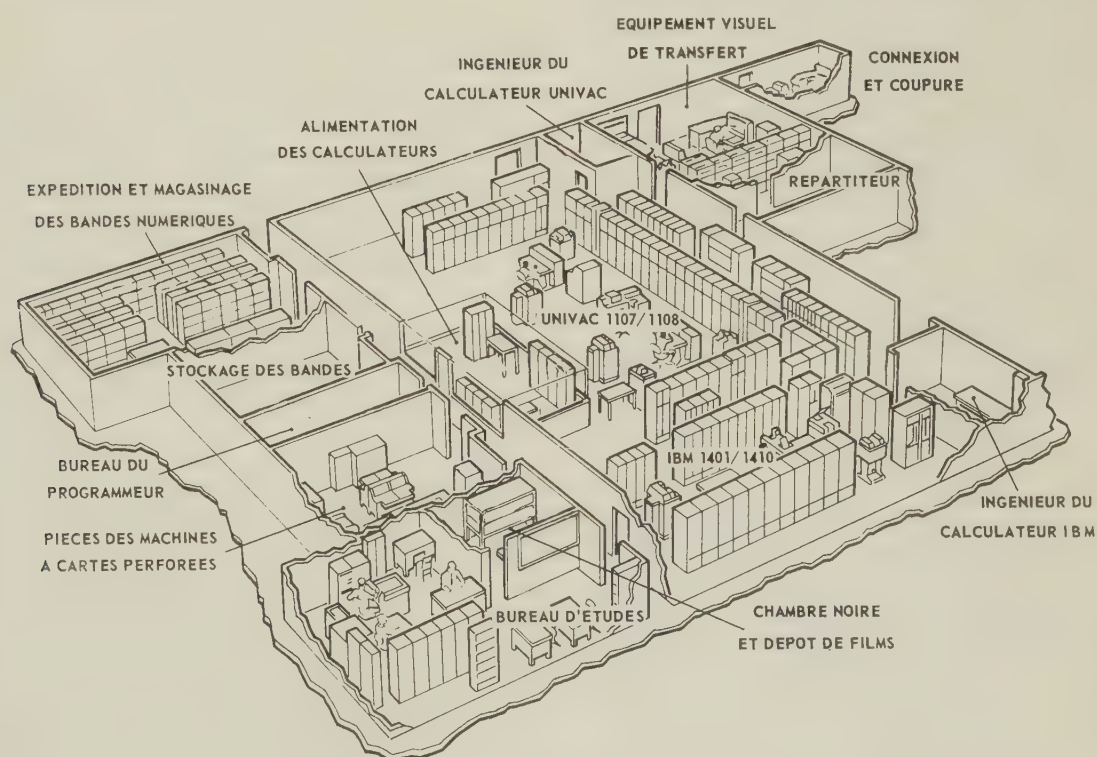


FIG. 12.
Les calculateurs de traitement des données au Centre de GODDARD.

5.4. PHASE III

En ce qui concerne les dispositions de la phase III, nous sommes en train de concevoir et de construire un calculateur complet d'usage général pour les véhicules de l'espace. Avec un tel calculateur, il deviendra possible de traiter les données à bord des véhicules avant de les transmettre au sol, tout en assurant les autres fonctions de commande des véhicules. Pour la dernière étape du traitement des données, nous étudions différents procédés d'affichage comme les tubes cathodiques utilisés en temps réel. Cet appareillage permettra à chaque expérimentateur d'avoir une représentation visuelle des données qui l'intéressent, sous une forme de son choix.

6. Conclusion

Les différentes parties de tous les ensembles de traitement de l'information subissent actuellement une évolution importante. La tendance présente est de réaliser, à bord, un traitement plus complet, de rendre automatiques les stations d'acquisition des données, d'envoyer en temps réel ou quasi réel les données aux centres d'exploitation et de traitements, en atténuant la distinction entre le traitement en temps réel et le traitement définitif, et d'étudier de nouveaux programmes de traitement ainsi que de nouvelles techniques d'affichage.

Actuellement, nous avons un centre de traitement des données très bien pourvu. Nous avons obtenu

ce résultat en empruntant beaucoup aux techniques de production de l'industrie. Mais les exigences sur la fiabilité et la rapidité de réponse nous ont conduits à pousser l'automatisation à la limite. Les techniques futures de l'automatisation pourront nous être empruntées et, à notre tour, nous en tirerons profit.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] CREVELING C., FERRIS C., STOUT C. — « Automatic Data Processing ». IRE Transactions on Space Electronics and Telemetry SET 8 (2), 124-134, June, 1962.
- [2] GOETT H., HABIB E. — « Methods of Processing Satellite Telemetry Data ». Presented at XVI International Astronautical Congress, Athens, Greece, September, 1965.
- [3] HABIB E., KEIPERT F., LEE R. — « Telemetry Processing for NASA Scientific Satellites ». 20th Annual ISA Conference, Instrument Society of America, Los Angeles, California, October 4-7, 1965.
- [4] HABIB E., KEIPERT F., LEE R. — « How to Handle 200 Million Data Points a Day ». Instrument Society of America 13 (2) 49-54, February, 1966. (This is an excerpt of Reference 1).
- [5] KEIPERT F., LEE R., COX F. — « STARS II - A Fully Automatic Satellite Data Processor ». NASA Document G-785.
- [6] LUDWIG G.H. — « Space Sciences Data Processing ». GSFC Document X-560-66-528, November, 1966.
- [7] NARROW B. — « Satellite Telemetry Data Processing at Goddard Space Flight Center ». GSFC Document X-564-66-336, July, 1966.

LES RETOMBÉES SPATIALES : EXEMPLE D'UNE SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE

PAR

le Dr R. MUSSON-GENON,

Directeur du Groupement Technique Spatial

et P. BIZOUARD,

*Directeur Adjoint du Centre de Recherches
de la Compagnie des Compteurs*

1. Présentation du problème

Les « retombées spatiales » consistent essentiellement en l'augmentation de nos connaissances et en l'acquisition de connaissances nouvelles nous mettant à même de mieux traiter les problèmes en cours ou nous permettant de mener à bien des problèmes plus complexes et plus importants que ceux traités dans le cadre de nos autres activités.

D'une façon générale, le progrès technique est générateur d'une amélioration du niveau de vie. Sans qu'il soit possible de donner des chiffres, le passé montre que le coefficient multiplicateur est largement supérieur à 1. Par exemple, l'industrie de l'aluminium est née des besoins de l'aviation vers 1930 et l'industrie du polythène s'est développée à partir de son utilisation pour les câbles coaxiaux à très hautes fréquences, mis au point industriellement vers 1945.

L'expression « retombées spatiales » aura souvent une portée différente suivant qu'elle sera utilisée par un homme d'Etat, un industriel ou un homme de sciences.

L'homme d'Etat s'intéresse aux différents aspects qui caractérisent la puissance de l'Etat : puissance politique et puissance militaire, s'appuyant sur la puissance économique. Or cette dernière est étroitement liée au développement des connaissances dont l'activité spatiale constitue un élément moteur capital ; elle est aussi, en quelque sorte, un catalyseur de l'activité économique générale, et le montant global de l'accroissement d'activité résultante sera bien supérieur au montant des sommes directement investies par le gouvernement dans l'activité spatiale.

Pour l'industriel, les « retombées spatiales » évoquent essentiellement *des activités supplémentaires et rentables à échéance plus ou moins longue*, car le démarrage de toute nouvelle activité demande un effort financier de la part de l'industriel. L'importance des retombées spatiales pour l'industrie européenne est d'autant plus grande que l'ensemble des budgets nationaux et européens (ESRO) joints aux particularismes nationaux est très inférieur au budget de la NASA et ne peut à lui seul, sauf cas exceptionnel, justifier des investissements industriels relativement importants : telle par exemple, aux U.S.A., la création à partir d'un terrain nu d'une usine complète employant plus de 1 000 personnes et fabricant un satellite toutes les semaines, 3 ans après la pose de la première pierre (si l'on peut dire, en parlant des usines américaines).

Pour le scientifique, les « retombées spatiales » seront prises dans le sens d'une augmentation de ses connaissances et, grâce à elle, d'une augmentation de son aptitude à résoudre de nouveaux problèmes.

2. Méthologie liée aux activités spatiales

Les activités spatiales conduisent à prendre en considération, simultanément et à tous les stades de l'opération, des disciplines très diverses qu'il faut associer au mieux : telles *l'électronique, la mécanique, la thermique* dans la quasi totalité des cas et, bien souvent, certaines branches particulières de la physique, comme le magnétisme, l'optique, la cryogénie, les dépôts sous vide de couches minces, le vide élevé et l'ultra-vide, l'optique des surfaces, ainsi que des notions mathématiques de plus en plus complexes. Elles nous conduisent aussi à faire des

progrès tant sur le plan des matériaux que sur celui des technologies associées (soudures, par exemple).

Cette augmentation des connaissances a lieu tant dans le domaine technique que dans le domaine de la qualité et dans celui de la conduite des affaires, au sens le plus général du terme, et ceci dans les différents stades conduisant de la définition à la résolution du problème.

Au stade de l'énoncé du problème : l'étude des différents appels d'offres a attiré notre attention sur certaines améliorations à apporter dans la façon de nous poser nos propres problèmes de Recherche et de Développement, financés par la Compagnie.

● *L'étude de faisabilité*, obligatoirement imposée dans la plupart des appels d'offres, nous a incités à prendre encore plus conscience de la nécessité de cette étape et nous a conduits à doter le Centre de Recherches d'un calculateur analogique et à établir des liaisons étroites avec notre Centre de Calcul Numérique de la SETI.

Les études de faisabilité exigent, en fait, de pousser très loin l'étude théorique, puisque bien souvent les appels d'offres concernant des sous-ensembles de satellite demandent, dans la réponse, de préciser la consommation, la masse et le volume des modèles de vol qui seront réalisés ultérieurement.

Cela nous a conduits, en particulier, à propos de l'appel d'offre pour les convertisseurs du satellite français D-2, à dessiner le schéma électrique complet pour choisir, chez un fabricant, chaque composant utilisé en précisant ses caractéristiques, à calculer les puissances dissipées dans chacun de ces composants pour des modes de fonctionnement extrêmes (et, par là même, à prévoir le rendement d'ensemble du convertisseur), à connaître leur masse et leur volume pour avoir la masse totale et aboutir à un volume total le plus probable afin de pouvoir déterminer de façon précise la masse et le volume de l'ensemble.

Il est à noter que l'essai en laboratoire (montage sur table) nous a permis de mesurer le rendement de 74 % au lieu du rendement de 76 % évalué théoriquement.

● *L'étude de fiabilité* posée au stade de la conception pour les réalisations spatiales est une notion fructueuse pour tous les développements nouveaux d'équipements demandant un usage prolongé dans des conditions difficiles d'accès (torpilles, mines, stations climatologiques), mais aussi pour le développement de matériels professionnels devant assurer un service de longue durée sans poser de problèmes aux utilisateurs (appareils de mesures diverses tant mécaniques qu'électroniques). Pour ces raisons, la Compagnie a dû accélérer la mise en pratique des principes de la « fiabilité » et a dû prendre conscience des connaissances nombreuses et importantes à mettre en œuvre dans ce domaine. Elle a dû activer la mise en place et la formation du personnel nécessaire.

● *La planification des travaux* (Diagramme PERT) demandée dans la plupart des appels d'offres

concernant les activités spatiales, a exigé la mise en pratique de la philosophie de la prévision et le développement de techniques de direction de projet absolument impératifs, par suite des nombreuses unités opérationnelles impliquées dans toute réalisation spatiale.

● *L'établissement obligatoire d'un dossier de définition* doit permettre la réalisation d'un prototype d'identification ne pouvant plus être retouché sans exception dûment motivée après ce stade (de telle sorte que le prototype de qualification soit identique aux modèles de vol et aux modèles de rechange). Cela conduit, en fait, obligatoirement à prévoir le stade fabrication dès les premières phases de l'étude, ce qui diminue d'autant les aléas bien connus du passage d'un produit du stade développement au stade fabrication.

● *L'intervention obligatoire du contrôle qualité* a montré la nécessité de son existence et de ses interventions qui étaient bien souvent, dans le passé, plutôt considérées comme une brimade imposée par la Direction de la firme.

● *La rédaction des différents documents demandés* en cours de réalisation et d'essais peut, par ailleurs, permettre d'utiliser au mieux dans le futur la somme des efforts fournis pour mener à bien ces tâches difficiles.

3. Premières retombées spatiales

D'une façon générale, on peut dire que les activités spatiales nous ont conduits à :

— approfondir nos connaissances dans différents domaines, tant par un travail personnel que par un travail de documentation et par des contacts directs avec de nombreuses personnes compétentes extérieures à la CDC ;

— mettre en œuvre des méthodes de travail permettant aux équipes concernées par les activités spatiales d'aborder des problèmes plus complexes que ceux qu'elles traitaient dans le passé ;

— mettre en évidence l'importance d'une coopération excellente entre des spécialistes de différentes disciplines tout au long des phases : étude, développement, fabrication ;

— faire ressortir d'une façon éclatante l'interaction entre l'électronique et la thermique (disciplines qui malheureusement ne sont pas toujours suffisamment associées pour les réalisations terrestres), ainsi que, bien souvent, l'interaction entre l'électronique et la mécanique.

L'augmentation des connaissances de nombreuses personnes du groupe CDC résultant de nos activités spatiales a permis à la Compagnie de traiter avec succès, entre autres, les problèmes suivants :

— alimentation d'un ensemble de télémesure pour l'EDF et d'un dispositif de synchronisation de phase des réseaux de distribution électrique, à la suite de nos études sur les convertisseurs ;

— ensemble de contrôle de phase des courants industriels pour l'EDF en vue d'augmenter la sta-

bilité du réseau, à la suite de nos études sur les interféromètres ;

— perfectionnement fondamental du dispositif d'asservissement des boîtes de recopie des Mirages III, construites par la Compagnie pour l'Armée de l'Air, sous licence BÉZU, à la suite de nos diverses études sur les dispositifs de contrôle d'attitude pour satellites et ballons stratosphériques (plates-formes stabilisées) ;

— localisation précise de bateaux, en vue de faciliter le trafic dans les ports, à la suite de nos études sur les interféromètres ;

— ensemble de simulation thermique pour les essais de « Concorde », à la suite de nos réalisations de simulateurs d'ambiance spatiale et de bancs de contrôle automatique.

4. Retombées spatiales escomptées dans un proche avenir

De même, cette augmentation de nos connaissances a permis d'effectuer un certain nombre de propositions dans des domaines qui intéressent particulièrement le groupe Compagnie des Compteurs, par exemple :

- l'amplificateur opérationnel des signaux des capteurs,
- le contrôle automatique des avions avant l'envol,
- la mise à feu des mines marines,
- les têtes de torpilles marines,

- l'équipement des dragueurs de mines et des plongeurs-démineurs,
- le perfectionnement des filtres UV utilisés en spectrophotométrie,
- le remplacement de l'acier inoxydable par de l'acier doux pour le vide industriel (la paroi pouvant être soumise à des chocs thermiques importants et être en contact avec une atmosphère humide),
- la mesure à distance avec grande précision (quelques millimètres) de faibles déplacements d'ouvrages d'art (barrages, ponts).

5. Conclusion

Indépendamment des *gadgets* qui ne représentent qu'un *aspect mineur* des conséquences heureuses des retombées spatiales, il ne faut pas oublier les conséquences *économiques, sociales, juridiques*, qui, pour n'être pas plus chiffrables que le rôle de l'éducation nationale dans la Société, constituent en fait la partie essentielle des retombées spatiales. Cependant, il faut souligner que le fait de parler de « retombées spatiales » suppose essentiellement une phase préliminaire, la montée. Il ne faut pas oublier que le démarrage de l'activité spatiale en France et à la CDC est un fait relativement récent. Pour reprendre des expressions spatiales, nous dirons que nous pénétrons à peine dans la partie balistique du vol et que nous sommes intimement convaincus de pouvoir présenter un bilan beaucoup plus important dans quelques années.

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE THÉORIQUE DES RÉSEAUX ANALOGIQUES DE RÉSISTANCES*

PAR

A. JOLIVET

*Maître Assistant de Physique
Faculté des Sciences — Nice*

Nous exposons ici l'essentiel de la théorie des réseaux analogiques de résistances telle que nous l'avons présentée pour la première fois dans notre soutenance de thèse. Nous abandonnons le point de vue et la méthode classiques, que le lecteur peut ignorer sans inconvénient si ce n'est la difficulté de comparaison, et nous partons de la définition même d'une méthode analogique en tenant compte des moyens expérimentaux qui permettent de la mettre en œuvre.

1. Introduction

Les réseaux de résistances, de même que la cuve rhéographique et le papier conducteur, sont utilisés pour résoudre numériquement et expérimentalement les équations de Laplace $\Delta U = 0$

ou de Poisson $\Delta U =$ fonction des coordonnées.

Le temps n'intervient pas.

La grandeur U peut-être, par exemple, un potentiel de vitesse, une température, et surtout un potentiel électrostatique. Nous conservons ce dernier exemple pour fixer le vocabulaire.

• Une méthode analogique est une correspondance entre deux ensembles de phénomènes dont l'un se prête à l'expérimentation plus facilement que celui qu'on cherche à étudier.

La correspondance doit lier, si possible, toutes les grandeurs d'un ensemble de phénomènes aux grandeurs de l'autre de telle sorte que les lois de l'un se transforment en lois de l'autre.

Nous rencontrerons deux exemples : celui d'une méthode analogique parfaite (du point de vue théorique) où tout élément possède un correspondant, celui d'une méthode où certains éléments n'ont pas de correspondant.

• En prenant l'exemple d'un champ électrostatique dans le vide, il nous faut passer de l'espace physique tridimensionnel au réseau de résistances. Au lieu d'établir la correspondance d'un seul coup, nous procédons par étapes.

La symétrie du système initial nous autorise à le réduire (analytiquement) à deux dimensions. Puis nous lui faisons correspondre un ensemble de phénomènes électrocinétiques dans un plan conducteur. Enfin, nous mettons en correspondance ce plan conducteur avec le réseau :

(Espace physique) symétrie (Espace à)
(à trois dimensions) ———> (deux dimensions)

F (Plan) $\xrightarrow[G]{H}$ (Réseau de)
→ (conducteur) K (résistances)

2. Espace physique tridimensionnel et symétrie

Supposons qu'on veuille étudier un ensemble de charges électriques invariables ou supposées telles, placées dans le vide de permittivité ϵ_0 .

Le potentiel $U(z, r, \xi)$ fonction du point de coordonnées z, r, ξ est lié à la distribution de charges $q(z, r, \xi)$ par la loi de Poisson.

$$q = -\epsilon_0 \Delta U \quad (\Delta \text{ est le Laplacien})$$

* D'après la thèse soutenue par l'auteur à la Faculté des Sciences de Toulouse.

Supposons aussi que cet ensemble admette une symétrie cylindrique ou une symétrie de révolution.

En choisissant convenablement le référentiel, la coordonnée ξ s'élimine du développement de ΔU . Pour qu'elle n'intervienne plus dans la définition de la distribution de charge, il suffit d'intégrer celle-ci sur une longueur λ , ou une circonférence $2\pi r$.

Posons : $\sigma = \left| \frac{\lambda}{2\pi r} \right| q$ pour définir la nouvelle distribution de charge σ dans le plan P_1 (coordonnées : z, r).

Les termes de la colonne correspondent respectivement aux deux cas de symétrie envisagés : en haut la symétrie cylindrique, en bas la symétrie de révolution.

Si les coordonnées restantes z, r sont cartésiennes, nous avons :

$$\delta_1 = -\varepsilon_0 \left| \frac{\lambda}{2\pi r} \right| \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \left| \frac{0}{1/r} \right| \frac{\partial}{\partial r} \right).$$

$$\sigma = \delta_1 U.$$

3. Plan conducteur

Soit un plan conducteur P_2 (sans f.é.m. intrinsèque) dont la résistivité ρ ne dépend que des coordonnées cartésiennes x, y .

Dans ce plan, on injecte des courants avec une densité $j(x, y)$, il en résulte un champ de courants intérieurs $i(x, y)$ et un champ de potentiel $V(x, y)$.

En combinant la définition de la résistivité

$$i = -\frac{1}{\rho} \text{grad } V$$

et la conservation des courants injectés

$$j = \text{div } i,$$

nous obtenons l'opérateur δ_2 et la loi qui relie V à j

$$\delta_2 = -\frac{1}{\rho} \left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial \rho}{\partial x} \frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial \rho}{\partial y} \frac{\partial}{\partial y} \right]$$

$$j = \delta_2 V.$$

4. Correspondance F

Nous trouvons une correspondance biunivoque qui applique P_1 sur P_2 et qui fait correspondre V à U et j à σ et δ_2 à δ_1 , en écrivant l'application linéaire F .

$$z \xrightarrow{F} x \quad x = \frac{1}{\alpha} z$$

$$r \xrightarrow{F} y \quad y = \frac{1}{\alpha} r$$

$$U \xrightarrow{F} V \quad V(x, y) = \frac{1}{\rho} U(z, r)$$

$$\sigma \xrightarrow{F} j \quad j(x, y) = \gamma \cdot \sigma(z, r)$$

α et β sont deux scalaires positifs arbitraires, γ est inconnu.

Puisque l'on veut que les opérateurs δ_1 et δ_2 soient compatibles avec F , il faut que le diagramme ci-dessous soit commutatif.

$$\begin{array}{ccc} U & \xleftarrow{F^{-1}} & V \\ \delta_1 \downarrow & & \downarrow \delta_2 \\ \sigma & \xrightarrow{F} & j \end{array}$$

c'est-à-dire que : $\delta_2 = F \circ \delta_1 \circ F^{-1}$

Cette équation donne :

$$\gamma = \frac{1}{\varepsilon_0 \rho_0} \cdot \frac{\left| \frac{\alpha^2}{\alpha} \right|}{\beta} \quad \text{et} \quad \rho = \frac{\rho_0}{\left| \frac{\lambda}{2\pi y} \right|}$$

où ρ_0 est une constante.

Ainsi nous avons établi, parce que nous les avons rencontré en chemin, la théorie de la cuve rhéographique à fond incliné :

$$\rho = \rho_0 / 2\pi y$$

et celle de la cuve à fond horizontal et du papier conducteur :

$$\rho = \frac{\rho_0}{\lambda}.$$

Continuons jusqu'au réseau de résistances.

5. Réseau de résistances (définition)

Le réseau de résistances Q est constitué d'un ensemble fini de fils de longueur finie (un fil est pratiquement une chaîne de résistances).

L'ensemble des fils est électriquement connexe et chacun possède une résistance finie ou nulle.

Un point de contact entre deux fils s'appelle un nœud et un fil ne fait pas de nœud avec lui-même.

On injecte dans ces fils des courants et l'on s'oblige, pour des raisons pratiques, à ne le faire qu'en des points choisis (dans toutes circonstances) parmi un ensemble fini et invariable de points appelés points d'injections.

En chaque point (q) du réseau existent trois fonctions scalaires :

- le potentiel $W(q)$ partout défini,
- le courant intérieur $I(q)$ non défini aux nœuds,
- le courant injecté $J(q)$ nul presque partout.

6. Domaine de définition des correspondances

Dans le plan conducteur P_2 , choisissons une partie P connexe que nous allons mettre en correspondance avec Q . Remarquons que nous ne considérons pas P_2 en entier afin de pouvoir construire des réseaux Q' , Q'' ... correspondant à d'autres parties P' , P'' ... de P_2 ; ces réseaux étant ensuite juxtaposés et interconnectés.

Eventuellement nous considérons les courants échangés entre P et son complémentaire comme des courants injectés dans P .

En plus des deux scalaires V et j nous aurons à considérer le vecteur densité de courant i .

7. Correspondance G - Cas particulier

Remarquons d'abord qu'une correspondance g de P vers Q ne peut pas être continue (si $p \in P$ décrit une courbe quelconque : son image $q = g(p)$ saute d'un fil à l'autre de Q), ni g^{-1} univoque (un point du réseau correspond à plusieurs points de P). Par contre, nous exigeons que g ait les propriétés suivantes :

- g partout définie sur P
- g univoque
- g^{-1} continue
- g^{-1} conserve la connexité
- g conserve les potentiels
- g conserve les courants (à préciser).

Il en résulte que l'image inverse $\hat{p}$ (si elle existe) d'un point q d'un fil est un segment d'équipotentielle et que l'image inverse d'un fil entier f est un tube de courant entier de P (fig. 1).

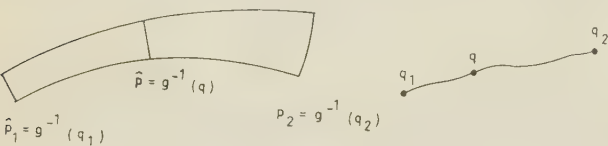


FIG. 1

Abandonnons g pour ne retenir que la correspondance G entre les segments d'équipotentielle et les points du réseau :

$$G = (g^{-1})^{-1}$$

Désignons l'image de P par G et son complémentaire dans Q (quitte à dire plus tard ce qu'il contient).

$$G(P) = Q_N \quad Q_M = \mathbb{C}_Q Q_N$$

La conservation des potentiels et des courants s'écrit :

$$\left. \begin{array}{l} V \xrightarrow{G} W \quad W(q) = V(p) \\ i \xrightarrow{G} I \quad I(q) = \int_p i \wedge ds \\ j \xrightarrow{G} J \quad J(q) = \int_p j \cdot dS \end{array} \right| q = G(\hat{p})$$

8. Calcul des résistances du réseau

Nous pouvons déjà calculer une résistance quelconque du réseau, c'est-à-dire la résistance d'un fil entre deux points quelconques, parce que la conservation des potentiels et des courants implique celle des résistances.

Choisissons dans P un système de coordonnées γ, ϕ tel que (fig. 2) :

- toute ligne équipotentielle ait pour équation $\gamma = ct$.
- toute ligne de courant ait pour équation $\phi = ct$.

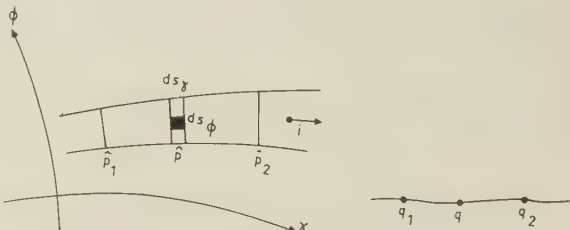


FIG. 2

Le rectangle élémentaire ayant pour côté ds_γ et ds_ϕ , possède une résistance $\rho \frac{ds_\gamma}{ds_\phi}$; en intégrant sa conductance sur $\hat{p}$, puis l'inverse du résultat trouvé de $\hat{p}_1$ à $\hat{p}_2$ nous obtenons la résistance du fil entre q_1 et q_2 :

$$R_{q_1 q_2} = \int_{\hat{p}_1}^{\hat{p}_2} \frac{1}{\int_{\hat{p}} \frac{1}{\rho} \frac{ds_\phi}{ds_\gamma}} = \int_{\hat{p}_1}^{\hat{p}_2} \frac{d\gamma}{\int_{\hat{p}} \frac{1}{\rho} \left(\frac{\partial s}{\partial \phi} \right) d\phi}$$

9. Correspondance H - Autre cas particulier

Les fils du réseau qui ne sont pas image de P par G sont mal définis : on sait seulement qu'ils ne sont parcourus par aucun courant et donc que chacun d'eux est équipotentiel.

Nous utilisons et nous levons l'indétermination en faisant intervenir cet ensemble Q_M de fils dans une seconde correspondance H .

Le système de coordonnées γ, ϕ sur P , n'est compatible qu'avec un certain ensemble de champs de potentiel.

Une partie de cet ensemble est telle que sur toute équipotentielle $\gamma = ct$, c'était le domaine de définition de la correspondance G ; l'autre partie est telle que sur toute équipotentielle $\phi = ct$, c'est le domaine de définition de la correspondance H ayant les mêmes propriétés que G sauf :

$$\left. \begin{array}{l} G^{-1} Q_N = P \\ G^{-1} Q_M = \phi \end{array} \right| \begin{array}{l} H^{-1} Q_N = \phi \\ H^{-1} Q_M = P \end{array}$$

Nous exigeons alors que la structure du réseau soit compatible avec les deux correspondances G et H .

Il en résulte que :

- les points d'injections sont les mêmes pour G et H , ils s'identifient aux nœuds du réseau,
- les extrémités des fils sont aussi des nœuds,
- la frontière de P est formée d'une suite finie de lignes équipotentiels et de lignes de courant,
- les mailles du réseau ont quatre arêtes (résistances).

— le schéma du réseau (qui est un graphe planaire topologique) peut recevoir une définition précise :

A chaque nœud du réseau, on fait correspondre l'intersection de ses images par G^{-1} et H^{-1} et l'on relie entre eux (comme sont reliés entre eux les nœuds par les résistances) les points ainsi obtenus par des segments de courbes ayant pour équation $\gamma = ct$ ou $\varphi = ct$ (fig. 3).

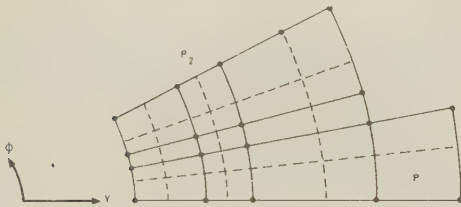


FIG. 3 — Exemple de schéma d'un réseau avec système de coordonnées polaires γ, φ .

En pointillés, les frontières des tubes de courant.

10. Correspondance K - Cas général

Les correspondances G et H sont intéressantes pour le calcul du réseau, mais non pas pour les applications.

Il faut trouver une nouvelle correspondance K toujours valable qui comprenne les deux autres comme cas particuliers.

Remarquons que tout point de P est susceptible de recevoir un courant injecté et que l'on n'injecte des courants qu'aux nœuds du réseau.

Donc P doit être appliqué sur l'ensemble $\mathcal{Q}_N^M$ des nœuds du réseau (à l'exclusion des intervalles entre les nœuds).

La correspondance K est alors définie par le produit ensembliste

$$K^{-1} = G^{-1} \times H^{-1}$$

$$\text{ou } K^{-1}(q) = G^{-1}(q) \times H^{-1}(q); \quad q \in \mathcal{Q}_N^M.$$

Ainsi chaque nœud q a pour image inverse le rectangle curviligne $\widehat{p}$

$$\widehat{p} = K^{-1}(q)$$

La conservation des courants n'a plus de sens pour les courants intérieurs, il reste seulement :

$$\begin{array}{ll} V \xrightarrow{K} W & W(q) = \frac{\int_{\widehat{p}} V \cdot dS}{\int_{\widehat{p}} dS} \\ j \xrightarrow{K} J & J(q) = \int_{\widehat{p}} \mathbf{j} \cdot dS \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} dS \text{ élément} \\ \text{d'aire sur } P. \\ \widehat{p} = K^{-1}(q). \end{array} \right.$$

Ayant perdu la correspondance entre courants intérieurs, la correspondance entre potentiels et courants injectés n'est pas en général vérifiée exactement, mais d'une façon approchée.

Il est aussi utile de connaître l'inverse de K pour les potentiels et les courants, mais on ne peut se faire d'illusion : on n'obtient qu'un potentiel moyen et une densité moyenne de courant.

$$\begin{array}{ll} W \xrightarrow{K^{-1}} V & \bar{V}(\widehat{p}) = W(q) \\ J \xrightarrow{K^{-1}} j & \bar{j}(\widehat{p}) = \frac{J(q)}{\int_{\widehat{p}} dS} \end{array}$$

11. Choix du schéma du réseau

Le choix du schéma est très large, il est déterminé par les propriétés que le constructeur estime primordiales.

— Simplicité : système de coordonnées cartésiennes ;

— Extension à l'infini : système de coordonnées polaires ; les résistances ne deviennent pas infinies dans le cas de la symétrie de révolution ;

— Précision : système spécial de coordonnées, si tous les champs de potentiel étudiés ont en commun certains caractères.

12. Effet de bord et juxtaposition de réseaux partiels

Le meilleur moyen d'échapper à l'effet de bord est évidemment de supprimer les bords.

En général on juxtapose plusieurs réseaux, l'un central sert aux mesures précises, les autres le ceinturant, sont d'une précision moindre et étendent le schéma suffisamment loin et même à l'infini.

Il se pose souvent des questions de raccordement entre deux rangées de mailles de côtés différents (rapport 1/2 ou 1/3 ou 2/3 etc).

Ce sont là des cas d'espèce dont les solutions ne sont pas uniques. Signalons l'emploi de résistances diagonales, c'est-à-dire ne suivant pas sur le schéma les lignes de coordonnées et intervenant à la fois dans les deux correspondances G et H .

A titre d'exemple nous indiquons (fig. 4 et 5) la solution adoptée pour notre réseau.

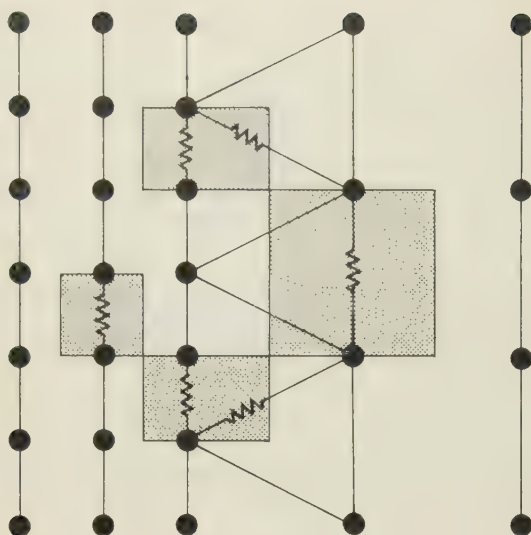


FIG. 4

Exemple de schéma d'un réseau au voisinage de la jonction entre deux réseaux partiels dont les mailles sont dans le rapport 2/1.

On précise (fig. 4) la correspondance entre les résistances paral-

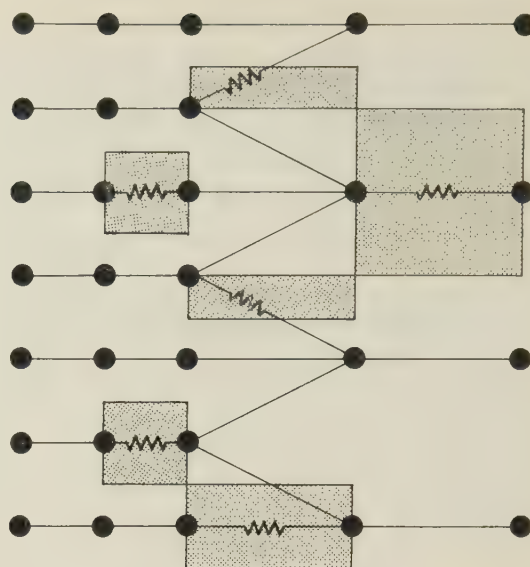


FIG. 5

lèles à la jonction et le plan conducteur, (fig. 5) la correspondance entre les résistances perpendiculaires à la jonction et le plan conducteur, et enfin, sur les deux figures, la double correspondance entre les résistances diagonales et le plan conducteur.

13. Conclusion

Nous nous proposons, pour conclure, de comparer nos résultats à ceux de la théorie classique, sur deux points particuliers.

13.1. CALCUL DES RÉSISTANCES

La théorie classique cherche à identifier la loi de Kirchhoff avec une équation aux différences déduite de l'équation de Laplace. Elle y parvient par des développements en série, limités à quelques termes.

Ce n'est qu'après avoir fait cette approximation qu'elle peut calculer les résistances du réseau.

La théorie que nous venons d'exposer arrive à formuler les valeurs des résistances avant toute approximation. Et par conséquent, un réseau calculé suivant nos formules est capable de donner, dans certains cas particuliers (correspondances G et H), des solutions exactes et, en général (correspondance K), des solutions meilleures que celles données par un réseau de résistances calculé autrement.

13.2. IMAGE INVERSE D'UN NŒUD

La théorie classique dit qu'un nœud du réseau représente un point de l'espace P_1 (à deux dimensions) et identifie leur potentiel à un facteur multiplicatif près.

Notre raisonnement nous a conduit à la corres-

pondance ($K \circ F$) et son inverse ($F^{-1} \circ K^{-1}$) qui fait correspondre chaque nœud du réseau, non pas à un point mais à un rectangle curviligne de l'espace P_1 ; si bien que le potentiel du nœud est lié au potentiel moyen du rectangle curviligne qu'il représente, et que le courant injecté dans le nœud est lié à la somme des charges contenues dans ce même rectangle.

En passant des mesures effectuées sur le réseau à l'espace physique, il n'est pas possible de détailler autant qu'on le voudrait le champ de potentiel, de même qu'il est impossible de retrouver tous les détails d'une photographie à partir de sa reproduction tramée.

13. Bibliographie

Le lecteur pourra trouver une bibliographie abondante dans notre « *Etude et réalisation d'un réseau analogique de résistances* » publiée dans le numéro 424-425 de l'*Onde Electrique* (1962) ou bien dans notre thèse (Toulouse-juin 1965, numéro 250) qui contient également un paragraphe traitant en détails l'application de notre théorie à un réseau de résistances (symétrie de révolution).

Il pourra la compléter par les quatre publications indiquées ci-dessous :

BONNEROT J. - *C.R. Acad. Sci.*, 1824, 26, 6 octobre 1958.

BONNEROT J. - *C.R. Acad. Sci.*, 1878, 80, 9 novembre 1959.

MALAVAD L., RENARD G. - La technique des analogies électriques. Techn. Gén. du Lab. de Phys. SURUGUE. Edit. du C.N.R.S., t. 2, p. 77-153, 1962.

HEITZ R. - *L'Onde Electrique*, 1347-1367, n° 477, déc. 1966.

Correspondance

LE SYSTÈME DE SENSEURS SOLAIRES POUR LE SATELLITE D₂

PAR

J. RAGOT
C. N. E. S

F. LACOSTE,
Air-Équipement

F. DESVIGNES,
L. E. P

et M. G. MARET
R. T. C.

1. Introduction

Le satellite D-2 doit être orienté de façon que son axe de rotation soit pointé vers le Soleil avec une précision de quelques minutes d'arc.

Le système de senseurs solaires que nous allons décrire, produira les signaux d'erreur en tangage et lacet qui seront utilisés pour l'acquisition et le pointage fin de la direction du Soleil.

Tous les senseurs sont rassemblés dans un bloc central, sauf le senseur d'acquisition, dont les éléments sont disposés à l'extrémité de panneaux solaires pour avoir un champ suffisant.

La figure 1 représente le bloc central composé des senseurs suivants :

1° Un senseur intermédiaire à deux axes utilisé quand le dépointage θ est inférieur à 30° .

2° Deux senseurs fins à un axe utilisés quand le dépointage θ est inférieur à 5° .

3° Un senseur de commutation intermédiaire qui déclenche la commutation entre le senseur d'acquisition et le senseur intermédiaire vers $\theta = 30^\circ$.

4° Un senseur de commutation fine qui déclenche la commutation entre le senseur intermédiaire et le senseur fin vers $\theta = 5^\circ$.

5° Un senseur d'information dont le champ est un cône de demi-angle au sommet égal à 30° .

Le bloc central contient également :

- les deux amplificateurs du senseur intermédiaire,
- les deux amplificateurs des senseurs fins,
- la logique de commutation associée au senseur de commutation intermédiaire.

Avant de décrire successivement les différents éléments, nous rappellerons que la succession de trois senseurs de champs décroissants est nécessitée par la présence de la lumière diffusée par la Terre qui pourrait perturber gravement la précision du pointé si une solution différente était adoptée.

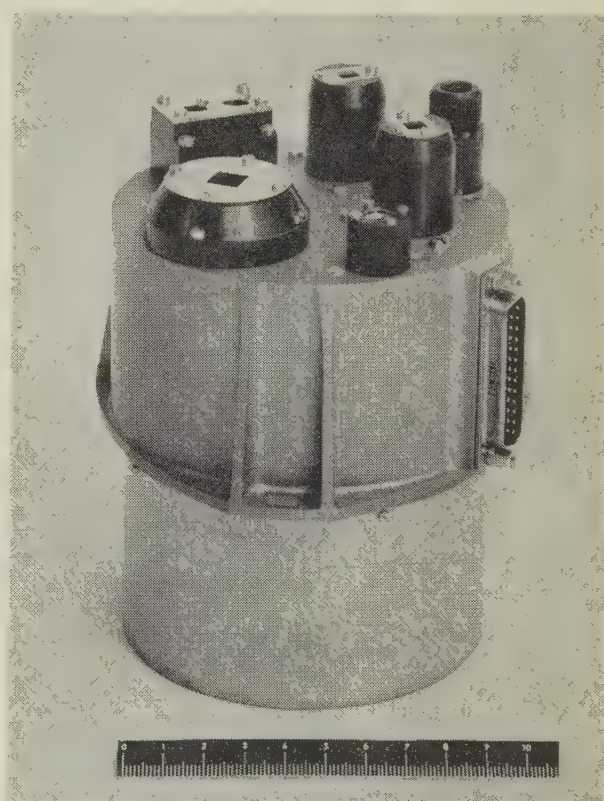


FIG. 1. — Bloc de senseurs solaire pour le satellite D 2.

2. Description des senseurs solaires

La figure 2 représente le schéma de principe du senseur d'acquisition. Les quatre cellules montées chacune au bout

d'un panneau solaire sont connectées deux à deux en opposition. Les signaux obtenus sont, sauf pour $\theta < 3^\circ$, très voisins de :

$$X = A \sin \theta \cos \varphi$$
$$Y = A \sin \theta \sin \varphi$$

θ étant l'angle de dépointage et φ l'angle de roulis.

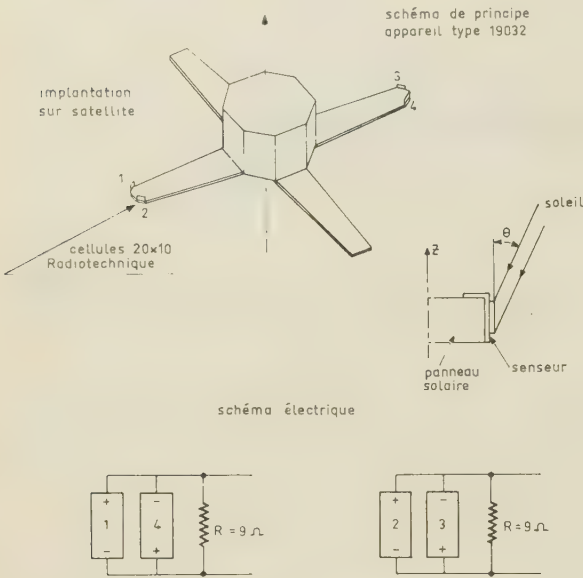


FIG. 2. — Senseur d'acquisition

● *Senseur intermédiaire* : Les quatre cellules disposées derrière l'ouverture carrée de 7 mm de côté, sont connectées deux à deux en opposition et délivrent des signaux très voisins des formes analytiques définies pour le senseur d'acquisition. La différence essentielle est que la variation de l'amplitude avec le dépointage θ représentée sur la figure 3 est excellente aux faibles angles car, dans ce cas, l'incidence est voisine de la normale tandis que, pour le senseur d'acquisition, l'incidence était rasante.

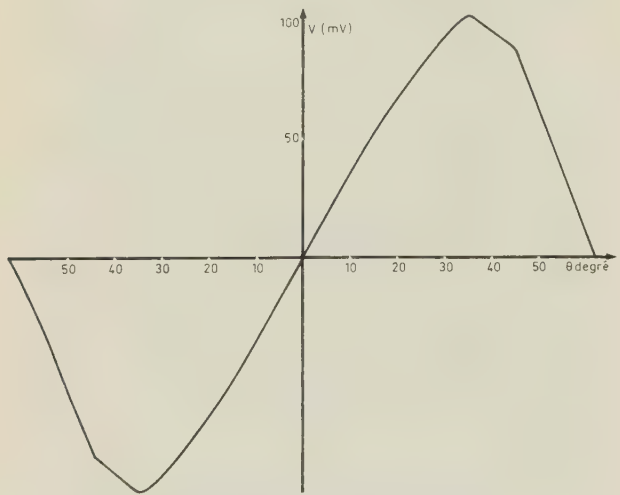


FIG. 3. — Senseur intermédiaire A.E. type 19027, Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge 9 Ω .

● *Senseur fin* : Les deux cellules disposées derrière l'ouverture carrée de 5 mm de côté sont connectées en opposition et délivrent des signaux dont l'amplitude F (θ)

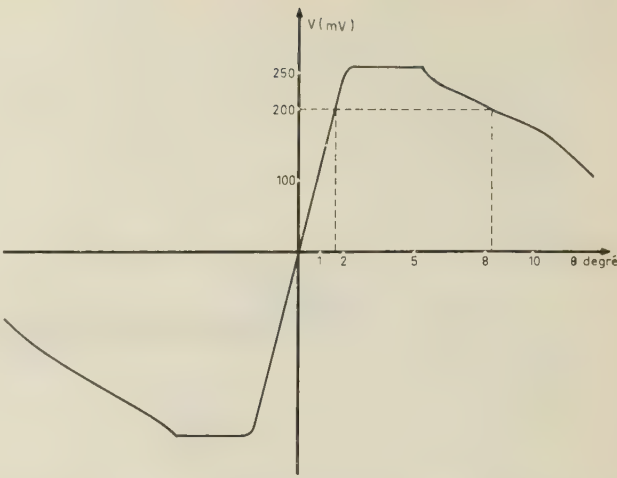


FIG. 4. — Senseur fin A.E. type 19026. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge : 33 Ω .

est représentée sur la figure 4. La partie linéaire pour $|\theta| < 2^\circ$ correspond au cas où la lumière du soleil est répartie entre les deux cellules. La linéarité est meilleure que $\pm 2\%$ pour $|\theta| < 1,5^\circ$ et la stabilité du zéro pour le senseur seul est de $\pm 30''$ environ. La pente à l'origine est de 2 mV par minute d'arc. L'uniformité de réponse du senseur, lors d'un dépointage angulaire autour de l'axe perpendiculaire est obtenue grâce à un espacement et à une inclinaison appropriée des barrettes collectrices des cellules.

La partie saturée pour $|\theta| > 2^\circ$ correspond au cas où la lumière du Soleil tombe sur une seule cellule. L'étendue de cette région est augmentée par la présence d'un cylindre intérieurement réfléchissant, disposé jusqu'à la moitié de la hauteur du senseur.

● *Senseur de commutation intermédiaire* : Chacun des deux signaux utilisés séparément pour la commutation des axes, lacet et tangage, est produit par une cellule placée au fond d'un cylindre dont la paroi intérieure est peinte en noir. La caractéristique angulaire indépendante de l'angle de roulis φ est représentée sur la figure 5. Les niveaux de déclenchement du circuit de commutation à hystérésis, décrit plus loin, sont environ 140 mV et 260 mV et correspondent à $\theta = 35^\circ$ et $\theta = 25^\circ$.

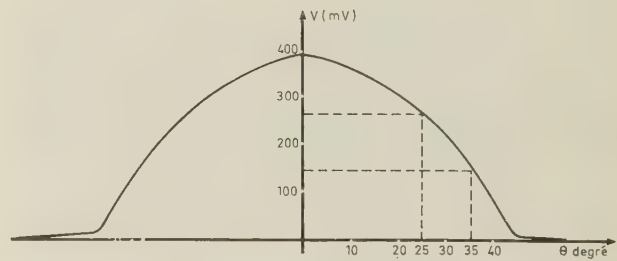


FIG. 5. — Senseur de commutation 30° AE type 19030. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm² a.m.o. Diamètre apparent : 32'. Résistance de charge : 100 Ω . Remarque : la réponse du senseur ne dépend pas de φ .

● *Senseur de commutation fine et senseur d'information* : Le premier des deux senseurs comprend quatre photodiodes disposées suivant un circuit redondant série-parallèle délivrant deux signaux qui sont combinés dans un circuit OU à l'intérieur du bloc électronique de pilotage. Les caractéristiques angulaires très nettes représentées sur les figures 6 et 7 sont obtenues par un choix approprié des résistances

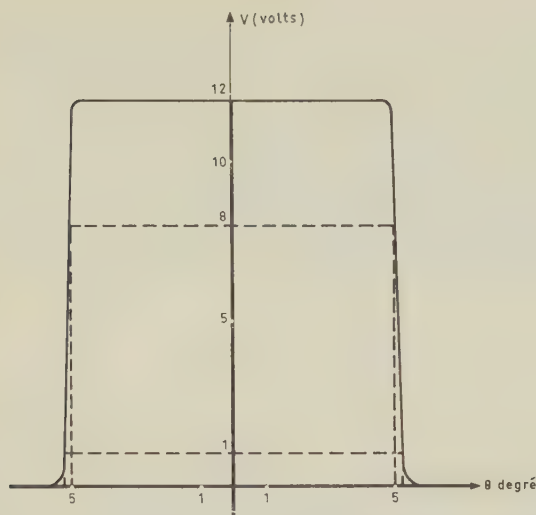


FIG. 6. — Senseur de commutation 5° AE type 19029. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm^2 a.m.o. Diamètre apparent : $32'$. Résistance de charge : $10 \text{ k}\Omega$.
Remarque : la réponse du senseur ne dépend pas de φ .

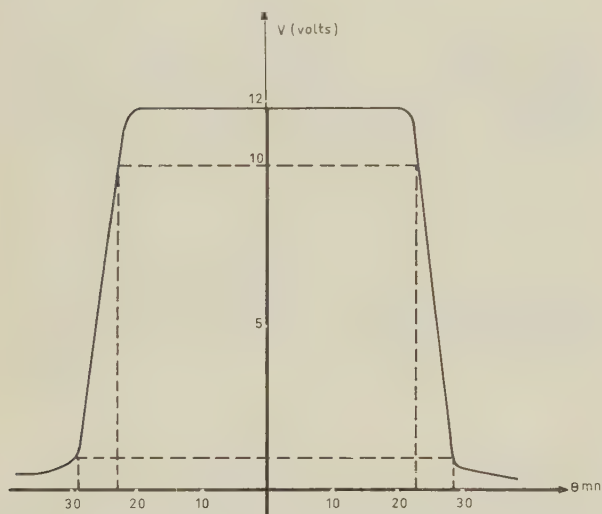


FIG. 7. — Senseur d'information AE type 19028. Caractéristique en θ (courbe expérimentale). Flux lumineux : 140 mW/cm^2 a.m.o. Diamètre apparent : $32'$. Résistance de charge : $50 \text{ k}\Omega$.
Remarque : la réponse du senseur ne dépend pas de φ .

de charge, de façon à saturer franchement sous le flux solaire tout en ne donnant qu'un signal faible sous le flux diffusé par la Terre.

3. Choix des photodétecteurs

La figure 8 représente les différents photodétecteurs utilisés.

Le choix de ces détecteurs a été fait après avoir vérifié leur bonne tenue à toutes les conditions spatiales. Les mesures très détaillées effectuées au Laboratoire d'Electronique et de Physique appliquée (LEP) ont montré, en particulier, que ces détecteurs étaient capables de supporter des niveaux de vibrations de 80 g entre 20 et $2\,000 \text{ Hz}$, des cycles thermiques violents et l'exposition prolongée à l'ultravide. Des essais d'irradiation par des électrons de 4 MeV ont également prouvé que la détérioration des caractéristiques était modérée.

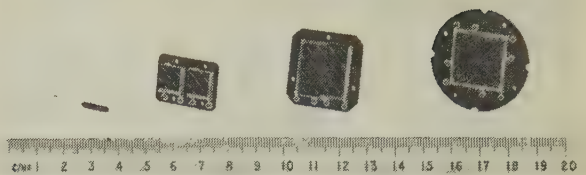


FIG. 8. — Différents photo-détecteurs utilisés.

Les photodétecteurs utilisés dans le senseur de commutation fine et le senseur d'information sont des photodiodes Texas Instruments IN 2 175 standards, mais à qui nous faisons subir un vieillissement de 600 h . Des photodiodes analogues ont déjà été utilisées pour des satellites américains et également sur FR-1.

Tous les autres photodétecteurs sont des cellules solaires au silicium fabriquées suivant des spécifications spéciales à l'usine de Caen de la Radiotechnique.

Ces cellules du type N/P sont constituées d'un matériau de base de résistivité $10 \Omega \cdot \text{cm}$ fabriqué par la méthode de CZOCHRALSKI en atmosphère d'argon, l'impureté acceptrice étant du bore.

Après rectification, le monocristal de silicium est découpé en plaques qui sont rodées puis polies par voie chimique. L'opération de diffusion est alors effectuée à une température voisine de 900°C en présence d'un gaz dopé avec un composé phosphoré.

Après la diffusion, on élimine la couche diffusée sur l'une des faces du disque, puis on réalise sur l'autre face une géométrie de contact très précise par métallisation sous vide suivie d'un traitement thermique.

A ce stade, on obtient sur une même plaque soit deux cellules de $10 \times 20 \text{ mm}$ destinées au senseur fin ou au senseur d'acquisition, soit quatre cellules de $10 \times 10 \text{ mm}$ destinées au senseur intermédiaire ou au senseur de commutation intermédiaire.

Les fils de sortie sont des rubans de nickel doré soudés aux cellules à l'aide d'un alliage plomb-étain-argent. L'autre extrémité des fils de sortie est soudée électriquement sur une borne isolée en téflon.

Les cellules sont collées sur la plaque-support en utilisant un moule de collage permettant d'obtenir une précision de $0,1 \text{ mm}$. Les fenêtres de protection en verre à l'oxyde de césium sont munies de filtres bleus dont la courbe de transmission spectrale est fournie par la société MTO avec chaque lot.

Les cellules sont alors soumises à des essais non destructifs pour vérifier leur tenue mécanique. Après des cycles thermiques entre -60°C et $+60^\circ \text{C}$, les cellules sont soumises à des vibrations de 70 g entre 20 et $2\,000 \text{ Hz}$.

Les contrôles électriques définitifs sont alors effectués en tenant compte de l'utilisation exacte des cellules. Par exemple, pour le senseur fin, on explore la surface des cellules avec un spot carré ayant les dimensions prévues pour l'utilisation définitive, c'est-à-dire $5 \times 5 \text{ mm}$.

4. Description de l'électronique associée

L'électronique associée a pour fonction :

- 1° l'amplification des signaux des senseurs,
- 2° la commutation des senseurs.

Les quatre amplificateurs ont des caractéristiques identiques. Leur gain est voisin de 30 et leur résistance d'entrée seule est différente suivant le senseur qui leur est associé.

Le circuit symétrique comprend trois étages d'amplification correspondant à :

- 1 double transistor type 2 N 2060,
- 2 transistors type PNP 2 N 2907,
- 2 transistors type NPN 2 N 2222.

La polarisation du dernier étage est assurée par quatre diodes. Deux condensateurs limitent la bande passante de façon à éviter les oscillations possibles. La compensation en température est obtenue par deux transistors dont le gain est ajustable.

La consommation de cet amplificateur est faible puisqu'elle ne dépasse pas :

25 mW entre le +12 V et la masse

25 mW entre le -12 V et la masse

La linéarité est meilleure que $\pm 1\%$ pour une tension de sortie inférieure à ± 10 V. L'amplitude maximale à saturation est de l'ordre de $\pm 10,5$ V. Dans la gamme -25°C , $+55^\circ\text{C}$, c'est-à-dire pour une variation de 80°C , la dérive à la sortie de l'amplificateur est inférieure à 35 mV. Comme le gain de l'amplificateur est de 37,5, la dérive ramenée à l'entrée est de l'ordre de 1 mV pour 80° , soit $12,5\ \mu\text{V}/\text{degré}$.

Il est bon de noter que ce résultat est obtenu malgré les difficultés d'un circuit à faible consommation.

La logique de commutation comprend deux parties nettement séparées :

1° Un circuit de Schmitt à hystérésis qui décide la commutation en fonction du niveau du signal du senseur de commutation intermédiaire ;

2° Un circuit de commande du relais qui connecte l'entrée de l'amplificateur vers le senseur d'acquisition ou le senseur intermédiaire.

Le circuit de Schmitt a la particularité d'être commandé par l'émetteur du transistor d'entrée, ce qui permet des seuils de quelques centaines de millivolts.

L'écart de seuils qui donne l'hystérésis est assuré par le choix d'une résistance. La compensation de température est obtenue par deux diodes.

La commande du relais est effectuée à travers des portes commandées par le circuit de Schmitt à une cadence déterminée par un oscillateur incorporé constitué d'un transistor unijonction. Le principe du circuit est tel que le résultat de la commande est vérifié par un contact du relais et que la commande est répétée si l'ordre donné n'est pas effectué.

La consommation de ce circuit est encore plus faible que celle des amplificateurs puisqu'elle ne dépasse pas en moyenne 10 mW (+12 V uniquement). L'appel de courant pendant la commutation du relais est négligeable, grâce à un condensateur de 100 μF qui emmagasine la plus grande partie de l'énergie nécessaire.

5. Description de l'installation d'essais

Le simulateur réalisé par la Société BBT permet d'obtenir un flux voisin de celui du Soleil avec un diamètre apparent de $32'$.

Le réglage du zéro des senseurs peut être effectué de plusieurs manières. Nous pensons que la meilleure méthode pour les senseurs de caractéristique linéaire est d'annuler la composante continue du signal obtenu en faisant tourner le senseur autour d'un axe perpendiculaire à sa face d'appui. On montre, en effet, que le signal présente une composante alternative, fonction du dépointage de l'axe de rotation avec la direction du faisceau, et une composante continue fonction de l'angle de l'axe de rotation avec le plan sensible du senseur. L'avantage très important de cette méthode est qu'elle n'exige pas une bonne uniformité de brillance dans le diamètre apparent du simulateur.

Nous estimons que cette méthode permet d'observer nettement une dérive de 0,5 mV, c'est-à-dire $15''$ pour le senseur fin de D-2. Notons qu'elle n'est applicable que si la caractéristique est bien linéaire, ce qui est le cas ici.

TÉLÉMESURE - TÉLÉCOMMANDE

PAR

J. FAGOT

Directeur technique à la CSF

Nous signalons à nos lecteurs un article de synthèse traitant de l'évolution des techniques utilisées pour les liaisons radio-électriques servant aux télémesures et aux télécommandes dans l'exploration de l'espace lointain. Il a été publié dans l'« *Astronautique* », revue de la Société Française d'Astronautique, N° 2 (1967), diffusée par les Editions Air et Cosmos, 21, rue d'Uzès, Paris-2°.

Sous la rubrique « Données Générales », l'auteur rappelle d'abord les formes adoptées pour les signaux de modulation : messages constitués par une suite de digits binaires formant une suite de mots dont certains sont affectés à la synchronisation nécessaire au déchiffrement. Selon la technique actuellement préférée, ces digits modulent une sous-porteuse suivant deux états de phase opposée (PSK = phase shift Keying).

Le bilan d'une liaison est ensuite étudié. Il consiste à évaluer le niveau de la puissance reçue en fonction des nombreux facteurs mis en jeu (puissance émise, gain des antennes, atténuations diverses, et naturellement les distances qui sont considérables). En regard est évaluée la puissance de bruit. On a, en utilisant les données théoriques et expérimentales actuelles, le moyen d'évaluer le taux d'erreur par bit d'information et ainsi de fixer les paramètres désirables pour une liaison donnée. Naturelle-

ment, le système PSL est choisi en raison de ses remarquables performances en présence du bruit élevé qui est rencontré dans ce genre de liaison.

Les conditions particulières de modulation et de démodulation sont ensuite passées en revue, ainsi que les dispositifs particuliers relatifs à la transmission du signal de synchronisation des digits que l'on doit avoir à sa disposition à la réception, préalablement à toute démodulation.

Les codes binaires à moindre taux d'erreurs sont rapidement passés en revue : il s'agit des codes dits « orthogonaux » qui augmentent le nombre de digits par bits d'information transmis, donc qui accroissent la largeur de bande, mais qui réduisent encore le taux d'erreur.

L'étude se termine par un bilan des progrès réalisés dans ce domaine, au cours des dernières années. C'est ainsi que, pour la distance d'une unité astronomique (150 millions de kilomètres), on écoulait en 1959 dans la première mission Pioneer un taux d'information de 0,00025 bits/s alors qu'on en écoulait actuellement 34 et que, pour un avenir qui n'apparaît pas comme très lointain, c'est 12 000 bits/s qu'on envisage de transmettre sur ce type de liaison.

Vie de la Société

COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Dans les « communiqués » de l'*Onde Electrique* de septembre 1967, il avait été indiqué que le Colloque International sur la Télévision en Couleur aurait lieu en même temps que le Salon des Composants.

D'autres manifestations internationales ayant lieu à la même époque, le Comité d'organisation a été conduit à le décaler d'une semaine ; il précédera donc immédiatement le Salon des Composants, du 25 au 29 mars 1968.

PROGRAMME

Ce Colloque a pour but d'étudier les aspects scientifiques et techniques que posent la télévision en couleur et son exploitation à un moment où plusieurs pays en Europe commencent une radiodiffusion régulière de programmes de télévision en couleur et où beaucoup d'autres pays s'apprêtent à faire de même à plus ou moins brève échéance.

En associant l'expérience déjà longue de certains pays à celle, plus récente, d'autres pays, on s'efforcera de dégager les problèmes essentiels posés par la technique de reproduction des images en général et de son application à la radiodiffusion. Une attention particulière sera apportée aux méthodes et appareillages de mesure, tant sur l'image elle-même que sur les circuits de transmission du signal de télévision.

La reproduction des images en couleur

La reproduction des images en couleur en télévision pose des problèmes théoriques et pratiques de colorimétrie et de distorsions en relation avec les propriétés de la vision.

A titre indicatif, la liste suivante indique quelques problèmes pouvant retenir l'attention :

- colorimétrie des systèmes analyseurs et récepteurs, normalisation des principaux paramètres colorimétriques ;
- propriétés de la vision et distorsions photométriques et colorimétriques tolérables ;
- colorimétrie du film cinématographique en relation avec son utilisation en télévision ;
- évaluation objective et subjective de la qualité des images en couleur ;
- méthodes et appareillages de mesure.

L'équipement des chaînes de télévision et l'exploitation des réseaux de radiodiffusion

Dans cette partie du programme seront réunies les communications traitant des équipements techniques de télévision dans la chaîne de radiodiffusion et des méthodes de contrôle et de mesure des caractéristiques de cette chaîne dans les conditions d'exploitation normales.

On pourra distinguer deux catégories de problèmes, ceux concernant la production des images dans les centres vidéo ou en reportage et ceux concernant la chaîne de distribution aux émetteurs, et la diffusion (émetteurs et réémetteurs), y compris l'utilisation des satellites à ces fins. Dans

ce cadre pourra s'établir la classification provisoire suivante :

- prise de vue directe en studio - éclairage - prise de vue en extérieur (reportages) ;
- équipements d'analyse, caméras, télécinémas, chaîne vidéo, codage, décodage, mélange, etc. ;
- enregistrement (magnétique en particulier) des images ;
- conversion entre systèmes différents ;
- réseau de liaison point à point par faisceaux hertziens et par satellites ;
- émetteurs et réémetteurs de radiodiffusion ;
- équipements de mesure et de contrôle des chaînes de radiodiffusion (qualité à la source, distorsions de transmission).

La réception de la télévision en couleur

La réception de la télévision présente des caractères particuliers du fait de la construction en grande série des récepteurs, de la diversité des installations d'antenne et des conditions spéciales de maintenance des récepteurs. L'installation de réception constitue cependant un maillon essentiel de la chaîne et influence sensiblement la qualité finale de l'image de télévision en couleur.

Les communications pourront porter notamment sur les points suivants :

- antennes et conditions de réception (champ minimal, défauts de propagation, brouillages) ;
- distribution collective du signal capté par l'antenne, précautions particulières ;
- le tube-image et son évolution ;
- projection sur grand écran ;
- conception et fabrication des récepteurs ;
- fiabilité et maintenance des récepteurs et des installations de réception ;
- méthodes et appareillages de mesure sur les récepteurs, etc.

ORGANISATION DU COLLOQUE

Le règlement du Colloque sera adressé, en même temps que les bulletins d'inscription définitive, à tous ceux qui auront retourné la carte réponse. Les inscrits recevront au mois de mars le Guide du Congressiste leur donnant tous les renseignements détaillés dont ils auront besoin.

Le dossier de séance comportant le résumé des communications pourra être retiré par les Congressistes à partir du samedi 23 mars 1968 à 9 heures au Secrétariat du Colloque.

Les auteurs de communications sont invités à faire connaître dès que possible le titre de la conférence qu'ils proposent. Le résumé de leur communication devra parvenir au Secrétariat avec leur inscription définitive, entre le 1^{er} octobre et le 1^{er} décembre 1967.

Adresse : COLLOQUE INTERNATIONAL SUR LA TÉLÉVISION EN COULEUR, 16, rue de Presles, 75-Paris-15^e.

Informations

DOCUMENTATION TECHNIQUE

COMPARAISON DE FRÉQUENCES

Le Département « Fréquences » du Centre National d'Etudes des Télécommunications, 196, rue de Paris, 92-Bagneux, nous fait savoir que, par suite d'incidents techniques sur l'installation Cs2, il n'y aura pas encore de **TABLEAU DES MESURES JOURNALIÈRES DES PHASES DES ÉMETTEURS DE FRÉQUENCE ETALON** pour le mois de septembre 1967.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

RÉSINE NYLON RENFORCÉ FIBRE DE VERRE

Le département Matières Plastiques de Du Pont est désormais en mesure de fournir des résines renforcées à la fibre de verre pour moulage.

Ce produit, le « Zytel 7000 » est le premier nylon renforcé présenté par la Société Du Pont. Trois compositions différentes seront offertes sur le marché : un nylon 6.6 pour applications courantes, un nylon résistant à la chaleur et un nylon résistant à l'hydrolyse. Dans les trois cas, le support est constitué de 33 % de fibres de verre courtes. Celles-ci augmentent la résistance du nylon à la traction de plus de 100 % et triple sa rigidité et sa stabilité dimensionnelle.

Parmi les domaines d'utilisation prévus pour le nylon renforcé on peut citer la fabrication de carcasses de bobines, bobines diverses, éléments de fixation, engrenages, interrupteurs électriques et autres pièces analogues qui exigent une bonne tenue aux charges élevées, une bonne résistance au fluage et une bonne stabilité dimensionnelle relative.

La mise en œuvre de la résine nylon « Zytel 7000 » s'effectue de préférence dans des presses à injection à vis utilisées couramment pour les thermoplastes. La viscosité du nouveau produit fondu est environ le double de celle des résines classiques. Pour faciliter l'écoulement et amé-

liorer le remplissage des empreintes, il est nécessaire d'adopter des pressions plus élevées et d'augmenter la température du cylindre d'injection de 10 à 20 °C.

Le retrait de la résine renforcée est inférieur à la moitié de celui de la résine de base ; la matière peut être rebroyée et remoulée sans qu'il en résulte une réduction notable des propriétés physiques.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à Gerald Lander, Du Pont Information Service (Plastics), Case Postale CH-1211, Genève - 24.

NOUVEAUX TUBES CATHODIQUES BICOLORES A UN SEUL CANON

Sylvania présente un tube à rayons cathodiques bicolore à simple canon et double couche phosphorescente qui satisfait aux exigences particulières rencontrées dans les systèmes d'affichage militaires, industriels et commerciaux.

Ces nouveaux tubes dépassent les possibilités actuelles des tubes à trois canons équipés de masque à trous, grâce à une technique de construction utilisant des phosphores à plusieurs couches.

Il suffit, en effet, de commuter la tension d'anode à un plus ou moins haut niveau pour obtenir du rouge ou du vert de ce nouveau tube couleur à un canon.

Dans les systèmes d'affichage pour le contrôle aérien, des couleurs peuvent être utilisées pour indiquer différentes altitudes afin d'obtenir des informations sûres et rapides sur les avions placés en circuit d'attente. Elles peuvent aussi être employées pour indiquer différentes pistes d'atterrissage. Dans les dispositifs d'affichage pour calculateurs électroniques, la couleur peut être utilisée pour indiquer des données significatives ou données récemment supprimées, modifiées ou ajoutées.

Le plus caractéristique de ces tubes multicolores est le modèle Sylvania SC-4689. Ce dernier présente l'avantage d'une excellente séparation des couleurs, du rouge au vert, en commutant la tension sur l'anode n° 3 de 6 000 à 12 000 volts. Utilisant un écran de 12,5 cm de diamètre et un canon à haute résolution, le SC-4689 offre une accélération en spirale après déflexion, afin d'atténuer les variations dans la sensibilité de déflexion et la linéarité du motif lors du changement de potentiel de l'anode n° 3.

Sylvania peut appliquer le même principe à d'autres dimensions et modèles, telle qu'une unité à deux canons, pour satisfaire aux besoins particuliers de chaque utilisateur.

Pour tous renseignements, s'adresser à C. Marshall, Burson-Marsteller Assoc., 2, rue Thalberg, Genève, Suisse.

NOUVEAUTÉS DE LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C.

Unités de comptage à blocs-circuits « série 10 »

Présentée au dernier Salon des Composants Electroniques, la nouvelle série d'unités de comptage à blocs-circuits « série 10 » de LA RADIOTECHNIQUE - COPRIM - R.T.C. est désormais commercialisée.

Elle comprend des décades et doubles décades de comptage, des diviseurs et doubles diviseurs par 16, des diviseurs par 256, des mémoires-tampons, des compteurs-décompteurs, des registres à décalage et des compteurs en anneau, tous réalisés sur plaque imprimée en verre époxy.

La technologie de ces nouvelles unités a été tout spécialement orientée en vue d'une large utilisation industrielle, leur fonctionnement de 30 kHz permettant pratiquement de satisfaire tous les besoins de l'industrie concernant le comptage. Grâce à l'utilisation des blocs-circuits « série 10 », la sensibilité aux parasites est considérablement réduite. Le petit nombre d'unités nécessaires à la réalisation d'un ensemble de comptage limite sensiblement les points de contact, connexions et soudures.

La commercialisation de la « série 10 » n'a pas entraîné l'arrêt de la fabrication à l'usine d'Evreux des unités de comptage à blocs-circuits « série 100 » qui, du fait de leur fréquence de fonctionnement de 100 kHz, continueront à s'imposer dans les domaines de la mesure et des laboratoires.

Transistors de puissance V.H.F.

La Radiotechnique-Coprim-R.T.C. disposait déjà, avec les BLY 37 et BLY 53, de deux transistors plans NPN au silicium susceptibles de fournir une puissance de sortie de 5 W à 470 MHz. Deux nouveaux transistors de puissance : le 218 BLY et le 219 BLY viennent de s'ajouter aux précédents pour former une gamme homogène permettant la réalisation des étages de puissance d'un émetteur VHF ou UHF à partir d'une puissance d'attaque de 50 mW.

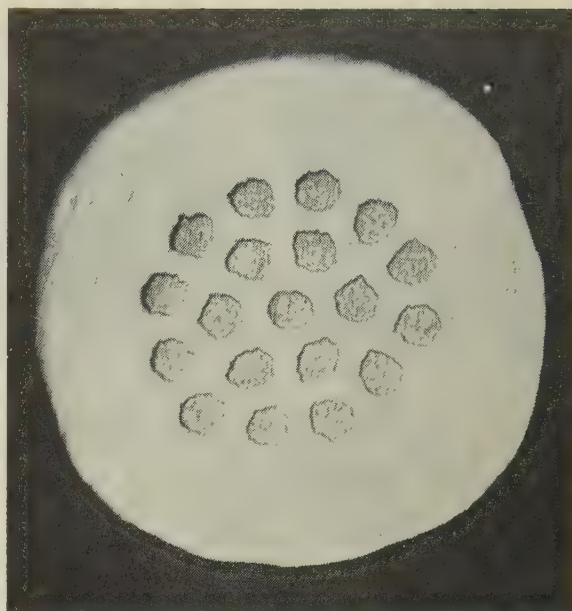
● Le 218 BLY a été conçu comme « driver » des BLY 37 et 53 : alimenté sous 13,8 V, il peut fournir une puissance de sortie de 3 W à 470 MHz. Pour une puissance de sortie de 1,25 W, niveau suffisant pour l'attaque du BLY 53, le gain en puissance est au moins égal à 8 dB. La fréquence de transition est de 1 200 MHz. Parmi les applications de ce transistor, citons les étages de sortie des petits émetteurs fixes ou portatifs.

● Le 219 BLY a été conçu comme « driver » du 218 BLY, donc comme « pré-driver » des BLY 37 et 53 : alimenté sous 13,8 V, il fournit une puissance de sortie de 0,5 W à 470 MHz avec un gain de puissance garanti de 10 dB.

UN NOUVEAU SUPRACONDUCTEUR

La Compagnie Française THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS BRANDT vient d'entreprendre la fabrication, à l'échelle industrielle, de fils fins réalisés à partir de l'alliage supraconducteur Cryogauss, composé de 60 % de niobium et 40 % de titane. Le fil est gainé de cuivre de haute pureté ; la qualité de l'adhérence âme-cuivre assure une très grande stabilité au supraconducteur et un coefficient d'échange thermique élevé.

Les fils supraconducteurs de la famille Cryogauss sont, soit les fils monobrins TH.N 910, d'une longueur unitaire de 2 000 mètres, soit les fils à âmes multiples, notamment à 7, 19 et 61 brins, de la série TH.N 911.



Les fils monobrins peuvent être toronnés et l'on peut obtenir des bandes supraconductrices permettant le passage de courants atteignant 10 000 A.

Les fils supraconducteurs monobrins ont une âme d'un diamètre moyen de 250 microns. Chaque brin composant les fils à âmes multiples a un diamètre compris entre 100 et 250 microns.

La densité de courant admissible est de l'ordre de $1,2 \cdot 10^5$ A/cm², à 5 teslas, et le champ critique maximal est de 12 teslas à 4,2 °K. La température critique est de 10 °K. L'épaisseur de la gaine de cuivre varie de 40 à 200 microns. Le rapport de résistivité de la gaine entre 290 °K et 4,2 °K sous 5 teslas est de 80 à 100. La charge de rupture à 20 °C se situe à 120 kg/mm².

MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE DIGITEST

Le « DIGITEST » est un multimètre numérique autonome d'une classe de précision allant de 0,5 % à 2 %, selon les calibres. Il a 23 calibres de mesures, partagés en 5 fonctions (tension continue et alternative, courant continu et alternatif, résistance) couvrant tous les domaines de la mesure des grandeurs électriques. Cet appareil affiche les résultats de la mesure avec 3 chiffres significatifs et avec virgule flottante.

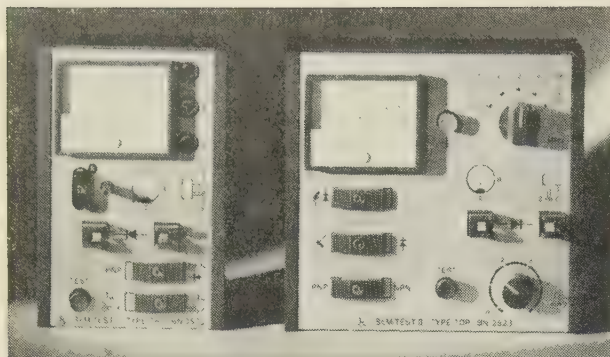
Il est présenté en version pile, secteur ou secteur-batterie Ni-Cd.

Un accord vient d'être conclu entre Schneider - Radio-Télévision et Honeywell Inc. de Denver (U.S.A.), confiant à cette dernière l'exclusivité de la distribution pour le continent Américain du « Digitest » et des appareils en dérivant.

TRANSISTORMÈTRES SEMITEST ROHDE ET SCHWARZ

Gamme de courant : 6 mA.
Courant de court-circuit : 5,5 mA.
Commutation : PNP/NPN.

Le Semitest I (type TSP) permet de déterminer les caractéristiques des courants direct et inverse des diodes et le gain en courant des transistors. Les types à silicium et à germanium peuvent être distingués à l'aide de la tension de seuil. Le courant en court-circuit est si faible qu'une erreur de polarité n'entraîne pas la destruction des transistors.



Fréquences de mesure : 0,5/3/10/40/100 MHz.

Point de fonctionnement

— pour les transistors (PNP/NPN)

$$U_{CB} = \pm 4,5 \text{ V.}$$

$$I_E = 0,5 \text{ à } 5 \text{ mA.}$$

— pour les varicaps $-U_D = 4,5 \text{ V.}$

Le Semitest II (type TDP) détermine la fréquence de coupure des transistors et des diodes et leur rendement en oscillateurs à cinq fréquences différentes. Lors des mesures sur les varicaps, la chute de la tension HF est une mesure directe de la résistance d'affaiblissement; l'écart de fréquence détermine la capacité dynamique.

Des mesures plus précises et plus étendues des paramètres peuvent être faites avec le transistormètre de puissance type TLM, le transistormètre type TYM ou l'ensemble de contrôle pour semiconducteur type BMA, fabriqués également par Rohde et Schwarz.

Renseignements complémentaires auprès de Rohde et Schwarz France, 33, bd Berthier, Paris-17^e. Tél. 380.34.68.

STABILISATEUR DE SPECTRE SORELIA

Cet appareil compense les dérives d'un ensemble de spectrométrie mono ou multicanal.

Le principe consiste à insérer pendant des instants très courts, une source de référence dont l'énergie du pic caractéristique est voisine de celle de la source à mesurer. Sur les deux côtés du pic de référence d'énergie connue, sont prééglés deux discriminateurs dont les sorties sont comparées numériquement. La différence est convertie analogiquement en signal de correction de l'amplificateur d'entrée.



L'originalité consiste dans la présentation de la source de référence devant la chaîne de mesure. Dans un château de plomb, où est installé le photomultiplicateur, tourne un colimateur à la vitesse de 50 tr/s. Le colimateur installé entre la source de référence, et le scintillateur, est muni d'un orifice qui permet de présenter cent fois par seconde la source de référence devant le scintillateur.

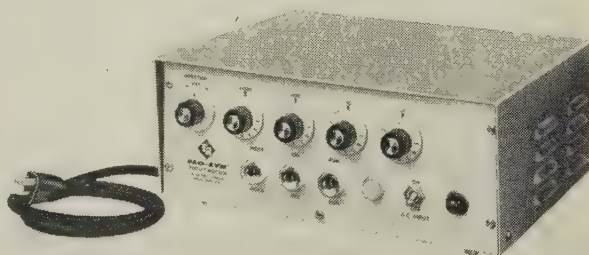
Par l'intermédiaire d'un système optique, sont créées des impulsions électriques pour synchroniser l'appareillage avec la présentation de la source de référence.

Cet appareil est d'un emploi très simple, il n'introduit pas de bruit de fond supplémentaire. La stabilisation se fait continuellement dans le temps et peut être de ± 1 canal sur 1024 canaux. Le pourcentage de dérive rattrapable peut être de $\pm 20 \%$, et être lu sur un appareil de mesure.

SORELIA ELECTRONIQUE, 150, rue de Chatou, 92-Colombes.

« PRESET INDEXER » DE SUPERIOR ELECTRIC

Cet appareil est destiné à commander un moteur pas-à-pas. L'avance dans un sens ou dans l'autre est déterminée par la position de commutateurs à 10 positions correspondant aux unités, dizaines, centaines, etc. Le début du mouvement est déclenché par pression sur un bouton ou fermeture d'un contact extérieur. Lorsque le nombre de pas



est atteint, le moteur s'arrête et un relai ferme un contact utilisable dans un circuit extérieur. Il existe un modèle double permettant de commander simultanément deux moteurs. L'appareil se fait avec 3, 4 ou 5 chiffres. Sur demande, un circuit permet d'arrêter toujours le moteur dans le même sens, pour éviter l'erreur due aux jeux des transmissions.

Représentant : Ets MEGEX, 105, quai Branly, Paris-15^e.

INSTRUMENT POUR LES CALCULS ANALOGIQUES STATISTIQUES L'ISAC NOR 5003

L'ISAC, analyseur statistique portable réalisé par NORATOM comprenant un enregistreur magnétique, est destiné à fournir des solutions pratiques, par les méthodes statistiques aux problèmes de commande automatique, de télécommunications, et plus généralement à l'étude des phénomènes aléatoires.

L'analyse de signaux à la fois périodiques et aléatoires peut être effectuée en fréquence (analyse spectrale), en temps (analyse de corrélations) et en amplitude (analyse de distribution d'amplitude). L'étude des signaux est effectuée à partir d'un enregistrement réalisé sur une boucle magnétique par l'appareil lui-même.

Enregistrement : Les trois canaux d'entrée sont identiques. Le signal d'entrée est appliqué à un amplificateur continu, suivi d'un filtre passe-bas étroit. On utilise la



modulation de fréquence en impulsion et le signal modulé est enregistré sur la boucle magnétique par un courant rectangulaire saturant la bande.

De grandes gammes de largeurs de bande en fréquence et de temps d'enregistrement sont fournies par huit vitesses de défilement de la boucle magnétique. Les calculs sont toujours réalisés à la vitesse maximale de la bande. Deux têtes magnétiques contiennent chacune trois canaux décalés les uns par rapport aux autres. Chaque signal d'entrée est enregistré sur deux pistes de la bande, une pour chaque tête.

Lecture et corrélation : On trouve deux canaux de démodulation identiques. La démodulation est réalisée en formant un train d'impulsions de hauteur et de durée constantes et en leur faisant traverser un filtre passe-bas.

Analyse spectrale en puissance : Un filtre de bande est utilisé pour estimer le spectre de puissance autour de la fréquence centrale. Un balayage continu en fréquence est obtenu suivant une méthode hétérodyne. Le signal démodulé est mélangé à une onde carrée croissant régulièrement en fréquence. La sortie du mélangeur traverse un filtre de bande, est élevée au carré, puis traverse un filtre passe-bas. Le spectre de puissance est enregistré sur une courbe continue.

Fonction de distribution : Dans un simple circuit comparateur, le signal modulé est comparé à une tension de référence, puis intégré.

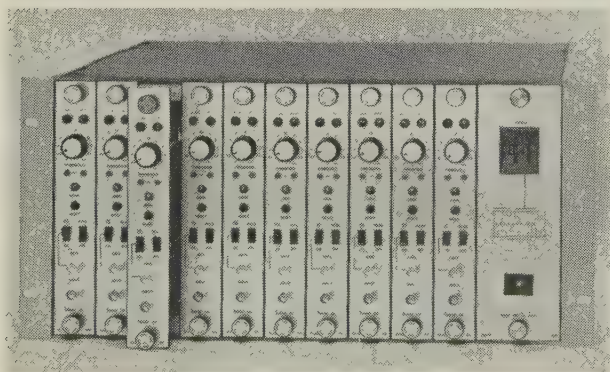
Représentation en France : TRANCHANT ELECTRONIQUE S.A., 19-21, rue Madame de Sanzillon, 92-Clichy.

ECHELLES MODULAIRES « PLUG IN »

Ce sont des échelles enfichables, d'un encombrement très réduit, réalisées en circuits intégrés de logique TTL dans le standard NIM qui leur procure une excellente immunité aux parasites.

Elles ne comportent pas d'affichage de leur contenu, mais celui-ci peut être lu par les instruments BORER, de la série 600, ou être traité par ordinateur. Elles comportent :

- Huit décades.



- Entrée équipée d'un discriminateur à couplage continu.
- Porte de coïncidence ou anti-coïncidence.
- Remise à zéro manuelle ou électrique.
- Deux petits voyants contrôlent le fonctionnement : l'un vert, visualisant le signal d'entrée, l'autre jaune, signalant que le contenu de l'échelle est différent de 0.

Elles peuvent être rassemblées par groupe de 10, dans un panier de type 620 comportant leur alimentation et le codage des adresses.

Chaque échelle a une impédance d'entrée de 50 ohms et peut supporter en permanence une surcharge de ± 5 V en continu ou ± 50 V pendant 0,5 s. Le seuil d'entrée est variable de façon continue de 0,25 à 2,5 V ; la sensibilité de la porte est négative 0,25 V.

Suivant les types, la longueur minimale d'impulsion à l'entrée varie de 2,5 à 20 ns, la résolution pour impulsions doubles variant de 8 ns à plus de 100 ns.

La température ambiante admissible est de 60 °C.

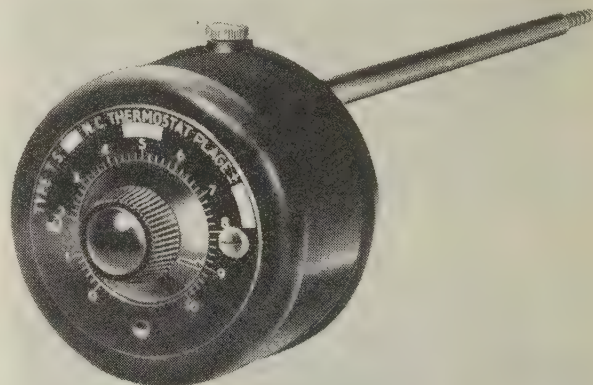
Représentation en France : SORELIA ELECTRONIQUE, 150, rue de Chatou, 92-Colombes.

THERMOSTATS DE PRÉCISION S.E.I.M.

Spécialisée dans la construction des thermostats à commande bimétallique, la S.E.I.E.M. présente le thermostat de précision TS.

Les avantages fondamentaux de ces matériels sont l'association d'une construction robuste à une sensibilité atteignant, selon les modèles, $\pm 0,1$ °C.

Pouvant être utilisés jusqu'à 300 °C, ces thermostats présentent l'avantage d'être étalonnables très facilement par



les utilisateurs, ce qui en fait des auxiliaires précieux dans les laboratoires où la multiplicité des contrôles entraîne souvent des investissements importants.

Ils sont fournis en version normalement fermé ou ouvert, et avec des longueurs de plongeurs pouvant atteindre 533 mm.

Sur demande, des doigts de gant en acier inoxydable sont adaptables sur les plongeurs.

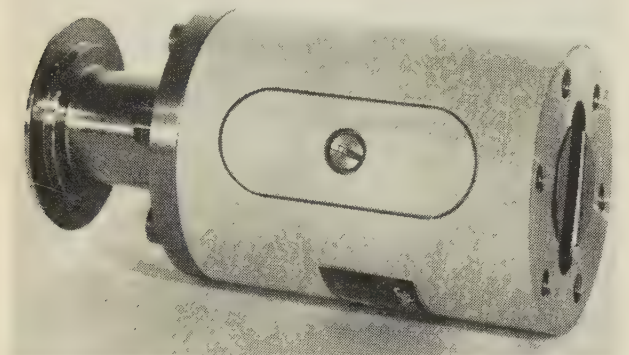
UNE GAMME NOUVELLE D'APPAREILS DE MESURE DU VIDE

Pour la mesure du vide de 1 à 10^{-6} torr, le Département Technique du Vide d'ALCATEL vient de mettre au point deux appareils industriels couvrant la gamme des vides primaire et intermédiaire. De conception simple et robuste ces appareils supportent, sans aucun danger, les remontées de pression brutale jusqu'à l'atmosphère.

Le manomètre thermique à thermocouple ATH-21 est l'appareil de mesure industriel par excellence pour la mesure des pressions dans le vide primaire ou intermédiaire, soit dans les enceintes elles-mêmes, soit dans les étages intermédiaires des groupes de pompage.

- Echelle de mesure : 3 à 10^{-3} torr.
- Lecture continue sur une seule échelle.
- Galvanomètre à grande échelle.
- Deux canaux de mesure avec tarage indépendant.
- Sélection des canaux par clavier à touches.

Au manomètre à ionisation à cathode froide ACF 10, ALCATEL apporte un important perfectionnement avec la jauge à cathode à double plasma (fig. 1) qui confère à l'ACF 10 deux avantages importants :

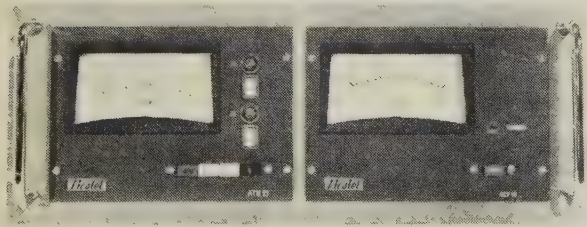


- l'indication de la lecture est d'une remarquable stabilité, analogue à celle d'une jauge triode, et ceci sans artifice aucun qui réagirait fâcheusement sur le temps de réponse.
- la pollution de la jauge, défaut commun aux manomètres à cathode froide, est considérablement retardée.

Grâce à ces perfectionnements, la fiabilité de la jauge à cathode froide est devenue aussi bonne que celle d'une jauge triode.

- échelle de mesure : 1.10^{-6} à 1.10^{-2} torr
- lecture continue sur une seule échelle
- galvanomètre à grande échelle
- consommation 35 VA pour une tension d'enregistrement 0 à 20 mV.

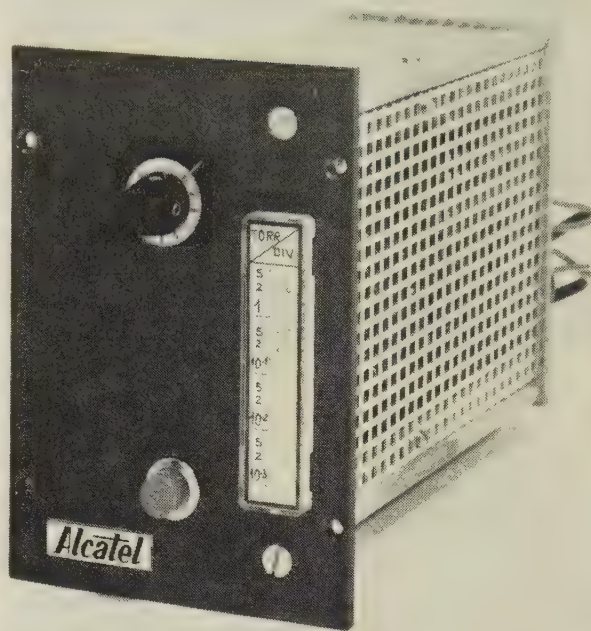
Ces deux appareils existent sous deux présentations : coffret transportable, ou demi-rack 19 pouces — 4 unités (fig. 2).



Le Manostat de sécurité APS 1 (fig. 3) est un moniteur de commande. Il indique un niveau de pression, en général il sera réglé pour indiquer, dans un groupe de production de vide, la pression d'ouverture des vannes de la pompe à diffusion. Il délivre un signal.

En général celui-ci sera utilisé pour télécommander l'ouverture ou la fermeture des vannes au niveau de pression choisi.

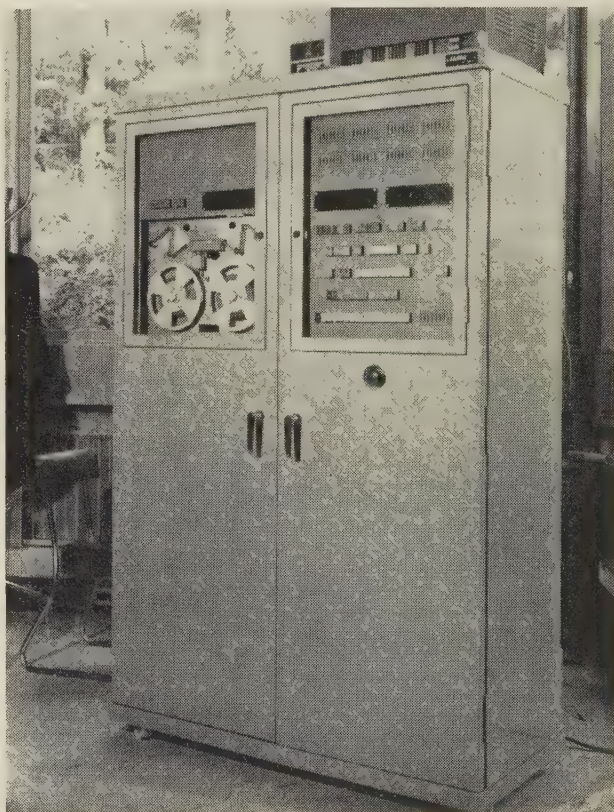
- Gamme de réglage : 1 à 1.10^{-3} torr.
- Enclenchement possible à la pression atmosphérique.
- Affichage de la pression par cadran gradué avec dispositif de blocage.



- Signal lumineux de fonctionnement du relais.
- Alimentation monophasée 127-220 V. 5 VA stabilisée pour variation secteur de $\pm 10\%$.
- Pouvoir de coupure du relais 1 RT 220 V. 120 VA (6 A. max. sur circuit non inductif).

UNE COMMANDE CONTINUE DE PROFILS POUR MACHINES-OUTILS

Complétant sa gamme d'équipements électroniques pour la commande numérique des machines-outils, ALCATEL



vient de mettre sur le marché un système de *commande continue de profils*.

Forme la plus évoluée de la commande numérique, le contournage permet d'effectuer des déplacements simultanés sur plusieurs axes, ces déplacements étant coordonnés entre eux de manière que le mouvement résultant de l'outil soit une trajectoire prédéterminée parcourue à une vitesse également prédéterminée.

L'originalité de ce système réside dans son *dispositif de correction de diamètre de l'outil*, normale à la trajectoire dans le cas du fraisage, dispositif qui permet, en plus de la compensation de l'usure d'outil, de ne tenir compte, lors de l'établissement du programme, que du profil à usiner.

L'équipement de contournage détermine automatiquement le parcours de l'outil en fonction des corrections affichées sur le pupitre par l'opérateur. On peut ainsi, par exemple, commander plusieurs passes successives (ébauche, finition) à pastir d'une même bande programmée.

L'entrée des données se fait par bande perforée 8 canaux au code ISO ou EIA. La sortie des ordres de commande se fait sur amplificateurs d'attaque de servo-valves

pour moteurs hydrauliques ou sur amplificateurs de servo-mécanismes pour moteurs électriques.

NOUVEAUX ÉQUIPEMENTS DE TÉLÉINFORMATIQUE

La Compagnie Européenne de Télétransmission (CETT), 17, route de La Reine, 92-Boulogne, annonce le lancement d'une gamme nouvelle d'équipements de transmission à hautes performances, parmi lesquels, il faut noter une série de modulateurs-démodulateurs (MODEMS) de 1 200 à 4 800 bauds permettant de transmettre des informations sur lignes téléphoniques à des vitesses pouvant atteindre 600 caractères par seconde. Jusqu'alors les équipements classiques ne dépassaient pas 300 caractères par seconde.

Ces « MODEMS » viennent d'être agréés par les Administrations des Postes et Télécommunications de la plupart des pays européens : France, Belgique, Hollande, Allemagne, Suisse, Grande-Bretagne.

Le Service Technique de la Navigation Aérienne, la Météorologie Nationale, l'Agence REUTER ont été les premiers en Europe à s'équiper avec ces matériels.

COMMUNIQUÉS

RECYCLAGE

CYCLE D'ÉTUDES SUR LES « TECHNIQUES MODERNES D'AUTOMATISATION » DANS LES INDUSTRIES MÉCANIQUES

Les Cycles d'études supérieures de Mécanique industrielle (CESMI) ont été créés en 1956 à l'Institut Supérieur des Matériaux et de la Construction Mécanique (ISMCM). Ils sont organisés avec le concours de la Fédération des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux (FIMTM).

Les CESMI ont pour but l'entretien permanent et le perfectionnement des connaissances techniques des Cadres supérieurs en fonction dans l'industrie.

Pour l'année 67-68, les cycles suivants sont prévus :

— du 6 novembre 1967 au 19 février 1968 : Systèmes asservis ;

— du 7 novembre 1967 au 20 février 1968 : L'ordinateur et la gestion technique des fabrications mécaniques ;

— du 9 novembre 1967 au 7 mars 1968 : Automatismes à programme (2^e partie) : applications aux fabrications mécaniques, commande numérique des machines-outils ;

— du 10 janvier 1968 au 13 mars 1968 : Commandes hydrauliques et pneumatiques ;

— du 26 février 1968 au 17 juin 1968 : Automatismes à séquences ;

— du 27 février 1968 au 18 juin 1968 : Organes électriques des automatismes ;

— du 17 avril 1968 au 26 juin 1968 : Progrès récents des composants électroniques et de leur application en automatique industrielle ;

— du 18 avril 1968 au 27 juin 1968 : Automatismes à programme (1^{re} partie) : le traitement des informations en commande numérique.

Les demandes d'admission sont à adresser à la Fédération des Industries Mécaniques et Transformatrices des Métaux (FIMTM), 11, avenue Hoche, Paris-8^e.

COURS TÉLÉVISÉS DU C.N.A.M. SUR LA 2^e CHAÎNE DE L'O.R.T.F.

A partir de la mi-octobre le Conservatoire National des Arts et Métiers diffusera un certain nombre d'émissions ou de cours réalisés et professés à Paris :

1 — *Mathématiques préparatoires aux Enseignements de Promotion Supérieure du Travail*, en liaison avec le Centre National de Télé-Enseignement de Vanves, (60, bd du Lycée), le jeudi à 18 h 15 et le samedi à 13 h 15, à partir du 19 octobre 1967, sur l'ensemble du réseau O.R.T.F.

2 — *Mathématiques en vue des applications aux Arts et Métiers (ou Mathématiques générales 1^{re} année)* le mercredi à 18 h 15 et le samedi à 11 h, à partir du 18 octobre 1967, sur les émetteurs de Paris-Ile de France et de Lille-Bouigny.

3 — *Radioélectricité fondamentale*, le mardi et le vendredi à 18 h, à partir du 3 novembre 1967. Par suite d'une entente pédagogique et technique avec les responsables du service de Formation Professionnelle de l'O.R.T.F., des applications expérimentales de ce cours seront présentées parallèlement dans des émissions assurées par l'O.R.T.F. elle-même le lundi de 18 h à 18 h 20 (à partir du 6 novembre). Le cours de Radioélectricité fondamentale et les applications expérimentales seront rediffusés sur la 2^e chaîne également le mardi de 14 h à 15 h 20 et le vendredi de 14 h à 15 h, avec une semaine de décalage.

4 — *Informatique fondamentale*, le lundi à 18 h 20, à partir de janvier 1968, sur l'ensemble du réseau.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser au Centre associé du Conservatoire National des Arts et Métiers le plus proche du domicile ou à TÊLÉ CNAM, boîte postale 262, Paris, R.P.

CONGRÈS ET EXPOSITIONS

TÉLÉTRAITEMENT JOURNÉES D'ÉTUDES SUR L'AUTOMATISATION DES TECHNIQUES MODERNES DE PRÉVISION DE VENTES Paris, 16-17 novembre 1967

Les 16 et 17 novembre 1967 auront lieu, à Paris, les journées d'études organisées par CEPLAM (1) sur le thème

(1) CEPLAM, Calcul Economique et Planification Moderne, 11, rue Chanez, Paris-16^e. Tél. : 647.84.00.

me : l'Automatisation des Techniques Modernes de Prédiction de Ventes.

Au cours de ces journées, qui se tiendront au siège de THOMSON-BRANDT, les participants auront, dans le cadre d'exercices pratiques portant sur des cas concrets fournis par les participants eux-mêmes, la possibilité de transmettre des données à un centre de calcul qui leur renverra aussitôt des prévisions établies en fonction de ces données. Ce sera la première fois que l'on utilisera cette technique en France lors d'une manifestation de ce genre.

L'ensemble du système de télétraitement sera réalisé par SPERAC (Systèmes et Périphériques Associés aux Calculateurs), filiale commune de THOMSON-BRANDT et de la COMPAGNIE des COMPTEURS ; le calculateur sera un ordinateur IBM 360/44 installé au Centre de Calcul de la SNECMA à Suresnes, qui utilisera des programmes conçus par CEPLAM.

Il sera notamment fait appel à CADDIE, programme très général en langage Fortran pour un calcul de prévisions optimales de ventes à 12 ou 18 mois et des fourchettes correspondantes. Ce programme procède, dans ce but, au calcul, par une méthode de lissage exponentiel améliorée, de coefficients statistiques d'une série chronologique, de sa tendance et de sa saisonnalité.

1968 SYMPOSIUM ON MICROWAVE POWER

Boston 21-23 mars 1968

Le Colloque 1968 de la Puissance Hyperfréquence aura lieu sous le patronage de l'International Microwave Power Institute, au Statler Hilton Hotel de Boston (Mas.), du 21 au 23 mars inclus.

Ce Colloque concerne les applications de la puissance hyperfréquence pour les traitements des produits alimentaires, agricoles et forestiers, les textiles, les industries chimiques et autres ; il concerne également la conception des appareils scientifiques et les systèmes de transmission de cette puissance hyperfréquence.

On sollicite des conférenciers, ils devront remettre avant le 1^{er} janvier 1968 un résumé de 250 mots à l'adresse suivante : 1968 Symposium on Microwave Power, Box 342, Weston, Massachusette 02193, U.S.A.

INTERNATIONAL INSTRUMENTS, ELECTRONICS AND AUTOMATION EXHIBITION

Londres, 13 mai 1968

Cette exposition aura lieu à l'Olympia de Londres, elle ouvrira ses portes le 13 mai prochain.

Elle a reçu en 1966 plus de 110 000 visiteurs et les stands occupaient 25 000 m². Elle disposera en 1968 de halls d'une superficie totale de 45 000 m².

7^e CONFÉRENCE INTERNATIONALE « GÉNÉRATION ET AMPLIFICATION D'ONDES MICROMÉTRIQUES ET LUMINEUSES » « MOGA 68 »

Hambourg, 16-20 septembre 1968

La 7^e Conférence Internationale « Génération et Amplification d'Ondes Micrométriques et Lumineuses » « MOGA 68 », aura lieu du 16 au 20 septembre 1968, à Hambourg (RFA). La « Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE (NTG) » coopérant avec le « Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE), Section de Hambourg », et avec « Section Allemande de l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) » sera chargée de la réalisation de la Conférence.

Le programme scientifique sera coordonné par une commission présidée par le Professeur Dr. Ing. F.W. Gundlach (Adresse : Vortragsausschuss « MOGA 68 », Institut für Hochfrequenztechnik, Jebensstrasse 1, D-1 Berlin 12). Rap-

porter et discuter sur la recherche et les connaissances les plus récentes, atteintes dans ce cadre particulier, est l'objectif de ce congrès qui poursuivra avec la tradition des précédents Congrès internationaux de « Tubes hyperfréquences » à Paris (1956), Londres (1958), Munich (1960), La Haye (1962), Paris (1964) et Cambridge (1966). Depuis 1966, l'activité du congrès a été étendue à l'application des corps solides, plasma et autres systèmes pour la génération et l'amplification des oscillations dans les domaines optique et hyperfréquence.

La section hambourgeoise du Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) sera responsable de l'organisation du Congrès. En janvier 1968, les organisateurs s'adresseront particulièrement à tous les participants des congrès précédents et à ceux qui auront manifesté l'intérêt qu'ils y attachent en envoyant leur adresse au bureau du congrès : Tagungsbüro « MOGA 68 », c/o VALVO GmbH, Burcharthstrasse 19, D-2 Hamburg 1, (RFA).

Le comité de lecture leur demandera des propositions d'exposés.

INTERKAMA 68 EXPOSITION DE LA TECHNIQUE DE MESURE ET DE L'AUTOMATISATION

Düsseldorf, 9-15 octobre 1968

L'Interkama 68 se tiendra à Düsseldorf du 9 au 15 octobre 1968.

La combinaison du Congrès et de l'Exposition complétée par une série de conférences sur les instruments réalisés par les exposants, informe des derniers développements de la technique de mesure et de l'automatisation.

Lors des conférences, le Congrès traitera des sujets actuels et futurs sur la technique de mesure et de réglage et surtout sur l'automatisation du calcul industriel.

Les Associations organisatrices ainsi que la Düsseldorfer Messgesellschaft mbH - NOWEA - invitent les intéressés du monde entier à participer à l'Interkama 68 — 4^e Congrès International avec Exposition de la Technique de Mesure et de l'Automatisation.

RÉALISATIONS TECHNIQUES

CAPACITÉS AUX OXYDES DE ZINC ET DE BISMUTH A BAS FACTEUR DE DÉCOUPLAGE

Contrairement aux résultats de recherches publiés récemment dans plusieurs revues scientifiques, deux ingénieurs d'IBM ont découvert qu'il était possible d'obtenir des matériaux utilisables, à haute constante diélectrique, par addition de faibles quantités d'oxyde de bismuth polycristallin à de l'oxyde de zinc polycristallin.

Si les corps composants ont individuellement des constantes diélectriques basses, les expériences effectuées à IBM ont montré qu'un mélange des deux corps, lorsqu'il est effectué à haute température et refroidi brusquement, pouvait donner un matériau d'une constante diélectrique de plus de 1 500.

Ce matériau a certaines propriétés qui permettent de résoudre, entre autres, le problème de la température de fonctionnement et quelques autres défauts spécifiques et communs aux circuits de commutation à forte intensité.

Des capacités peuvent être fabriquées sur des supports de céramique en couches parallèles simples, le dépôt de la pâte oxyde de zinc-oxyde de bismuth se faisant selon la technique de sérigraphie. La capacité du composant obtenu s'élève à 15 microfarads par cm². Pour les applications demandant une température de fonctionnement et une résistivité plus élevées, un dopant monovalent (cuivre) est ajouté pour modifier l'oxyde de zinc, il n'entraîne qu'une baisse négligeable de la constante diélectrique.

CIRCUITS IMPRIMÉS MULTI-COUCHES CONÇUS PAR UN CALCULATEUR ET CONSTRUITS AUTOMATIQUEMENT

TEXAS INSTRUMENTS met actuellement au point aux U.S.A. une méthode permettant, à partir des calculs d'établissement d'un circuit imprimé multi-couches, de faire effectuer le schéma par un ordinateur et de procéder à sa réalisation sur un équipement entièrement automatique.

Ce programme en est au stade de la production de prototypes. Le calculateur fournira les éléments nécessaires à la production des circuits. Un prototype pourra ainsi, espère-t-on, être mis au point dans un délai de quelques jours au lieu de quelques semaines ! Un des objectifs du programme est d'arriver à réaliser l'interconnexion automatique du maximum de composants sur un circuit imprimé.

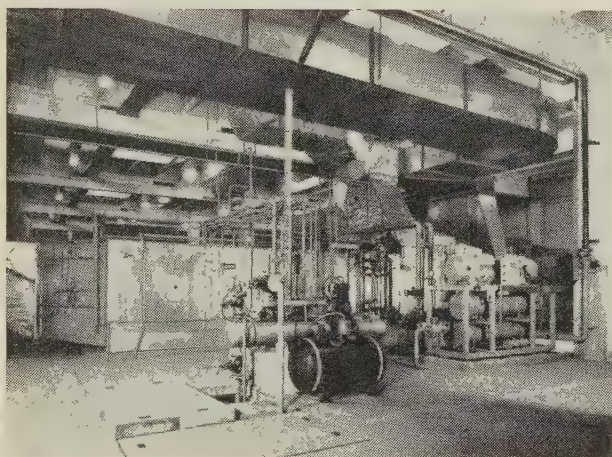
Cette méthode de fabrication est expérimentée en élaborant des circuits proposés par les différentes usines du groupe, avant de traiter les problèmes qui lui seront soumis par les industriels.

Un contrat a été passé avec l'U.S. Air Force pour la mise au point des méthodes de production.

LE CONDITIONNEMENT D'AIR AU SERVICE DE LA TÉLÉVISION COULEUR

L'industrialisation de la télévision couleur a posé de nombreux problèmes aux ingénieurs d'étude chargés de sa mise au point.

Comme tout ce qui touche à l'électronique, les constituants des nouveaux tubes couleur sont extrêmement sensibles aux variations atmosphériques. Dans ces nouveaux



ateliers, les installations de dépoussiérage, humidification et climatisation devaient donc offrir une sécurité absolue avec une humidité constante et des écarts de température ne dépassant pas 1/2 degré en plus ou en moins.

La Société LUWA, chargée de la climatisation de l'usine de Dreux de la Radiotechnique a mis en place à cet effet des circuits de régulation très précis alimentés par des appareils « WK » et « LUWAIR S » aussi robustes qu'efficaces.

C'est donc à juste titre que la Société LUWA, 14, avenue de la Plage, à Joinville-le-Pont, déjà spécialiste de conditionnement d'air dans de nombreuses industries, associe la réussite de cette installation à celle de la mise en service de la première chaîne française de fabrication des tubes couleur pour la télévision.

GT & E INTERNATIONAL VA CONSTRUIRE AUX PHILIPPINES UNE STATION TERRESTRE POUR SATELLITES

GENERAL TELEPHONE & ELECTRONICS INTERNATIONAL a été désignée pour la construction d'une station terrestre destinée aux communications des satellites. La station servira

de base au sol pour la transmission de conversations téléphoniques, signaux de télévision et renseignements techniques à (et depuis) un satellite Intelsat II placé en orbite à 22,300 miles au-dessus de l'Océan Pacifique.

Pour l'exécution du projet des Philippines, GT & E International a fait appel aux différentes compagnies de son groupe : c'est ainsi que la Società Generale di Telefonica ed Elettronica S.p.A., filiale italienne de la Compagnie, construira les amplificateurs paramétriques et les démodulateurs d'extension de seuil qui extraient l'information des signaux.

La station des Philippines transmettra et recevra des communications trans-Pacifique par l'intermédiaire du satellite Intelsat II qui a été mis en orbite au-dessus de l'équateur le 14 janvier dernier. Une station terrestre temporaire, utilisant le satellite, a été mise en service pour desservir les Philippines jusqu'à ce que les installations définitives soient terminées.

La station définitive transmettra les signaux de communication à Intelsat II à partir d'une antenne d'un diamètre de 30 mètres, pesant plus de 200 tonnes. Le satellite, à son tour, servira de moyen de communication avec les autres stations terrestres situées aux Etats-Unis, Japon, Australie et Thaïlande.

Les signaux reçus des installations de communication au sol sont traités, puis transmis à Intelsat II qui les relaye à d'autres bases au sol. A la station de réception, les signaux provenant du satellite, sont amplifiés et traités pour distribution aux réseaux de communication au sol.

Les compagnies de General System ont tenu un rôle important dans trois autres stations terrestres pour des communications commerciales par l'intermédiaire de satellites. La Société GT & E a fourni les systèmes de communication au sol et dans le satellite pour la station de Fucino, aux environs de Rome, tandis que Sylvania fournissait le dispositif d'antenne pour les communications et était tenu responsable de l'intégration totale des stations terrestres Comsat dans les états américains de Washington et Hawaii. Lenkurt a fourni les systèmes de transmission par ondes micrométriques ainsi que l'équipement de communications au sol associé pour les deux stations Comsat américaines.

COMMANDES PTT

La Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques — CGCT — a reçu de l'Administration des PTT la commande de deux nouveaux centraux Crossbar « Pentaconta » : le Central de Paris-Charlebourg (781), d'une capacité de 5 000 lignes qui desservira les abonnés de Colombes, La Garenne, Bois-le-Roy, et le Central de Lyon-Burdeau de 11 000 lignes qui desservira le centre de Lyon.

En outre, l'Administration des PTT lui a commandé, pour la ville de Nice, un centre de transit « 4 fils » automatique par lequel passeront les communications téléphoniques régionales et nationales, ainsi qu'un centre international « Pentaconta » qui permettra aux abonnés de Nice d'obtenir certains pays étrangers par voie entièrement automatique.

LIAISON TÉLÉPHONIQUE FRANCE-MAROC

Le 21 juillet 1967, le Secrétaire Général du Ministère marocain des P. et T. inaugurait la liaison téléphonique directe France-Maroc, en présence du Directeur du cabinet du Ministre français des P.T.T. et des représentants des constructeurs, les Sociétés ALCATEL, Câbles de Lyon, C.I.T., L.T.T., S.A.T.

Les P. et T. du Maroc ont entrepris la réalisation d'un vaste programme de télécommunications qui a été confié à un groupe de sociétés françaises.

Ce réseau comprend, en premier lieu, un câble sous-marin Perpignan-Tétouan permettant un trafic de 96 voies. Cet ouvrage a été confié aux Câbles de Lyon et à la C.I.T.

Ca câble sous-marin est prolongé par des artères terrestres qui relient, le long du littoral et à l'intérieur du pays, les villes de Tanger, Kenitra, Safi, Agadir et Marrakech. Les sociétés ALCATEL, L.T.T. et S.A.T. assurent la réalisation de cette partie du réseau câbles.

La fourniture, l'installation et la mise en service du réseau multiplex téléphonique équipant les artères en câbles ci-dessus, ont été confiées à ALCATEL, chef de file, avec la participation des sociétés françaises déjà citées.

CARNET DES SOCIÉTÉS

CRÉATION DE L'INSTITUT DE RECHERCHE D'INFORMATIQUE ET D'AUTOMATIQUE

L'Institut de Recherche d'Informatique et d'Automatique (IRIA), dont la création avait été décidée par une loi du 3 janvier 1967, vient de voir officiellement le jour.

Ce nouvel organisme, placé sous l'autorité du Premier Ministre, marque une étape importante dans le développement du « Plan calcul ». Il comporte :

- un Conseil d'Administration présidé par M. Galley, Délégué à l'Informatique ;
- un Directeur, M. Laudet, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse ;
- un Conseil Scientifique, présidé par le Professeur Lichnerowitz, Membre de l'Institut et Professeur au Collège de France ; ce Conseil est chargé de l'orientation des activités de recherche et de formation entreprises ou subventionnées par cet Institut.

L'IRIA assistera le Délégué à l'Information en étudiant notamment les orientations à donner en France au développement de l'Informatique, la mise en œuvre de leurs applications, l'équipement des services publics en ce domaine, ainsi que la politique de coopération internationale et la préparation des accords. Il assurera, en outre, un service de documentation permettant la publication de travaux d'intérêt général et la constitution d'une bibliothèque de programmes.

L'IRIA sera le premier établissement public qui bénéficiera d'une souplesse de recrutement qui devrait lui permettre la collaboration de spécialistes industriels et universitaires dont la formation, les habitudes de travail et les modes de pensée sont souvent profondément différents.

L'Industrie devrait ainsi profiter des résultats de la recherche fondamentale et l'Université de l'expérience des praticiens.

LES CONSEILS D'ADMINISTRATION D'ITT ET DE LEVITT APPROUVENT LE PROJET DE FUSION DES DEUX COMPAGNIES

New York, 14 septembre. — Les Conseils d'Administration de l'International Telephone and Telegraph Corporation et de LEVITT and SONS ont approuvé le projet de fusion des deux compagnies.

Ce projet, rendu public au mois de juillet dernier à la suite d'un protocole d'accord passé entre les deux compagnies, ne deviendra définitif qu'après avoir été soumis à l'approbation de l'Assemblée Générale des actionnaires de LEVITT and SONS, l'opération devant elle-même être approuvée par l'Administration Américaine.

ACCORD C.E.C. - CAMECA

La Compagnie d'Applications Mécaniques à l'Electronique, au Cinéma et à l'Atomistique (CAMECA), filiale de la C.S.F., vient de signer, sous réserve de l'approbation des autorités françaises, un accord à long terme avec Consolidated Electrodynamics Corporation (C.E.C., filiale de BELL & HOWELL).

Cet accord concède à C.E.C. le droit de fabriquer et de vendre la Microsonde électronique de CAMECA aux Etats-

Unis et au Canada. Il prévoit également des relations continues de coopération qui permettront d'apporter à C.E.C. pour application aux Etats-Unis et au Canada l'appui de CAMECA dans le domaine de la microsonde électronique.

La Microsonde électronique est principalement destinée à la recherche pour l'analyse des éléments. Elle est complémentaire d'autres appareils fabriqués par C.E.C. dans sa division « Instruments d'Analyse », notamment *Spectromètres de masse*, *Systèmes d'exploitation automatique de résultats*, *Analyseurs de gaz résiduels*, *Détecteurs de fuites*, *Humidimètres*, *Spectromètres d'émission*.

Les microsondes électroniques permettent d'examiner une région microscopique et d'en faire une analyse chimique exacte et non destructive. Les applications sont très larges et en expansion constante dans les domaines de la métallurgie, de la géologie, de la biologie, de l'électronique, de la médecine et de la chimie.

C'est en 1958 que CAMECA mit sur le marché le premier appareil de ce type. Inventée par le Professeur Raymond Castaing, la microsonde est fabriquée par CAMECA sous licence de l'Office National de la Recherche Aéronautique. A ce jour, une centaine de microsondes françaises ont été vendues sur le marché international.

L'accord entre CAMECA et C.E.C. prévoit une première commande ferme de vingt de ces appareils.

C.E.C. Consolidated Electrodynamics et C.V.C. Consolidated Vacuum sont implantés en France grâce à la récente constitution de « BELL & HOWELL Instruments », 37, rue des Morillons, Paris-15^e. Tél. : 828.25.51.

« TECHNIQUE ET PRODUITS » DISTRIBUTEUR DE TEXAS INSTRUMENTS

Comme nous l'avons déjà dit, Technique et Produits, distributeur de matériel électronique, a reçu de Texas Instruments l'autorisation de commercialiser à dater du 15 août 1967, les semiconducteurs entrant dans sa gamme de fabrication.

Grâce aux stocks constitués dans ses magasins de la Cité des Bruyères, rue Carles-Vernet, 92-Sèvres, téléphone 626.02.35 et à ses bureaux d'Aix-en-Provence et Bordeaux, Techniques et Produits sera à même de servir rapidement et efficacement les utilisateurs de semiconducteurs.

Ce service s'ajoute à celui qui était déjà fourni par Texas Instruments, Division Supply, à partir de ses bureaux de Paris, Lyon, Metz, Rennes et Toulouse.

UN GROUPE DE FIRMES EUROPÉENNES D'ÉLECTRONIQUE CRÉE « EUROSITEM » S.A. SOCIÉTÉ DE « SOFTWARE »

L'Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft AEG-Telefunken, de Berlin et Francfort, la CSF — Compagnie générale de télégraphie Sans Fil —, de Paris, et Plessey Radar Ltd, d'Ilford, viennent de créer à Bruxelles une filiale commune de droit belge, au capital de quatre millions et demi de francs belges : EUROSITEM, SA.

Les statuts de cette nouvelle société unissent à parts égales les trois sociétés précitées. Groupées en consortium, ces trois sociétés avaient déjà réalisé l'équipement du centre expérimental d'EUROCONTROL de Brétigny. Ce centre, inauguré en janvier, est chargé d'étudier les conditions du trafic aérien à l'aide d'un ensemble simulateur radar-calculateur électronique de grande capacité.

L'objet de la société EUROSITEM, SA, consiste à réaliser et à fournir à EUROCONTROL le « software » nécessaire à sa mission dans le trafic aérien et à fournir ces mêmes services à d'autres organisations européennes.

C'est l'étude et l'analyse des systèmes en général, — par exemple la circulation aérienne — gérés par des machines d'informatique, l'élaboration des programmes de calcul correspondants et leur mise en œuvre, qui constituent ensemble le software, auquel la nouvelle société va consacrer son activité.

714-C. Importante Société recherche pour son activité commerciale fils et câbles, Ingénieur Technico-Commercial ayant une dizaine d'années d'expérience dans la construction électrique, branche électronique, formation Ingénieur diplômé, lisant couramment l'Anglais, familiarisé avec problèmes d'études, aimant contacts humains, habitant PARIS ou proche banlieue, déplacements fréquents en province. Envoyer C.V. et prétentions à la Revue qui fera suivre.

715-C. Le premier réseau mondial de cotations boursières à temps réel sera prochainement étendu par mise en service ordinateur satellite PARIS.

Recherchons pour ce centre :

INGENIEUR

avec qualifications supervision, minim. 3 a. expérience ordinateurs digitaux ou système manipulation donnée pour poste

SUPERVISEUR TECHNICIENS

minim. 1 an expérience procédés digitaux ou techniques. Préfér. donnée candidats prêts à effectuer ts travaux électron., tels assemblage, installation. Connaissance anglais nécess. Ecrire avec C.V. et prétentions.

716-C

COMPAGNIE INTERNATIONALE POUR L'INFORMATIQUE

recherche

1°) INGÉNIEURS COMMERCIAUX POSITION 1-2-3

Jeunes dynamiques ayant expérience de vente calculateurs ou matériel électronique aux administrations (référence 19C2).

2°) INGÉNIEURS Gde Ecole pour fonction commerciale

Vente aux administrations militaires de systèmes complexes à base de calculateurs (référence 19C3).

Env. C.V. en précisant la référence correspond. sur l'enveloppe à Monsieur FAJON av. Jean-Jaurès 78 - LES CLAYES-SOUS-BOIS.

NORD-AVIATION

2, rue Béranger
92-Châtillon-sous-Bagneux



NORD-AVIATION

participe aux programmes
balistiques et spatiaux

Programmes militaires

Engins balistiques :

SSBS, lancé de silos fixes.

MSBS, lancé par des sous-marins nucléaires.

Programmes civils

National : lanceurs DIAMANT
et DIAMANT B.

Européen : CORALIE (2^e étage du lanceur
EUROPA)

Satellites CNES et ESRO.

S E R E B

SOCIÉTÉ D'ÉTUDES

DANS LES DOMAINES AVANCÉS, BALISTIQUES ET SPATIAUX

La **SEREB** contribue à la conception et à l'étude des programmes; elle assure la responsabilité technique du développement de systèmes sous la direction et le contrôle de la Direction Technique des Engins du MINISTÈRE DES ARMÉES.

Ses autres activités vont de l'assistance ou de la gestion technique aux études prospectives ménageant l'enchaînement des programmes et préparant l'avenir, notamment en matière de lance-satellite.

Le bilan des deux derniers programmes d'engins et de lance-satellite terminés en 1967 présente des pourcentages de réussite des tirs en vol de l'ordre de :

- 90 % pour les véhicules d'essai du guidage et de la rentrée « SAPHIR »;
- 100 % pour le lance-satellite « DIAMANT ».

En outre, des étapes déterminantes ont été franchies dans le développement des systèmes de fusées lancées tant de silos que de sous-marins à propulsion nucléaire.

6, quai National - 92-PUTEAUX

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 mesures détaillées portant sur plus de 130 paramètres de transistors. Prix 92,30 F plus frais de recommandation.

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.

**Les Transistors à Effet de Champ
sont maintenant les meilleurs
TRANSISTORS DE COMMUTATION
avec notre nouveau
TEC COMMUTATEUR 2 N 4977
à canal N**

$R_{SAT} < 15$ ohms

AIRtronic



AMELCO

**CARACTÉRISTIQUES DU
2 N 4977**

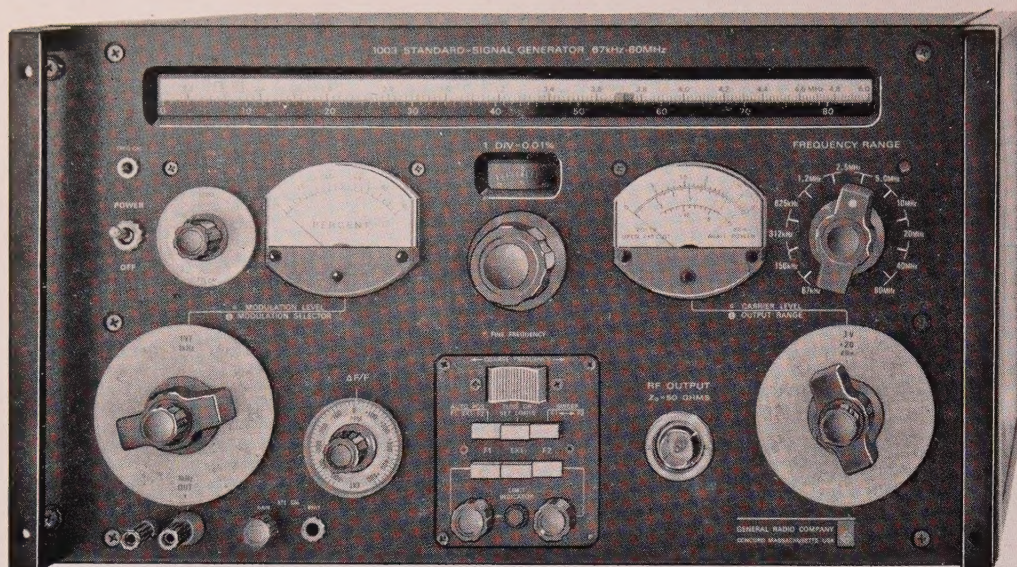
- Résistance de saturation $R_{SAT} \leq 15$ ohms (max.)
- Temps de réponse, $t_d \leq 5$ nsec. (max.)
- Temps de montée, $t_r \leq 5$ nsec. (max.)
- Temps total de coupure, $t_{off} \leq 20$ nsec. (max.)
- Courant de saturation, $I_{DSS} \geq 50$ mA (min.)
- Tension Drain-Source ≥ 30 V
- Tension de pincement = 4 V min., 10 V (max.)

AIRtronic SEMICONDUCTEURS

USINE ET SERVICES COMMERCIAUX
Cité des Bruyères - Rue Carlé Vernet
92 - SÈVRES
Téléph. : 626-02-35 (10 lignes groupées)
626-24-38 (6 lignes groupées)



GENERAL
RADIO C^o



Le plus stable
des générateurs H.F.
67 KHz à 80 MHz
avec en options :
— Programmation
de fréquences
— Wobulation
de fréquences

Une INNOVATION dans la conception des circuits du générateur 1003 permet d'obtenir une stabilité de fréquence environ 10 fois supérieure aux modèles courants sans nuire aux autres performances

Le moyen d'obtenir cette stabilité réside dans le circuit générateur de fréquence qui ne comporte qu'un seul oscillateur très stable suivi de diviseurs pour obtenir les différentes sous gammes. Ainsi toutes les gammes ont la même stabilité élevée et leurs commutations s'opèrent sans qu'il se produise d'instabilités transitoires. Après la période de mise en température la dérive est de l'ordre de $1 \cdot 10^{-6}$ par 10 minutes soit au moins 10 fois mieux qu'aucun autre générateur.

Cet appareil entièrement transistorisé couvre la gamme 67 KHz - 80 MHz. Son utilisation est aussi facile que rapide. Le positionnement de l'index de fréquence sur le large cadran se fait au moyen d'un moteur. Le réglage fin est donné par un vernier gradué en 0,01 % et un super vernier électronique DONC SANS JEU permet de se caler à $2 \cdot 10^{-6}$ de la fréquence.

Le réglage de fréquence par moteur

trouve une complète utilisation dans la version à commande automatique. En effet grâce à ce dispositif il est possible soit de programmer plusieurs fréquences qui pourront être reproduites à 0,1 % soit de prérégler deux fréquences limites qui détermineront une plage quelconque de balayage automatique.

Un circuit d'étalonnage par quartz, également fourni dans l'option précédente, procure des battements tous les 50 KHz, 200 KHz et 1 MHz et permet d'obtenir une précision de fréquence de $2 \cdot 10^{-5}$.

La tension de sortie 3 Volts sur 50 ohms est constante en fonction de la fréquence et peut être étalonnée au moyen d'un atténuateur de 155 db de variation par bonds de 10 db.

L'amplitude du signal et le taux de modulation peuvent être commandés à distance. Le signal délivré peut être modulé de 0 à 95 % à 400 Hz et à 1000 Hz. La distorsion d'enveloppe n'atteint pas 2 % pour 70 % de modulation tandis que la modulation de phase parasite est inférieure à 0,1 radian pour un taux de 30 %.

RENSEIGNEMENTS
ET DEMONSTRATION

 **553 32-50**



ETS RADIOPHON

148, AV. DE MALAKOFF - PARIS 16^e • TELEX 25849 RDIOFON - PARIS
SUD-EST : 78, MONTÉE DES SOLDATS - CALUIRE (RHONE) • TÉL (16.78) 29.50.12
AUX U.S.A. : RADIOPHON CORP - 509, MADISON AVENUE - NEW-YORK